

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1995

8

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛУЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК (Отделение физико-технических проблем энергетики),
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ**СОДЕРЖАНИЕ**

Гуревич Ю.Е., Файбисович Д.Л., Хвощинская З.Г. О бесперебойности электроснабжения промышленных потребителей	2
Анненков В.З. Зоны искрообразования и пробой грунта при растекании тока в сосредоточенных заземлителях	10
Орлов А.В., Темников А.Г. Влияние полых диэлектрических объектов на характер разрядных явлений	18
Антонов Б.М., Кувшинов А.А., Курносов Б.Д., Лабунцов В.А., Лазарев Н.С., Стукачев А.В. Характеристики и конструкция вентильных преобразователей для сверхпроводящих накопителей энергии	23
Ефименко Е.И. Математические модели электрических машин с электромагнитной редукцией	31
Шестаков В.М. Выбор рациональных структур и параметров системы автоматического регулирования электроприводов непрерывно-поточных агрегатов	39
Шакиров М.А. Синтез конформных отображений для составных односвязных областей в расчетах электростатических полей	43
Казakov О.А. О вольт-амперной характеристике дугового разряда переменного тока	49
Прокуроров Н.С. Аналитическое решение уравнений установившегося режима электроэнергетической системы	57
Вильд Г., Цинк В. Полное обеспечение передач постоянного тока цифровыми средствами управления и защиты	61

ИЗ ИСТОРИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Александров Ю.А. Первая энергосистема в России	66
--	----

ЗАМЕТКИ И ПИСЬМА

Шаталов А.С. Топологический анализ обобщенного и частных режимов трансформаторов по графам	69
--	----

БИБЛИОГРАФИЯ

Копылов И.П. Рецензия на книгу Попова В.И., Петрова Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока (основы теории и расчетов)	71
--	----

ХРОНИКА

Герасимов В.Г. Общее собрание АЭН РФ	73
Памяти Андроника Гевондовича Иосифьяна (К 90-летию со дня рождения)	77
Михаил Моисеевич Ботвинник (некролог)	79

CONTENTS

Gurevich Yu.Ye., Faibisovich D.L., Khvoshchinskaya Z.G. Uninterrupted Power Supply of Industrial Plants	2
Annenkov V.Z. Sparking Zone and Soil Breakdowns During Lighting Current Spreading from Concentrated Ground Connection	10
Orlov A.V., Temnikov A.G. Influence of Hollow Dielectric Objects on the Character of Discharge Phenomena	18
Antonov B.M., Kuvshinov A.A., Kurnosov B.D., Labuntsov V.A., Lazarev N.S., Stukachiov A.V. Characteristics and Construction of the Converter for the Superconducting Magnetic Energy Storages	23
Yefimenko Ye.I. Mathematical Models of Electrical Machines with Electromagnetic Reduction	31
Shestakov V.M. Selection of Rational Structure and Parameters of the Regulatory Type ACS Intended for Continuous Flow Agregates Electric Drives	39
Shakirov M.A. Synthesis of Conformal Mapping for Composite Simply-Connected Domains	43
Kazakov O.A. About of Volt-Ampere Curve of Periodic Current Arc Discharge	49
Prokurorov N.S. Analytical Solution of Equations of Steady-State Conditions of Electrical Power System	57
Wild G., Zink W. Full Provision of Direct Current Transmission with Digital Means of Control and Protection	61
FROM the HISTORY of ELECTRICAL ENGINEERING Alexandrov Yu.A. The First Power System in Rusia	66

NOTES and LETTERS

Shatalov A.S. Topological Analysis of Generalized and Particular Regimes of a Transformer by Means of Graphs	69
--	----

BIBLIOGRAPHY

Kopylov I.P. Pewiew of the Book «Three-Phase Special and Combined Windings of Electrical Machines (Principles of Theory and Calculations)» by V.I. Popov and Yu.N. Petrov	71
---	----

CHRONICLE

Guerasimov V.G. General Meeting of Academy of Electrotechnical Sciences of Russian Federation	73
In Memory Andronik Guevondovich Iosifyan (to Mark the 90-th Anniversary of Birth)	77
Mikhail Moiseyevich Botvinnik (Obituary Notice)	79

О бесперебойности электроснабжения промышленных потребителей

ГУРЕВИЧ Ю.Е., ФАЙБИСОВИЧ Д.Л., ХВОЩИНСКАЯ З.Г.

Рассматривается задача обеспечения бесперебойной работы промышленных потребителей при большей части кратковременных возмущений в системе электроснабжения и безаварийного прекращения работы при остальных, наиболее тяжелых и редких возмущениях. Предлагаются принципы, необходимые для эффективного решения этой задачи. Рассматриваются вопросы создания соответствующей нормативной и методической базы для проектирования промышленных предприятий с непрерывной технологией и их систем электроснабжения.

Ключевые слова: промышленные предприятия, электроснабжение, непрерывная работа, нормативная и методическая база

Системы электроснабжения крупных промышленных предприятий с непрерывными технологическими процессами (НТП) до настоящего времени проектируются и вводятся в работу без достаточных средств, обеспечивающих бесперебойность работы потребителей в большинстве кратковременных нарушений электроснабжения, в том числе при нарушениях, которые являются обычными (расчетными) при работе энергосистем [1].

Задачи, возникающие в связи с воздействиями длительных и кратковременных нарушений электроснабжения на промышленных предприятиях, методологически различны. Длительными нарушениями здесь названы такие нарушения, при которых напряжение, удовлетворяющее требованиям послеаварийных режимов [2], восстанавливается в результате оперативных переключений или после ремонта. При кратковременных нарушениях (возмущениях нормального режима, представляющих собой, как правило, провалы напряжения различной глубины и длительности) напряжение восстанавливается автоматически в результате ликвидации КЗ или действия АПВ, АВР. Различие между этими задачами состоит в том, что решение второй из них в общем случае требует детального рассмотрения переходных процессов, возникающих в результате возмущения в системе электроснабжения (СЭС) и на самом предприятии, в его электрическом и технологическом оборудовании. Поэтому вторая задача много сложнее, чем первая.

Ущерб, возникающий из-за нарушений электроснабжения, полезно рассматривать как совокупность двух основных составляющих: ущерба от вынужденного простоя, пропорционального длительности перерыва питания, и ущерба от вне-

The problem of ensuring uninterrupted power supply of industrial consumers in cases of short-time power supply disturbances, which are mostly frequent, and trouble-free stoppage of work in other serious but rare cases, which are is considered. Principles for effective solving this problem are proposed. Questions of creating the regulatory and methodical basis for designing continuous-process industrial plants and their power supply are discussed.

Key words: industrial plants, power supply, continuous operation, regulatory and methodical basis

запности нарушения НТП, который определяется временем, затрачиваемым на возобновление НТП после восстановления питания (на ряде производства на это уходят многие часы), потерями сырья, материалов, перерасходом энергии, повреждением оборудования. Внезапные нарушения НТП при наложении других неблагоприятных обстоятельств могут привести к особо опасным последствиям — до экологических катастроф включительно при отказе системы безаварийного прекращения НТП.

При кратковременных нарушениях электроснабжения ущерб от вынужденного простоя незначителен, а при оценках ущерба от внезапности нарушения НТП нужно учитывать, в первую очередь, именно кратковременные возмущения (те, которые могут вызывать нарушение НТП), так как кратковременные возмущения случаются в десятки раз чаще, чем длительные перерывы питания. Для предприятия, ныне работающего только часть времени, ущерб от вынужденного простоя может быть несуществен, а ущерб от внезапности нарушения НТП останется значительным.

Реакция НТП на кратковременные возмущения и возможность предотвратить нарушения НТП определяется свойствами всего комплекса СЭС—НТП: параметрами внешнего и внутреннего электроснабжения, электроприводов, технологического оборудования, систем релейной защиты и автоматики в СЭС и технологической автоматики НТП. Здесь не имеется в виду питание маломощных электроприемников, например систем управления НТП, поскольку для них, если их роль ответственна, наилучшим решением обычно является применение агрегата бесперебойного питания (АБП). Речь идет об электроснабжении ответственной нагрузки, суммарная мощность ко-

торой настолько велика, что нерационально использование АБП.

Анализ нарушений НТП, имевших место на предприятиях нефтяной и газовой промышленности, металлургических, целлюлозно-бумажных и других предприятиях, по причинам, связанным с кратковременными нарушениями электроснабжения, показал, что их влияние на промышленное производство значительно. Например, по нашим статистическим данным, собранным на крупных предприятиях в 80-е годы, среднее число нарушений технологического процесса составило: химическое предприятие 6—8, целлюлозно-бумажный комбинат 8—9, горно-обогатительный комбинат 8—10, газоперерабатывающий завод 17 раз в год. Число нарушений работы предприятия по причинам длительного перерыва питания в 5—10 раз меньше. В приведенные данные не входят показатели для предприятий, которые имеют заведомо неблагоприятные условия внешнего электроснабжения из-за неосвоенности региона и неразвитости сетей энергосистем.

Анализ нарушений НТП приводит к выводу, что в общем случае обеспечить эффективную противоаварийную систему можно только тогда, когда воздействия кратковременных нарушений электроснабжения на НТП рассматриваются при проектировании предприятия и его СЭС, и тогда же принимаются меры к тому, чтобы в необходимой степени ослабить эти воздействия [3]. Для этого существуют два способа:

снижение чувствительности НТП к возмущениям в СЭС;

ослабление самих возмущений и сокращение их числа.

Наиболее эффективные противоаварийные меры в зависимости от конкретных условий могут относиться к различным частям упомянутого комплекса СЭС—НТП, причем как к системам защиты и управления, так и к выбору основного оборудования предприятия и СЭС. Соответственно, чтобы обеспечить защиту НТП от воздействий кратковременных нарушений электроснабжения, нужно согласованное — в части выбора эффективных и рентабельных противоаварийных мер — проектирование промышленных потребителей и их СЭС. Несмотря на очевидную необходимость такого согласования, на практике оно отсутствует.

Известные требования к независимости источников питания и другие требования к СЭС, приведенные в [2], обычно достаточны, если НТП нечувствителен к перерывам питания на несколько секунд или десятков секунд. Если же такие перерывы питания могут привести к нарушению НТП, то наличия нескольких независимых источников питания и АВР недостаточно, так как работа электроприемников может необратимо на-

рушаться в результате самого КЗ даже при вполне благополучном послеаварийном режиме. Здесь следует иметь в виду, что в [2] независимость источников питания рассматривается именно *по послеаварийному режиму* (см. [2], п. 1.2.10). Из этого параграфа, в частности, следует, что два источника питания какой-либо совокупности электроприемников являются независимыми тогда, когда отключение одного любого элемента СЭС не приводит к потере питания этих электроприемников. Три независимых источника питания имеют место тогда, когда не вызывает потери питания отключение любых двух элементов СЭС. Конечно, число независимых источников питания определяется по нормальной, а не ремонтной схеме СЭС.

Что касается независимости источников питания *по аварийному режиму*, т. е. независимости во время КЗ, то в этом смысле независимыми можно было бы считать только такие источники, при которых КЗ на одном источнике не вызывает снижения напряжения на другом. В обычных сетях, где не применяются специальные «развязки», например, в виде вставок постоянного тока, все источники питания взаимозависимы по аварийному режиму.

Ради таких случаев в [2] (п. 1.2.12) оговорено, что «следует учитывать ... аварийные ... режимы». Этому требованию (применительно к СЭС промышленных предприятий с НТП) как раз отвечает анализ воздействия кратковременных нарушений электроснабжения на потребителя с разработкой противоаварийных мер.

Рассматриваемой проблеме надежности электроснабжения промышленных предприятий с НТП в связи с кратковременными возмущениями в СЭС посвящены инструктивные материалы института «Тяжпромэлектропроект» [4]. В развитие их институтами «Энергосетьпроект» и ВНИИЭ были выполнены обоснования и разработка «Требований по согласованному проектированию внешнего и внутреннего электроснабжения крупных промышленных комплексов с непрерывными технологическими процессами», содержащие принципы, основанные на следующих исходных положениях.

1. Задача обеспечения *бесперебойного электроснабжения* имеет смысл и важное значение применительно к длительным нарушениям электроснабжения, поскольку вероятность длительного перерыва электроснабжения можно свести к достаточно малой величине, выбирая соответствующее число независимых источников питания и соответствующую автоматику (АВР). Применительно к *кратковременным* нарушениям ставить задачу о бесперебойности электроснабжения нельзя, так как всегда есть значительная вероятность

возникновения КЗ. Для рассматриваемых предприятий должна решаться задача обеспечения бесперебойности НТП. Затраты на ее решение в сравнении с ущербами от нарушений НТП определяют выбор противоаварийных мер.

Необходимо учитывать не только возмущения, во время которых потребитель оказывается отключенным от источника питания, но и снижения напряжения, вызванные КЗ на «чужих» линиях электропередачи, отключение которых не отделяет потребителя от источника питания. Такие возмущения часто имеют меньшую продолжительность, так как перерыв питания здесь равен времени отключения КЗ, а не времени КЗ+АВР, но все же длительность КЗ на «чужих» линиях может быть значительной, особенно при действии вторых ступеней защит и тогда, когда отключение КЗ сопровождается отказом выключателя и действием УРОВ. Вероятность возмущения, вызванного КЗ на «чужой» линии, обычно много больше, чем КЗ на линиях, непосредственно питающих предприятие, так как погонная длина «чужих» линий в непосредственной близости к предприятию больше, чем длина линий, его питающих.

2. Направление поиска эффективной системы противоаварийных мер зависит от того, какая продолжительность перерыва электроснабжения является для рассматриваемого НТП критической. Имеются три характерные случая.

Первый случай: критическая длительность перерывов электроснабжения такова, что после кратковременных возмущений остается время, достаточное для действия автоматики повторного пуска двигателей (АПП). Тогда систему противоаварийных мер полезно строить именно на использовании АПП. При этом двигатели в случае глубокого снижения напряжения отключаются от сети и пускаются повторно после восстановления напряжения такими очередями, которые обеспечивают допустимость как напряжений в процессе пусков, так и общей продолжительности пусков. При АПП можно восстанавливать нормальную работу двигателей и при относительно «слабой» питающей сети, в ремонтных схемах и пр. Действия систем технологической автоматики отстраиваются от перерыва питания и на время АПП.

Второй случай: критическая длительность перерывов электроснабжения не оставляет времени для осуществления АПП, но перерывы питания на 0,2—0,3 с (время отключения КЗ быстродействующими защитами) опасности не представляют. Тогда систему противоаварийных мер нужно выбирать из условия обеспечения устойчивости и самозапуска двигателей, в том числе при возмущениях, сопровождающихся действием АВР. Первоочередные задачи — оценить условия устойчивости и самозапуска двигателей, выделить

случаи, когда эти условия не обеспечиваются, и, исходя из этого, наметить необходимые меры. Сопоставляются различные возможности:

ускорение действия защит и АВР;

повышение напряжений в моменты времени, непосредственно следующие за возмущением (изменением схемных решений' установкой источников реактивной мощности с быстродействующим регулированием по напряжению, сооружением собственной электростанции и др.);

снижение чувствительности НТП к возмущениям в СЭС (расширением зоны допустимых изменений технологических параметров, применением специальных систем управления НТП, изменением типов приводов, в том числе переходом на неэлектрический, например, газотурбинный привод, и др.);

принятие мер, снижающих повреждаемость электрооборудования СЭС и самого предприятия; использование различных АБП.

Третий случай: критическая длительность перерывов электроснабжения меньше длительности КЗ, ликвидируемых быстродействующими защитами. Противоаварийные меры те же, что во втором случае, но способы сокращения длительности возмущений здесь скорее всего нереальны. Более перспективно использование АБП или внесение изменений в технологическую схему производства для снижения чувствительности НТП к возмущениям.

3. Выбор эффективной системы противоаварийных мер требует, чтобы для каждого вида производства (исходя из степени опасности внезапного нарушения НТП и стоимости противоаварийных мер) был обоснован перечень таких («расчетных») возмущений, при которых сохранение НТП технически возможно и экономически рентабельно. При всех более тяжелых возмущениях должно обеспечиваться безаварийное прекращение НТП.

Целесообразно, чтобы перечень расчетных возмущений для электроприемников I группы содержал, как минимум, следующие возмущения: все виды КЗ в схемах внешнего и внутреннего электроснабжения на ВЛ, КЛ, в ОРУ и ЗРУ напряжением 220 кВ и ниже, а также однофазные и двухфазные на землю КЗ на ВЛ более высоких напряжений; все перечисленные случаи — при нормальной схеме СЭС и при условии правильного действия релейной защиты, автоматики и выключателей. Для электроприемников особой группы I категории дополнительно: указанные виды КЗ с отказом одного выключателя 110—220 кВ и действием УРОВ. Вопросы о введении в список расчетных возмущений случаев КЗ во время ремонтного режима, т.е. при неполном составе включенных линий и трансформаторов, а также

об учете отказа секционного выключателя стоят достаточно остро, но могут решаться, по-видимому, только исходя из конкретных условий.

4. Предприятия должны заранее располагать информацией о длительностях кратковременных возмущений, возможных в конкретных условиях электроснабжения, и об ориентировочных значениях вероятностей возникновения этих возмущений (ожидаемое число раз в год). Такая информация необходима на самых ранних стадиях проектирования предприятия и его СЭС, в первую очередь для того, чтобы заблаговременно выполнить анализ влияния возмущений в СЭС на НТП.

Основная трудность выбора противоаварийных мер состоит в том, что на их эффективность может существенно повлиять даже небольшое изменение параметров СЭС и НТП, т.е. каждый раз нельзя обходиться без количественного анализа. Это относится, в частности, к одному из наиболее важных вопросов внешнего электроснабжения: к секционированию питания, т.е. к таким отключениям линий или секционных и междушинных выключателей, которые уменьшают глубину снижения напряжения на одном вводе при КЗ на другом, не создавая опасности полного разделения источников на несинхронно работающие части (например, в случае аварийного отключения какого-либо элемента СЭС).

Секционирование участка сети может дать значительный эффект, сокращая при каждом возмущении число электроприемников, на шинах которых снижается напряжение, и облегчая действие АВР, но при этом возможны и отрицательные последствия. Секционирование сети может приводить к ее ослаблению, росту потерь активной мощности и ухудшению надежности электроснабжения других потребителей. Не всегда полезно секционирование сети и для того предприятия, электроснабжение которого рассматривается. Например, на рис. 1,а показана схема, где в случае КЗ на линии Л1 для восстановления питания потребителя достаточно ее отключения; в секционированной схеме на рис. 1,б при том же КЗ необходимо, кроме того, действие АВР,

что увеличивает длительность перерыва электроснабжения.

Неоднозначен выбор наилучшего варианта и в отношении числа питающих линий. Его выбор уменьшает вероятность того, что предприятие останется без питания на длительное время (например, из-за КЗ в ремонтной схеме), но одновременно увеличивается число КЗ — пропорционально суммарной длине линий.

Реакция НТП на возмущения в СЭС во многом зависит от состава электроприемников. Например, использование асинхронных двигателей (АД) вместо синхронных (СД) увеличивает предельную по устойчивости двигателей длительность КЗ; таким же образом влияет увеличение моментов инерции агрегатов (для средних условий электроснабжения эти обстоятельства иллюстрирует рис. 2). Иногда одно лишь изменение типа привода позволяет добиться нужного эффекта.

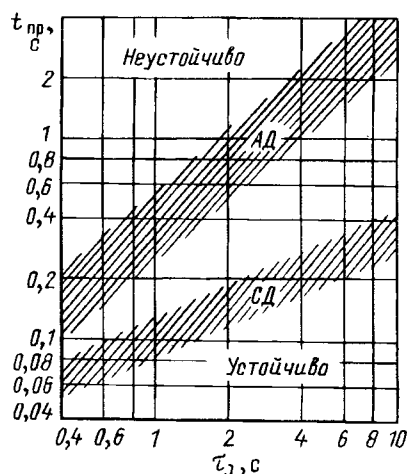


Рис. 2. Длительности трехфазных КЗ, предельные по устойчивости АД и СД, имеющих разные механические постоянные инерции

Однако при всей многовариантности решений рассматриваемой задачи имеется и много общего, что может быть представлено как система требований, предъявляемых к СЭС предприятий с НТП и приведенных в упомянутых выше «Требованиях по согласованному проектированию...». В части внешнего электроснабжения предприятий, чувствительных к кратковременным возмущениям, наиболее важными являются следующие вопросы.

1. Определение числа узловых распределительных подстанций и их размещение.

2. Возможность предъявления дополнительных (по отношению к ПУЭ) требований к независимым источникам питания:

по минимальному значению остаточного напряжения на одном источнике питания при КЗ на элементах СЭС, относящихся к другому источнику;

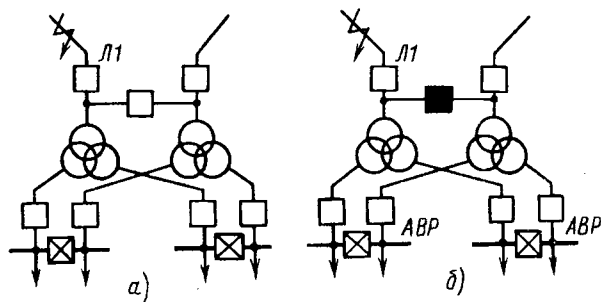


Рис. 1. К вопросу о секционировании участка сети

по длительности тех КЗ в сети внешнего электроснабжения, которые сопровождаются глубоким снижением напряжения при штатной работе релейной защиты и выключателей;

по автоматическому отделению от энергосистемы собственной электростанции предприятия вместе со сбалансированной нагрузкой при тяжелых системных авариях.

3. Недопустимость использования подстанций с короткозамыкателями и отделителями.

4. Оснащение всех элементов сети напряжением 110 кВ и выше быстродействующими защитами, как основными, так и резервными, отключающими поврежденный элемент с обоих концов с выдержкой времени не более 0,1 с.

5. Применение ОАПВ наряду с ТАПВ (при этом существенно, чтобы в сетях внешнего электроснабжения включение питающей линии под напряжение производилось при АПВ со стороны, противоположной предприятию с НТП; исключение составляют линии, отходящие непосредственно от шин электростанций).

6. Обеспечение возможности работы СД (во всех длительных режимах работы энергосистемы) с выдачей номинальной реактивной мощности при соблюдении требований к качеству напряжения на предприятии и в энергосистеме.

7. Обеспечение допустимости для энергосистемы и для других потребителей аномальных режимов:

внезапных сбросов нагрузки, обусловленных возмущениями в системообразующей сети энергосистемы или в СЭС данного предприятия (в том числе сбросов нагрузки, соответствующих остановке одной технологической линии или нескольких технологических линий, если они связаны технологической автоматикой или питанием от одного ГПП);

набросов реактивной нагрузки при самозапусках больших групп двигателей;

набросов реактивной нагрузки и значительных ее колебаний при асинхронных режимах возбужденных СД.

В части внутреннего электроснабжения основными вопросами являются:

обеспечение самозапуска и АПП двигателей;

предотвращение излишних отключений ответственных двигателей в результате отпадания контактов магнитных пускателей во время внешних КЗ, срабатывания защит минимального напряжения и технологических блокировок и по тому подобным причинам;

отключение в случае необходимости при аварийных режимах в энергосистеме тех электроприемников, от которых не зависит бесперебойность НТП.

Особая группа требований относится к функциональным схемам АВР (в настоящее время параметры срабатывания АВР нередко таковы, что восстановления нормальной работы двигателей после АВР не происходит).

Остальные требования — к собственной электростанции предприятия, электроприводам и системам управления НТП — представляют собой дополнения к ПУЭ по частным вопросам, связанным с необходимостью обеспечивать бесперебойность НТП при кратковременных нарушениях электроснабжения, а в тех случаях, когда НТП не может быть сохранен — обеспечивать его безаварийное прекращение (при этом полное прекращение питания от энергосистемы и от местных источников, кроме АБП, или сохранение питания, но с не допустимо низким напряжением, не должны создавать препятствий к действию системы безаварийного прекращения НТП).

Таким образом, в «Требованиях по согласованному проектированию...» затронуто много вопросов, существенных для проектирования СЭС предприятий с НТП. Но из-за упомянутой зависимости оптимальных решений от конкретных условий прямые указания о том, какие решения следует принимать, даются лишь по части вопросов. В остальных случаях, из-за необходимости учета и технических, и экономических факторов, было возможным указывать не само решение, а лишь способ получения (например, рекомендовать выбор сопоставляемых расчетных вариантов). Поэтому работу по созданию норм проектирования предприятий с НТП нельзя считать законченной. Ее нужно продолжать в двух направлениях.

Во-первых, конкретизации большинства требований и рекомендаций применительно к определенным отраслям промышленности и различным регионам России, отличающимся условиями электроснабжения.

Во-вторых, составления методических указаний по способам выбора и проверки эффективности противоаварийных мер для предприятий с НТП, чувствительных к возмущениям в энергосистеме. Такая задача достаточно близка к задачам анализа устойчивости и выбора средств противоаварийной автоматики энергосистем, опыт решения которых имеется.

Для действующих предприятий противоаварийные меры остаются теми же, что и для проектируемых объектов, с очевидными ограничениями, обусловленными невозможностью изменить структуру связей в СЭС, типы электроприводов, основные технологические параметры НТП и пр. Несмотря на все ограничения решения, дающие хотя и неполный, но значитель-

ный эффект, как показывает опыт, могут быть найдены (см. приложение).

Встречаются тривиальные случаи. Несколько лет тому назад были обследованы выбранные случайным образом 74 крупных промышленных предприятия в 14 энергосистемах. Оказалось, что на 12 предприятиях не было третьего независимого источника питания для электроприемников особой группы I категории, в том числе на трех из семи обследованных пожаро- и взрывоопасных предприятий; 16 предприятий из 74 вообще не имели АВР или имели АВР, не обеспечивающий восстановления работы двигателей. В этих случаях необходимые решения, возможно и недостаточные, очевидны. Сложнее, когда основные требования ПУЭ выполнены, но кратковременные возмущения в СЭС остаются частой причиной нарушения НТП.

Обычный разбор аварии персоналом предприятия и энергонадзора кончается тем, что констатируется исходная причина («снижение напряжения в энергосистеме») и последствия этого возмущения на предприятии. На основании того, что «оборудование работало в соответствии с проектом» (чаще всего это действительно так) делается вывод о том, что на предприятии нет необходимости в осуществлении каких-либо противоаварийных мер. Претензии к энергосистеме сводятся к тому, что «глубоких снижений напряжения не должно быть».

Очевидно, нужен не формальный, а фактический разбор нарушений НТП. Для того чтобы помочь работникам энергосистем и энергетикам предприятий в диагностике конкретных причин нарушений НТП и в составлении планов противоаварийных мероприятий, ВНИИЭ и «Энергосетьпроект» в 1993 г. по заказу РАО «ЕЭС России» были разработаны «Рекомендации по противоаварийным мероприятиям в системах электроснабжения действующих промышленных предприятий с непрерывными технологическими процессами» в которых приведены:

основные требования к электроснабжению и электропотреблению, направленные на обеспечение бесперебойности НТП при большинстве возмущений в энергосистеме;

общая информация о причинах нарушений НТП, составленная для лиц, не имеющих опыта в решении подобных задач (нарушение устойчивости двигателей, вторичные нарушения их устойчивости, вызванные переходом СД в асинхронный режим, причины самоотключений двигателей и невозможности их самозапуска, случаи неэффективности АВР, определение допустимого для НТП времени перерыва в работе двигателей и выбор между двумя альтернативными возможностями: обеспечение самозапуска или АПП);

рекомендации по анализу аварий и определению состава противоаварийных мероприятий, сгруппированные по пяти классам возмущений: длительные нарушения электроснабжения по обоим вводам, длительные нарушения электроснабжения по одному выводу, кратковременные нарушения электроснабжения, не требующие действия АВР, неоднократные снижения напряжения (при неуспешных АПВ и асинхронных режимах в энергосистеме), выделение электроприемников на автономное электроснабжение от местной электростанции;

примеры анализа нарушений НТП.

Нередко встречаются случаи, когда качественного анализа аварий достаточно для того, чтобы определить состав необходимых противоаварийных мероприятий. В других случаях выбрать оптимальные противоаварийные мероприятия не удастся без количественного анализа. Тогда нужны расчеты переходных процессов при различных возмущениях и различном составе противоаварийных мероприятий. (Примеры, приведенные в приложении, составлены в основном по таким случаям, когда для выбора эффективных мероприятий требовался количественный анализ.)

Заключение. И потребители, и энергосистемы заинтересованы в том, чтобы большинство нарушений электроснабжения не вызывало прекращения работы потребителей. Для решения этой задачи в каждом конкретном случае может быть подобран комплекс координированных противоаварийных мероприятий в системе электроснабжения и электропотребления предприятия, причем состав этих мероприятий определяется особенностями технологического процесса, электроприемников, схемы электроснабжения, а также параметрами электрических защит и электрической и технологической автоматики. В настоящее время имеются возможности решать эту задачу применительно и к действующим, и к проектируемым промышленным предприятиям. Для обоих случаев подготовлены (в первом приближении) требования и рекомендации. На этой базе целесообразно разрабатывать нормы проектирования электроснабжения предприятий, чьи технологические процессы чувствительны к кратковременным нарушениям электроснабжения, применительно к конкретным отраслям промышленности и различным регионам России.

Приложение. Примеры анализа нарушений работы предприятий. Для очень многих производств основная часть случаев нарушения НТП связана с кратковременными возмущениями, которые для энергосистемы являются рядовыми и не вызывающими нарушений в работе самой энергосистемы. Острота и конфликтность ситуаций обостряется еще и тем, что удельная повреждаемость линий и другого оборудования энергосистем велика, и число нарушений НТП одного предприятия в год нередко измеряется десятками. В большом числе случаев высокая чувствительность предприятий обусловлена двумя обстоятельствами: самоотклю-

чениями магнитных пускателей при снижении напряжения и нарушениями устойчивости СД. Далее рассмотрено несколько менее «стандартных» случаев.

1. *Комбинат по производству минеральных удобрений.* Предприятие имеет три четырехсекционные подстанции глубокого ввода. Фрагмент схемы питания комбината показан на рис. 3. Имеются жалобы предприятия на то, что при КЗ в сети 110 кВ глубокие снижения напряжения имеют место на секциях шин 6 кВ, питающихся от обоих источников (А и В), и нарушения работы двигателей захватывают все предприятие. Действительно, в данной схеме трехфазные КЗ, возникшие на одном вводе, вызывают снижение напряжения на другом вводе до 40–50 % нормального, а при трехфазных КЗ вблизи подстанций С или D напряжения на вводах предприятия снижаются одинаково глубоко: до 30–40 %. Опасными являются и многие двухфазные КЗ на землю. Был поставлен вопрос об отключении линий С–В и А–D для более глубокого секционирования питания. Анализ показал, что при существующих самоотключениях

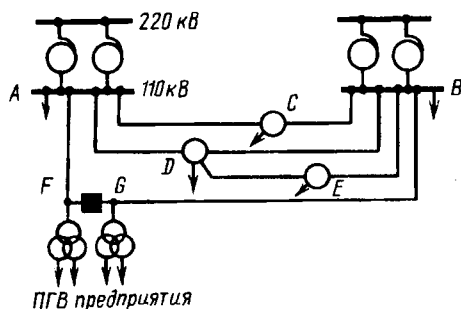


Рис. 3. Схема части сети 110 кВ, от которой питается предприятие (С, D, E — подстанции 110 кВ)

двигателей и при низком уровне устойчивости СД отключение линий С–В и А–D не улучшает ситуации: снижение напряжения на вводе, более удаленном от места КЗ, уменьшается незначительно, но напряжение на вводе, ближайшем к месту КЗ, снижается больше. Общее число случаев, когда нарушается НТП хотя бы на части предприятия при отключении линий С–В, А–D, возросло бы с 6+8 до 9+10 раз в год, хотя число случаев, когда нарушения захватили бы все четыре секции шин 6 кВ ПГВ, снизилось бы почти до нуля.

Более эффективны средства, предотвращающие излишние отключения двигателей и повышающие устойчивость СД. Расчеты, в которых учитывались все виды КЗ и все места их возникновения, показали, что если при существующей схеме электроснабжения рассматриваемые КЗ дают 6–8 нарушений работы предприятия в год, то после принятия этих мер число таких нарушений в той же схеме снизится до 0,2 в год. После принятия этих необходимых мер вопрос об отключении линий С–В, А–D теряет актуальность; глубокое секционирование сети здесь нецелесообразно.

2. *Горно-обогатительный комбинат.* Предприятие питается от подстанции 330/220 кВ по двум линиям 220 кВ протяженностью 225 км. Примерно 60 % всей активной мощности, получаемой из энергосистемы потребляют СД и при номинальном возбуждении покрывали бы всю потребность предприятия в реактивной мощности. Тем не менее, на ГПП предприятия 220/110 кВ установлены и используются две конденсаторные батареи по 55 Мвар. Соответственно СД работают с низкими уровнями возбуждения, что резко снижает их динамическую устойчивость.

При анализе нарушений НТП обнаружили два обстоятельства: во-первых, нарушения происходят при всех видах КЗ на питающих ВЛ, в том числе однофазных, что

на других объектах встречается редко, и, во-вторых, нарушения происходят при нагрузке, превышающей 160 МВт.

Расчеты показали, что при отключении одной из двух линий без каких-либо возмущений работа предприятия с полной нагрузкой, превышающей 180–190 МВт, невозможна. Следовательно, прежде всего нужно обеспечить возможность работы предприятия в послеаварийных режимах с одной линией 220 кВ. В перспективе это — строительство новой линии. До этого необходима специальная автоматика отключения части неотвечественной нагрузки (САОН), срабатывающая при переходе к таким режимам, когда работа с полной нагрузкой невозможна.

Комплекс противоаварийных мероприятий, рассчитанный на сохранение НТП при большинстве возмущений в системах внешнего и внутреннего электроснабжения, для этого предприятия содержит (помимо того, что относится к дальней перспективе):

- применение двухступенчатой САОН;
- ликвидацию каскадного действия релейной защиты питающих (тупиковых) линий 220 кВ;
- оснащение питающих линий 220 кВ устройствами ОАПВ;
- перевод СД на работу с токами возбуждения, близкими к номинальным;
- введение в работу автоматических регуляторов возбуждения СД;
- использование конденсаторных батарей только в тех режимах, когда генерация реактивной мощности СД недостаточна для обеспечения нормальных напряжений в сети 6 кВ предприятия;

оснащение существующих систем полуавтоматического управления НТП устройствами бесперебойного питания;

оснащение магнитных пускателей ответственных двигателей 380 В приставками, обеспечивающими АПВ пускателей после кратковременных перерывов электроснабжения.

Количественные оценки эффективности противоаварийных мероприятий для данного предприятия приведены в таблице, из которой видно, что ввод в эксплуатацию дополнительной линии при том, что существующие линии имеют явно недостаточную пропускную способность, даст лишь небольшое снижение ущерба для потребителя, если не будет сопровождаться достаточными мерами в области противоаварийной автоматики, релейной защиты, коммутационной аппаратуры, средств регулирования и т. п.

3. *Металлургический завод.* Оснащен импортным оборудованием и микропроцессорными САУ, причем все параметры срабатывания САУ установлены иномфирмой. Имеет достаточное число внешних связей. Имеются жалобы на частые (иногда до 2 раз в сутки) нарушения НТП из-за кратковременных снижений напряжения во внешней сети. Нарушения НТП проявляются как остановки производства по командам САУ. Проверка показала, что САУ выдает команду на полный останов НТП в случаях, если напряжение снижено более чем на 20 %, в течение 0,003–0,004 с. Такая установка автоматики отключения агрегатов не совместима с условиями работы в энергосистеме и не диктуется необходимостью, так как двигатели переменного тока, используемые на предприятии, имеют значительные запасы устойчивости по длительности перерывов питания (Здесь, по-видимому, имеет место хотя и естественное, но чрезмерно выраженное стремление иномфирмы оградить оборудование, за работу которого она отвечает, от всяких возмущений. Учтем также, что в энергосистемах Западной Европы и удельные повреждения линий, и их протяженности меньше, чем у нас).

На предприятии нужно пересмотреть (совместно с иномфирмой) настройку систем, отвечающих за прерывание НТП; альтернативной мерой могла бы быть установка на ГПП предприятия крупных СК или СТК.

4. *Целлюлозно-бумажный комбинат.* Основная жалоба — частые отключения (по причинам кратковременных снижений напряжения во внешней сети) тиристорных приводов, от

Схема внешнего электроснабжения	Мероприятия					Число нарушений в год по группам нагрузки			Суммарный ущерб для комбината, %
	а	б	в	г	д	І	ІІ	ІІІ	
Существующая	-	-	-	-	-	8	8	8	100
	-	-	-	+	-	6	6	6	75
	-	-	-	+	+	5	5	5	62
	-	-	+	-	-	3,7	3,7	8	49
	+	-	+	-	-	3,1	3,7	8	44
	+	+	+	-	-	2,3	3,7	8	38
	+	+	+	+	-	2,3	3,7	6	37
	+	+	+	+	+	1	3	5	24
С дополнительной ВЛ 330 кв, разгружающей существующие ВЛ-220	+	+	-	+	-	6,4	6,4	6,4	79
	+	+	-	+	+	0,8	0,8	0,8	10
	+	+	+	+	-	0,4	0,6	1,4	6
	+	+	+	+	+	0,2	0,5	0,8	4

Примечание. Мероприятия: а — предотвращение излишних отключений двигателей; б — повышение устойчивости СД; в — САОН; г — ОАПВ линий 220 кВ; д — ускорение действия РЗ этих линий; + — мероприятие выполнено; - — мероприятие не выполнено; группа нагрузки: І — наиболее ответственная; ІІ — менее ответственная; ІІІ — наименее ответственная.

которых питаются двигатели постоянного тока бумагоделательных машин. При неблагоприятных стечениях обстоятельств нарушения НТП сопровождаются повреждением импортного основного оборудования.

Анализ электрической и технологической схем показал, что, во-первых, установленная в составе тиристорных приводов защита от потери возбуждения двигателей постоянного тока не отличала снижение напряжения на обмотке возбуждения двигателя (это опасный режим, ведущий к значительному увеличению его скорости вращения) от общего снижения напряжения — и на обмотке возбуждения, и на якоре двигателя (что не грозит ему повреждением); срабатывания этой защиты при общем снижении напряжения излишни. Во-вторых, быстродействующая защита тиристор от КЗ на стороне постоянного тока излишне срабатывала при внешних КЗ, даже удаленных, так как не была отстроена от кратковременных бросков выпрямленного тока в момент ликвидации КЗ в СЭС. Противоаварийные меры прямо вытекают из указанного.

5. Газоперерабатывающий завод. Производство в случаях внезапных нарушений НТП становится экологически опасным. В течение одного года имели место 20 нарушений НТП по причинам, связанным с нарушениями электроснабжения. При этом полные прекращения питания имели место 3 раза. В остальных 17 случаях имели место лишь кратковременные снижения напряжения на одном или на обоих вводах, причем при 12 возмущениях оба ввода оставались в работе, а при пяти — в работе оставался один ввод.

По данным иофирмы — поставщика оборудования допустимое по условиям НТП время перерыва электроснабжения составляет 6 с. Фирмой предусмотрена система противоаварийных мероприятий, основанная на применении АПП, в том числе и при АВР. При этом, согласно проекту: в случае снижения напряжения по одному или обоим вводам (напряжение на шинах 6 кВ ниже 70 % номинального) менее чем на 0,5 с, работа предприятия не нарушается; при снижении напряжения ниже 70 % на большее время идет команда на отключение электроприемников соответствующей секции;

АВР осуществляется только тогда, когда напряжение на резервирующей секции шин превышает 90 %, по крайней мере, в течение 4,5—5 с;

если напряжение после перерыва питания восстановилось до уровня 90 % (в результате ликвидации КЗ или действия АВР) не позже чем через 5,5 с после его снижения, то включается программа ступенчатого АПП;

если за 6 с не произошло восстановления напряжения, то вводится в действие система безаварийного прекращения НТП.

Из анализа следует, что основная часть нарушений НТП по причинам, связанным с нарушениями электроснабжения, приходится на случаи, когда продолжительность нарушения электроснабжения больше 0,5, но меньше 6 с;

действие устройств технологической автоматики на ряде агрегатов не согласовано с упомянутой системой противоаварийных мероприятий: ответственные агрегаты отключаются технологической автоматикой раньше того времени, когда начинает действовать программа АПП; в результате НТП оказывается нарушенным;

задача АПП решена не для всех тех агрегатов, от работы которых зависит бесперебойность НТП.

Основными противоаварийными мерами здесь являются: согласование действий технологической и электрической автоматики, выполнение АПП для тех ответственных агрегатов, где этого не сделано; на тех агрегатах, где это является трудно разрешимой проблемой, нужно принять меры к замене электрического привода на паротурбинный, (применение которого для агрегатов данного типа известно).

Второй круг вопросов, актуальных для данного потребителя, — это сокращение числа возмущений во внешней сети, при КЗ в которой напряжения снижаются до 70 % и ниже на обоих вводах; длительности КЗ при работе вторых ступеней защит, а также УРОВ составляют 0,5—3 с.

В связи с этим энергосистеме необходимо обеспечить работоспособность всех основных быстродействующих защит, на ряде линий выполнить работы по установке вторых комплектов быстродействующих защит, произвести замену ряда устаревших выключателей 110 кВ, завершить реконструкцию участка сети с установкой СК на одной из подстанций и частичным секционированием сети для повышения остаточных напряжений во время КЗ, принять меры к преобразованию ряда сетевых подстанций, где имеются короткозамыкатели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Руководящие указания по устойчивости энергосистем. — М.: СПО Союзтехэнерго. 1984.
2. Правила устройства электроустановок/ 6-е изд. Минэнерго СССР — М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. Гуревич Ю.Е., Файбисович Д.Л., Хвошинская З.Г. Особенности электроснабжения промышленных предприятий с непрерывными технологическими процессами. — Электричество, 1990, № 1.
4. Обеспечение бесперебойности электроснабжения производств с непрерывным технологическим процессом. Рекомендации по совершенствованию проектирования. — ВНИПИ ТПЭП, Инструктивные указания по проектированию электромеханических промышленных установок. — М.: Энергоатомиздат, 1990, № 2.

[19.01.95]

Зоны искрообразования и пробой грунта при растекании тока молнии с сосредоточенных заземлителей

АННЕНКОВ В.З.

Из анализа результатов испытаний заземлителей, проведенных различными авторами, а также с учетом вольт-амперных характеристик грунтов, получены формулы для определения фиктивных радиусов искрообразования стержневого заземлителя. Оценены безопасные расстояния в земле между заземлителями в различных грунтах. Результаты расчетов удовлетворительно согласуются с данными испытаний заземлителей.

Ключевые слова: заземление, импульс, земля, стержень

При растекании тока молнии в земле электрические напряженности вокруг заземлителей становятся такими большими, что характеристики грунта изменяются. Сначала предполагалось, что при этом всегда происходит искрообразование в земле, в результате чего размеры заземлителей как бы увеличиваются [1]. Когда были определены пробивные напряженности и вольт-амперные характеристики грунтов, было установлено, что перед пробоем проводимость грунта сильно увеличивается [2].

Были исследованы имеющиеся вольт-амперные характеристики грунтов и установлено, что вплоть до пробоя грунта напряженности в земле E и плотности тока J связаны степенной функцией [3]:

$$E = A J^\beta = E_n^{1-\beta} (\rho J)^\beta, \quad (1)$$

где A и β — коэффициент пропорциональности и нелинейности соответственно; E_n — начальная напряженность, начиная с которой возникают нелинейные процессы в земле.

При небольших напряженностях, когда $E < E_n$; $\beta_1 = 1$ и $A \equiv \rho$ — удельному электрическому сопротивлению грунта и зависимость (1) является законом Ома. Когда напряженность достигает значения E_n , коэффициент нелинейности скачкообразно уменьшается из-за изменения электрон-

но-ионной структуры мицеллы жидкой фазы грунта [4] до значения $\beta_2 = 0,35 \div 0,95$ в зависимости от типа грунта.

Key words: ground, impulse, soil, rod, calculation

При анализе результатов испытаний различных авторов при импульсных токах в несколько тысяч ампер было установлено, что критическая напряженность на границе искровой зоны зависит от размеров этой зоны и уменьшается обратно пропорционально квадратному корню из значения фиктивного радиуса искрообразования $r_{ф.с}$ [5]:

$$E_k = \frac{N}{\sqrt{r_{ф.с}}}, \quad (2)$$

где N — постоянный коэффициент.

Значения этого коэффициента по данным испытаний различных авторов приведены в единицах СИ далее:

наибольшее	$1,78 \cdot 10^5$
среднее (по сопротивлению)	$0,735 \cdot 10^5$
минимальное	$0,219 \cdot 10^5$

Процессы, происходящие в земле при растекании тока молнии, рассмотрим на примере стержневого заземлителя, одного из основных элементов заземляющих устройств, так как полушаровой заземлитель рассмотрен в [5]. При стекании импульсного тока со стержневого заземлителя в общем случае образуется несколько зон: зона искрообразования вблизи стержня, имеющая сравнительно небольшое удельное сопротивление, зона

Авторы: Гуревич Юрий Ефимович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1959 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию по устойчивости энергосистем. Заведующий научно-исследовательским сектором АО «Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики».

Файбисович Давид Львович окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1955 г. Начальник отдела сетей института «Энергосетьпроект».

Хвоцинская Зоя Георгиевна окончила электроэнергетический факультет МЭИ в 1958 г. В 1968 г. защитила кандидатскую диссертацию по вопросам устойчивости турбогенераторов большой единичной мощности. Заведующая научно-исследовательской лабораторией устойчивости и управления режимами энергосистем института «Энергосетьпроект».

нелинейности, где справедлив закон (1) и, наконец, зона остальной земли, где соблюдается закон Ома. Таким образом, зона искрообразования образуется в зоне нелинейности.

В момент начала искрообразования радиус зоны искрообразования равен радиусу стержневого заземлителя: $r_{ф.с.}=r_0$, а критическая напряженность (примерно равна определяемой по пробивному напряжению в однородном электрическом поле $E_k=E_{пр}$). Поэтому из (2) можно определить

$$N = \sqrt{r_0} E_{пр}. \quad (3)$$

Используя данные по значениям коэффициента N можно определить колебания пробивной прочности грунта в однородном электрическом поле (без учета отличия удельного сопротивления верхнего слоя грунта от эквивалентного сопротивления, определяемого по значению сопротивления заземлителя при промышленной частоте):

$$E_{пр} = \frac{N}{\sqrt{r_0}} = \frac{(1,78 \div 0,219) \cdot 10^5}{\sqrt{0,03}} = 10,3 \div 4,6 \text{ кВ/см.}$$

Таким образом, при радиусе стержня, равном 3 см, получаем пробивную напряженность, близкую к определяемой опытным путем в лаборатории на образцах грунта. Если при моделировании используется проволока диаметром около 2 мм, то при среднем значении коэффициента N по формуле (3) получаем пробивную прочность 23 кВ/см, что примерно совпадает со значением, полученным в лаборатории для песчаного грунта.

В соответствии с [6] расстояние в земле S_3 (в метрах) между обособленным заземлителем (молниеотвода или опоры ВЛ) и ближайшей к нему точкой заземляющего контура подстанции

$$S_3 \geq 0,3 R_{и}, \quad (4)$$

где $R_{и}$ — импульсное сопротивление заземлителя отдельно стоящего молниеотвода, Ом.

При этом импульсная прочность земли считается не зависящей от расстояния и равной 3 кВ/см.

Если пренебречь стримером, вырастающим от заземляющего контура подстанции, и считать, что пробой земли заключается в прорастании стримера от заземления отдельно стоящего молниеотвода, то расстояние S_3 идентично фиктивному радиусу искрообразования $r_{ф.с.}$

Фиктивный радиус искрообразования стержневого заземлителя в песчаном грунте при коэффициенте нелинейности $\beta=1$ определен в [7].

Рассмотрим общий случай любого грунта, когда $\beta \leq 1$. Рассматривая грунты с нелинейной вольт-

амперной характеристикой (глинистые и перегнойные), а также песчаный грунт, как частный случай, примем следующие допущения:

земля однородна и имеет одни и те же электрические характеристики, в том числе вольт-амперную характеристику;

эквиградиентные поверхности совпадают с эквипотенциальными;

сопротивление искровой зоны пренебрежимо мало;

критическая напряженность уменьшается по закону (2);

индуктивность и емкость заземлителя малы;

импульсный ток (молнии) задан;

встречным стримером в земле можно пренебречь.

Способы определения фиктивного радиуса искрообразования в грунте с нелинейной вольт-амперной характеристикой. В связи с тем, что зона искрообразования образуется в зоне нелинейности, зависимость критических напряженностей (2) от радиального расстояния считаем такой же как найдено в [8]:

$$\frac{N}{\sqrt{r_{ф.с.}}} = A \left(\frac{I}{2\pi r_{ф.с.} \sqrt{r_{ф.с.}^2 + l^2}} \right)^\beta, \quad (5)$$

где I — ток в месте его ввода в заземлитель; l — длина заземлителя.

Как показывает анализ уравнения (5), оно решается аналитически относительно $r_{ф.с.}$ только в четырех частных случаях, а именно, когда коэффициент нелинейности грунта $\beta=0; 1/3; 1/2$ и 1.

Кроме того, уравнение (5) решается приближенно для любых β при $r_{ф.с.} \ll l$ и при $r_{ф.с.} \gg l$. Если $r_{ф.с.} \ll l$, то

$$\sqrt{r_{ф.с.}^2 + l^2} \approx l,$$

а при $r_{ф.с.} \gg l$

$$\sqrt{r_{ф.с.}^2 + l^2} \approx r_{ф.с.}.$$

Кроме того, уравнение (5) может быть решено с использованием микрокалькулятора с программированием.

Все указанные способы могут быть удобны в зависимости от условий их применения.

Однако рассмотрение решений уравнения (5) начнем с графического решения, чтобы исключить возможные ложные решения.

Графическое решение. Глинистые грунты с резко нелинейной вольт-амперной характеристикой. Считаем, что коэффициент нелинейности близок к наименьшему зарегистрированному значению и равен 1/3. На рис. 1 дано решение уравнения

(5) при указанном коэффициенте нелинейности для момента, когда искрообразование в земле только начинается и фиктивный радиус искрообразования равен радиусу стержневого заземлителя.

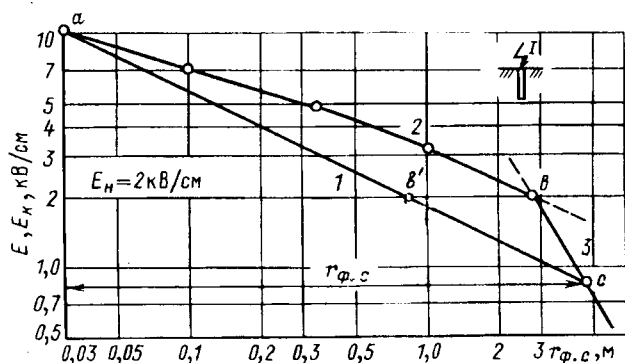


Рис. 1. К определению фиктивного радиуса искрообразования в глинистом грунте с большой нелинейностью вольт-амперной характеристики: 1 — прямая $E_k = \frac{N}{\sqrt{r_{ф.с}}}$ (в логарифмических координатах); 2 и 3 — зависимости напряженностей от расстояния до стержневого заземлителя в зоне нелинейности и в остальной части земли соответственно; $\rho = 500 \text{ Ом} \cdot \text{м}$; $E_H = 2 \text{ кВ/см}$; $l = 2,5 \text{ м}$; $N = 1,78 \cdot 10^5 \text{ ед. СИ}$; $I_{н.н} = 26,4 \text{ кА}$; $r_{ф.с} = r_0$

Для анализа построения на рис. 1 определим импульсный ток начала искрообразования в грунте с нелинейной вольт-амперной характеристикой. Для этого в (5) считаем $r_{ф.с} = r_0$. После подстановки и преобразований получаем значение тока начала искрообразования:

$$I_{н.н} \approx \frac{2\pi l N^{\frac{1}{\beta}}}{\rho r_0^{\frac{1}{2\beta}-1} E_H^{\frac{1}{\beta}-1}}. \quad (6)$$

Затем, подставляя в (6) значения параметров грунта и заземлителя, принятые при построениях на рис. 1, получаем, что в резко нелинейном грунте с удельным сопротивлением $500 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ искрообразование со стержневого заземлителя $2,5 \text{ м}$ начнется при токе $25,6 \text{ кА}$.

Кривая 1 на рис. 1 построена по левой части уравнения (5). Это зависимость критической напряженности от фиктивного радиуса искрообразования — зависимость (2).

Кривая 2 на рис. 1 построена по правой части уравнения (5) при замене коэффициента пропорциональности A соответствующим ему выражением из (1):

$$A = E_H^{1-\beta} \rho^{\beta}. \quad (7)$$

Кривые 1 и 2 рис. 1 пересекаются в точке a , абсциссой которой является значение радиуса стержневого заземлителя $r_0 = 0,03 \text{ м}$.

Справа от точки a в отличие от случая, описанного в [7], напряженности в земле выше критических, поэтому точка a является точкой неустойчивого равновесия, и после начала искрообразования на поверхности стержневого заземлителя зона нелинейности и даже часть зоны с линейной вольт-амперной характеристикой оказываются пробитыми стримерами зоны искрообразования. Пересечение кривой 1 происходит не с кривой 2, а с кривой 3, которая является продолжением кривой 2 в зоне с линейной вольт-амперной характеристикой (после точки b). Радиус искрообразования непосредственно после начала искрообразования становится теоретически мгновенно равным $4,6 \text{ м}$. Из опыта следует выяснить, происходит ли это через некоторый «переходный процесс» или пробой земли происходит практически мгновенно.

До пробоя грунта снижение импульсного коэффициента заземлителя обусловлено нелинейностью грунта, а после него — искрообразованием в земле при коэффициенте нелинейности $\beta = 1$, как в песчаном грунте. Представляется, что если после пробоя грунта зона нелинейности исчезает теоретически, то тем более ее нет фактически, так как некоторые стримеры больше фиктивного радиуса искрообразования, определяемого по значению импульсного сопротивления заземлителя.

При значениях тока, меньших, чем это принято на рис. 1, искрообразование не происходит, так как напряженность на поверхности заземлителя меньше критической, примерно равной определяемой по пробивному напряжению в однородном электрическом поле. При этом на некотором удалении от стержневого заземлителя напряженности в земле могут превышать критическую. Тем не менее, искрообразование в толще земли не начинается, так как не выполняется условие начала искрообразования у поверхности заземлителя.

Как видно из рис. 1, при перемещении кривой 2 слева направо, она касается кривой 1 в точке b' , вокруг которой область с напряженностями, выше критической, расширяется до тех пор, пока не произойдет пробой грунта.

Грунты с коэффициентом нелинейности $\beta \geq 1/2$. Если в уравнении (5) считать $r_{ф.с} \ll l$, то

$$\frac{N}{\sqrt{r_{ф.с}}} = A \left(\frac{l}{2\pi r_{ф.с}} \right)^{\beta}. \quad (8)$$

Затем подставив в (8) $\beta = 1/2$, получаем, что уравнение (8) удовлетворяется при любом значении переменной, кривые 1 и 2 совпадают:

$$\frac{N}{\sqrt{r_{ф.с}}} = \frac{A}{\sqrt{r_{ф.с}}} \sqrt{\frac{l}{2\pi}}, \quad (9)$$

и имеет место скачкообразное увеличение радиуса искрообразования. Отсюда следует, что в диапазоне значений β от $1/3$ до $1/2$ нет необходимости находить зону искрообразования, так как искрообразование при этом происходит в части земли с линейной вольт-амперной характеристикой.

На рис. 2 построены кривые, аналогичные кривым рис. 1. В отличие от кривых рис. 1 на рис. 2 при перемещении вправо кривых 2 и 3 из-за увеличения тока их пересечение с кривой 1 происходит лишь в точке a , соответствующей поверхности заземлителя. Таким образом, в рассматриваемом случае происходит плавное увеличение размеров зоны искрообразования при увеличении тока, как и в песчаном грунте.

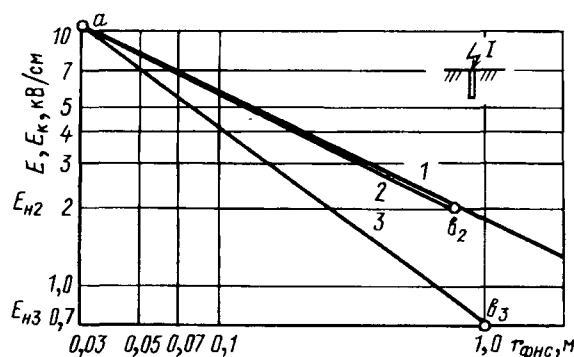


Рис. 2. К определению фиктивного радиуса искрообразования в грунте с относительно слабой нелинейностью вольт-амперной характеристики (обозначения те же, что и на рис. 1); 2 — $\beta=1/2$, $E_H=2$ кВ/см, $I_{н.н}=5,09$ кА; 3 — $\beta=3/4$; $E_H=0,7$ кВ/см; $I_{н.н}=1,09$ кА

Таким образом пробой грунта возможен лишь при $\beta \leq 1/2$. В этом случае решение дано в [8] — до пробоя грунта и в [7] — после пробоя. Значение тока, при котором возникает пробой и начинается искрообразование в земле, определяется формулой (6).

Графическое решение показало, что при $\beta < 1/2$ аналитические решения уравнения (5) являются ложными.

Аналитическое решение. При увеличении тока молнии вокруг заземлителя сначала появляется зона нелинейности, а затем зона искрообразования, если она появляется вообще при заданном наибольшем значении импульсного тока. Радиус зоны нелинейности определяется формулой [7]:

$$r_H = l \sqrt{\frac{(1 + 4r_{H1}/l)^2 - 1}{2}}, \quad (10)$$

где

$$r_{H1} = \frac{\rho l}{2\pi l E_H} \quad (11)$$

радиус (приближённое значение) для случаев $r_{H1} < l$. В (10) радиус нелинейности может быть

как больше, так и меньше длины заземлителя. С увеличением тока молнии форма зоны нелинейности из цилиндрической через эллипсоидальную переходит в сферическую с центром в точке пересечения осью заземлителя поверхности земли.

Первый способ решения. Из возможных аналитических решений уравнения (5) через известные функции (при $\beta=0$; $1/3$; $1/2$ и 1) необходимо найти решение при $\beta=1/2$, так как решения при $\beta=0 < 1/2$ не требуются, а решение при $\beta=1$ уже найдено в [7]:

$$r_{ф.с} = r_{ф.т} \left(\sqrt[3]{\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{27}(l/r_{ф.т})^6}}{2}} + \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 + \frac{4}{27}(l/r_{ф.т})^6}}{2}} \right), \quad (12)$$

где

$$r_{ф.т} = \sqrt[3]{\left(\frac{\rho l}{2\pi N}\right)^2} \quad (13)$$

— фиктивный радиус искрообразования во время самозаземления молнии.

Итак, полагая в (5) $\beta=1/2$, имеем следующее уравнение для определения фиктивного радиуса искрообразования:

$$\frac{N}{\sqrt{r_{ф.с}}} = A \sqrt{\frac{l}{2\pi r_{ф.с} \sqrt{r_{ф.с}^2 + l^2}}}. \quad (14)$$

После подстановки в (14) значения коэффициента пропорциональности и преобразования получаем выражение для фиктивного радиуса искрообразования в земле с коэффициентом нелинейности $\beta=1/2$:

$$r_{ф.с} = \sqrt{r_{ф.т}^2 \left(\frac{E_H}{N}\right)^2 - l^2} = l \sqrt{r_{H1}^2 \left(\frac{E_H}{N}\right)^4 - 1}, \quad (15)$$

где r_{H1} определяется формулой (11).

Второй способ решения. При $r_{ф.с} \ll l$ в (5) можно пренебречь $r_{ф.с}$. Тогда из (5):

$$r_{ф.с} = \left[\frac{E_H^{1-\beta}}{N} \left(\frac{\rho l}{2\pi l}\right)^\beta \right]^{\frac{1}{\beta - \frac{1}{2}}}. \quad (16)$$

При $r_{ф.с} \gg l$ выражение (5) также упрощается:

$$\frac{N}{\sqrt{r_{ф.с}}} = \left(\frac{\rho l}{2\pi r_{ф.с}^2}\right)^3 E_H^{1-\beta}. \quad (17)$$

Из (17) после преобразований получаем, что фиктивный радиус искрообразования для случаев

$r_{ф.с} \gg l$, т.е. для очень больших токов молнии равен:

$$r_{ф.с} = \left[\frac{E_n^{1-\beta}}{N} \left(\frac{\rho I}{2\pi} \right)^\beta \right]^{\frac{2}{4\beta-1}}. \quad (18)$$

Полученное выражение (18) полностью совпадает с найденным для полусферового заземлителя на поверхности земли, но от (16) отличается отсутствием длины l , а также показателем степени для всего выражения.

Третий способ решения. Учитывая трудности аналитического решения уравнения (5) относительно фиктивного радиуса искрообразования, оно после преобразований было решено относительно тока:

$$I = \frac{2\pi N^{\frac{1}{\beta}} \sqrt{r_{ф.с}^2 + l^2}}{\rho r_{ф.с}^{\frac{1}{2\beta}-1} E_n^{\frac{1}{\beta}-1}}. \quad (19)$$

По формулам (19) и (10) на рис. 3 построены зависимости радиусов зон нелинейности и искрообразования от тока молнии, а также от произведения тока на удельное сопротивление грунта. Необходимо отметить, что в указанные формулы входит лишь произведение тока на удельное сопротивление грунта, а не каждая из величин в отдельности. Удельное сопротивление грунта на рис. 3 принято равным 100 Ом·м, а значения остальных величин указаны на рис. 3. Значения, принятые на рис. 3, характерны для песчаного

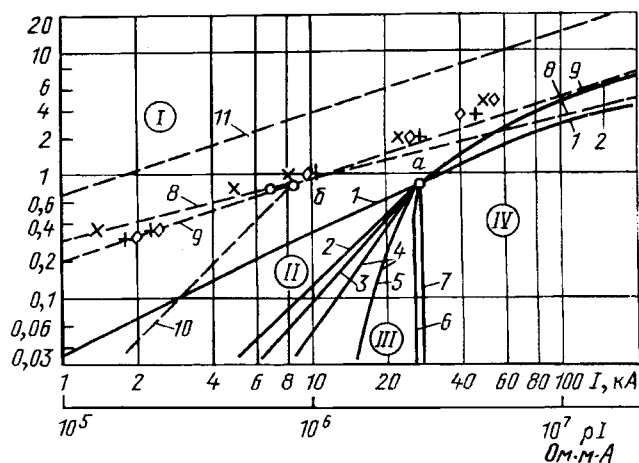


Рис. 3. Зависимость процессов нелинейности грунта, искрообразования и пробоя в земле от тока молнии и произведения ρI при различных коэффициентах нелинейности β : — — стержневой заземлитель длиной 2,5 м и диаметром 6 см; — — — — полусферовой заземлитель или самозаземление молнии; + — опытные значения для песчаного грунта при $\beta=1$; ◊ — то же, но при $\beta=0,87$; x — опытные значения для перегнойного грунта; 1 — $r_n=f(I, \rho I)$; 2 — $\beta=1$; 3 — $\beta=0,87$; 4 — $\beta=0,75$; 5 — $\beta=0,6$; 6 — $\beta=0,5$; 7 — $\beta=0,492$; 8 — $r_n=f(I, \rho I)$; 9 — $r_{ф.т}=f(I, \rho I)$, $\beta=1$; 10 — то же, но $\beta=1/3$; 11 — $N=1,78 \cdot 10^{15}$ ед. СИ; 11 — $\beta=1$, $N=0,282 \cdot 10^5$ ед. СИ

грунта и для выявления роли коэффициента нелинейности оставлены такими же при изменении этого коэффициента.

Как видно из рис. 3, кривые 2—7, соответствующие различным коэффициентам нелинейности, пересекаются в одной точке a . Эта точка находится на кривой зависимости радиуса нелинейности от тока молнии. Она имеет координаты 0,85 м и 27 кА (или $\rho I=2,7 \cdot 10^6$). Пересечение кривых 2—7 в одной точке происходит потому, что после пересечения границы зоны нелинейности (кривой 1) все они сливаются в кривую 2, так как при этом коэффициент нелинейности скачкообразно становится равным 1.

Область I, отмеченная на рис. 3, находится за границей зоны нелинейности — кривой 1. Область II является зоной нелинейности и лежит между кривой 1 и одной из кривых 2—7 в зависимости от коэффициента нелинейности.

Наклон кривых 2—7 тем больше, чем меньше коэффициент нелинейности. Из сравнения кривых 2 и 3 видно, что нелинейность песчаного грунта необходимо учитывать только в начале искрообразования. При $\beta=1/2$ кривая 6 имеет участок с большой скоростью нарастания, но лишь вблизи оси абсцисс, которая проведена по значению радиуса стержневого заземлителя, принятого равным 0,03 м.

Отвесный участок был выявлен ранее при анализе формулы (5). Этот участок соответствует области земли, в которой электрическое поле практически цилиндрическое.

Если бы критическая напряженность не уменьшалась при увеличении зоны искрообразования, то пробой зоны нелинейности теоретически происходил бы при нулевом коэффициенте нелинейности, когда во всей зоне нелинейности одна и та же напряженность, несмотря на цилиндрическую форму электрода — заземлителя.

Чтобы аналитически определить координаты точки a на рис. 3, приравняем значения радиусов нелинейности и искрообразования — правые части формул (10) и (15):

$$I \sqrt{\frac{(1+4(r_{н1}/l)^2)-1}{2}} = I \sqrt{r_{н1}^2 \left(\frac{E_n}{N} \right)^4 - 1}. \quad (20)$$

Отсюда после преобразований получаем приближенное значение радиуса нелинейности:

$$r_{н1} = \left(\frac{N}{E_n} \right)^4 \sqrt{\left(\frac{E_n}{N} \right)^4 + \frac{1}{l^2}} = \frac{\rho I}{2\pi E_n}, \quad (21)$$

а затем получаем координату точки a :

$$I_a = \frac{2\pi E_n}{\rho} \left(\frac{N}{E_n} \right)^4 \sqrt{\left(\frac{E_n}{N} \right)^4 + \frac{1}{l^2}}. \quad (22)$$

После подстановки в (22) значений, принятых на рис. 3, находим, что координата точки a равна

$I_{\Pi}=27,4$ кА. Таким образом, после тока I_{Π} происходит скачкообразное увеличение фиктивного радиуса искрообразования со значения радиуса заземлителя до ординаты кривой 2. На рис. 3 область скачкообразного увеличения фиктивного радиуса искрообразования (область IV) ограничена кривыми 7 и 2.

Чтобы найти значение коэффициента нелинейности, при котором начинается скачкообразное увеличение радиуса искрообразования в соответствии с кривой 7, решим уравнение (19) относительно коэффициента нелинейности β . После преобразований и логарифмирования имеем:

$$\beta = \frac{\ln \frac{N}{E_H \sqrt{r_{ф.с}}}}{\ln \frac{\rho I}{2\pi r_{ф.с} E_H \sqrt{r_{ф.с}^2 + l^2}}} \quad (23)$$

После подстановки в (23) значение координаты точки a $I_{\Pi}=27$ кА получаем, что скачкообразное увеличение радиуса с полным пробоем зоны нелинейности происходит, если $\beta \leq 0,492$, что близко к коэффициенту 0,5.

Из рис. 3 видно, что вместе с пробоем зоны нелинейности II, как правило, происходит пробой и части линейной зоны I, за исключением окрестности точки a .

Если удельное сопротивление в месте расположения заземлителя не 100 Ом·м, а например 1000 Ом·м, то ось абсцисс на рис. 3 продлевается до значения $\rho I = 2 \cdot 10^6$ ед.СИ. При этом ось тока сместится вправо так, что точка a будет иметь координату 2,7 кА, и поэтому, практически при всех токах молнии, если коэффициент $\beta = 0,492$, искрообразование будет скачкообразным. Наоборот, в хорошо проводящем грунте с $\rho = 10$ Ом·м точка a имеет координату $I_{\Pi} = 274$ кА, и поэтому скачкообразные увеличения радиуса искрообразования невозможны.

Результаты расчетов зон нелинейности и искрообразования для различных почв по формулам (10), (12), (16) и (18) в виде кинограмм-эскизов приведены в табл. 1 (план). В отличие от рис. 3, в табл. 1 использованы реальные характеристики грунтов.

Как видно из табл. 1, в песчаном грунте искрообразование увеличивается постепенно с ростом тока молнии. Зона нелинейности не показана, так как нелинейность в этом случае не учитывалась.

В глинистых грунтах возможны три случая: в первом из них зона нелинейности пробивается при некотором значении импульсного тока, в рассматриваемом примере равного 26 кА. После пробоя зоны нелинейности и части линейной зоны критическая напряженность на границе зоны

Таблица 1

Ток молнии I , кА	Зоны нелинейности и искрообразования для различных видов грунта			
	Песчаный грунт $\rho=100$ Ом·м $l=2,5$ м	Глинистый грунт		
		$\rho=500$ Ом·м $E_H=2$ кВ/см $\beta=1/3$, $l=2,5$ м	$\rho=74,6$ Ом·м $E_H=0,27$ кВ/см $\beta=1/3$, $l=2,5$ м	$\rho=500$ Ом·м $E_H=0,7$ кВ/см $\beta=3/4$, $l=2,5$ м
5				
10				
25				
50				
100				
200				

искрообразования становится меньше, чем начальная напряженность. После пробоя грунта искрообразование будет развиваться так же, как и в песчаном грунте, несмотря на нелинейную вольт-амперную характеристику грунта. Диаметр зоны искрообразования при токе 200 кА и $\rho=500$ Ом·м достигает 40 м.

Во втором случае искрообразование не возникает даже при токе 200 кА. Увеличенная проводимость обеспечивается за счет нелинейности вольт-амперной характеристики грунта.

В третьем случае искрообразование начинается при сравнительно небольшом токе, как и в песчаном грунте, так как коэффициент нелинейности не так низок. Однако в отличие от песчаного грунта зона нелинейности играет существенную роль, так как удельное сопротивление грунта понижается в значительном объеме грунта. Зона искрообразования постепенно перерастет зону нелинейности.

Очевидно, что отдельные стримеры зоны искрообразования больше фиктивного радиуса искрообразования. Поэтому, если фиктивный радиус искрообразования больше, чем радиус нелинейности, то тем более отдельные стримеры проникают на расстояния, которые больше фиктивного радиуса.

Из рисунков табл. 1 видно, что процессы, происходящие во время реального разряда молнии, могут отличаться от явлений, имеющих место во время испытаний заземлителей (при токах 5–10 кА). При этом отличие не только количественное, но и качественное. Например, при испытаниях снижение импульсного сопротивления заземлителя вызывается нелинейностью вольт-амперной характеристики грунта, а при реальных токах молнии зона нелинейности оказывается пробитой и искрообразование охватывает область диаметром в несколько десятков метров.

Из рис. 1 и табл. 1 следует, что удельное сопротивление грунта оказывает на происходящие процессы такое же влияние, как и ток молнии. В хорошо проводящих грунтах возможны случаи, когда искрообразование в земле не возникает даже при предельных токах молнии.

Сравнение с результатами испытаний. Прямые измерения радиусов искрообразования заземлителей и напряженностей на границе искровой зоны проведены лишь при растекании импульсного тока с полусферического заземлителя, расположенного на поверхности земли [9]. Результаты этих измерений приведены в табл. 2.

Таблица 2

Вид грунта	Расстояние до границы искровой зоны S , м	Критическая напряженность E_k , кВ/см	Произведение ρI , Ом·м·А·10 ⁵
Песчаный	0,30	3,25	1,98
	0,35	3,0	2,45
	0,75	2,0	7,07
	1,0	1,7	10,7
	2,0	1,1	25,3
	3,0	0,8	39,5
	4,0	0,65	55,2
Перегноный	0,35	1,8	1,39
	0,75	1,4	4,95
	1,0	1,3	8,17
	2,0	0,9	22,6
	3,0	0,7	39,6
	4,0	0,5	50,3

Приравняем расстояние S фиктивному радиусу искрообразования $r_{ф.с}$ и определим импульсный ток при полусферическом заземлителе в песчаном грунте при $\beta=1$:

$$I = 2\pi S^2 E_k / \rho, \quad (24)$$

а затем получаем

$$I = 2\pi S^2 E_k / \rho \quad (25)$$

Полученное таким образом произведение ρI нанесено также на рис. 3 в виде опытных точек. Кроме того, на рис. 3 даны результаты расчета произведения ρI с учетом коэффициента нелинейности $\beta=0,87$. Однако учет коэффициента нелинейности песчаного грунта слабо сказался на полученных результатах.

Графики 8, 9, 10, 11 на рис. 3 (штриховые) рассчитаны по формулам из [7]. Они пересекаются в одной точке b . В зоне нелинейности при различных β они располагаются в области между прямыми 10 и 9, а после точки b фиктивный радиус полусферического заземлителя определяется прямой 9.

Из сравнения кривых 2 и 9 рис. 3 следует, что с увеличением тока молнии (или с ростом удельного сопротивления земли), фиктивный радиус искрообразования стержневого заземлителя приближается к фиктивному радиусу искрообразования полусферического заземлителя. В отличие от стержневого заземлителя, при растекании тока с полусферического заземлителя пробой зоны нелинейности невозможен, так как наибольшая скорость увеличения фиктивного радиуса полусферического заземлителя с ростом тока молнии определяется прямой 10 (при $\beta=1/3$).

Из рис. 3 видно, что опытные точки близки к прямой 9, и при увеличении тока фиктивный радиус искрообразования имеет тенденцию к росту по сравнению с прямой 9, т.е. по сравнению с расчетом при $N=1,78 \cdot 10^5$ ед.СИ. Координаты точки пересечения прямых 8 и 9 можно определить аналогично, приравняв радиусы нелинейности и искрообразования полусферического заземлителя:

$$r_n = \frac{\rho I}{2\pi E_n} = r_{ф.т} = \sqrt[3]{\left(\frac{\rho I}{2\pi N}\right)^2}. \quad (26)$$

Отсюда при $I=I_n$

$$\rho I_n = \frac{2\pi N^4}{E_n^3}. \quad (27)$$

Подставляя значение коэффициента N и $E_n=2 \cdot 10^5$ (2 кВ/см), получаем, что $I_n=8,6$ кА при $\rho=100$ Ом·м, в отличие от 27,4 кА в случае стержневого заземлителя.

Если принять коэффициент N соответствующим минимальным значениям импульсных сопротивлений, полученных различными авторами, и равным $N=0,282 \cdot 10^5$, то получим зависимость фиктивного радиуса полусферического заземлителя от тока в виде прямой 11 на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что опытные точки лежат между прямыми 9 и 11, ближе к прямой 9. Увеличение искрообразования в некоторых опытах могло быть следствием повышенного удельного

сопротивления верхнего слоя грунта, особенно песчаных грунтов в летнее время, когда обычно проводятся испытания. Опытные точки, соответствующие перегнойному грунту, близки к результатам, полученным в песчаном грунте. Наибольшие отличия имеют место при малых токах, а вернее, при малых произведениях ρl .

Как следует из проведенных расчетов, характеристики грунтов настолько различны, что определять безопасные расстояния в земле по формуле (4) нельзя. Например, если импульсное сопротивление отдельно стоящего молниеотвода равно $R_{\text{и}} = 10$ Ом, то безопасное расстояние равно 3 м. В то же время в песчаном грунте с удельным сопротивлением 1000 Ом·м фиктивный радиус искрообразования равен

$$r_{\text{ф}} = \frac{\rho}{2\pi R_{\text{и}}} = \frac{1000}{2\pi \cdot 10} \gg 3 \text{ м}, \quad (28)$$

а в глинистом грунте искрообразование вообще может не происходить, если коэффициент нелинейности достаточно мал.

Кроме того, безопасное расстояние в земле зависит от конструкции заземлителей, с которых стекает ток в землю, как это следует из рис. 3.

Значения импульсных сопротивлений заземлителей в грунтах с нелинейной вольт-амперной характеристикой требует отдельного рассмотрения.

Выводы. 1. При рассмотрении вопросов импульсного сопротивления заземлителей, а также безопасных расстояний в земле, можно считать, что песчаный грунт имеет линейную вольт-амперную характеристику.

2. В глинистых грунтах вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики искрообразование в земле может не наступать даже при предельных токах молнии. Задержка начала искрообразования при этом тем больше, чем больше нелинейность грунта. Теоретически установлено, что при коэффициенте нелинейности 1/2 и менее возможно скачкообразное увеличение размеров зо-

ны искрообразования в виде пробоя зоны нелинейности и части линейной зоны при нарастании тока молнии.

3. Размеры зоны искрообразования стержневого заземлителя меньше, чем полусферового.

4. Безопасные расстояния в земле между отдельно стоящим заземлителем и заземляющим контуром подстанции зависят от свойств грунта и конструкции заземлителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bellaschi P.L., Armington R.T. Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds — II. Trans. of the AIEE, 1942, v. 61.
2. Рябкова Е.Я. Заземления в установках высокого напряжения. — М.: Энергия, 1978.
3. Анненков В.З. Вольт-амперные характеристики грунтов при токах молнии. — Электричество, 1986, № 2.
4. Анненков В.З., Беляков А.П., Верещинский С.Ю. Зависимость удельного электрического сопротивления грунта от напряженности электрического поля. — Электричество, 1992, № 4.
5. Анненков В.З. Искрообразование в земле вокруг заземлителей молниезащиты. — Электричество, 1993, № 12.
6. Руководящие указания по защите от перенапряжений электротехнических установок переменного тока 3 — 220 кВ. — М.: Госэнергоиздат, 1954.
7. Анненков В.З. Метод расчета импульсного сопротивления стержневого заземлителя в песчаном грунте. — Электричество, 1995, № 6.
8. Анненков В.З. Расчет импульсных характеристик стержневого заземлителя с учетом нелинейности грунта. — Электричество, 1989, № 11.
9. Нижевский В.И. Экспериментальное определение зоны пробоя с помощью фотограмм и проволоочного индикатора. — Вестник Харьковского политехнического института № 193. Электроэнергетика и автоматизация установок, 1982, вып. 10.

[10.05.94]

Автор: Анненков Виктор Захарович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1959 г. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование протяженных заземлителей грозозащиты линий электропередачи в плохо проводящих грунтах» в МЭИ. Старший научный сотрудник Всероссийского научно-исследовательского института электроэнергетики.

Влияние полых диэлектрических объектов на характер разрядных явлений

ОРЛОВ А.В., ТЕМНИКОВ А.Г.

Приведен теоретический анализ влияния полого диэлектрического барьера на разрядные явления в воздушном промежутке, возникающие под действием электрического поля, созданного облаком заряженного аэрозоля. Приводятся данные экспериментальных исследований, подтверждающие выводы теоретического анализа. Показано, что присутствие полого диэлектрического объекта может приводить не только к изменению напряженности электрического поля под объектом до 50 %, но и в ряде случаев — к снижению электрической прочности разрядного промежутка. Экспериментально подтверждено возникновение реверсного тока разряда на электроде под полым диэлектрическим барьером.

Ключевые слова: электрическое поле, напряженность, полый диэлектрик, аэрозольное облако

Использование диэлектрических барьеров в технике высоких напряжений дает возможность регулировать электрическое поле, т.е. создавать более однородное поле, повышать электрическую прочность промежутка между электродами или предотвращать коронный разряд на электроде с малым радиусом кривизны [1]. Причем, влияние барьера обусловлено осаждением на его поверхность зарядов того же знака, что и коронирующий электрод. Однако проблеме возможности интенсификации разрядных явлений при применении полых диэлектрических барьеров (объектов) как при попадании последних в области пространства с объемным зарядом, так и при коронировании электродов внутри них уделяется мало внимания.

В то же время, например, в авиации изучались электрические процессы под диэлектрическим фонарем кабины летательного аппарата (ЛА) при воздействии разряда молнии на него, например, [2]. В результате этих исследований было получено, что пробой промежутка «поверхность фонаря — имитатор головы пилота» возможен без пробоя самого фонаря. Было также отмечено, что на внешней поверхности фонаря может оседать положительный заряд стримерной короны лидера, который частично или полностью нейтрализуется при разряде ГИН.

Там же был сделан вывод, что энергия разряда внутри кабины при пробое фонаря значительно выше, чем без пробоя. Однако использование коротких фронтов импульсов напряжения (до 1,5 мкс) при исследованиях [2] не дало возможности учесть коронирование электродов внутри полого диэлектрического объекта (например

An analysis of the influence of a hollow dielectric barrier on discharge phenomena in air gap, generated by a charged aerosol cloud is presented. Experimental data which confirm a theoretical analysis are given. It is shown that a presence of the hollow dielectric object can bring not only to changing the electrical field intensity under the barrier up to 50% but also in certain cases to decreasing its dielectric strength. Experimental results have confirmed arising of the reverse current on the grounded electrode under a hollow dielectric barrier.

Key words: electrical field, strength, dielectric hollow, aerosol cloud, investigation

фонарь кабины ЛА) при более длительном нахождении последнего в сильном внешнем электрическом поле и осаждении ионов на его внутренней поверхности, что может привести к изменению как характера, так и интенсивности разрядных процессов внутри полого диэлектрического объекта.

Еще более сложная ситуация возникает при попадании аналогичных объектов в области с объемным зарядом, в частности, в заряженные аэрозольные облака (ЗАО). В этом случае будет наблюдаться как осаждение ионов на внутреннюю поверхность диэлектрического обтекателя при коронировании находящихся внутри него электродов, так и заряженных аэрозольных частиц на его внешнюю поверхность, что может привести к значительному накоплению зарядов разного знака на поверхностях диэлектрика.

Анализ влияния полого диэлектрического барьера на характер электрического поля, созданного заряженным аэрозольным облаком. Применение заряженных аэрозольных образований для создания различных разрядных явлений вблизи него требует рассмотрения влияния на характер электрического поля и интенсивность разрядных процессов наличия полых диэлектрических объектов с электродами внутри них.

На рис. 1 представлена расчетно-экспериментальная схема, где в качестве полого диэлектрического объекта использовалась полая диэлектрическая полусфера с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ и внутренним и внешним радиусами R_2 и R_1 , соответственно. При рассмотрении предлагаемой модели:

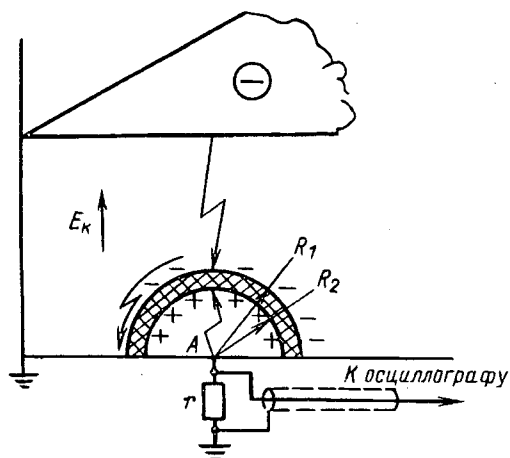


Рис. 1. Схема эксперимента

учитывалось, что поле, создаваемое струей заряженного аэрозоля, квазиоднородно и равно E_k ;

принималось, что под действием этого поля ионы и заряженные аэрозольные частицы оседают на диэлектрические поверхности R_1 и R_2 ;

учитывается напряженность электрического поля в точке A , находящейся в центре полой диэлектрической полусферы;

нет утечки зарядов по поверхностям полусферы.

Сначала рассмотрим случай, когда внутри полого диэлектрического объекта отсутствует коронный разряд. В этом случае ионы и заряженные аэрозольные частицы оседают под действием внешнего поля только на внешней поверхности полусферы.

Из [3] известно, что заряд, приобретаемый сферической диэлектрической частицей, равен

$$q(t) = 4\pi \varepsilon_0 R^2 E_k \frac{3\varepsilon}{\varepsilon + 2} \frac{\pi e n k t}{4\pi \varepsilon_0 + \pi e n k t}, \quad (1)$$

где k — подвижность заряженных частиц; n — концентрация заряженных частиц; e — заряд частиц; R — радиус частицы; t — время зарядки.

Однако эта формула верна только для частицы, которая может свободно вращаться в электрическом поле. В рассматриваемом случае полый диэлектрический объект стационарен и плотность заряда на поверхности полусферы определяется только количеством заряженных частиц, осевших в данной точке ее поверхности. Таким образом, распределение плотности потока заряженных частиц по поверхности диэлектрической полусферы в любой момент времени зависит от распределения потока частиц в предшествующий момент, что приводит к невозможности применения формулы (1).

В [4, 5] была рассмотрена кинетика индукционной зарядки диэлектрических частиц и были

получены выражения зарядки полуэллипсоидальных частиц на электроде в поле коронного разряда. Для полусферической диэлектрической частицы при стремящейся к нулю проводимости диэлектрика предельный заряд в случае индукционной зарядки в поле коронного разряда равен

$$q_m = \frac{3\pi \varepsilon \varepsilon_0 R^2 E_k}{2}, \quad (2)$$

где R — радиус полусферы; ε — диэлектрическая проницаемость материала частицы; E_k — внешнее электрическое поле.

Однако в случае полого диэлектрического купола, находящегося в электрическом поле заряженного аэрозоля, необходимо знать не только динамику накопления заряда на его поверхности, но и суммарное электрическое поле внутри купола, определяющее возникновение разрядов во внутреннем объеме. Далее приводится теоретический расчет заряда, осевшего на поверхность стационарной диэлектрической полусферы во внешнем электрическом поле и создаваемого им во внутреннем объеме полой диэлектрической полусферы электрического поля. Расчетная схема для определения этого заряда показана на рис. 2.

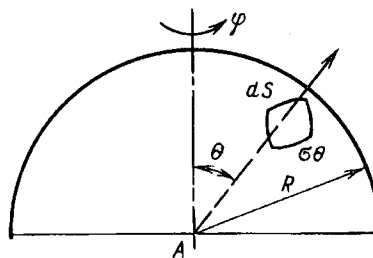


Рис. 2. Расчетная схема

Сначала рассмотрим зарядку площадки dS поверхности полусферы, находящейся под меридиональным углом θ к вертикали сферической системы координат. Для нее нормальная составляющая внешнего электрического поля

$$E_{\text{внеш } n} = |E_k| \cos(\theta). \quad (3)$$

Поле от наведенных внешним полем внутри полусферы зарядов по нормали для этой площадки

$$E_{\text{нав } n} = 2 |E_k| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \cos(\theta). \quad (4)$$

Напряженности кулоновского отталкивания на поверхности площадки

$$E_{\text{отт } n} = \sigma / \varepsilon_0, \quad (5)$$

где σ — поверхностная плотность заряда.

Тогда уравнение зарядки площадки будет иметь вид

$$\frac{d\sigma}{dt} = enk \left[E_k \frac{3\varepsilon}{\varepsilon + 2} \cos(\theta) - \frac{\sigma}{\varepsilon_0} \right], \quad (6)$$

т.е. максимальный заряд, который может приобрести площадка,

$$\sigma_{\max} = \varepsilon_0 E_k \cos(\theta) [3\varepsilon/(\varepsilon + 2)]. \quad (7)$$

А зарядка площадки во времени t будет происходить следующим образом:

$$\sigma = \varepsilon_0 E_k \cos(\theta) \frac{3\varepsilon}{\varepsilon + 2} \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{enk t}{\varepsilon_0} \right] \right\}. \quad (8)$$

Тогда максимальный заряд, который сможет приобрести вся диэлектрическая полусфера, с учетом того, что $dS = R^2 \sin(\theta) d\theta d\varphi$, будет

$$q_{\max} = \int_S \sigma_{\max} R^2 \cos(\theta) d\theta d\varphi = \pi \varepsilon_0 E_k R^2 \frac{3\varepsilon}{\varepsilon + 2}. \quad (9)$$

Похожий результат отмечен в [1] для максимального заряда верхней половины вытянутых эллипсоидальных диэлектрических частиц, не испытывающих вращения при зарядке в поле коронного разряда.

А зарядка всей полусферы во времени будет выглядеть следующим образом:

$$q(t) = q_{\max} \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{enk t}{\varepsilon_0} \right] \right\}. \quad (10)$$

Тогда вертикальная составляющая поля от осевших на поверхности площадки зарядов в точке A будет равна

$$dE_A = \frac{\sigma dS}{4\pi\varepsilon_0 R^2} \cos(\theta) \quad (11)$$

и от всей полусферы

$$E_A = \frac{E_k}{6} \frac{3\varepsilon}{\varepsilon + 2} \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{enk t}{\varepsilon_0} \right] \right\}. \quad (12)$$

Таким образом, максимальное поле в точке A в рассматриваемом случае

$$E_{A \max} = E_k + E_A = E_k \frac{3\varepsilon + 4}{2\varepsilon + 4}, \quad (13)$$

т.е. при осаждении заряженных частиц на поверхность диэлектрической полусферы во внешнем поле E_k можно получить усиление поля в центре полусферы до 50%: $E_{A \max} = 1,5 E_k$.

В случае, когда оседание заряженных частиц на внешнюю поверхность полусферы отсутствует, а происходит оседание ионов, образовавшихся в результате коронирования внутри полого диэлектрического объекта, во внешнем электрическом поле E_k на внутреннюю поверхность полусферы, формулы для определения осевшего на поверхность заряда и электрического поля в центре полусферы остаются теми же, только в них внеш-

ний радиус диэлектрической полусферы R_1 заменяется на внутренний радиус R_2 .

Этот вариант позволил подтвердить правильность полученных соотношений экспериментально. Схема эксперимента показана на рис. 3. В

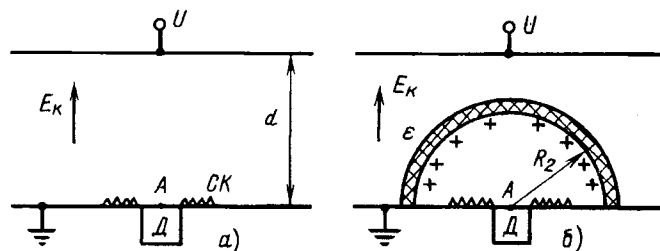


Рис. 3. Экспериментальная схема определения влияния осевшего на поверхность диэлектрической полусферы заряда на электрическое поле промежутка: а — при свободном пространстве; б — с полым диэлектрическим барьером

поле плоского конденсатора устанавливался в одной из плоскостей струнный датчик напряженности электрического поля. На этой же плоскости организовывалась система коронирования в виде выступающих из плоскости игл. В процессе исследований снималась зависимость напряженности поля в точке A в месте установки датчика от подаваемого на пластину потенциала. Вследствие высокой подвижности ионов коронирование не оказывало влияния на показания датчика, а напряженность поля в промежутке определялась соотношением: $E = U/d$.

Если же датчик вместе с системой коронирования накрывался полой диэлектрической полусферой, то значение напряженности электрического поля в точке A снижалось на 18–20% в результате оседания на внутренней поверхности полусферы ионов иного знака, чем у подаваемого потенциала [для использовавшегося при эксперименте материала ($\varepsilon = 2,2$) максимальное снижение поля по (13) составляет 20%]. Можно также отметить, что степень снижения поля не зависела от радиуса устанавливавшейся полусферы, что также следует из (13). Полученные экспериментальные результаты приведены на рис. 4.

Таким образом, при применении полых диэлектрических объектов возможно как усиление

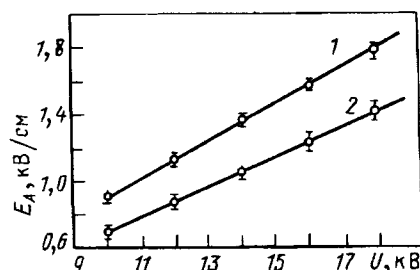


Рис. 4. Влияние полой диэлектрической полусферы на напряженность электрического поля с системой коронирования в плоском конденсаторе при наличии (1) и отсутствии (2) диэлектрической полусферы

поля за счет оседания на внешнюю поверхность ионов и частиц заряженного аэрозоля, так и ослабление поля за счет оседания на внутреннюю поверхность ионов при коронировании электродов внутри них. В случае одновременного осаждения заряженных частиц на внутреннюю и внешнюю поверхность диэлектрического купола процесс разряда приобретает сложный характер, зависящий от скорости осаждения различных заряженных частиц, их утечки по обеим поверхностям и характера изменения внешнего электрического поля. В этом случае на диэлектрических поверхностях могут накопиться значительные заряды, что может иногда привести к более интенсивным разрядам в промежутке и внутри полого диэлектрика, к мощным разрядам по его поверхности и при внезапном сбросе внешнего поля — к реверсу тока, т.е. возникновению на электродах внутри диэлектрического купола разрядов того же знака, что и заряженное аэрозольное облако.

Найденное влияние полых диэлектрических объектов на характер электрического поля и вид разрядных явлений вблизи ЗАО получили подтверждение при экспериментальном исследовании с использованием ЗАО.

Экспериментальное исследование разрядных явлений вблизи заряженных аэрозольных потоков при наличии полых диэлектрических объектов. Изучение разрядных явлений вблизи заряженных аэрозольных образований при наличии у электродов полых диэлектрических поверхностей проводилось на установке, схема которой показана на рис. 1. Использовались диэлектрические объекты в виде полых закрытых цилиндров с установленным в центре их основания электродом.

Присутствие полого диэлектрика интенсифицировало разрядные процессы как с электрода внутри объекта, так и с поверхности самого диэлектрика. При напряженности электрического поля, создаваемого ЗАО, порядка 300–350 кВ/м с электрода, находившегося внутри полого диэлектрика, возникала стримерная корона, стримеры которой заканчивались на внутренней поверхности объекта. Одновременно возникали стримеры длиной 8–12 см на внешней поверхности диэлектрика. С ростом напряженности внешнего поля до 400 кВ/м разряд внутри полого диэлектрика интенсифицировался: стримерным разрядам с электрода начали сопутствовать яркие скользящие разряды по внутренней поверхности полого диэлектрика в сторону заземленной плоскости, обеспечивающие стекание осевшего на нее заряда короны (рис. 5). Ярче становилась и стримерная корона с внешней поверхности диэлектрика, вокруг которой помимо стримеров появлялось и яркое диффузное свечение.

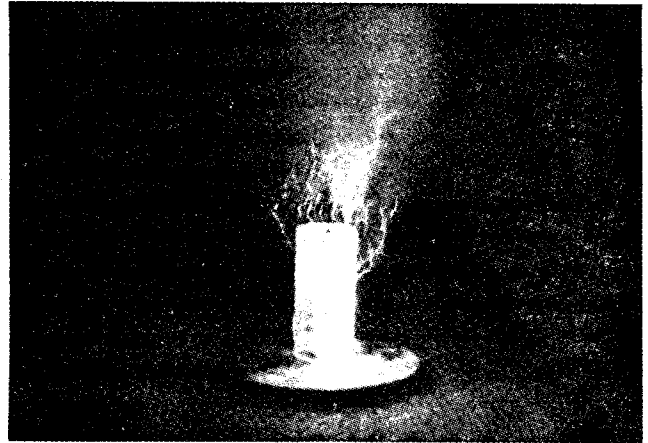


Рис. 5. Стримерная корона внутри полого диэлектрического объекта и поверхностные разряды при $E=300\text{--}400$ кВ/м

Увеличение напряженности внешнего поля от ЗАО до 500 кВ/м приводило к тому, что каналы ярких разрядов заполняли значительную область внутри полого диэлектрического объекта, а стримерная корона с внешней поверхности увеличивалась в размерах и по яркости и яркое диффузное свечение начинало достигать границ струи.

Увеличение напряженности электрического поля от ЗАО до 500–600 кВ/м вызывало заполнение всего внутреннего пространства полого диэлектрического обтекателя яркими белыми разрядами с электрода и по поверхности диэлектрика. Одновременно стримерная корона с внешней поверхности диэлектрика приобретала вид ярко-белого, объемного, значительных размеров разряда, заходившего внутрь струи заряженного аэрозоля (рис. 6).

В ряде случаев суммарная напряженность электрического поля от внешнего поля ЗАО и от



Рис. 6. Интенсификация разрядных явлений вне полого диэлектрического объекта и внутри него при $E=500\text{--}600$ кВ/м

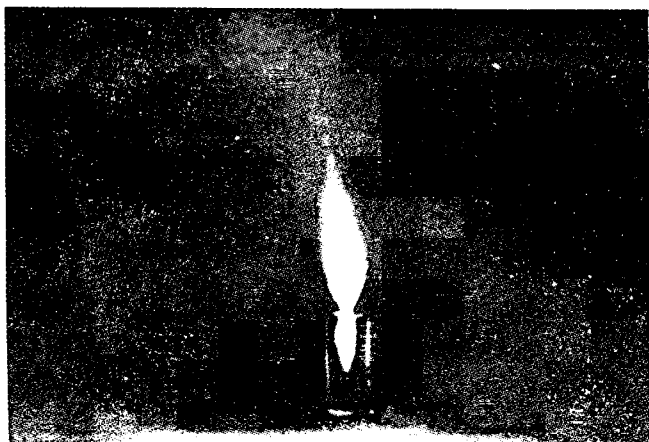


Рис. 7. Разряд при пробое полого диэлектрического купола

осевших на внутреннюю поверхность ионов и на внешнюю частиц заряженного аэрозоля оказывалась достаточной для пробоя диэлектрика и разряд приобретал вид объемного шнура, как показано на рис. 7.

Скользкие разряды по поверхности диэлектрика имели большую светимость и высокую температуру, которая приводила к появлению трещиновых следов на поверхности диэлектрика.

Ток разряда со стержня внутри полого диэлектрика достигал 5–6 А, тогда как для аналогичных условий, но без купола, он не превышал 3 А.

В ходе экспериментов нашел подтверждение предполагавшийся реверс тока разряда на электроде под полым диэлектрическим куполом, на внутренней поверхности которого накапливался заряд знака, противоположного полярности облака, что при сбросе внешнего поля (например, при разряде с ЗАО через воздушный промежуток и по внешней поверхности диэлектрика) приводит к появлению на электроде разряда того же знака, что и полярность облака заряженного аэрозоля. Причем, токи этого реверсного разряда достигали

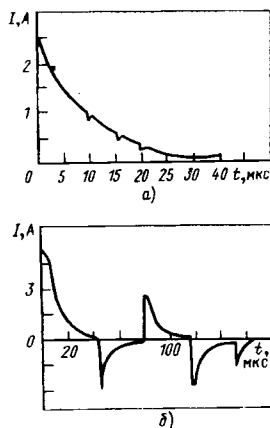


Рис. 8. Осциллограммы токов разряда со стержня без полого диэлектрического купола (а) и при его наличии (б)

2,5–3,5 А. На рис. 8,а показаны осциллограммы токов разряда со стержня без полого диэлектрического покрытия. Все возникавшие со стержня разряды были одного знака противоположной полярности облака. На рис. 8,б приведена осциллограмма токов разряда со стержня при наличии полого диэлектрического купола. Как видно из рис. 8,б, со стержня появлялись разряды обоих знаков, причем интенсивность реверсных разрядов оказывалась того же порядка, что и обычных.

Выводы. 1. Присутствие полого диэлектрического барьера в промежутке с заряженным аэрозолем или другим объемным зарядом может приводить к изменению напряженности внешнего электрического поля под полым диэлектрическим полусферическим барьером до 50%.

2. Наличие полых диэлектрических поверхностей вблизи ЗАО приводит к интенсификации разрядных явлений вне объекта, оседанию ионов и заряженных аэрозольных частиц на внутренней и внешней поверхности диэлектрического обтекателя, развитию поверхностных разрядов по этим диэлектрическим поверхностям, появлению мощных разрядов с электродов внутри полого диэлектрика, возникновению на них реверсных разрядов, т. е. разрядов того же знака, что и заряженное облако.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрофизические основы техники высоких напряжений: Учеб. для вузов. / И.М. Бортник, И.П. Верещагин, Ю.П. Вершинин и др. — М.: Энергоатомиздат, 1993.
2. Золотарева Т.Д. Исследование электрических процессов под фонарем кабины при воздействии разряда молнии на летательный аппарат. — Сб. научн. труд. МЭИ, 1990, № 231.
3. Основы электрогазодинамики дисперсных систем / И.П. Верещагин, В.И. Левитов, Г.З. Мирзабекян и др. — М.: Энергия, 1974.
4. Верещагин И.П., Кривов С.А., Морозов В.С. Электрическая сила, действующая на частицу на электроду. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1984, № 5.
5. Верещагин И.П., Кривов С.А., Морозов В.С. Кинетика зарядки частиц и электрическая сила, действующая на нее при учете контактного сопротивления. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1987, № 2.

[26.01.95]

Авторы: Орлов Александр Васильевич окончил факультет автоматики и вычислительной техники (ТЭВН) Московского энергетического института (МЭИ) в 1976 г. В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Расшифровка электрической структуры заряженных облаков» в МЭИ. Старший научный сотрудник кафедры ТЭВН МЭИ.

Темников Александр Георгиевич окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1991 г. В 1994 г. защитил кандидатскую диссертацию по исследованию заряженных аэрозольных потоков в МЭИ. Научный сотрудник кафедры ТЭВН МЭИ.

Характеристики и конструкция вентильных преобразователей для сверхпроводящих накопителей энергии

АНТОНОВ Б.М., КУВШИНОВ А.А., КУРНОСОВ Б.Д.,
ЛАБУНЦОВ В.А., ЛАЗАРЕВ Н.С., СТУКАЧЕВ А.В.

Кратко описаны ранние этапы истории развития в США и в СССР сверхпроводящих индуктивных накопителей энергии (СПИНЭ), предназначенных для повышения динамической устойчивости энергосистем и повышения надежности энергоснабжения. Рассмотрены энергетические характеристики тиристорных преобразователей, работающих в составе СПИНЭ, описана конструкция преобразователя, проектировавшегося в 1989—1992 гг. для экспериментального стенда, строительство которого намечалось в Институте высоких температур АН. Кратко рассмотрены варианты схем преобразователей на запираемых тиристорах для СПИНЭ.

Ключевые слова: сверхпроводящий индуктивный накопитель энергии, тиристорный преобразователь, энергетические характеристики, энергосистемы, динамическая устойчивость

Введение. Успехи в создании сверхпроводящих индуктивных накопителей энергии (СПИНЭ) (англоязычная аббревиатура — SMES — Superconductive Magnetic Energy Storage) делают реальной задачу создания на их базе энергетических установок с запасенной энергией порядка 10^8 — 10^9 Дж. Такие установки могут обеспечить выполнение в энергосистемах целого ряда функций: повышение статической и динамической устойчивости, подавление нерегулярных или периодических низкочастотных качаний обменной мощности, демпфирование качаний роторов генераторов или крупных синхронных двигателей в послесаварийных режимах и повышение тем самым надежности электроснабжения потребителей [1, 2].

В состав энергетических СПИНЭ, кроме собственно накопителя и его криогенной системы, входит в качестве обязательного элемента вентильный преобразователь (ВП). Он необходим не только для преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного и обратно с возможно большим КПД, но и для управления при этом процессами заряда и разряда СПИНЭ, который сам по себе не имеет средств управления. Входящие в состав ВП трансформаторы обеспечивают согласование накопителя с сетью переменного тока по току и напряжению. По отношению к энергосистеме накопитель вместе с ВП должны рассматриваться как единый энергетический объект, характеристики которого оп-

The first stages of development in USA and USSR of superconducting magnetic energy storages (SMES) intended for improving dynamic stability of a power electrical systems and reliability of power consumption are briefly outlined. The energetic performances of the power thyristor converters one of the main parts of such SMES, are considered. The construction of converter designed for an experimental SMES plant at the Institute of High Temperatures of Academy of Sciences of Russia in 1989—1992 is described. Versions of a converter circuits with GTO's for SMES are briefly considered.

Key words: superconducting magnetic energy storage, power thyristor converter, power systems, power characteristics, transient stability

ределяются параметрами как СПИНЭ, так и преобразователя.

В статье рассмотрены энергетические характеристики преобразователей, работающих в составе СПИНЭ, приведены схема и некоторые данные о преобразователе, разрабатывавшемся для экспериментального образца накопителя в Институте высоких температур АН РФ (ИВТАН), обсуждены возможности создания перспективных ВП с принудительной коммутацией.

Краткий исторический очерк по СПИНЭ. Интерес к использованию в энергетике сверхпроводящих индуктивных накопителей возник после того, как в ряде французских и японских работ в 1969—1970 гг. появились сообщения о разработке конструкций крупных сверхпроводящих соленоидов, а в 1970 г. промышленность некоторых стран стала производить многожильные сверхпроводящие провода с рабочей плотностью тока до 10^4 А/см², пригодные для работы в магнитных полях с индукцией порядка 4 Тл. В СССР первое сообщение о практическом осуществлении вывода энергии, накопленной в сверхпроводящем соленоиде (порядка 7,5 кДж), через инвертор в сеть промышленной частоты было опубликовано в 1971 г. [3].

В течение 1975—1979 гг. в США были разработаны концептуальный и технический проекты СПИНЭ для подстанции Такома с целью демпфирования колебаний активной мощности, возникавших в энергосистеме, которая связывала Северо-запад Тихоокеанского побережья с Калифорнией с помощью двух параллельных линий элект-

ропередачи переменного напряжения 500 кВ и постоянного напряжения ± 500 кВ длиной 1480 км с пропускной способностью 2100 МВт и 1800 МВт соответственно. Колебания с частотой 0,3–0,35 Гц возникали при резких изменениях режима в энергосистеме, причем размах колебаний мощности доходил до ± 300 МВт [4]. После пуска СПИНЭ в опытную эксплуатацию в 1983 г. он проработал более 1700 ч, причем с его помощью неоднократно успешно подавлялись искусственно вызываемые в системе колебания [5, 6].

В 1989 г. в СССР с целью изучения возможностей управления режимами работы энергосистем была начата разработка экспериментального СПИНЭ, который должен был быть смонтирован на стенде ИВТАН. Эта работа, в которой также участвовали Московский энергетический институт (управление режимами СПИНЭ), Всесоюзный (ныне Всероссийский) электротехнический институт (проектирование преобразовательного агрегата), СКТБ и завод объединения «Трансформатор», г. Тольятти (разработка технической документации на электрооборудование и его изготовление), активно проводилась в 1989–1992 гг.

В табл. 1 приведены параметры СПИНЭ, как испытывавшегося на подстанции Такома (США), так и предполагавшегося для сооружения на стенде ИВТАН.

Таблица 1

Параметр	СПИНЭ на подстанции Такома	СПИНЭ на стенде ИВТАН
Индуктивность соленоида, Гн	2,4	7
Ток соленоида номинальный, кА	4,9	5
То же, в форсированном режиме, кА	5,4	5,5
Накопленная энергия (при токе 5 кА), МДж	30	87,5
Обменная энергия, МДж	9,1	30
Рабочее напряжение на выводах соленоида, кВ	2,1	4,2
Номинальная мощность установки, МВт	10	25

Энергетические характеристики преобразователей, работающих в составе СПИНЭ. С целью снижения потребления реактивной мощности при регулировании активной ВП для СПИНЭ выполняют в виде нескольких однотипных агрегатов, как правило, собранных по мостовой схеме и соединенных по цепи постоянного тока последовательно [7] (рис. 1). Активная P и реактивная Q_1 (по первой гармонике) мощности такого многомостового преобразователя при токе I_d могут быть определены из следующих выражений:

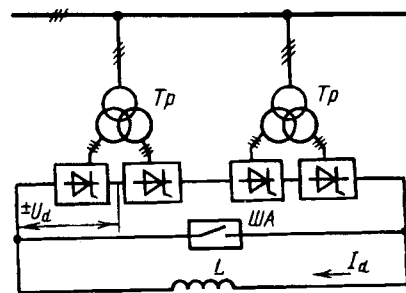


Рис. 1. Четырехмостовой преобразователь, работающий в составе СПИНЭ

$$P = U_{d0} I_d \sum_{n=1}^N \cos(\alpha_n + 0,5 \gamma_n); \quad (1)$$

$$Q_1 = U_{d0} I_d \sum_{n=1}^N \sin(\alpha_n + 0,5 \gamma_n), \quad (2)$$

где α_n — угол управления n -го моста; N — число мостов; U_{d0} — выпрямленное напряжение одного моста при $\alpha=0$ и XX; γ_n — угол перекрытия токов (угол коммутации) n -го моста, определяемый соотношением

$$\gamma_n = \arccos(\cos \alpha_n - u_k^* I_d / I_{d \text{ ном}}) - \alpha_n, \quad (3)$$

в котором u_k^* — напряжение КЗ (в относительных единицах) энергосистемы, преобразовательного трансформатора и шинопроводов, пересчитанное к выводам моста; $I_{d \text{ ном}}$ — номинальный ток моста.

Приняв за базисную установленную мощность всего преобразователя $S_6 = N U_{d0} I_{d \text{ ном}}$ и обозначив $I_d^* = I_d / I_{d \text{ ном}}$, $P^* = P / S_6$, $Q_1^* = Q_1 / S_6$, перепишем соотношения (1)–(3) в относительных единицах:

$$P^* = I_d^* \sum_{n=1}^N \cos(\alpha_n + 0,5 \gamma_n); \quad (1a)$$

$$Q_1^* = I_d^* \sum_{n=1}^N \sin(\alpha_n + 0,5 \gamma_n); \quad (2a)$$

$$\gamma_n = \arccos(\cos \alpha_n - u_k^* I_d^*) - \alpha_n. \quad (3a)$$

На рис. 2 показана область возможных значений P^* и Q_1^* для двухмостового преобразователя. При изменении углов управления обоих мостов α_1 и α_2 от $\alpha_{\min}$ до $\alpha_{\max} = \pi - \delta_{\min} - \gamma$ (где $\delta_{\min}$ — минимальный угол запирания в инверторном режиме; γ — угол перекрытия при $\alpha_{\max}$ и $I_{d \text{ ном}}$) эта область ограничена сверху дугой радиуса $S^* = I_d^*$ и снизу двумя дугами половинного радиуса $0,5 S^*$ с центрами на линиях, соответствующих углам $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$. В токе каждого моста и, следовательно, в токе всего преобразователя на стороне сети содержатся гармоники

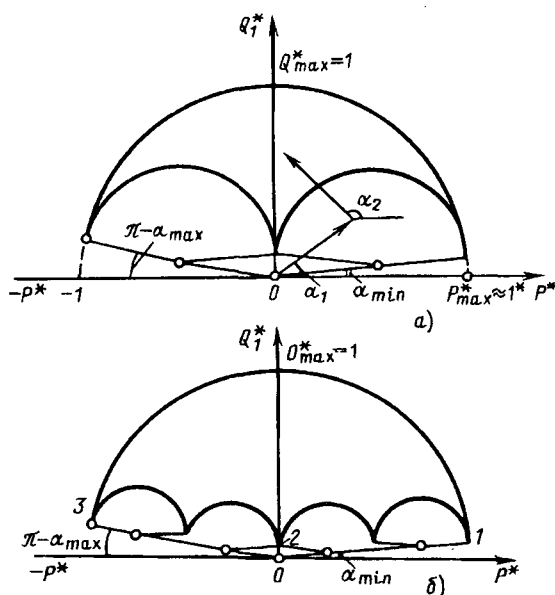


Рис. 2. Области возможных значений активной P и реактивной Q_1 мощностей для: двухмостового (а) и четырехмостового (б) преобразователей

порядка $6k \pm 1$ (где $k=0, 1, 2, 3, \dots$), т.е. 1-я, 5-я, 7-я, 11-я, 13-я и т.д.

Лучшие возможности с точки зрения снижения потребления реактивной мощности в процессе регулирования активной имеет 4-мостовой преобразователь (рис. 1). Нижняя граница рабочей зоны в координатах P^*, Q_1^* для такого преобразователя при той же суммарной установленной мощности мостов определяется четырьмя дугами радиуса $0,25 S^*$ (рис. 2, б). В кривой переменного тока как каждого отдельного моста, так и всего преобразователя в целом, наинизшим по-прежнему являются 5-я и 7-я гармоники, хотя при некоторых сочетаниях углов α_n содержание этих гармоник в токе всего преобразователя может значительно снижаться за счет их взаимокompенсации. Однако четырехмостовой преобразователь допускает и другой режим управления, когда каждая из двух пар мостов образует 12-фазный блок (за счет включения вентильных обмоток трансформаторов этой пары в звезду и треугольник) и углы двух мостов одной пары одинаковы; тогда в кривой сетевого тока преобразователя содержатся высшие гармоники порядка 11, 13, 23, 25 ... В этом случае область возможных значений P^* и Q_1^* соответствует двухмостовому преобразователю (рис. 2, а).

Как видно из рис. 2, минимальное потребление реактивной мощности многомостовым преобразователем имеет место, когда углы управления какой-то части мостов N_1 (где $0 \leq N_1 \leq N$) равны $\alpha_{\min}$, а другой части $N - N_1$ — $\alpha_{\max}$. На рис. 2, б эти точки, соответствующие $P_{\max}, P \approx 0$ и $P_{\min} < 0$ отмечены цифрами 1, 2, 3.

В табл. 2 приведены значения угла γ в функции относительного тока I_d^* , рассчитанные по выражению (3а) при $u_k^* = 0,088$ и при $\alpha_{\min} = 5^\circ$ для выпрямительного режима — ВР (2-я строка) и при $\delta_{\min} = 15^\circ$ для инверторного режима — ИР (5-я строка). В остальных строках табл. 2 указаны значения максимальной активной мощности P^* и соответствующей реактивной Q_1^* , подсчитанные по этим значениям u_k^* и угла γ для ВР и ИР четырехмостового преобразователя.

Таблица 2

Режим	I_d^*	0,5	1,0	1,25	1,75
ВР	γ при $\alpha = 5^\circ$	12,8°	18,7°	22,6°	27,6°
	P^*	0,49	0,97	1,2	1,66
	Q_1^*	0,1	0,26	0,35	0,56
ИР	γ при $\delta = 15^\circ$	7,8°	13,6°	16,1°	20,7°
	P^*	0,47	0,93	1,15	1,57
	Q_1^*	0,16	0,37	0,49	0,75

В режиме «хранения» запасенной энергии ток накопителя I_d может проходить либо через все мосты преобразователя, который при этом находится в режиме КЗ ($P=0$), либо через шунтирующий аппарат — ША (механический или вентильный контактор или сверхпроводниковый ключ — криотрон), при этом вентили преобразователя заперты. Первый из этих вариантов энергетически менее выгоден как из-за потерь мощности в вентильных мостах и трансформаторах, так и из-за потребления при этом реактивной мощности (точка 2 на рис. 2, б). Поэтому этот режим преобразователя целесообразно применять лишь при кратковременности состояния «хранения» энергии.

Наряду с мостовыми в установках возможно применение и других преобразовательных схем. Так, авторы [2] предлагают применить 6-пульсную схему на базе трех двухфазных с трехфазным уравнивающим реактором и тремя «нулевыми» (или «буферными») вентилями. К числу основных преимуществ такой схемы относятся: а) возможность двухпараметрического регулирования за счет изменения углов управления как фазных, так и «нулевых» вентилях, т.е. возможность независимого регулирования P и Q в пределах диаграммы, качественно подобной рис. 2, а; б) меньшая токовая нагрузка на вентили при том же токе накопителя, что существенно, поскольку энергоемкие сверхпроводниковые накопители работают при токах порядка десятков килоампер; в) возможность использования «нулевых» вентилях в режиме «хранения» энергии и др. Недостатками схемы этого типа по сравнению с мостовой являются: большая расчетная мощность трансформатора и нетиповая схема соединения его обмоток, необходимость в трехфазном уравни-

нительном реакторе, примерно вдвое большее амплитудное значение прямого и обратного напряжений на вентильях.

Выбор в пользу той или иной схемы преобразователя может быть сделан после расчетов для конкретных параметров, а также экспериментальной проверки.

Режимы работы индуктивного накопителя. Энергия, запасенная в накопителе при токе I_d в момент t_1 ,

$$W_1 = 0,5 LI_d^2 = W_0 + \int_0^{t_1} ui dt, \quad (4)$$

где W_0 — начальная энергия в накопителе при $t=0$ и токе I_{d0} .

При зарядке ($W_1 > W_0$) или разрядке ($W_1 < W_0$) накопителя возможны следующие характерные режимы:

1. Постоянство напряжения на выводах накопителя $u = U = \text{const} \geq 0$, т. е. линейное во времени изменение тока в нем $i = I_{d0} + U_t/L$ и активной мощности $P = Ui$. Время, необходимое для изменения тока и энергии в требуемом диапазоне,

$$t_1 = L(I_{d1} - I_{d0})/U = (\sqrt{2LW_1} - \sqrt{2LW_0})/U. \quad (5)$$

2. Постоянство активной мощности $P = \text{const} \geq 0$. В этом случае напряжение и ток накопителя должны изменяться следующим образом:

$$u = \frac{P}{\sqrt{I_{d0}^2 + 2Pt/L}}; \quad (6)$$

$$i = \sqrt{2(W_0 + Pt)/L}, \quad (7)$$

и требуемое время равно

$$t_1 = (W_1 - W_0)/P = L(I_{d1}^2 - I_{d0}^2)/2P. \quad (8)$$

Видно, что при наличии ограничений на значения U (не выше допустимого рабочего напряжения накопителя $U_{\text{доп}}$) и I_d (не выше допустимого тока преобразователя) первый из этих режимов позволяет ввести в накопитель заданную энергию за меньшее время, чем второй, когда мощность P , поддерживаемая на уровне, который определяется $U_{\text{доп}}$ и меньшим из двух значений I_{d0} и I_{d1} , оказывается меньше по сравнению со средним за время t_1 значением P в режиме 1. Например, при увеличении запасенной энергии в накопителе, предполагавшемся для сооружения на стенде ИВТАН (табл. 1), от значения $W_0 = 57,5$ МДж (при этом $I_{d0} = 4,05$ кА) на величину обменной энергии 30 МДж ($I_{d1} = 5,0$ кА) и поддержании неизменного напряжения на уровне 4,2 кВ, мощность преобразователя P должна

линейно нарастать от 17 до 21 МВт и времядозаряда накопителя по формуле (6) получается равным $t_1 = 1,58$ с. В случае режима 2 неизменная мощность должна быть равна 17 МВт и времядозаряда накопителя увеличится до 1,76 с. Кроме того, необходимость регулирования напряжения приведет к большему потреблению преобразователем в этом режиме реактивной мощности.

Кроме отмеченных, к числу характерных режимов работы накопителя относится режим гармонического изменения мощности энергообмена $P = P_m \sin(2\pi f_k t)$, необходимый, например, для подавления электромеханических колебаний обменной мощности в энергосистеме с частотой f_k [2, 4]. На выбор режима энергообмена СПИНЭ с энергосистемой решающее влияние оказывают конкретные условия работы последней.

Конструкция преобразовательного агрегата. Упрощенная схема экспериментального стенда, намечавшегося в ИВТАН, показана на рис. 3.

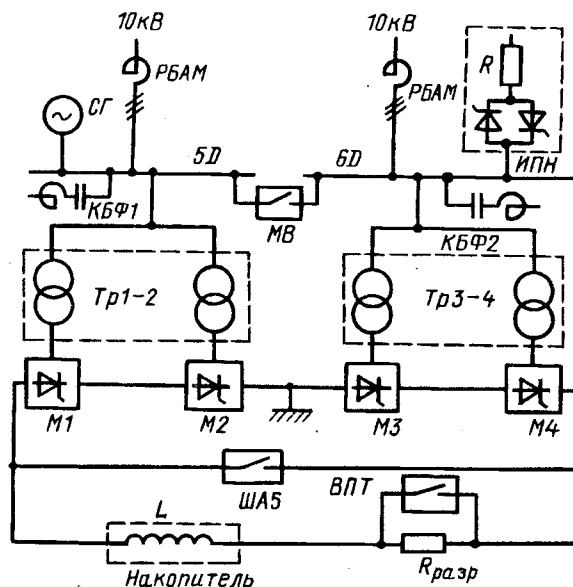


Рис. 3. Схема стенда, намечавшегося к монтажу в ИВТАН (выключатели и контакторы на стороне переменного тока для упрощения схеме не показаны)

Секции шин 5Д и 6Д, получающие питание по отдельным кабелям от одного из подстанций Мосэнерго, связаны выключателем ВШ и могут работать объединенно или раздельно. К каждой из этих секций присоединены преобразовательные трансформаторы $Tr1-2$ и $Tr3-4$, каждый с двумя отдельными сетевыми и вентильными обмотками. Номинальные параметры трансформаторов $S_{\text{ном}} = 2 \times 5050$ кВ·А, $U_{\text{лин}} = 894$ В обеспечивают напряжение преобразователя 4,2 и его длительную работу с током 4 кА при мощности 16,8 МВт. Форсированный режим с током преобразователя 5,5 кА допускается в течение одного часа. К каждой из секций шин подключена также батарея резонансных LC-фильтров КБФ, настроенных на

5-, 7- и 11-ю гармоники, а также содержащих широкополосное звено для подавления более высокочастотных гармоник.

При выборе силовых тиристоров была определена амплитуда аварийного тока, возникающего при КЗ «полюс—фаза» моста, что эквивалентно пробоем одного из плеч моста. В этом режиме возникают максимальные термические и динамические ударные воздействия на неповрежденные тиристоры моста, которые после прохождения полуволны аварийного тока должны сохранить способность запирает обратное и прямое напряжения при снятых быстродействующей защитой импульсах управления. Если такая способность не сохраняется, возникает глухое двухфазное КЗ трансформатора и преобразовательный мост практически выходит из строя, поскольку время срабатывания выключателя со стороны сети ($ВТр1-ВТр4$) достаточно велико. Амплитуда полуволны аварийного тока при замкнутом шиносоединительном выключателе была определена путем расчета и составила 67 кА.

Допустимая амплитуда полуволны ударного тока тиристоров типа Т272—1250 (номинальный средний ток 1240 А) составляет 20 кА, так что требуется включение в каждое плечо моста четырех тиристоров параллельно при неравномерности деления между ними аварийного тока до 20 %. Если в цепь каждого тиристора ввести плавкий предохранитель, рассчитанный на номинальный ток 1600 А, полный Джоулев интеграл $3,5 \cdot 10^6 \text{ А}^2 \cdot \text{с}$ и преддуговое время в условиях рассматриваемого аварийного режима 3,5 мс, токовое воздействие на неповрежденные тиристоры уменьшится за счет срабатывания предохранителя в поврежденном вентильном плече. Расчеты показали, что при этом в каждом плече можно включить параллельно не четыре, а три тиристора, если неравномерность деления тока между ними при наличии предохранителей не превысит 10%. При большей неравномерности деления тока возможно цепное срабатывание всех трех предохранителей в плече после срабатывания одного из них в результате аварии. Последнее обстоятельство все же заставило принять значительно более надежную конструкцию с четырьмя тиристорами, включенными параллельно в каждом плече.

Для деления тока между параллельными тиристорами было предусмотрено использовать одновитковые трансформаторы тока, вторичные обмотки которых, включенные у всех трансформаторов одного плеча согласно, образуют короткозамкнутый контур. Как показала экспериментальная проверка, неравномерность деления тока между четырьмя тиристорами, не превышает при этом 6%.

Как известно, при различного рода авариях преобразовательный мост может потерять способность осуществлять нормальную коммутацию тока и перейти в режим с одновременной длительной проводимостью двух вентильных плеч либо разных, либо одной фазы. В первом случае постоянный ток накопителя будет протекать по вентильным обмоткам трансформатора, вызывая его подмагничивание, а на полюсах моста будет действовать линейное напряжение трансформатора. Во втором случае трансформатор будет вообще отключен от цепи постоянного тока. В обоих случаях среднее значение тока проводящих вентилей на время аварии увеличивается в 3 раза. В ряде случаев после исчезновения причины, вызвавшей аварию, мост может снова втянуться в нормальную работу, в других случаях требуется его защита от перегрузки.

Такая защита обычно осуществляется включением параллельно мосту либо механического шунтирующего аппарата (МША), либо шунтирующего вентиля (ШВ). Аппарат МША позволяет надежно защитить преобразовательный мост, если ток непрерывно проводят два вентиль одной фазы; однако этот вариант имеет существенные недостатки: возможность возникновения двухфазного КЗ через МША, если проводящими оказываются два вентиль разных фаз; затрудненный ввод моста в нормальную работу после режима шунтирования; значительное время срабатывания и ограниченный ресурс. Преимущества ШВ заключаются в легкости как ввода моста в режим шунтирования при прохождении тока через два плеча разных фаз, так и вывода из этого режима, малое время срабатывания и неограниченный коммутационный ресурс. Для того, чтобы ШВ осуществлял шунтирование моста, когда ток непрерывно проводят два плеча одной фазы, падение напряжения в этом вентиле должно быть заметно меньше.

Каждый мост конструктивно выполнен в виде однотипного вентильного блока, содержащего три модуля ($M1, M2, M3$) по два плеча из четырех тиристоров в каждом плече (рис. 4) и четвертый аналогичный модуль $M4$, также содержащий во-

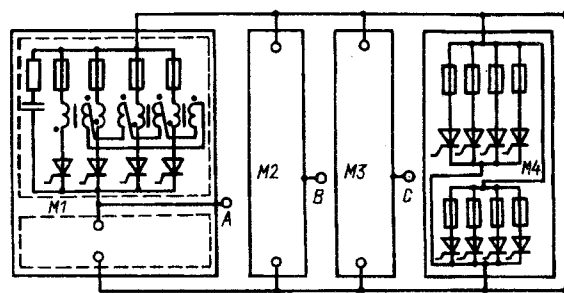


Рис. 4. Схема преобразовательного моста с ШВ

семь тиристоров, но соединенных параллельно с соответствующими средствами для деления тока, выполняющий роль ШВ. Охлаждение вентилей производится деионизованной водой.

Отключение КЗ на основных питающих шинах приводит к полной потере коммутирующей способности части или всех четырех преобразовательных мостов и требует обязательного шунтирования всех мостов с помощью общего шунтирующего аппарата ША5 (рис. 3). Если же КЗ произошло на ответвлениях от основных шин, посадка напряжения может быть не столь глубокой и после отключения поврежденного ответвления возможно втягивание аварийного моста в нормальную работу. Следует учесть, что допустимое время работы вентилей с утроенным средним значением тока не должно превышать 0,1 с, а минимальное время отключения КЗ в сетях 10 кВ составляет 0,2 с. Поэтому время задержки при срабатывании ШВ не должно превышать 0,1 с. Автоматическое повторное включение моста с ШВ производится после восстановления коммутирующего напряжения путем кратковременной (на один—два полупериода частоты сети) подачи управляющих импульсов, соответствующих выпрямительному режиму. После перевода тока с ШВ на вентили моста восстанавливается нужный угол управления α .

Основное назначение общего шунтирующего аппарата ША5, кроме шунтирования всех мостов при КЗ на питающих шинах или при срабатывании газовой защиты одного или обоих трансформаторов, — пропуск тока накопителя в режиме «хранения» запасенной энергии. Обратный перевод тока с ША5 на преобразователь осуществляется путем включения последнего в режиме КЗ при соответствующих значениях углов α и увеличении затем его тока до величины, равной току накопителя; при этом в ША5 токи накопителя и преобразователя взаимно включаются. Поскольку ток преобразователя в этом режиме имеет значительные пульсации, а ток накопителя идеально сглажен, ток через ША5 получается прерывистым; поэтому этот аппарат, выполненный на базе вакуумного выключателя переменного тока, может быть легко отключен.

С целью быстрого вывода из накопителя запасенной энергии в случае нарушения вакуума криогенной системы или перехода части обмотки в нормальную (не сверхпроводящую) фазу в цепи соленоида предусмотрен разрядный резистор $R_{\text{разр}}$ нормально шунтируемый выключателем постоянного тока ВПТ (рис. 3). Для рассеивания энергии порядка 100 МДж было намечено применить 20 бетэловых резисторов (в виде столбов высотой 1000 мм и диаметром 380 мм каждый), соединенных параллельно, результирующее сопро-

тивление равно 3,75 Ом. При начальном токе 5,35 кА напряжение на этих резисторах равно 20 кВ, следовательно напряжение на выводах накопителя с учетом напряжения преобразователя составляет 24 кВ, что не превышает допустимой величины в аварийном режиме. «Медленный» вывод энергии из накопителя с допустимой для нормальных режимов скоростью порядка 1 кА/с может осуществляться через преобразователь.

На стенде ИВТАН, электрическая схема которого показана на рис. 3, возможно проводить различные эксперименты, при этом:

а) секции шин 5D и 6D могут подключаться к шинам 10 кВ подстанции Мосэнерго для ослабления связи через последовательные реакторы РВАМ с относительным сопротивлением 6%;

б) к секции 5D может подключаться отдельный синхронный генератор СГ 32 МВ·А, с помощью которого на шинах 5D могут создаваться низкочастотные качания активной и/или реактивной мощности;

в) к секции 6D может присоединяться имитатор резкопеременной нагрузки ИПН в виде тиристорно-подключаемых резисторов;

г) при разомкнутом межсекционном выключателе МВ на стенде может осуществляться модель вставки постоянного тока со сверхпроводниковым накопителем в промежуточной цепи.

Описанный выше четырехмостовой преобразователь был спроектирован. Часть оборудования стенда имеется в наличии. Однако отсутствие финансирования заставило в 1992 г. свернуть эту работу.

Перспективы применения в составе СПИНЭ преобразователей на запираемых тиристорах. Появление в последние годы промышленно выпускаемых запираемых тиристоров (ЗТ) на токи порядка нескольких килоампер и напряжения до 4 кВ позволяет считать реальной задачу создания на их базе мощных преобразователей с принудительной коммутацией, которые принципиально могут не только потреблять, но и генерировать реактивную мощность [8—10].

На рис. 5 приведена схема трехфазного мостового преобразователя на ЗТ, отличающаяся от преобразователя на незапираемых тиристорах наличием шунтовых конденсаторов ШК, служащих для ограничения перенапряжений в моменты отключения тиристорами тока в вентильных обмотках трансформатора. Согласно [10] эти конденсаторы должны быть настроены в резонанс с индуктивностью рассеяния трансформатора при частоте, в 9 раз превышающей частоту сети. При этом генерируемая этими конденсаторами реактивная мощность $Q_C = 3\omega CU^2$ (здесь U — фазное напряжение) равна

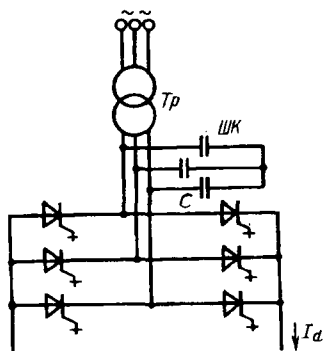


Рис. 5. Схема мостового преобразователя на ЗТ с шунтирующими конденсаторами (по [8, 10])

$$Q_C = S_T / 80 u_k^*,$$

где S_T — номинальная мощность трансформатора.

При напряжении КЗ трансформатора $u_k^* = 0,1$ имеем $Q_C = 0,125 S_T$.

Диаграмма, показывающая область возможных значений P^* и Q_1^* преобразователя по схеме рис. 5 при токе $I_d^* \leq 1$, приведена на рис. 6, а [10]. Эта область ограничена окружностью радиуса $S^* = 1$, центр которой смещен вниз относительно начала координат на величину $Q_C^* = Q_C / S_{\text{ном}}$. Нерабочая зона в области малых токов преобразователя на границе квадрантов III и IV, в которой не обеспечивается быстрое приключение положительного анодного напряжения к очередному включаемому тиристор, показана заштрихованным кружком. Минимально допустимый ток, определяющий радиус этой окружности, может составлять, как показано в [10] на расчетном примере, 10% от $I_{d \text{ ном}}$.

Как видно из рис. 6, а, преобразователь на ЗТ может работать при любых значениях угла

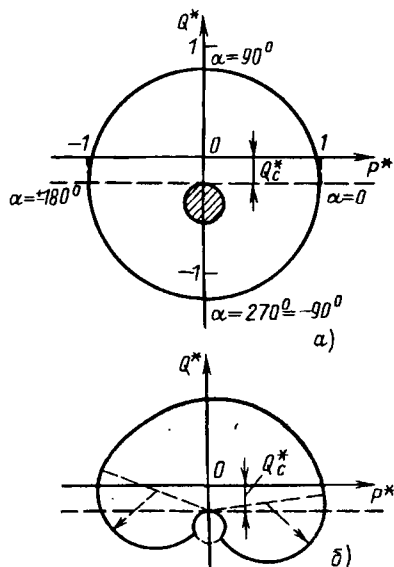


Рис. 6. Диаграммы P, Q_1 : а — для преобразователя на ЗТ с ШК по рис. 5, б — для комбинированного преобразователя

управления α от 0 до 360° . При $P > 0$, когда $-90^\circ < \alpha < 90^\circ$, он работает выпрямителем, при $P < 0$, когда $90^\circ < \alpha < 270^\circ$, — инвертором, причем в диапазоне изменения α от 0 до 180° он, как и в случае незапираемых вентилях, потребляет реактивную мощность ($Q_1 > 0$), часть которой компенсируется ШК, а в диапазоне α от 180° до 360° — генерирует реактивную мощность ($Q_1 < 0$). При $\alpha = 270^\circ$ имеет место режим компенсатора реактивной мощности.

Наличие ШК приводит к появлению в кривой анодного напряжения тиристоров колебательной составляющей с частотой 450 Гц. При $u_k^* = 0,1$ амплитуда этой составляющей равна 0,41 амплитуды линейного напряжения $U_{\text{лин}}$, в результате максимальное значение анодного напряжения тиристоров при углах α , равных $120, 220, 260^\circ$, составляет $1,43\sqrt{2} U_{\text{лин}}$. При $\alpha = 0$ или 180° максимальное анодное напряжение равно $1,18\sqrt{2} U_{\text{лин}}$.

С целью независимого регулирования значений P и Q_1 , как и в случае естественной коммутации, преобразователи, работающие в составе СПИНЭ, должны содержать два или более моста. При этом также имеется возможность в четырехмостовом преобразователе осуществить в каждой из двух пар мостов эквивалентный 12-фазный режим. Как указано в [10], в сетевом токе 12-фазного преобразователя с ШК и трехобмоточным трансформатором с размещением сетевой обмотки между двумя вентилями, соединенными в звезду и в треугольник, содержатся следующие гармоники: 11-я (0,187), 13-я (0,07), 23-я (0,08) и 25-я (0,06), так что коэффициент искажения тока примерно равен 0,2 (вместо 0,5 для одночного трехфазного моста с ШК). Углы управления α у двух мостов одной пары при этом одинаковы, а у каждой из двух пар устанавливаются в соответствии с требуемыми значениями P (или U_d) и Q_1 при данном токе I_d . Наряду с последовательным соединением мостов в каждой паре, как на рис. 1, реализация 12-фазного режима в преобразователях для СПИНЭ может оказаться целесообразной при их параллельном соединении через уравнивательные реакторы. Это позволит уменьшить число параллельно включенных ЗТ в каждом плече моста.

Если не требуется, чтобы СПИНЭ генерировал в сеть значительную реактивную мощность, половина мостов многомостового преобразователя может быть выполнена на ЗТ, а половина — на обычных тиристорах. Энергетическая диаграмма такого комбинированного двухмостового (или четырехмостового с 12-фазным режимом каждой из двух пар мостов) преобразователя показана на рис. 6, б.

Другой тип преобразователя на ЗТ, также предназначенный для связи сверхпроводящего накопителя с сетью переменного тока, кратко описан в [11], где изложены основные данные о СПИНЭ, разрабатываемом в США фирмой «Бабкок и Вилькоккс» (B&W) совместно с обществом «Муниципальные свет и энергетика», г. Анкоридж («Anchorage Municipal Light and Power») для установки в энергосистеме на Аляске. Собственно накопитель должен иметь энергоемкость $0,5 \text{ МВт} \cdot \text{ч}$ ($1,8 \cdot 10^9 \text{ Дж}$) при токе 16 кА. Основной блок ОБ преобразователя (рис. 7) выполнен по схеме инвертора напряжения на ЗТ, шунтированных в обратном направлении диодами, что обеспечивает его работу во всех четырех квадрантах PQ -диаграммы с независимым регулированием активной и реактивной мощностей. Для связи звена постоянного напряжения, где включен конденсатор C значительной емкости, с накопителем L_H использован блок импульсного двухтактного преобразователя ИП («чоппер») на ЗТ T_1, T_2 и диодах D_1, D_2 . Тиристоры T_1 и T_2 переключаются попеременно и проводят ток с перекрытием во времени. При вводе энергии в накопитель импульсный преобразователь работает в режиме регулятора «понижающего» типа, согласовывая источник напряжения (конденсатор C) с индуктивной нагрузкой (накопитель L_H). При разрядке накопителя ИП переходит в режим «повышающего» регулятора, что необходимо для согласования источника тока (накопителя L_H) с нагрузкой типа источник напряжения (звено постоянного напряжения с конденсатором C). В [11] указано, что для обеспечения требуемого качества переменного напряжения в сети основной блок — реверсивный преобразователь напряжения — выполнен по 18-пульсной схеме, так что наименьшими на стороне сети являются 17-я и 19-я гармоники.

Заключение. Успехи в создании практически пригодных СПИНЭ с энергоемкостью порядка $10^8 \div 10^9$ (а в недалеком будущем и более) позволяют считать вполне реальной задачу создания на их базе энергетических установок для улучшения ряда технико-экономических показателей

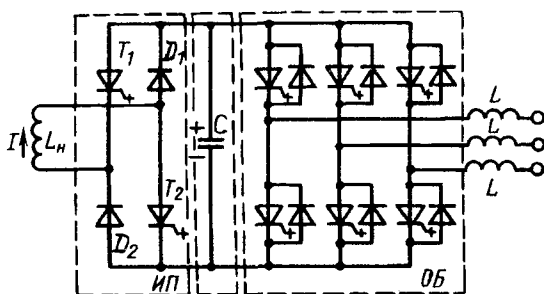


Рис. 7. Схема преобразователя, описанного в [11]

крупных узлов нагрузки и отдельных энергосистем. Об этом свидетельствуют не только источники литературы, приведенные в статье, но и более 15 докладов, представленных на Международном симпозиуме по вопросам применения СПИНЭ в электроэнергетике, проведенном в ноябре 1984 г. Институтом технической физики Центра ядерных исследований в г. Карлсруэ (Германия). Поэтому весьма желательно продолжение исследований и разработок в этой области, начатых в 1989—1992 гг. в ИВТАН, МЭИ, ЭНИН им. Кржижановского и других организациях.

К числу наиболее важных вопросов, подлежащих разработке, (помимо создания собственно сверхпроводящих накопителей) относятся:

исследование и выбор законов управления преобразователями с целью обеспечения отдельных или всего комплекса необходимых регулирующих воздействий на энергосистему: повышение динамической устойчивости в переходных или послеаварийных режимах, поддержание стабильности частоты и/или напряжение, подавление качаний обменной мощности и др. Реализация необходимых законов управления должна, естественно, базироваться на использовании наиболее совершенных современных средств цифровой управляющей электроники (в том числе, возможно, систем с перестраиваемой структурой);

выбор и разработка наиболее эффективных систем сильноточных вентильных преобразователей необходимой мощности для связи собственно накопителя с энергосистемой с учетом параметров и характеристик современных силовых приборов, совершенствование которых происходит весьма быстрыми темпами;

выбор и разработка схем вентильных преобразователей и методов управления ими с целью снижения потребления реактивной мощности или достижения нужных законов изменения последней в основных рабочих режимах, а в случае необходимости — и генерации реактивной мощности за счет применения специально разработанных преобразователей на запираемых тиристорах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Перспективы использования сверхпроводящих накопителей в электроэнергетических системах / Ю.Н. Астахов, В.А. Лабунцов, А.Г. Тер-Газарян и др. — Электричество, 1992, № 7.
2. Выбор индуктивного накопителя для энергетической системы. — Электричество, 1992, № 6.
3. Разряд сверхпроводящего накопителя на инверторный преобразователь / В.В. Андрианов, В.Б. Зенкевич и др. ДАН, 1971, т. 196, № 2.
4. Cresap R.L., Mittelstadt W.A. Small-Signal Modulation of the Pacific HVDC Intertie. — IEEE Trans on PAS, 1976, № 2.
5. Применение сверхпроводящего индуктивного накопителя на 30 МДж для стабилизации линии электропередачи

/ Дж.Д. Роджерс, Р.И. Шермер, Б.П. Миллер, Дж.Ф. Хауэр. — ТИИЭР, 1983, т. 71, № 9.

6. Shermer R.I. et al. Design and Operation of the 30 MJ Superconducting Magnetic Storage System on the Bus. — Cryogenic Eng. Conference, Colorado Springs, Aug. 1983.

7. Белоусов И.В., Соколов С.Г. Статические компенсаторы активно-реактивной мощности в энергосистемах — Электричество, 1988, № 1.

8. Кошечев Л.А., Поссе А.В., Шершнев Р.А. Перспективы применения запираемых клапанов в электроэнергетике. — Изв. АН РФ. Энергетика, 1994, № 1.

9. Булатов О.Г., Одынь С.В. Вентильные преобразователи на базе полностью управляемых тиристоров. Обзор ВИНТИ АН СССР, 1979.

10. Поссе А.В. Многофазные компенсированные преобразователи на базе запираемых тиристоров. — Сб. статей «Исследования и разработки высоковольтных преобразователей на базе новых полупроводниковых приборов». — С.-П.: Энергоатомиздат, 1992.

11. Kral S.F., Huang Xiannui, Xu Minfeng. Utility Applications of a Superconducting Magnetic Energy Storage System. — Power Gen-Asia, Hong Kong, Aug.25, 1994.

[17.03.95]

Авторы: Антонов Борис Михайлович окончил Московский институт инженеров железнодорожного транспорта в 1957 г. по специальности «Электромеханика». В 1992 г. в Московском энергетическом институте (МЭИ) защитил докторскую диссертацию, посвященную режимам работы и характеристикам ведомых сетей инверторов для магнитно-гидродинамических генераторов. Заведующий лабораторией преобразовательной техники в Институте прикладной сверхпроводимости Научного Объединения ИВТАН

Кувшинов Алексей Алексеевич окончил Тольяттинский политехнический институт в 1975 г. В 1992 г. защитил кандидатскую диссертацию в этом институте. Заведующий лабораторией Тольяттинского отделения Всероссийского электротехнического института (ВЭИ).

Курносое Борис Дмитриевич окончил МЭИ в 1954 г. по специальности «Электромеханика». Начальник отдела ВЭИ.

Лабунцов Владимир Александрович окончил МЭИ в 1950 г. по специальности «Промышленная электроника». Кандидатская (1953 г.) и докторская (1973 г.) диссертации посвящены исследованию схем автономных инверторов и преобразователей на их основе. Профессор МЭИ и главный редактор журнала «Электричество».

Лазарев Николай Семенович окончил МЭИ в 1957 г. по специальности «Электроэнергетика». В 1972 г. защитил в ВЭИ кандидатскую диссертацию по преобразовательным установкам для линий передачи энергии постоянным током. Начальник сектора ВЭИ.

Стукачев Анатолий Викторович окончил МЭИ в 1938 г. В 1951 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную перенапряжениям в электрических системах при переходных процессах. Работал старшим научным сотрудником ВЭИ. Скончался в 1991 г.

Математические модели электрических машин с электромагнитной редукцией

ЕФИМЕНКО Е.И.

На основе нового подхода к анализу работы электрических машин с электромагнитной редукцией и нового универсального метода аналитического исследования электрических машин, разработанного автором, получены математические модели машин всех основных типов с электромагнитной редукцией.

Ключевые слова: электрическая машина, электромагнитная редукция, математическая модель

Предложенный в [1] подход к анализу физических процессов в машинах с двусторонней зубчатостью с учетом явления электромагнитной редукции позволяет по-новому рассмотреть и вопрос о математическом описании этих процессов.

Mathematical models of electrical machines with electromagnetic reduction of all basic types have been created on the basis of a new approach to analysis of work of such machines. A new universal method of analytical investigation of electrical machines is proposed.

Key words: electrical machine, electromagnetic reduction, mathematical model

Принцип электромагнитной редукции заключается в том, что при развитой двусторонней зубчатости кривая магнитной проводимости между статором и ротором имеет период $2\pi/(z_2 - z_1)$, во много раз превышающий зубцовые

деления статора и ротора. Эта кривая может рассматриваться в качестве некоей расчетной явнополюсности, которая вращается во много раз быстрее ротора:

$$\omega_\lambda = \omega_R z_2 / (z_2 - z_1), \quad (1)$$

где ω_R — частота вращения ротора; ω_λ — частота кривой распределения удельной магнитной проводимости.

Для синхронизации волн МДС статора с волнами дополнительных индукций, возникших из-за упомянутой расчетной явнополюсности, ротор должен вращаться с частотой

$$\omega_R = \omega_{RC} = (\omega_1 + \omega_2) / z_2. \quad (2)$$

Это выражение записано для наиболее общего случая машины двойного питания с двумя обмотками на статоре, частотами их питания ω_1 и ω_2 и числами пар полюсов p_1 и p_2 . Для того чтобы волны дополнительных индукций имели те же полюсности, необходимо, чтобы

$$z_2 - z_1 = p_1 + p_2. \quad (3)$$

В машинах с униполярным (осевым) возбуждением надо принять $p_2=0$, $\omega_2=0$; в реактивных машинах $p_1=p_2=p$, $\omega_2=\omega_1$; в машинах с радиальным разноименно полюсным возбуждением $\omega_2=0$, $p_2 \neq p_1$; в асинхронных машинах частота тока в обмотке p_2 зависит от скорости ротора.

Для описания основных явлений в машинах с электромагнитной редукцией вместо реальных зубчатых структур статора и ротора можно рассматривать модель с гладким цилиндрическим статором и расчетным явнополюсным ротором, которому соответствует следующая кривая распределения магнитной проводимости:

$$\lambda(\varphi_S) = \lambda_0 + \lambda_{pm} \cos[(z_2 - z_1)\varphi_S - z_2\gamma], \quad (4)$$

где φ_S — текущая угловая координата, отсчитываемая от оси зубца статора; $\gamma = (\omega_R t - \gamma_0)$ — угол между осями зубцов статора и ротора.

Расчетный ротор имеет оси d и q наибольшей и наименьшей магнитной проводимости (рис. 1):

$$\lambda_d = \lambda_0 + \lambda_{pm}; \quad \lambda_q = \lambda_0 - \lambda_{pm}.$$

Индукции полей статора при действии его МДС по осям d и q

$$B_{ad} = F_{ad} \lambda_{\lambda d}; \quad B_{aq} = F_{aq} \lambda_{\lambda q}, \quad (5)$$

где $\lambda_{\lambda d} = \lambda_0 + \frac{1}{2} \lambda_{pm}$; $\lambda_{\lambda q} = \lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_{pm}$ — эквивалентные проводимости для основных гармоник полей по осям d и q .

Соответствующие индуктивности статора

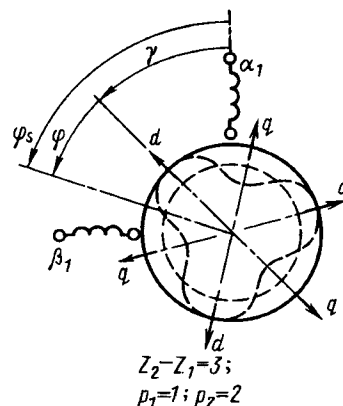


Рис. 1. Схема ДЭР с расчетным явнополюсным ротором, соответствующим машине с разностью чисел пазов ротора и статора, равным 3

$$L_{ad} = \frac{4\pi}{\pi^2 p} \tau l (w k_0)^2 \lambda_{\lambda d}; \quad L_{aq} = L_{ad} \lambda_{\lambda q} / \lambda_{\lambda d}. \quad (6)$$

Рассматривая все величины через их проекции на оси d и q , можно получить математическую модель метода двух реакций. Однако в [2] показано, что более общие и более удобные для анализа явлений математические модели электрических машин получаются с помощью метода вращающихся волн МДС и полей. А машины с электромагнитной редукцией, кроме вращающихся волн МДС и индукций, имеют и самостоятельно вращающуюся волну магнитной проводимости, не привязанную к ротору. Таким образом, метод вращающихся волн приобретает универсальный характер, наиболее естественным образом объясняет физические процессы и может стать основой при их математическом описании. В [2] рассматриваются машины с односторонней магнитной асимметрией, вызванной явнополюсностью или зубчатостью. После предложенной в [1] интерпретации физических процессов в машинах с двусторонней зубчатостью появляется возможность разработанные в [2] методы распространить и на этот случай. Более того, как показано в [1] на примере двигателей с электромагнитной редукцией (ДЭР) двойного питания и реактивных, концепция вращающихся волн позволяет выявить те особенности физических процессов, которые «не замечает» метод двух реакций.

Рассмотрим математические модели электромагнитных процессов в ДЭР различных типов.

ДЭР двойного питания. Для общности предполагается вращение ротора с произвольной скоростью ω_R . На статоре расположены две системы обмоток 1 и 2 (двухфазных или трехфазных) с числами полюсов $2p_1$ и $2p_2$ соответственно (p_2/p_1 — четное). Процессы в двух обмотках связаны только двусторонней неравномерностью зазора, непосредственная связь отсутствует. Процессы, возникающие из-за питания каждой обмотки, удобно рассматривать отдельно, а затем

наложить результаты. Допустим, что питается только обмотка 1. Как показано в [1], исходные токи i_{1f} частоты сети ω_1 создают не только поле полюсности $2p_1$ того же направления вращения, что и исходная МДС F_{1f} :

$$B_{ff} = F_{1fm} \lambda_0 \cos [p_1 \varphi_S - (\omega_1 t - \varphi_{1f})], \quad (7)$$

но при выполнении условий (3) — и обратное поле полюсности $2p_2$:

$$B_{bf} = \frac{1}{2} F_{1fm} \lambda_{pm} \cos [p_2 \varphi_S + \omega_1 t - \varphi_{1f} - z_2 \gamma]. \quad (8)$$

Это поле наводит в обмотке 2 токи i_{2b} обратной последовательности частоты $(\omega_1 - z_2 \omega_R)$. При «синхронной» скорости ротора ω_{RC} эта частота обращается в ω_2 .

Дополнительный ток i_{2b} до скорости $\omega_R = \omega_1 / z_2$ имеет обратное чередование фаз (на это указывает его второй индекс), при $\omega_R > \omega_1 / z_2$ происходит опрокидывание фаз и токи i_{2b} приобретают то же чередование фаз, что и основные токи i_{2f} частоты ω_2 , появляющиеся в обмотке 2 за счет напряжения питания.

Далее основная пространственная волна МДС F_{2b} от токов i_{2b} , имеющая число пар полюсов p_2 , воздействуя на две составляющие магнитной проводимости (4), создает обратное (по отношению к исходной МДС F_{1f}) поле B_{bb} с числом пар полюсов p_2 и прямое поле B_{fb} с числом пар полюсов p_1 и частотой вращения ω_1 :

$$B_{bb} = F_{2bm} \lambda_0 \cos [p_2 \varphi_S + (\omega_1 - z_2 \omega_R) t - \varphi_{2b}]; \quad (9)$$

$$B_{fb} = \frac{1}{2} F_{2bm} \lambda_{pm} \cos \{p_1 \varphi_S - [z_2 \gamma + (\omega_1 - \omega_R z_2) t - \varphi_{2b}]\}. \quad (10)$$

Условная картина образования МДС и полей при питании обмотки 1 показана на рис. 2. Обратное поле частоты $(\omega_1 - z_2 \omega_R)$ B_{bf} , созданное основным током i_{1f} обмотки 1 за счет «явнополюсности», и B_{bb} — основное поле от дополнительного тока i_{2b} обмотки 2, — складываясь, дают результирующее обратное поле B_{2b} , сцепленное с обмоткой 2 (поскольку имеет число пар полюсов p_2).

Прямые же поля B_{ff} и B_{fb} частоты ω_1 и полюсности $2p_1$ при сложении дают результирующее прямое поле B_{1f} , сцепленное с обмоткой 1.

На рис. 2 рядом с кружком, обозначающим вращающуюся волну МДС или индукции, указано число пар полюсов этой волны, в зависимости от которого поле сцепляется или с обмоткой 1, или с обмоткой 2.

Взаимодействие поля B_{1f} с током i_{1f} дает асинхронный момент M_{1f} , а взаимодействие поля B_{2b}

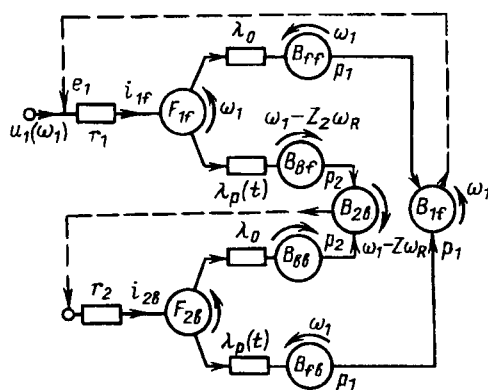


Рис. 2. Условная схема образования токов, МДС и полей в машине с двумя обмотками статора ($p=1$; $p=2$) за счет питания обмотки 1

с током i_{2b} — момент M_{2b} , которые, как показано ниже, равны друг другу.

Процессы, вызванные питанием обмотки 2 напряжением частоты ω_2 , абсолютно аналогичны, только при их описании по сравнению с предыдущим надо взаимно поменять индексы 1 и 2. Так, ток обмотки 2 частоты ω_2 обозначим через i_{2f} , а наведенный в обмотке 1 дополнительный ток частоты $(\omega_2 - z_2 \omega_R)$ — через i_{1b} .

Используя понятия временных векторов мгновенных значений переменных [2], запишем для систем токов в обмотках 1 и 2 выражения их временных векторов:

$$\begin{aligned} \underline{i}_{1f} &= \underline{i}_{1fm} e^{j\omega_1 t}; & \underline{i}_{1b} &= \underline{i}_{1bm} e^{j(\omega_2 - z_2 \omega_R) t}; \\ \underline{i}_{2f} &= \underline{i}_{2fm} e^{j\omega_2 t}; & \underline{i}_{2b} &= \underline{i}_{2bm} e^{j(\omega_1 - z_2 \omega_R) t}. \end{aligned} \quad (11)$$

Мгновенные значения токов $i_{1f} = \text{Re} \underline{i}_{1f}$, $i_{1b} = \text{Re} \underline{i}_{1b}$ и т. д.

Комплексные амплитуды токов

$$\underline{i}_{1fm} = I_{1fm} e^{-j\varphi_{1f}} \text{ и т. д.}$$

Действительные токи в фазах обмотки 1, если она двухфазная,

$$i_{a1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{Re} (\underline{i}_{1f} + \underline{i}_{1b}); \quad i_{\beta 1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{Re} (-j \underline{i}_{1f} + j \underline{i}_{1b}). \quad (12)$$

Если система обмоток трехфазная, то

$$\begin{aligned} i_A &= \frac{1}{\sqrt{3}} \text{Re} (\underline{i}_f + \underline{i}_b); & i_B &= \frac{1}{\sqrt{3}} \text{Re} (a^2 \underline{i}_f + a \underline{i}_b); \\ i_C &= \frac{1}{\sqrt{3}} \text{Re} (a \underline{i}_f + a^2 \underline{i}_b); & a &= e^{j \frac{2\pi}{3}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Потокосцепления обмоток разных частот после анализа выражений (7)–(10) можно записать следующим образом.

Обмотка 1, частота ω_1 (прямая последовательность):

$$\Psi_{1f} = \underline{i}_{1f} L_f + \underline{i}_{2b} L_b e^{j z_2 \gamma}; \quad (14)$$

частота $(\omega_2 - z_2 \omega_R)$ (обратная последовательность):

$$\underline{\Psi}_{1b} = \underline{i}_{1b} L_f + \underline{i}_{2f} L_b e^{-jz_2 \gamma}. \quad (15)$$

Обмотка 2, частота ω_2 :

$$\underline{\Psi}_{2f} = \underline{i}_{2f} L_f + \underline{i}_{1b} L_b e^{jz_2 \gamma}; \quad (16)$$

частота $(\omega_1 - z_2 \omega_R)$:

$$\underline{\Psi}_{2b} = \underline{i}_{2b} L_f + \underline{i}_{1f} L_b e^{-jz_2 \gamma}. \quad (17)$$

В последних выражениях

$$\begin{aligned} L_f &= \frac{1}{2} (L_{ad} + L_{aq}) + L_\sigma; \\ L_b &= \frac{1}{2} (L_{ad} - L_{aq}); \end{aligned} \quad (18)$$

где L_σ — индуктивность рассеяния.

Общий вид уравнений напряжений:

$$\underline{u}_k = \underline{i}_k r_k + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_k; \quad k = 1f, 1b, 2f, 2b, \quad (19)$$

причем $u_{1b} = u_{2b} = 0$; $u_{1f} = \sqrt{2} u_1$; $u_{2f} = \sqrt{2} u_2$.

Как следует из (14)–(19), уравнения напряжений представляют собой дифференциальные уравнения с переменными коэффициентами, так как $\gamma = \gamma(t)$ — функция времени. Для их приведения к уравнениям с постоянными коэффициентами преобразуем дополнительные токи и потокосцепления с индексами $1b$ и $2b$, появившиеся вследствие неравномерности зазора в машине:

$$\tilde{\underline{i}}_{1b} = \underline{i}_{1b} e^{jz_2 \gamma}; \quad \tilde{\underline{i}}_{2b} = \underline{i}_{2b} e^{jz_2 \gamma}. \quad (20)$$

Аналогично преобразовываются и соответствующие потокосцепления. Преобразование (20) назовем, как и в [2], унифицированием, поскольку в результате происходит приведение частот переменных к частотам сетей ω_1 ($k=2b$) или ω_2 ($k=1b$). Унифицированные переменные снабжаются сверху волнистой линией (тильдой).

Покажем, как осуществляется преобразование уравнений напряжений. При $k=1f$ или $2f$ достаточно осуществить замену (20), чтобы получить уравнения с постоянными коэффициентами:

$$\underline{u}_{1f} = \underline{i}_{1f} r_1 + \frac{d}{dt} (\underline{\tilde{i}}_{1f} L_f + \underline{\tilde{i}}_{2b} L_b); \quad (21)$$

$$\underline{u}_{2f} = \underline{i}_{2f} r_2 + \frac{d}{dt} (\underline{\tilde{i}}_{2f} L_f + \underline{\tilde{i}}_{1b} L_b). \quad (22)$$

При $k=1b$ или $2b$ умножим левые и правые части уравнений на $e^{jz_2 \gamma}$ и, учитывая, что

$$\frac{d}{dt} (\underline{\Psi}_k) = \frac{d}{dt} (\underline{\tilde{\Psi}}_k e^{-jz_2 \gamma}) = e^{-jz_2 \gamma} \left(\frac{d}{dt} - jz_2 \omega_R \right) \underline{\tilde{\Psi}}_k,$$

получим:

$$\underline{\tilde{u}}_{1b} = \underline{\tilde{i}}_{1b} r_1 + \left(\frac{d}{dt} - jz_2 \omega_R \right) (\underline{\tilde{i}}_{1b} L_f + \underline{\tilde{i}}_{2f} L_b) = 0; \quad (23)$$

$$\underline{\tilde{u}}_{2b} = \underline{\tilde{i}}_{2b} r_2 + \left(\frac{d}{dt} - jz_2 \omega_R \right) (\underline{\tilde{i}}_{2b} L_f + \underline{\tilde{i}}_{1f} L_b) = 0. \quad (24)$$

Системы уравнений напряжений, как и следовало ожидать в соответствии с приведенными выше физическими представлениями, разбиваются на две независимые системы: (21) и (24); (22) и (23). Каждая система состоит из двух уравнений. Решение каждой системы элементарно как в переходном, так и в установившемся режимах, поскольку уравнения (21)–(24) представляют собой дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами. В переходных режимах каждый ток, кроме гармонической составляющей, изменяющейся с одной из указанных выше частот, имеет две затухающие составляющие. Переход от унифицированных к реальным переменным f, b элементарен:

$$\underline{i}_{1b} = \underline{\tilde{i}}_{1b} e^{-jz_2 \gamma}, \quad \underline{i}_{2b} = \underline{\tilde{i}}_{2b} e^{-jz_2 \gamma}, \quad (25)$$

т.е. он заключается в смещении по частоте и фазе, так как

$$z_2 \gamma = z_2 \omega_R t - z_2 \gamma_0.$$

Асинхронный электромагнитный момент постоянного направления возникает в результате взаимодействия волн МДС и полей одинаковой полюсности и частоты вращения, например, F_{1f} и B_{1f} , F_{2b} и B_{2b} (рис. 2). Анализ явлений, обусловленных питанием обмотки 2, указывает на наличие взаимно неподвижных волн F_{2f} и B_{2f} , F_{1b} и B_{1b} . В соответствии с методом вращающихся волн [2] общее выражение для асинхронного электромагнитного момента

$$M_a = \frac{1}{4} \operatorname{Re} \partial / \partial \gamma (\underline{\tilde{i}}_{1f} \underline{\Psi}_{1f} + \underline{\tilde{i}}_{1b} \underline{\Psi}_{1b} + \underline{\tilde{i}}_{2f} \underline{\Psi}_{2f} + \underline{\tilde{i}}_{2b} \underline{\Psi}_{2b}). \quad (26)$$

В отличие от [2] здесь в качестве γ подразумевается не электрический, а обычный угол. В создании момента принимают участие только составляющие потокосцеплений (14)–(17), которые зависят от γ .

С помощью (14)–(17) можно показать, что первая и четвертая, а также вторая и третья составляющие одинаковы, и привести выражение момента к следующему:

$$M_a = \frac{z_2}{2} \operatorname{Re} j (\underline{\tilde{i}}_{2b}^* \underline{\tilde{i}}_{1f} + \underline{\tilde{i}}_{1b}^* \underline{\tilde{i}}_{2f}) L_b. \quad (26a)$$

Уравнения (21)–(24) и (26) можно рассматривать в качестве математической модели электромагнитных процессов асинхронного режима двигателя двойного питания.

Для установившегося режима d/dt в (21) и (24) заменяется на $j\omega_1$, а в (22) и (23) —

на $j\omega_2$. После подстановки (11) и сокращений получим из (21)–(24):

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2} \dot{U}_1 &= \dot{I}_{1f} r_1 + j\omega_1 (\dot{I}_{1f} L_f + \tilde{I}_{2b} L_b); \\ 0 &= \tilde{I}_{2b} r_2 + j(\omega_1 - z_2 \omega_R) (\tilde{I}_{2b} L_f + \dot{I}_{1f} L_b). \end{aligned} \right\} (27)$$

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2} \dot{U}_1 &= \dot{I}_{2f} r_2 + j\omega_2 (\dot{I}_{2f} L_f + \tilde{I}_{1b} L_b); \\ 0 &= \tilde{I}_{1b} r_1 + j(\omega_2 - z_2 \omega_R) (\tilde{I}_{1b} L_f + \dot{I}_{2f} L_b). \end{aligned} \right\} (28)$$

Умножим второе уравнение (27) на $\omega_1/(\omega_1 - z_2 \omega_R) = 1/(1 - v_1)$, где $v_1 = z_2 \omega_R/\omega_1$. Кроме того, представим: $r_2/(1 - v_1) = r_2 + r_2 v_1/(1 - v_1)$. С учетом этого в соответствии с уравнениями системы (27) строится электрическая схема замещения (рис. 3). Схема замещения для токов, обусловленных питанием обмотки 2, абсолютно аналогична, только взаимно меняются индексы 1 и 2.

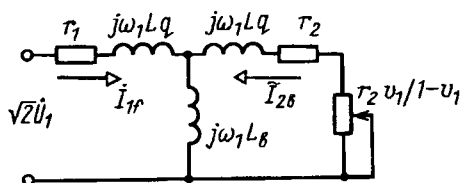


Рис. 3. Схема замещения для токов, возникших в ДЭР двойного питания за счет напряжения обмотки 1

Добавляя в выражение асинхронного момента нулевые члены

$$\operatorname{Re} (j \tilde{I}_{2b} \tilde{I}_{2b}^* L_f) \text{ и } \operatorname{Re} (j \tilde{I}_{1b} \tilde{I}_{1b}^* L_f),$$

получаем еще одну формулу:

$$M_a = \frac{z_2}{2} \operatorname{Re} j (\tilde{I}_{1b}^* \tilde{\Psi}_{1b} + \tilde{I}_{2b}^* \tilde{\Psi}_{2b}). \quad (29)$$

Для установившегося режима с помощью вторых уравнений (27) и (28), которым можно придать вид:

$$0 = \tilde{I}_{2b} r_2 / (1 - v_1) + j\omega_1 \tilde{\Psi}_{2b};$$

$$0 = \tilde{I}_{1b} r_1 / (1 - v_2) + j\omega_2 \tilde{\Psi}_{1b},$$

получаем:

$$M_a = \frac{z_2}{\omega_1} I_{2b}^2 r_2 / (1 - v_1) + \frac{z_2}{\omega_2} I_{1b}^2 r_1 / (1 - v_2) = M_{a1} + M_{a2}. \quad (30)$$

Механическая мощность, развиваемая двигателем, равна мощностям на сопротивлениях $r_2 v_1 / (1 - v_1)$ и $r_1 v_2 / (1 - v_2)$ схем замещения:

$$M_a \omega_R = I_{2b}^2 r_2 v_1 / (1 - v_1) + I_{1b}^2 r_1 v_2 / (1 - v_2).$$

Приблизительные кривые асинхронных моментов ДЭР двойного питания представлены на рис. 4. До значений $v_1 = 1$ и $v_2 = 1$ ($\omega_{R1} < \frac{\omega_1}{z_2}$ и

$\omega_{R2} < \frac{\omega_2}{z_2}$) моменты положительны (обратные поля B_{2b} и B_{1b} стремятся увлечь статорные обмотки 2 и 1 соответственно «в свою сторону», противоположную основным полям, а на ротор силы действуют в другую сторону, т.е. в направлении вращения полей B_{1f} и B_{2f}).

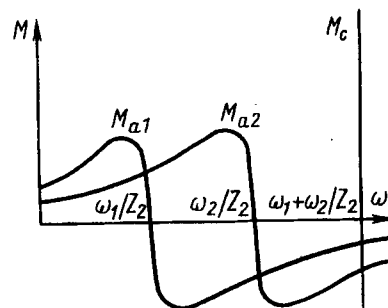


Рис. 4. Кривые моментов ДЭР двойного питания

При $v_1 = 1$ или $v_2 = 1$ ($\omega_{R1} = \frac{\omega_1}{z_2}$ или $\omega_{R2} = \frac{\omega_2}{z_2}$) наступают «частные синхронные режимы», дополнительные поля B_{2b} или B_{1b} становятся неподвижными, токи i_{2b} или i_{1b} и соответствующие моменты исчезают. После этих режимов (при $v_1 > 1$ или $v_2 > 1$) токи i_{2b} и i_{1b} приобретают то же чередование фаз, что и основные токи, а моменты становятся отрицательными.

В общем для обеих обмоток в «синхронном» режиме при $\omega_R = (\omega_1 + \omega_2)/z_2$ дополнительные токи i_{1b} и i_{2b} продолжают создаваться, приобретают частоты, равные частотам питающих сетей, и сливаются с основными (i_{1b} с i_{1f} , i_{2b} с i_{2f}) в общие токи. Однако для анализа полезно в этих токах по-прежнему выделять указанные составляющие, рассматривая их как предельные токи асинхронного режима. При этом токи i_{1f} и i_{2f} можно по-прежнему считать основными «сетевыми», а токи i_{2b} и i_{1b} — дополнительными, наведенными из-за «явнополюсности» основными токами «чужих» обмоток.

Конечно, можно было бы в системах (27) и (28) сложить напряжения одинаковых частот (первое уравнение — с четвертым, второе — с третьим) и получить два уравнения с двумя комбинациями реальных и унифицированных токов $(I_{1f} + \tilde{I}_{1b})$ и $(I_{2f} + \tilde{I}_{2b})$, которые можно было бы определить. Но задачи расчета всех характеристик двигателя это не решало бы. Необходимо, как минимум, два уравнения напряжений для каждой обмотки. В методе двух реакций это были бы уравнения по осям d и q , в предлагаемом методе — это уравнения вида (27) и (28), а в переходных режимах — (21) и (24).

Синхронизирующий момент образуется взаимодействием токов и потоков разных последовательностей [2]:

$$M_c = \frac{1}{4} \operatorname{Re} \frac{\partial}{\partial \gamma} (\dot{I}_{1f} \Psi_{1b} + \dot{I}_{1b} \Psi_{1f} + \dot{I}_{2f} \Psi_{2b} + \dot{I}_{2b} \Psi_{2f}), \quad (31)$$

причем в создании этого момента принимают участие только зависящие от γ составляющие потокосцеплений (14)–(17). При скорости, не равной ω_{Rc} , момент имеет характер пульсирующего. Учитывая (14)–(17) и вводя в (31) унифицированные переменные обратной последовательности, получаем:

$$M_c = \frac{z_2}{2} L_b \operatorname{Re} [-j (\dot{I}_{1f} \dot{I}_{2f} + \tilde{I}_{1b} \tilde{I}_{2b}) e^{-jz_2\gamma}]. \quad (32)$$

Первая и третья, вторая и четвертая составляющие момента в (31) оказываются попарно одинаковыми.

В установившемся синхронном ($\omega_R = \omega_{Rc}$) режиме этот момент перестает зависеть от времени и обращается в момент, который синхронизирует между собой поля различного «происхождения».

Учитывая выражения (11) и (20), получаем при $\omega_{Rc} = (\omega_1 + \omega_2)/z_2$

$$M_c = z_2 L_b \operatorname{Re} [(-j \dot{I}_{1f} \dot{I}_{2f} - j \tilde{I}_{1b} \tilde{I}_{2b}) e^{jz_2\gamma_0}]. \quad (33)$$

Токи, вошедшие в (33), определяются из систем (27) и (28).

С изменением нагрузки меняется угловое положение вращающегося ротора γ_0 . Характерно, что унифицированные токи, определяемые из (27)–(28), не зависят от нагрузки, приобретая таким образом универсальный характер: для всех нагрузок достаточно определить два тока обмотки ($\dot{I}_{1f}$ и $\tilde{I}_{1b}$, $\dot{I}_{2f}$ и $\tilde{I}_{2b}$). Реальные же токи, изменяющиеся с нагрузкой, очень удобно определяются через эти составляющие как сумма неизменного тока $\dot{I}_f$ и тока $\dot{I}_b$ неизменной амплитуды, вектор которого лишь поворачивается с изменением нагрузки:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{1f} + \tilde{I}_{1b} e^{jz_2\gamma_0}; \quad \dot{I}_2 = \dot{I}_{2f} + \tilde{I}_{2b} e^{jz_2\gamma_0}. \quad (34)$$

Задаваясь различными значениями угла γ_0 , получаем угловые характеристики токов и моментов с периодом $2\pi/z_2$.

Реактивный ДЭР. На статоре имеется только одна обмотка, имеющая p пар полюсов. Если рассматривать этот двигатель как частный случай ДЭР двойного питания, то следует принять $p_2 = p_1 = p$; $\omega_2 = \omega_1$; $z_2 - z_1 = 2p$; $\omega_{Rc} = 2\omega_1/z_2$. При этом скорость вращения волны проводимости равна скорости вращения основной волны МДС, обусловленной токами сети $\dot{I}_f$ и основной волны поля B_{ff} от этой МДС:

$$\omega_\lambda = \omega_{c1} = \omega_1/p.$$

Для общности снова рассмотрим асинхронный режим вращения с произвольной скоростью

ω_R , а синхронный режим будем считать частным случаем асинхронного. Именно такой подход применен в [2] для анализа обычных явнополюсных синхронных машин.

В этом двигателе все поля (как основные, так и дополнительные) имеют общую полюсность $2p$ и сцеплены с единственной обмоткой статора, в которой возникают токи $\dot{I}_f$ частоты ω_1 и $\dot{I}_b$ частоты $(\omega_1 - z_2 \omega_R)$. Используя предыдущий аппарат исследования ДЭР двойного питания, можно принять:

$$\dot{I}_f = i_{1f}; \quad \dot{I}_b = i_{2b}.$$

Соответственно можно использовать уравнения (21), (24) и (27). Асинхронный момент

$$M_a = \frac{z_2}{2} L_b \operatorname{Re} j \dot{I}_f \tilde{I}_b^*. \quad (266)$$

В установившемся режиме

$$M_a = \frac{z_2}{\omega_1} I_b^2 r_1 / (1 - 2v_1). \quad (30a)$$

Только выражение для синхронизирующего момента должно быть скорректировано. Поскольку поле $\Psi_{2b} = \Psi_b$ теперь имеет число полюсов $2p$ — такое же, как и МДС от тока $\dot{I}_{1f} = \dot{I}_f$, то они вступают во взаимодействие (как и $\dot{I}_b$ с Ψ_f):

$$\begin{aligned} M_c &= \frac{1}{4} \operatorname{Re} \frac{\partial}{\partial \gamma} (\dot{I}_f \Psi_b + \dot{I}_b \Psi_f) = \\ &= \frac{z_2}{4} \operatorname{Re} [-j (\dot{I}_f \tilde{\Psi}_b + \tilde{I}_b \Psi_f) e^{-jz_2\gamma}]. \end{aligned} \quad (35)$$

Поскольку теперь в синхронном режиме вектор $\underline{u}_1$ и кривая $\lambda_p(\varphi_S)$ (последняя в электрическом пространстве) вращаются с одинаковой скоростью ω_1 , то начальный угол γ_0 можно связать с положением осей d и q наибольшей и наименьшей проводимостей по отношению к вектору $\underline{u}_1$. Как показано в [2], начальный угол поворота кривой $\lambda_p(\varphi_S)$ равен $\gamma_{0\lambda} = (\frac{\pi}{2} + \theta)/p$, где θ — угол нагрузки (угол между осью q и $\underline{u}_1$). Угол же поворота ротора γ_0 в k_p раз меньше:

$$\gamma_0 = (\pi + 2\theta)/z_2, \quad (36)$$

($k_p = \omega_\lambda/\omega_R = z_2/2p$ — коэффициент электромагнитной редукции).

Подставляя (36) в (27) и (35), можно получить такие же выражения для токов и электромагнитного момента, какие в [2] получены для обычных синхронных реактивных двигателей, только $2p$ надо заменить на z_2 . В частности, токи статора установившегося режима

$$\left. \begin{aligned} \dot{I} &= \dot{I}_f + \dot{I}_b = \sqrt{2} \dot{I}_a; \quad \dot{I}_\beta = -j \dot{I}_a; \\ \dot{I}_f &= \sqrt{2} \dot{U}_1 \frac{r_1 - jx_f}{r_1^2 + x_f^2 - x_b^2}; \quad \dot{I}_b = \sqrt{2} \dot{U}_1 \frac{jx_b e^{-j2\theta}}{r_1^2 + x_f^2 - x_b^2} \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

Синхронизирующий момент

$$M_c = \frac{z_2}{2\omega_1} x_b [I_f^2 \sin 2(\varphi_f - \theta) - I_b^2 \sin 2\theta]. \quad (38)$$

В двигателе с электромагнитной редукцией полный период изменения токов и момента соответствует повороту кривой проводимости на угол π/p , а ротора — на угол $2\pi/z_2$. При $z_2 = 2p$ и гладком статоре имеем обычный синхронный реактивный двигатель.

Двигатель с радиальным разноименнополюсным возбуждением. Обмотка возбуждения питается постоянным током ($\omega_2 = 0$), ее число пар полюсов p_2 произвольно, но не равно p_1 (p_2/p_1 — четное); $z_2 - z_1 = p_1 + p_2$, синхронная скорость ротора $\omega_{Rc} = \omega_1/z_2$, синхронная скорость первичного поля $\omega_{c1} = \omega_1/p_1$, а скорость вращения кривой проводимости $\omega_\lambda = \omega_1/(p_1 + p_2)$ меньше ω_{c1} . Поэтому здесь не возникает таких асинхронного и синхронного реактивных моментов, какие возникали в предыдущем случае. Дополнительное поле B_{bf1} от токов i_{f1} , как и в ДЭР двойного питания, имеет $2p_2$ полюсов и наводит дополнительные токи i_{2b} в обмотке возбуждения. Частота этих токов равна ($\omega_1 - z_2 \omega_R$); в синхронном режиме она обращается в нуль, токи i_{2b} исчезают (но поле B_{bf1} остается). МДС возбуждения

$$F_{2f} = F_{2fm} \cos(p_2 \varphi_S + \varphi_{2f}),$$

воздействуя на переменную составляющую $\lambda(\varphi_S)$, создает поле

$$B_{bf2} = \frac{1}{2} F_{2fm} \lambda_{pm} \cos(p_1 \varphi_S - z_2 \omega_R t + z_2 \gamma_0),$$

наводящее в обмотке 1 ЭДС и токи частоты $z_2 \omega_R$, которая в синхронном режиме обращается в частоту ω_1 . Хотя это токи прямой последовательности, обозначим их через i_{1b} (чтобы использовать математическую модель ДЭР двойного питания). МДС от этих токов, действуя на λ_0 , создает поле, неподвижное относительно B_{bf2} (что является причиной возникновения одной из составляющих асинхронного момента), а действуя на $\lambda_p(\varphi)$, — поле, при любой скорости неподвижное в пространстве и неизменное во времени, как и поле возбуждения, и тоже имеющее полярность $2p_2$.

В переходных режимах уравнения двигателя совпадают с уравнениями (21)–(24) и (26). В установившихся режимах уравнения (27) сохраняются, а вместо (28) имеем:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2} \dot{U}_2 &= \dot{I}_{2f} r_2; \\ 0 &= \tilde{I}_{1b} r_1 - j z_2 \omega_R (\tilde{I}_{1b} L_f + \dot{I}_{2f} L_b). \end{aligned} \right\} \quad (28a)$$

Величина $j z_2 \omega_R \dot{I}_{2f} L_b e^{jz_2 \gamma} = \dot{E}_0$ представляет собой ЭДС, наведенную полем возбуждения. Момент

$$M_a = \frac{z_2}{\omega_1} \left(I_{2b}^2 \frac{r_2}{1 - v_1} - I_{1b}^2 \frac{r_1}{v_1} \right), \quad (30a)$$

где $v_1 = z_2 \omega_R / \omega_1$.

Ток возбуждения

$$\dot{I}_{2f} = I_{2f} e^{-j\varphi_2}$$

имеет фазу $\varphi_2 = \varphi_{2f}/p_2$, указывающую на пространственный сдвиг оси обмотки возбуждения 2 по отношению к избранному началу отсчета. От токов I_{1b} возникает тормозной момент, поскольку процесс наведения этих токов за счет независимого возбуждения есть генераторный режим.

При $\omega_R = \omega_{Rc} = \frac{\omega_1}{z_2}$ возникает синхронный момент, в котором согласно (31) можно выделить четыре попарно одинаковые составляющие. Для установившегося режима синхронизирующий момент можно определять по (33).

Асинхронный ДЭР. Вторичная обмотка с числом пар полюсов p_2 замкнута накоротко ($u_2 = 0$). Физические процессы рассмотрены выше и соответствуют процессам в асинхронном режиме ДЭР двойного питания, обусловленным только питанием обмотки 1. Явления, обусловленные питанием обмотки 2, отсутствуют ($i_{2f} = 0$, $i_{1b} = 0$). При математическом описании необходимо сохранить только уравнения (14), (17), (21), (24), (27). Асинхронный момент

$$M_a = \frac{z_2}{2} \operatorname{Re} j (\underline{I}_{2b} \underline{\Psi}_{2b}^*).$$

В установившемся режиме

$$M_a = \frac{z_2}{\omega_1} I_{2b}^2 r_2 / (1 - v_1).$$

ДЭР с униполярным возбуждением. Если в случае двигателя с радиальным разноименнополюсным возбуждением процессы можно рассматривать как наложение режима реактивного двигателя, обусловленного напряжением u_1 частоты ω_1 , и генераторного режима от постоянного возбуждения, то в двигателях с униполярным возбуждением реактивных (асинхронных и синхронных) моментов не возникает. Это следствие того, что здесь $(z_2 - z_1) = p_1$ (а не $2p_1$, как в реактивных двигателях, или $p_1 + p_2$, как в двигателях с радиальным возбуждением). При этом поле, созданное основной МДС якорной обмотки при воздействии на $\lambda_p(\varphi)$, имеет $4p_1$ -полюсную и уни-

полярную составляющие, не сцепленные с самой обмоткой (униполярная составляющая при $\omega_R \neq \omega_1/z_2$ наводит в ОВ переменную ЭДС, а при $\omega_R = \omega_1/z_2$ будет постоянным полем).

Постоянная МДС возбуждения F_2 , кроме постоянного нерабочего поля $B_2 = F_2 \lambda_0$, при воздействии на $\lambda_p(\varphi)$ создает поле

$$B_{12} = F_2 \lambda_{pm} \cos(p_1 \varphi_s - z_2 \omega_R t + z_2 \gamma_0), \quad (39)$$

наводящее в обмотке якоря ЭДС e_0 и ток i_{1b} частоты $z_2 \omega_R$. Полное потокоцепление этой частоты с обмоткой 1

$$\Psi_{1b} = 2L_b L_2 e^{-jz_2 \gamma} + \dot{i}_{1b} L_f, \quad (15a)$$

где I_2 — ток возбуждения.

Уравнения напряжений обмотки якоря частоты ω_1 :

$$\underline{u}_1 = i_1 r_1 + d/dt (\dot{i}_1 L_f); \quad (21a)$$

частоты $z_2 \omega_R$:

$$0 = \dot{i}_{1b} r_1 + d/dt \Psi_{1b}. \quad (23b)$$

В установившемся режиме

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 r_1 + j \omega_1 \dot{I}_1 L_f; \quad (27a)$$

$$0 = \dot{I}_{1b} r_1 - j z_2 \omega_R (2L_b I_2 e^{jz_2 \gamma_0} + \dot{I}_{1b} L_f). \quad (28a)$$

Тормозной асинхронный момент генераторного режима, обусловленного постоянным возбуждением,

$$M_a = -\frac{z_2}{\omega_1} I_{1b}^2 r_1 / v_1.$$

В синхронном режиме ($\omega_R = \omega_{Rc} = \omega_1/z_2$) поле B_{12} синхронизируется с основным полем яко-

от тока i_1 , при этом кривая $\lambda(\varphi)$ тоже синхронизируется с этим полем: $\omega_\lambda = \omega_1/p_1$.

Синхронизирующий момент

$$M_c = \frac{1}{4} \operatorname{Re} \partial/\partial \gamma (\dot{i}_1 \Psi_{1b}) = \frac{z_2 L_b}{2} \operatorname{Re} (-j \dot{i}_1 I_2 e^{-jz_2 \gamma}). \quad (31a)$$

Выводы. Разработанная теория двигателей с электромагнитной редукцией основана на новом подходе к анализу физических процессов в машинах с развитой двусторонней зубчатостью, использующем понятия вращающихся волн как МДС и индукций, так и удельной магнитной проводимости. Аппарат исследования удобен для математического описания, расчетов и анализа физических процессов установившихся в переходных, асинхронных и синхронных режимах. Если еще учесть, что этот же метод применяется в [2] для описания и анализа процессов практически во всех других типах электрических машин, то не будет преувеличением считать, что разработан универсальный метод исследования электрических машин, заложены основы их новой и действительно общей теории.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ефименко Е.И. Новый подход к анализу работы электрических машин с электромагнитной редукцией. — Электричество, 1994, № 10.
2. Ефименко Е.И. Новые методы исследования машин переменного тока и их приложения. — М.: Энергоатомиздат, 1993.

[17.02.94]

Автор: Ефименко Евгений Иванович окончил в 1963 г. электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ). В 1990 г. в МЭИ защитил докторскую диссертацию «Методы исследования несимметричных машин переменного тока и их приложения». Заведующий кафедрой электромеханики и измерительной техники Чувашского государственного университета.

Выбор рациональных структур и параметров системы автоматического регулирования электроприводов непрерывно-поточных агрегатов

ШЕСТАКОВ В.М.

Изложены аспекты построения современных САР скорости (САРС) электроприводов агрегатов по обработке полосовых материалов. Проведено комплексное исследование динамики цифроаналоговых и цифровых САРС, получены обобщенные характеристики качества систем, сформулированы критерии выбора рациональных структур и параметров регулирующей части приводов. Разработанные рекомендации предназначены для проектирования и модернизации систем электропривода агрегатов рассматриваемого класса.

Ключевые слова: электропривод, система регулирования скорости, обработка полосовых материалов

The paper considers aspects of designing modern speed control systems for electric drivers of aggregates intended for a treatment strip materials. Comprehensive investigation of the dynamics of digital-analog and digital speed control systems are carried out. Generalized characteristics of performance of systems are obtained. The criteria of selection of rational structures and parameters of the regulating unit of drivers are presented. Recommendations are given for designing and modernizing systems of electric drivers for the aggregates of the class involved.

Key words: electric drive, system of control speed, treatment of strip materials

К системам автоматического регулирования (САР) электроприводов непрерывно-поточных агрегатов, обрабатывающих полосовые материалы (бумажное полотно и др.), предъявляются достаточно жесткие требования по качеству статики и динамики как при управляющих, так и при возмущающих воздействиях [1], что обусловлено технологической необходимостью поддержания постоянства натяжения полосы или изменения его по заданному закону. Многообразие технических решений современных САР агрегатов рассматриваемого класса затрудняет выбор рациональных структур и параметров систем при их модернизации. В соответствии с этим задачами настоящей статьи являются комплексная оценка возможностей типовых САР (аналоговых и цифровых) и формулирование необходимых требований к их параметрам.

Аналоговая САР с интегральным корректором скорости электропривода. В существующих САР

скорости (САРС) агрегатов достаточно широко распространены аналоговые системы с регуляторами, выполненными на операционных усилителях. Такие регуляторы в ряде случаев не обеспечивают требуемой точности, что обусловлено недостаточностью их коэффициентов усиления в системах последовательного ведения скоростей секций [2]. Для повышения точности работы САРС можно рекомендовать введение цифровых интегральных корректоров скорости. Проанализируем возможности данного способа модернизации систем.

На рис. 1, а представлена нормированная структурная схема (НСС) подобной системы, где обозначено:

$T_{\text{и}}$ — постоянная времени интегратора (И); β_1, τ_1, τ_0 — динамический коэффициент усиления и постоянные времени реального ПИ-регулятора скорости (РС); $k_T, T_{\Sigma\text{Э}}$ — коэффициент передачи обратной связи токового контура и суммарная

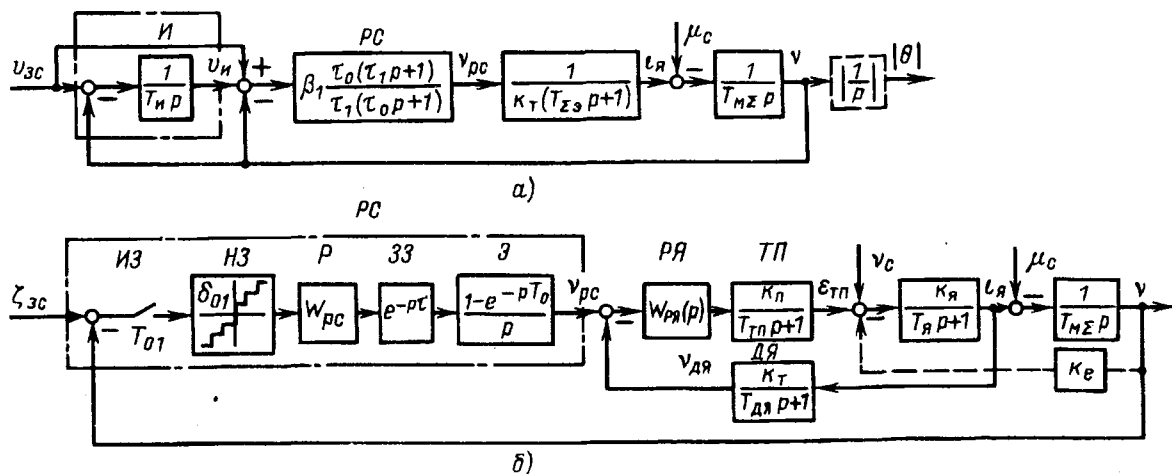


Рис. 1. Нормированные структурные схемы САРС: а — с интегральным корректором скорости; б — с микропроцессорным регулятором скорости

эквивалентная постоянная времени; $T_{мΣ}$ — суммарная механическая постоянная времени привода; $\vartheta_{зс}$, $\vartheta_{и}$, $\vartheta_{рс}$ — напряжения задания скорости, интегратора и РС; $i_{я}$, μ_c — ток якоря и момент сопротивления секции; v , θ — скорость двигателя и интегральная ошибка по скорости.

Контур тока представлен эквивалентной передаточной функцией с постоянной времени $T_{Σэ}$, в общем случае учитывающей инерционность контура скорости с упругой связью [2]. Передаточная функция РС действительна как для П-регулятора (при $\tau_0 = \tau_1$), так и для идеального ПИ-регулятора (при $\tau_0 \rightarrow \infty$). Настройка РС чаще всего выполняется в соответствии с условиями

$$\beta_1 = \frac{k_{\tau} T_{мΣ}}{2T_{Σэ}}; \quad \tau_1 = 4T_{Σэ}, \quad (1)$$

что для реального ПИ-РС с коэффициентом усиления в статике $k_{рс0} = \beta_1 \tau_0 / \tau_1$ обеспечивает в зависимости от соотношения τ_0 / τ_1 настройки контура скорости, промежуточные между оптимумом по модулю (ОМ) и симметричным оптимумом (СО). При синтезе данной САРС возникает задача определения оптимального значения постоянной времени $T_{и}$ корректора при различных структурах РС. Оптимальность выбора $T_{и}$ понимается в достижении наилучшего качества переходных процессов при управляющих и возмущающих воздействиях, т.е. в минимизации некоторого функционала качества динамики САРС. В соответствии с этим с помощью моделирования САРС на ЦВМ определялись следующие показатели качества:

относительное перерегулирование скорости при управлении

$$\bar{\sigma} = \sigma - \sigma^*;$$

относительное динамическое отклонение скорости при возмущении

$$\bar{v}_m = (v_m - v_m^*) / v_m^*;$$

относительная интегральная ошибка по скорости при возмущении

$$\bar{\theta} = (\theta - \theta^*) / \theta^*,$$

где σ^* , v_m^* , θ^* — соответствующие параметры переходных процессов в аналоговой системе без корректора.

Для оценки качества динамики САРС предложен функционал качества в виде

$$J = k_1 \bar{\sigma} + k_2 \bar{v}_m + k_3 \bar{\theta}, \quad (2)$$

где k_1, k_2, k_3 — весовые коэффициенты.

Методом экспертной оценки для агрегатов рассматриваемого класса были выбраны следующие значения весовых коэффициентов: $k_1 = 0,2$; $k_2 = 0,4$; $k_3 = 0,4$ при $k_1 + k_2 + k_3 = 1$. На рис. 2 построены

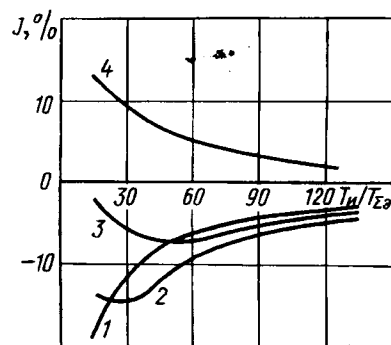


Рис. 2. Зависимости $J = f(T_{и}/T_{Σэ})$: 1 — П-РС, настройка на ОМ; 2 — реальный ПИ-РС, $\tau_0 = 5\tau_1$; 3 — реальный ПИ-РС, $\tau_0 = 10\tau_1$; 4 — ПИ-РС, настройка на СО

зависимости $J = f(T_{и}/T_{Σэ})$, откуда следует, что введение корректора в системе с идеальным ПИ-РС нецелесообразно, с П- и реальным ПИ-регулятором всегда полезно, а оптимальное значение $T_{и} \approx 30 T_{Σэ}$.

САРС с микропроцессорным регулятором скорости. На рис. 1,б показана НСС цифроаналоговой САРС с микропроцессорным РС. При этом РС содержит типовые статические и динамические звенья [3]: импульсное звено (ИЗ) с дискретностью по времени T_{01} , нелинейное звено (НЗ) с дискретностью по уровню δ_{01} , собственно регулятор (Р), реализующий требуемый алгоритм управления $W_{рс}$, звено запаздывания (ЗЗ) с временем запаздывания τ и экстраполятор нулевого порядка (Э). Аналоговая часть САРС включает в себя подчиненный токовый контур с тиристорным преобразователем (ТП), регулятором и датчиком тока якоря (РЯ и ДЯ), а также механическую часть привода с постоянной времени $T_{мΣ}$. В качестве воздействий на систему рассматривались управляющее воздействие $\xi_{зс}$ и возмущающие воздействия по моменту μ_c и напряжению сети ϑ_c . Контур тока настраивался на ОМ, запаздывание τ полагалось достаточно малым ($\tau \ll T_{01}$), алгоритм РС выбирался для П- и ПИ-регуляторов.

Исследования данной математической модели на ЦВМ проводились как при поочередном учете влияния дискретности T_{01} и δ_{01} , так и при их одновременном влиянии на поведение САРС, причем вариация указанных параметров выбиралась в пределах $0 \leq T_{01} \leq T_{Σэ}$ и $0 \leq \delta_{01} \leq 0,1$. В качестве критериев качества динамики системы были параметры $\bar{\sigma}$, $\bar{v}_m$ и $\bar{\theta}$ с учетом значений σ , v_m и θ в цифроаналоговой САРС (при $T_{01}, \delta_{01} \neq 0$). Следовательно, $\bar{\sigma}$, $\bar{v}_m$ и $\bar{\theta}$ характеризуют изменение динамики цифроаналоговой САРС по отношению к аналоговой системе при управляющих и возмущающих воздействиях, что позволяет дать комплексную оценку влияния дискретности

T_{01} и δ_{01} , а также сформулировать рациональные требования к параметрам микропроцессорного РС.

На рис. 3,а построены номограммы $\bar{\sigma}=f(\delta_{01}, T_{01}/T_{\Sigma 3})$ для настроек РС на ОМ и СО; на рис. 3,б представлены зависимости $\bar{\nu}_m, \bar{\theta}=f(T_{01}/T_{\Sigma 3})$, а на рис. 3,в — зависимости $\bar{\nu}_m, \bar{\theta}=f(\delta_{01})$. Из анализа полученных характеристик следует, что увеличение T_{01} приводит к увеличению значений $\bar{\sigma}, \bar{\nu}_m$ и $\bar{\theta}$, причем менее критичной является настройка РС на ОМ. Увеличение δ_{01} обуславливает некоторое снижение $\bar{\sigma}$ и существенное увеличение $\bar{\nu}_m$ и $\bar{\theta}$, причем

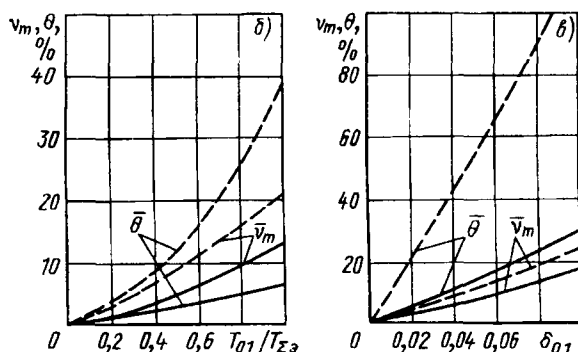
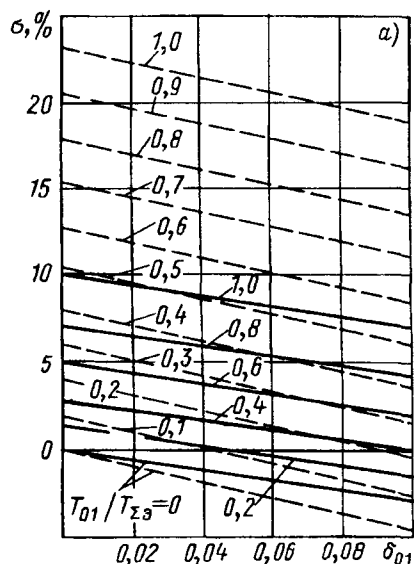


Рис. 3. Характеристики качества динамики САРС с микропроцессорным регулятором скорости: — — — — — настройка САРС на ОМ; — — — — — настройка САРС на СО

и здесь наименьшую чувствительность динамики имеет настройка на ОМ.

Были проведены также исследования динамики САРС по возмущению ϑ_c при вариации T_{01} и δ_{01} , причем их увеличение обуславливает повышение колебательности переходных процессов, сопровождаемое увеличением ν_m и θ .

На основании проведенных исследований и полученных номограмм могут быть сформулированы следующие требования к дискретности

по времени T_{01} и уровню δ_{01} :

при условии ухудшения качества динамики цифроаналоговой САРС по отношению к аналоговой системе не более 15 % при управляющих и возмущающих воздействиях допустимая дискретность по времени для настройки РС на ОМ составляет $T_{01}/T_{\Sigma 3} \leq 1$, а для настройки РС на СО — $T_{01}/T_{\Sigma 3} \leq 0,5$;

при тех же условиях допустимое значение δ_{01} для настройки на ОМ будет $\delta_{01} \leq 0,05$, а для настройки на СО $\delta_{01} \leq 0,02$.

Для САРС рассматриваемых электроприводов с упругими связями $T_{\Sigma 3} \approx 0,1 \dots 0,2$ с [2], так что требуемые значения $T_{01} \leq 0,05$ с, $\delta_{01} \leq 0,01$ %, что обуславливает необходимость применения в качестве РС стандартных 16-разрядных микропроцессоров.

САРС с прямым цифровым управлением. В данном случае РС и РЯ выполняются на микропроцессорах и имеют сходную математическую модель (см. предыдущий раздел). Базовой настройкой контура тока был ОМ при суммарной малой постоянной времени $T_{\Sigma 2}$, а контура скорости — СО при эквивалентной инерционности $T_{\Sigma 3}$.

Оценка качества переходных процессов при управлении и возмущении выполнялась по тем же параметрам $\bar{\sigma}, \bar{\nu}_m$ и $\bar{\theta}$. Изменение $\bar{\sigma}$ при вариации дискретности T_{02} и δ_{02} регулятора тока было незначительным (менее 0,5 %), в то время как $\bar{\nu}_m$ и $\bar{\theta}$ претерпевали существенные изменения. На рис. 4,а построены зависимости $\bar{\nu}_m, \bar{\theta}=f(T_{02}/T_{\Sigma 2})$, а на рис. 4,б — $\bar{\nu}_m, \bar{\theta}=f(\delta_{02})$. На

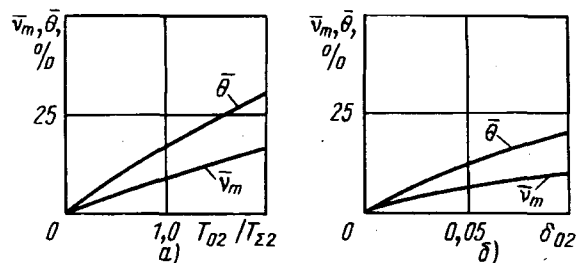


Рис. 4. Характеристики качества динамики САРС с прямым цифровым управлением

основании анализа полученных характеристик можно сформулировать соответствующие требования к T_{02} и δ_{02} . При прежних условиях отличия динамики цифровой и аналоговой систем рациональными значениями указанных параметров следует считать $T_{02}/T_{\Sigma 2} \leq 1$, $\delta_{02} \leq 0,05$. Значения T_{01} и δ_{01} РС при настройке на СО оговорены выше.

Выводы. При модернизации электроприводов непрерывно-поточных агрегатов с аналоговыми регуляторами достаточно эффективным является

введение цифровых корректоров скорости, обеспечивающих необходимое качество функционирования САРС.

При разработке систем электропривода агрегатов могут быть применены как цифроаналоговые, так и цифровые САРС с соответствующими параметрами микропроцессорных регуляторов в отношении дискретности по времени и уровню.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шестаков В.М. Системы электропривода бумагоделательного производства. — М.: Лесная промышленность, 1989.
2. Шестаков В.М. Автоматизированные электроприводы бумаго- и картоноделательных машин. — М.: Лесная промышленность, 1978.
3. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

[07.04.94]

Автор: Шестаков Вячеслав Михайлович окончил факультет электротехники и автоматизации Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ) в 1962 г. В 1989 г. защитил в ЛЭТИ докторскую диссертацию «Исследование, разработка научных основ и способов совершенствования многодвигательных электроприводов высокопроизводительных агрегатов бумагоделательного производства». Заведующий кафедрой электротехники и автоматизации производственных систем Петербургского института машиностроения.

**Если Вы работаете в области энергетики или электротехники,
позаботьтесь о том,
чтобы Ваши предприятие, лаборатория, кафедра
не опоздали с подпиской на**

«Э Л Е К Т Р И Ч Е С Т В О »

- старейший отечественный теоретический и научно-практический журнал, орган Российской Академии наук, Федерации энергетических и электротехнических обществ;
- выходит ежемесячно, предназначен для высококвалифицированных специалистов в области энергетики и электротехники;
- публикует теоретические и научно-практические работы отечественных и зарубежных ученых и инженеров, освещает работу российских и международных конференций, рецензирует учебники и монографии по тематике журнала, помещает материалы по истории электротехники, статьи о выдающихся отечественных ученых;
- переводится на английский язык, издается и распространяется в мире издательством «Elsevier Science»; русскоязычное издание поступает во все промышленно развитые страны мира.

*Условия подписки указаны в Каталоге
издательства «Известия», индекс 71106*

Синтез конформных отображений для составных односвязных областей в расчете электростатических полей

ШАКИРОВ М.А.

Разработан численно-аналитический метод построения функции комплексного переменного в явной форме для отображения на полуплоскость сложной односвязной области по известным конформным отображениям на полуплоскости отдельных ее частей. В основу метода положены идеи диакоптики с применением приближенных интегральных схемных моделей подобластей относительно их общих границ. Для иллюстрации алгоритма использован пример отображения по частям составной области, для которой известно также точное отображение на полуплоскость. Рассмотрены алгоритмы дихотомического синтеза, а также возможности совместного применения приближенных отображений в явной форме и обратных отображений, получаемых применением интеграла Кристоффеля—Шварца.

Ключевые слова: электростатические поля, сложные односвязные области, конформные отображения, синтез

Результативность анализа плоскопараллельных полей электротехнических устройств и систем весьма часто зависит от эффективности применяемых методов конформных преобразований сложных, в том числе составных, областей D_z [1, 2]. Последние составляют класс областей, которые можно представить состоящими из более простых подобластей $D_z^A, D_z^B, \dots$, т. е. таких, для которых функции $\omega^A(z), \omega^B(z), \dots$, преобразующие их на полуплоскости $D_\omega^A, D_\omega^B, \dots$, известны или они легко могут быть найдены. Отсутствие методов использования названных функций для построения функции $\omega(z)$, осуществляющей конформное преобразование составной области $D_z = D_z^A + D_z^B + \dots$ на полуплоскость D_ω , свидетельствует о теоретической незавершенности теории построения отображающих функций для сложных областей.

Предлагаемый в статье подход базируется на диакоптике (т. е. расчете через расчленение) полей, изложенной в [3 и 4], и потому предполагает возбуждение искусственного поля в заданной составной области. Подобласти $D_z^A, D_z^B, \dots$ рассматриваются как многополюсники с бесчисленным числом внутренних полюсов, но конечным числом $n_A, n_B, \dots$ внешних полюсов, через посредство которых они соединены друг с другом. Чем больше $n_A, n_B, \dots$, тем точнее получаемая приближенная модель. Каждая подобласть заменяется относительно внешних полюсов интегральной схемой замещения в виде эквивалентного многомерного генератора ЭДС (ЭМГЭ). Параметры ЭМГЭ A -

Explicit form mapping of the complex simply-connected domain on upper half-plane by using conformal mappings upper half-planes of its parts has been devised. Method is based on diacoptycs ideas and application of integral circuit models of subdomains. Algorithm of dichotomy synthesis and the application of that method for determination of the Christoffel—Schwarz are presented.

Key words: electrostatic fields, complex simply-connected domain, conformal mapping, synthesis

подобласти (A -ЭМГЭ) определяются применением отображающей функции $\omega^A(z)$, B -ЭМГЭ — применением функции $\omega^B(z)$ и т. д. По результатам расчета объединенной схемы из A -ЭМГЭ, B -ЭМГЭ, ... определяется потенциал $W(z)$ искусственного поля составной D_z -области, который далее используется для непосредственного построения функции $\omega(z)$, отображающей D_z на ω -полуплоскость. Таким образом, для определения точки ω_k в ω -полуплоскости, соответствующей точке z_k какой-либо из подобластей, необходимо вычислить промежуточные переменные, как показано на рис. 1.

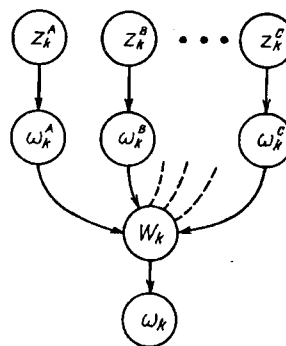


Рис. 1

Ввиду новизны постановки задачи рассмотрим предлагаемый путь ее решения на примере синтеза функции для несложной области $STMS$ (рис. 2,а), для которой известно точное отобра-

жение в неявной форме $z(\omega)$. Положим для простоты $\delta_0 = 1$ м. Рассматриваемую область можно расчлени на две простые A - и B -подобласти по прямолинейному отрезку MD .

На рис. 2,а показан один из вариантов возбуждения искусственного поля: на участке границы SD принято значение потенциала $U = U_0$, а на остальной части границы $DTMS$ $U = 0$.

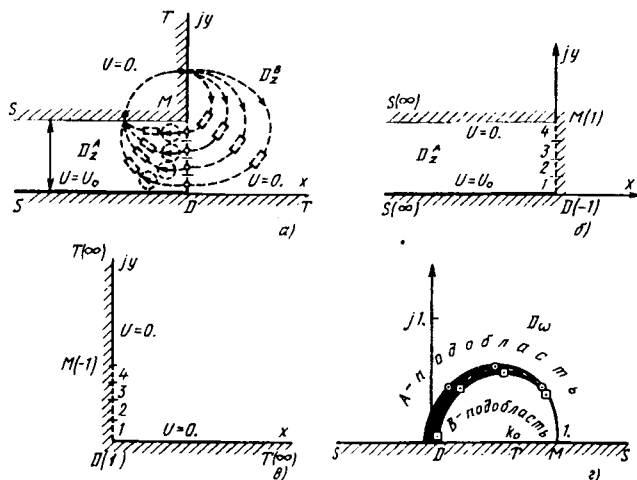


Рис. 2

Начальная часть алгоритма — определение параметров ветвей A - и B -ЭМГЭ, изображенных на рис. 2,а пунктиром. Для наглядности число внешних полюсов взято небольшим ($n = n_A = n_B = 4$). Принята равномерная дискретизация отрезка MD с шириной элементарных участков $a_i = \delta_0/n = \delta_0/4$. Середины этих участков определяют положения внешних полюсов $z_i = j(i-1/2)\delta_0/n$, где $i = \overline{1, n}$, число $j = \sqrt{-1}$. Нумерация полюсов принята снизу вверх.

Параметры ЭМГЭ характеризуют интегральные свойства подобласти и соответствуют режиму холостого хода (ХХ) многополюсника. Поэтому на границе MD изолированной A -подобласти приняты нулевые граничные условия второго рода (рис. 2,б). Параметры A -ЭМГЭ определяются с использованием конформного отображения изолированной A -подобласти на ω^A -полуплоскость. На рис. 2,б в скобках приведены координаты вершин в ω^A -полуплоскости, получающиеся в результате применения отображающей функции:

$$\omega^A(z) = -\operatorname{ch} \frac{\pi z}{\delta_0}; \quad \omega_z^A = -\frac{\pi}{\delta_0} \operatorname{sh} \frac{\pi z}{\delta_0}. \quad (1)$$

Комплексный потенциал искусственного поля в изолированной A -подобласти можно представить в виде

$$W^{(0)A} = \frac{U_0}{\pi} \ln t^A, \quad (2)$$

где

$$t^A = \omega^A \pm \sqrt{(\omega^A)^2 - 1}, \quad (3)$$

причем в (3) знак выбирается такой, чтобы $\operatorname{Im} t^A > 0$.

Согласно [3, 4] ЭДС i -й ветви A -ЭМГЭ определяется по формуле

$$E_i^A = -\operatorname{Im}(W_i^{(0)A}) = -\frac{U_0}{\pi} \ln |t_i^A|. \quad (4)$$

Расчеты параметров ветвей ЭМГЭ, выполненные по формулам (1)–(4), для A -подобласти при $n_A = 4$ и $U_0 = 1$ В представлены в табл. 1.

Таблица 1

i	z_i/δ_0	$\omega_i = -\operatorname{ch} \frac{\pi z}{\delta_0}$	t_i^A	E_i^A	R_i^A
1	$j 0,125$	$-0,9239$	$-0,92 + j 0,38$	$-0,875$	$0,531$
2	$j 0,375$	$-0,3827$	$-0,38 + j 0,92$	$-0,625$	$0,811$
3	$j 0,625$	$0,3827$	$0,38 + j 0,92$	$-0,325$	$0,811$
4	$j 0,875$	$0,9239$	$0,92 + j 0,38$	$-0,125$	$0,531$

Собственное сопротивление i -й ветвей A -ЭМГЭ вычисляется с помощью выражения

$$R_i^A = \frac{1}{\pi} \left[\ln \frac{2e}{a_i |t_i^A|} - \ln \frac{1}{\operatorname{Im}(t_i^A)} \right]. \quad (5)$$

Формула (5) выведена в предположении, что ток распределяется по ширине участка дискретизации a_i равномерно; ω_i^A соответствует середине элементарного отрезка на границе ω^A -полуплоскости и потому является вещественным числом. Все ветви A -ЭМГЭ связаны друг с другом управляющими сопротивлениями

$$R_{q,i}^A = R_{i,q}^A = \operatorname{Im}(W_{i,q}^A), \quad (6)$$

где i, q — номера i -й и q -й ветвей; $W_{i,q}^A$ — комплексная функция влияния, определяемая выражением

$$W_{i,q}^A = j \frac{1}{\pi} \ln \frac{t_i^A - t_q^{*A}}{t_i^A - t_q^A}. \quad (7)$$

Для рассматриваемого случая ($n_A = 4$) рассчитанная с помощью выражений (5)–(7) матрица сопротивлений ветвей A -ЭМГЭ получилась равной

	1	2	3	4	
$R^A =$	0,531	0,195	0,085	0,025	1
	0,195	0,811	0,306	0,085	2
	0,085	0,306	0,811	0,195	3
	0,025	0,085	0,195	0,531	4

Аналогично вычисляются параметры ЭМГЭ изолированной B -подобласти. На рис. 2,в в скобках приведены координаты вершин в ω^B -полуплоскости, реализуемые с помощью отображающей функции

$$\omega^B(z) = 2 \left(\frac{z}{\delta_0} \right)^2 + 1; \quad \omega_z^B = 4 \frac{z}{\delta_0^2}. \quad (8)$$

Искусственного поля в изолированной B -подобласти нет. Поэтому ЭДС ветвей B -ЭМГЭ равны нулю. Сопротивления ветвей B -ЭМГЭ рассчитываются по формулам (3)–(7), в которых следует индекс A поменять на индекс B . Результаты расчетов по этим формулам представлены в табл. 2.

Таблица 2

i	z_i/δ_0	ω_i^B	t_i^B	E_i^M	R_i^B
1	$j0,125$	0,96875	$0,97+j0,248$	0	0,534
2	$j0,375$	0,71875	$0,72+j0,695$	0	0,840
3	$j0,625$	0,21875	$0,22+j0,976$	0	0,894
4	$j0,875$	-0,53125	$-0,53+j0,847$	0	0,696

Матрица сопротивлений ветвей B -ЭМГЭ равна

	1	2	3	4	
$R^B =$	0,534	0,205	0,101	0,044	1
	0,205	0,840	0,354	0,145	2
	0,101	0,354	0,894	0,303	3
	0,044	0,145	0,303	0,696	4

Токами ветвей I_q объединенной схемы из ЭМГЭ (рис. 2,а) моделируются потоки вектора напряженности искусственного поля через участки дискретизации на границе MD . Очевидно столбцы токов $I^A = -I^B$. Уравнение цепи для определения этих токов можно представить в виде

$$(R^A + R^B) I^A = E^A. \quad (9)$$

При $n \rightarrow \infty$ выражение (9) преобразуется в интегральное уравнение. В результате решения (9) в случае $n=4$ получаем

$$I_1^A = -0,746, \quad I_2^A = -0,168, \quad I_3^A = -0,074, \quad I_4^A = 0,002.$$

Комплексный потенциал искусственного поля $W(z)$ в произвольной точке z_k составной области можно представить в виде

$$W_k^A = W_k^{(0)A} + W_{k,\bullet}^A \cdot I^A + C_0, \quad z_k \in D_z^A, \quad (10)$$

$$W_k^B = W_{k,\bullet}^B \cdot I^B, \quad z_k \in D_z^B, \quad (11)$$

где $W_{k,\bullet} = \{W_{k,q}\}$ — матрица-строка ($q = \overline{1, n}$); C_0 — вещественная константа, обеспечивающая равенство вещественных составляющих в выражениях (10) и (11) на границе MD между подобластями. Чтобы найти значение C_0 достаточно приравнять вещественные части (10) и (11) в одной из точек посередине между полюсами на

границе MD , т.е. в одной из точек $z_k = j \frac{\delta_0}{n} k$, где $k = \overline{1, (n-1)}$.

Для иллюстрации определим C_0 , приравняв (10) и (11) в точке $z_k = j0,5\delta_0$. Согласно формулам (1)–(4), (7) и данным табл. 1 со стороны A -подобласти имеем:

$$\omega_k^A = -\operatorname{ch} \frac{\pi(j0,5)}{1} = 0; \quad t_k^A = 0 + \sqrt{0^2 - 1} = j; \quad W_k^{(0)A} = \frac{1}{\pi} \ln j = \frac{j}{2};$$

$$W_{k,1}^A = j \frac{1}{\pi} \ln \frac{t_k^A - t_1^A}{t_k - t_1^A} = j \frac{1}{\pi} \ln \frac{j - (-0,92 - j0,38)}{j - (-0,92 + j0,38)} = -0,125 + j0,128;$$

1	2	3	4
-0,125 + +j0,123	-0,375 + +j0,514	0,375 + +j0,514	0,125 + +j0,128

$$W_{k,\bullet}^A =$$

После подстановки найденных значений в формулу (10) получаем комплексный потенциал в точке $z_k = j0,5$ в виде

$$W_k^A = j0,5 + (0,1288 + j0,280) + C_0.$$

Выполняя аналогичные расчеты для точки $z_k = j0,5$ со стороны B -подобласти, с учетом (8) и данных табл. 2 находим

$$\omega_k^B = 2 \left(\frac{z_k}{\delta_0} \right)^2 + 1 = 0,5; \quad t_k^B = 0,5 + \sqrt{0,5^2 - 1} = 0,5 + j0,866;$$

$$W_{k,1}^B = j \frac{1}{\pi} \ln \frac{t_k^B - t_1^B}{t_k - t_1^B} = j \frac{1}{\pi} \ln \frac{(0,5 + j0,866) - (0,97 - j0,248)}{(0,5 + j0,866) - (0,97 + j0,248)} =$$

$$= 0,08 + j0,14;$$

1	2	3	4
0,08 + +j0,14	0,245 + +j0,553	-0,57 + +j0,58	-0,322 + +j0,211

$$W_{k,\bullet}^B =$$

После подстановки найденных значений в формулу (11), получаем

$$W_k^B = 0,0591 + j0,241.$$

Приравнявая вещественные части найденных значений для W_k^A и W_k^B , получаем

$$C_0 + 0,1288 = 0,0591,$$

откуда находим $C_0 = -0,0697$ и $W_k^A = 0,0591 + j0,28$.

К сожалению, мнимые части W_k^A и W_k^B в рассматриваемой точке $z_k = j0,5\delta_0$ не совпали! В табл. 3 приведены значения W_k^A и W_k^B , вычисленные в других точках на линии MD (рис. 1,а) по формулам (10) и (11) при $C_0 = -0,0697$.

Таблица 3

z_k/δ_0	0	0,25	0,5	0,75	1
W_k^A	-0,854+ +j1	-0,109+ +j0,411	0,059+ +j0,28	0,133+ +j0,147	0,131+ +j0
W_k^B	-0,854+ j0	-0,109+ +j0,350	0,059+ +j0,24	0,133+ +j0,133	0,131+ +j0

Табл. 3 иллюстрирует полное совпадение вещественных частей комплексных потенциалов. Расхождение их мнимых частей объясняется грубостью дискретизации ($n=4$) линии MD . В точке $z=j0,5\delta_0$ погрешность составляет

$$\Delta = \frac{\text{Im}(W_k^A - W_k^B)}{\text{Im}(W_k^A + W_k^B)/2} 100\% = \frac{0,28-0,24}{(0,28+0,24)/2} 100\% = 15,4\%.$$

При $n=10$ значение $\Delta=6,3\%$, при $n=20$ $\Delta=3\%$, при $n=60$ значение Δ менее 2%. При $n=96$ W_k^A и W_k^B практически совпадают в рассматриваемых точках линии MD .

Значительный этап процедуры синтеза функции $\omega(z)$, отображающей составную D_z -область на ω -полуплоскость, связан с решением своеобразной обратной задачи построения $\omega(z)$ по известным аналитическим выражениям типа (10), (11) для искусственного поля в составной D_z -области. Исходным является очевидное утверждение о том, что функция комплексного потенциала поля D_z -области одновременно является таковой также для бесчисленного множества областей (в том числе для полуплоскостей), связанных с D_z -областью конформными преобразованиями при одинаковых граничных условиях в соответственных точках.

Положим, что $\omega(z)$ преобразует D_z -область так, что ее граница SD с потенциалом U_0 (рис. 2,а) отображается в отрицательную действительную полуось ω -полуплоскости. Тогда положительная действительная полуось ω -полуплоскости примет нулевой потенциал, и комплексный потенциал искусственного поля в точке ω_k ω -полуплоскости можно представить в виде

$$W_k = \frac{U_0}{\pi} \ln \omega_k - V_0, \quad (12)$$

где V_0 — вещественная константа.

Разрешая уравнение (12) относительно ω_k , получаем искомое преобразование составной области D_z на ω -полуплоскость в виде

$$\omega(z_k) = k_0 e^{\frac{\pi W_k}{U_0}}, \quad (13)$$

где $k_0 = e^{\pi V_0/U_0}$ — константа, причем $k_0 > 0$.

Коэффициент k_0 и точки z_S и z_D , разделяющие потенциалы $U=U_0$ и $U=0$ на границе D_z -области, однозначно определяют отображение (13). Дей-

ствительно, из анализа табл. 3 следует, что линия искусственного поля $V=0$ в D_z -области пересекает линию MD между токами $z=j0,25$ и $z=j0,5$. При этом $W_S \rightarrow \infty$, $W_D \rightarrow -\infty$, и следовательно независимо от k_0

$$\omega_S = \omega(z_S) = \infty, \quad \omega_D = \omega(z_D) = 0. \quad (14)$$

Коэффициент k_0 можно использовать для нормирования отображения. В частности, если потребовать $\omega_M = \omega(z_M) = \omega(j\delta_0) = 1$, то согласно (13) необходимо записать

$$1 = k_0 e^{\frac{\pi W_M}{U_0}},$$

где по данным табл. 3 $W_M = 0,131$.

Нормирующий коэффициент получается равным

$$k_0 = \frac{1}{e^{\pi W_M/U_0}} = \frac{1}{e^{\pi \cdot 0,131}} = 0,6626.$$

В результате преобразование, реализующее отображение D_z -области (рис. 2,а) на ω -полуплоскость при $\omega_S = \infty$, $\omega_D = 0$ и $\omega_M = 1$, принимает вид

$$\omega(z_k) = 0,6626 e^{\frac{\pi W_k}{U_0}}. \quad (15)$$

Процедура вычислений отображенных точек показана на рис. 3, где в скобках представлены

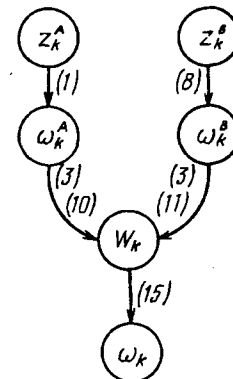


Рис. 3

используемые в алгоритме порядковые номера формул. Вычисленные по формуле (15) с использованием данных табл. 3 отображения точек линии MD (рис. 2,а) на ω -полуплоскость (рис. 2,з) приведены в табл. 4. Значения $\omega_{k(A)}$ вычислены по левой ветви алгоритма рис. 3,а значения $\omega_{k(B)}$ — по правой. Эти точки показаны на рис. 2,з, причем точки $\omega_{k(A)}$ изображены кружочками, а $\omega_{k(B)}$ — квадратиками. Точке z_T соответствует $\omega_T = k_0$. Получилось, что

линии MD D_z -области соответствуют две линии в ω -полуплоскости. Черным цветом показана «зона неопределенности» между ними. Ее размеры, очевидно, зависят от степени используемой дискретизации линии MD при решении задачи.

Таблица 4

z_k/δ_0	$j0$	$j0,25$	$j0,5$	$j0,75$	$j1$
$\omega_{k(A)}$	$-0,045 + j0,000$	$0,130 + j0,45$	$0,508 + j0,615$	$0,901 + j0,448$	$1,000 + j0,000$
$\omega_{k(B)}$	$0,045 + j0,000$	$0,214 + j0,420$	$0,580 + j0,547$	$0,919 + j0,410$	$1,000 + j0,000$
$\omega_{\text{точн}}$	$0,000 + j0,000$	$0,165 + j0,409$	$0,553 + j0,585$	$0,929 + j0,434$	$1,000 + j0,000$

В табл. 3 приведены также точные значения координат точек линии MD в ω -полуплоскости, вычисленные с помощью уравнения

$$z = \frac{2\delta_0}{\pi} \sqrt{x} + \frac{\delta_0}{\pi} \ln \frac{\sqrt{x} - 1}{\sqrt{x} + 1}, \quad (16)$$

$$x = \frac{\omega - 1}{\omega - 1/1,439229}. \quad (17)$$

Выражение (16) легко выводится из формулы Кристоффеля—Шварца. Заметим, что в отличие от алгоритма рис. 3 для определения ω_k по заданном z_k с помощью (16), (17) необходимы итерационные процедуры. Точный контур линии MD в ω -полуплоскости показан на рис. 2, пунктиром.

С увеличением числа участков дискретизации на линии MD зона неопределенности на рис. 2, сужается и линии точек $\omega_{k(A)}$ и $\omega_{k(B)}$ приближаются к пунктирной линии. Начиная с $n=60$, все три линии практически сливаются и совпадают с точным решением.

Что касается внутренних точек A - и B -подобластей [т. е. удаленных от линии MD на расстояния более, чем δ_0/n (рис. 2, а)], то даже при грубой дискретизации их отображения оказываются вполне удовлетворительными. В качестве примера найдем образ точки $z_k^A = (-0,25 + j0,5)\delta_0$. Согласно алгоритму рис. 3 необходимо проделать предварительные расчеты по формулам (1)–(3), (7). В результате получим:

$$\omega_k^A = j0,8687, \quad t_k^A = j2,193, \quad W_k^{(0)A} = j0,5;$$

	1	2	3	4
$W_{k,\bullet}^A =$	$-0,041 + j0,095$	$-0,054 + j0,027$	$0,054 + j0,027$	$0,041 + j0,095$

Подставляя найденные значения в выражения (10) и (15), находим:

$$W_k = 0,2158 + j0,3631;$$

$$\omega_k = k_0 \exp(\pi W_k) = 0,544 + j1,186,$$

в то время как по точной формуле (16) $\omega_k = 0,543 + j1,25$.

Как видно, действительные части обоих ω_k практически совпадают, а мнимые отличаются на 5 %.

В качестве внутренней для B -области возьмем точку $z_k^B = (0,25 + j1,25)\delta_0$. Согласно рис. 3 необходимо проделать предварительные расчеты по формулам (8), (3) и (7), заменив в них индекс A на индекс B . В результате получим

$$\omega_k^B = -2 + j1,25, \quad t_k^B = -3,8221 + j2,622;$$

	1	2	3	4
$W_{k,\bullet}^B =$	$0,025 + j0,014$	$0,073 + j0,042$	$0,108 + j0,068$	$0,101 + j0,078$

Подставив найденные значения в выражения (11) и (15), найдем

$$W_k = 0,039 + j0,022;$$

$$\omega_k = k_0 e^{\pi W_k} = 0,747 + j0,052,$$

в то время как по формуле (16) $\omega_k = 0,779 + j0,0518$. Здесь практически совпали мнимые части обоих ω_k , а их действительные части различаются всего на 4%.

С учетом соотношений (2), (3), (7), (10) и (11) преобразование (13) для точек, находящихся в A -подобласти, можно представить в виде

$$\omega(z^A) = t^A k_0 \left[\prod_{q=1}^n \left(\frac{t^A - t_q^A}{t^A - t_q^A} \right) \right]^{\sqrt{-1} \frac{I_q}{U_0}}, \quad (18)$$

а для точек, находящихся в B -подобласти, — в виде

$$\omega(z^B) = \left[\prod_{q=1}^n \left(\frac{t^B - t_q^B}{t^B - t_q^B} \right) \right]^{\sqrt{-1} \frac{I_q}{U_0}}, \quad (19)$$

где $t_q = t(\omega(z_q))$, причем z_q — координаты середин граничных элементов между подобластями.

Выражение (19) чуть проще (18), благодаря тому, что источник искусственного поля был размещен в A -подобласти (рис. 2, а). Вместе с рис. 3 эти выражения иллюстрируют кусочно-аналитический характер синтезированной функции $\omega(z)$ в D_z -области с исключенными (изолированными) точками z_q .

Завершая рассмотрение примера (рис. 2), заметим следующее.

1. Строго говоря, зона неопределенности, как зона больших погрешностей, шире той, что на

рис. 2,з. Она должна быть расширена до образов тех линий D_z -области, которые отстоят от линии MD на рис. 2,а на расстояние порядка δ_0/n , как это принято во всех методах, связанных с использованием граничных элементов.

2. Используя (13), нетрудно перейти к отображению D_z -области (рис. 2,а) на полуплоскость с другой нормировкой граничных точек с помощью дробно-линейных преобразований.

3. Получить отображение D_z -области на ω -полуплоскость с другой нормировкой границы можно также с помощью иного способа возбуждения искусственного поля. Например, при задании потенциала U_0 не на всей линии SD , а только на ее части, или на линии ST , или с помощью заряда (а также диполя) внутри одной из подобластей и т. д. Алгоритм синтеза несколько упрощается, если искусственное поле возбуждать путем наложения на внешние границы одной подобласти потенциала $U=U_0$ [например вдоль границы MSD рис. 2,а], а другой $U=0$. В этом случае ЭДС всех ветвей схемы замещения первой подобласти будут равны U_0 , а второй — нулю. Тогда отображение (13) переведет точку z_M в точку $\omega_M = \infty$, а точку z_D в точку $\omega_D = 0$.

4. Синтезированная функция (13) позволяет весьма просто найти ее производную, что важно для ряда приложений, в том числе для «дихотомического синтеза». В частности, для точек в D_z^A -подобласти производную можно представить в виде

$$\omega'_{z_k^A} = \frac{t_k^A \omega_k}{\sqrt{\omega_k^{A^2} - 1}} \omega'_{z_k^A} \left[\frac{1}{t_k^A} + j \sum_{q=1}^n \frac{I_q}{U_0} \left(\frac{1}{t_k^A - t_q^A} - \frac{1}{t_k^A - t_q^A} \right) \right], \quad (20)$$

где ω_k определяется по формуле (13), а $\omega'_{z_k^A}$ — по (1).

Формулу для $\omega'_{z_k^B}$ можно получить из (20) путем замены индекса A на индекс B и удаления первого слагаемого в квадратных скобках.

5. Дихотомический синтез в отличие от алгоритма рис. 3 реализуется для составной области с более чем двумя подобластями путем поэтапного построения отображающих функции только для двух подобластей. Его смысл поясняется на рис. 4,а и б, которые можно рассматривать как продолжение процедуры сращивания подобластей, начатой на рис. 2,а, с целью отображения сложной области рис. 4,б на верхнюю полуплоскость. Следующий этап реализуется путем сращивания единой AB -подобласти [отображаемой на полуплоскость с помощью функции (13), которую здесь удобно переобозначить как $\omega^{AB}(z)$] и C -подобласти (отображаемой на полуплоскость с помощью функции Якоби). В результате синтезируется функция ω_z^{ABC} , преобразующая область $D_z^{ABC} = D_z^{AB} + D_z^C$ (рис. 4,а) на верхнюю полуплоскость. Эта функция использу-

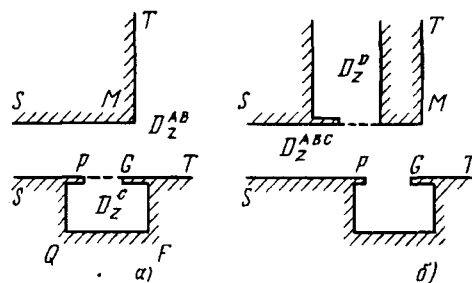


Рис. 4

ется далее при сращивании ABC -подобласти с D -подобластью, в результате чего синтезируется функция $\omega^{ABCD}(z)$, отображающая область $D_z^{ABCD} = D_z^{ABC} + D_z^D$ (рис. 4,б) на верхнюю полуплоскость. На каждом этапе используется свое искусственное поле. Очевидно функции, синтезируемые этим методом, должны давать результаты, совпадающие с функциями, построенными по алгоритму рис. 3 при одинаковой нормировке границ.

Заключение. 1. Изложенный метод синтеза кусочно-аналитического конформного отображения сложной односвязной области является *диакотическим*. Его основные этапы, подробно рассмотренные на примере разбиения области на две части, применимы и в общем случае декомпозиции сложной области более чем на две подобласти. Алгоритм усложняется лишь в части формирования уравнений интегральной схемы замещения из схемных моделей подобластей, что не вызывает принципиальных затруднений.

2. Аналитическое выражение получаемой синтезированной функции $\omega(z)$ содержит величины I_q , определяемые путем численного решения системы линейных уравнений n -го порядка, где n — число участков, на которые разбиваются границы между подобластями. Таким образом имеет место *приближенное численно-аналитическое решение* проблемы построения конформных отображений. Практическое использование кусочно-аналитической функции для расчета полей не отличается от применения обычных функций, включая приемы аналитического продолжения.

3. Рассмотренный подход позволяет синтезировать отображающую функцию в явной форме, т. е. в виде $\omega(z)$, а не в виде $z(\omega)$ (что типично при построении приближенных отображений многоугольников с помощью интеграла Кристоффеля—Шварца). Располагая явной формой отображения нетрудно найти все константы названного интеграла. Тем самым решается проблема получения и обратного конформного отображения для сложных многоугольных односвязных областей. Для практики полезно комбинированное применение обеих функций, поскольку обратное отображение позволяет получить более простые

формулы для вычисления производных синтезированной функции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фильчаков П.Ф. Приближенные методы конформных отображений. — К.: Наукова думка, 1964.
2. Канторович Л.В., Крылов В.И. Приближенные методы высшего анализа. — М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1962.
3. Шакиров М.А. Декомпозиционные алгоритмы анализа электромагнитных полей. — С.-Пб.: Изд-во С.-Петербургского гос. ун-та, 1992.
4. Шакиров М.А. Расчет по частям электрических полей. — Электричество. 1989, № 6.

[28.02.94]

Автор: Шакиров Мансур Акмелович окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института (ЛПИ, ныне Санкт-Петербургский государственный технический университет — СПбГТУ) в 1961 г. В 1980 г. в ЛПИ защитил докторскую диссертацию на тему «Разработка основ общей теории преобразований сложных электрических цепей и применения ее в диакоптике». Профессор кафедры теоретических основ электротехники СПбГТУ.

О вольт-амперной характеристике дугового разряда переменного тока

КАЗАКОВ О.А.

Показано, что величина площади вольт-амперной характеристики ($S_{\text{вах}}$) линейных (индуктивность, емкость) и нелинейных (дуговой разряд) инерционных элементов в цепях с периодическими функциями тока и напряжения равна осредненной скорости изменения энергии элемента (средней мощностью), а отношение $S_{\text{вах}}/2\pi$, равное реактивной мощности в случае гармонических функций тока напряжения, можно трактовать как реактивную мощность и в более общем случае периодических функций тока и напряжения. В этом случае отпадает необходимость в вычислении различных поправок к «общепринятой» реактивной мощности.

Ключевые слова: дуговой разряд, переменный ток, вольт-амперная характеристика, реактивная мощность

Наиболее доступными, достаточно легко измеряемыми при исследовании дугового разряда, особенно в промышленных условиях, являются электрические параметры: ток и падение напряжения на дуге. Если зафиксировать другие, неэлектрические, параметры (температуру и давление в рабочем пространстве электродуговой установки, расход плазмообразующего газа для обдуваемых дуг и т. п.), т. е. состояние стационарного дугового разряда (совокупность интегральных и распределенных физических характеристик) можно будет определять значениями тока и напряжения на дуге, а нестационарного — еще и их производными по времени.

Динамическая вольт-амперная характеристика (ВАХ) инерционного элемента электрической цепи, в том числе и дугового разряда, описывает переход из одного стационарного или квазистационарного состояния в другое, а также само

It is shown that square of volt-ampere curve of linear (inductance, capacitance) and nonlinear (arc discharge) inert elements in circuits with periodic functions of current and voltage is the average rate of element's energy change (average power), and the ratio of it to 2π , equal to reactive power in the case of harmonic functions of current and voltage can be used as reactive power in more general case of periodic functions of current and voltage. There is no need to calculate different corrections for «agreed-upon» reactive power in this case.

Key words: arc discharge, periodic current, volt-ampere curve, reactive power

квазистационарное состояние.

Данная статья посвящена анализу одного из интегральных показателей динамической ВАХ, а именно площади ВАХ ($S_{\text{вах}}$) квазистационарного дугового разряда в электрической цепи с ω -периодическими функциями тока и напряжения ($\omega = 2\pi/T$, T — период колебаний), и в первую очередь, определению его физического смысла.

Рассмотрим сначала ВАХ линейных инерционных (идеальных реактивных) элементов: индуктивности L и емкости C .

Электрические колебания в контуре, состоящем из индуктивности и емкости, аналоге однопараметрической механической колебательной системы — линейном осцилляторе, можно описать дифференциальным уравнением [1—3]

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \omega_0^2 x = 0,$$

где $\omega_0^2 = 2\pi/T_0 = 1/LC$ — квадрат собственной угловой частоты; T_0 — период колебаний; x — обобщенная координата.

Выбирая в качестве обобщенной координаты ток, по аналогии с механическими колебаниями введем для этой системы ряд обобщенных характеристик:

$p = L \frac{di}{dt}$ — обобщенный импульс;

$W = \frac{1}{2} L \left(\frac{di}{dt} \right)^2 = \omega_0^2 \left(\frac{C}{2} u^2 \right)$ — обобщенная кинетическая энергия;

$U = \frac{1}{2C} i^2 = \omega_0^2 \left(\frac{L}{2} i^2 \right)$ — обобщенная потенциальная энергия;

$E = W + U$ — обобщенная полная энергия;

$S_0 = \int_t^{t+T_0} p \frac{di}{dt} dt = \int_t^{t+T_0} u \frac{di}{dt} dt = \oint u di = S_{\text{вах}}$ — укороченное действие.

Тогда обобщенная кинетическая энергия системы (которая не является энергией в физическом смысле) определяется как произведение квадрата собственной угловой частоты на энергию индуцированного электрического поля E_3 , а обобщенная потенциальная энергия системы — как произведение квадрата собственной угловой частоты на энергию магнитного поля E_M . Математическое выражение площади ВАХ любого элемента (индуктивности или емкости) совпадает с укороченным действием (величиной, которая введена по аналогии с механическими колебаниями [1–3]), которая, в свою очередь, выражается через средние обобщенные кинетическую энергию $\bar{W}$ и полную энергию $\bar{E}$ системы, а также через среднюю энергию электрического поля $\bar{E}_3$ и среднюю энергию магнитного поля $\bar{E}_M$:

$$S_0 = S_{\text{вах}} = \frac{2\bar{W}}{\nu_0} = \frac{\bar{E}}{\nu_0} = 4\pi\omega_0 \bar{E}_3 = 4\pi\omega_0 \bar{E}_M, \quad (1)$$

где $\nu_0 = 1/T_0$ — частота колебаний.

Если мы рассматриваем индуктивность (емкость) в цепи, где ток и напряжение выражаются гармоническими функциями [здесь функции, которые могут быть представлены в виде $A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t)$], то можно искусственно заменить всю остальную цепь вместе с источником питания емкостью $C = 1/L\omega^2$ (индуктивностью $L = 1/C\omega^2$), так, чтобы собственная частота полученного колебательного контура была равна частоте тока и напряжения элемента, а начальные условия удовлетворяли амплитудам тока и на-

пряжения. В этом случае все предыдущие утверждения останутся неизменными, а для величины площади ВАХ можно получить и другие выражения:

для индуктивности

$$S_{\text{вах}} = \int_t^{t+T} L \left(\frac{di}{dt} \right)^2 dt = \frac{\omega}{X_L} \int_t^{t+T} u^2 dt = 2\pi \frac{U_d^2}{X_L} = 2\pi \bar{Q}_L, \quad (2)$$

для емкости

$$S_{\text{вах}} = - \int_t^{t+T} C \left(\frac{du}{dt} \right)^2 dt = -\omega X_C \int_t^{t+T} i^2 dt = -2\pi I_d^2 X_C = 2\pi \bar{Q}_C, \quad (3)$$

где $X_L = \omega L$, $X_C = 1/\omega C$ — индуктивное и емкостное реактивные сопротивления; U_d^2 , I_d^2 — квадраты действующих значений напряжения и тока; $\bar{Q}_L$, $\bar{Q}_C$ — здесь индуктивная и емкостная реактивные мощности.

Очевидно, что в этом случае реактивная мощность элемента, равная отношению площади ВАХ к 2π определяется удвоенным произведением угловой частоты и соответствующей средней энергии (магнитного или электрического поля):

$$\bar{Q} = \frac{S_{\text{вах}}}{2\pi} = 2\omega \bar{E}. \quad (4)$$

Различные физические величины имеют размерность мощности: собственно мощность, т. е. скорость совершения механической работы, которая в тоже время равна скорости изменения энергии объекта, так как изменение энергии равно совершаемой работе; скорость преобразования электрической энергии в тепловую, которую также можно рассматривать как работу по хаотическому перемещению или возбуждению частиц среды; поток энергии. Поэтому здесь будем считать мощностью скорость изменения энергии (или энергетического состояния) объекта, а усредненной мощностью — усредненную скорость изменения энергии.

Введя скорость изменения энергии идеальных элементов $\frac{dE}{dt}$ (магнитной для индуктивности и электрической для емкости), получим еще несколько выражений для величин $\bar{Q}_L$, $\bar{Q}_C$:

$$\begin{array}{ll} \text{индуктивность } \left(\frac{dE}{dt} = Li \frac{di}{dt} \right) & \text{емкость } \left(\frac{dE}{dt} = Cu \frac{du}{dt} \right) \\ \bar{Q}_L = 2\omega \left[\frac{1}{4\pi} \int_t^{t+T} \frac{u}{iX_L} \frac{dE}{dt} dt \right]; & \bar{Q}_C = 2\omega \left[-\frac{1}{4\pi} \int_t^{t+T} \frac{iX_C}{u} \frac{dE}{dt} dt \right]; \end{array} \quad (5)$$

$$\bar{Q}_L = 2\omega \left[\frac{1}{4\pi} \int_t^{t+T} \frac{ui}{i^2 X_L} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad \bar{Q}_C = 2\omega \left[-\frac{1}{4\pi} \int_t^{t+T} \frac{ui}{u^2/X_C} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad (6)$$

$$\bar{Q}_L = 2\omega \left[\frac{1}{4\pi} \int_t^{t+T} \frac{1}{i^2 X_L} \left(\frac{dE}{dt} \right)^2 dt \right]; \quad \bar{Q}_C = 2\omega \left[-\frac{1}{4\pi} \int_t^{t+T} \frac{1}{u^2/X_C} \left(\frac{dE}{dt} \right)^2 dt \right], \quad (7)$$

из которых видно, что величины $\bar{Q}_L$, $\bar{Q}_C$ и $S_{\text{Вак}}$ представляют собой осредненные с некоторым весом скорости изменения энергии элементов, что и позволяет считать их средними мощностями.

Сравнивая формулы (5)–(7) с (1), можно сделать вывод, что выражения в квадратных скобках являются средними энергиями элементов, т. е. магнитной и электрической энергиями.

Если же ток и напряжение идеального реактивного элемента являются ω -периодическими, но негармоническими функциями, т. е. могут быть представлены в виде конечной или бесконечной суммы гармонических функций (ряд Фурье), значения величин $\bar{Q}_L$, $\bar{Q}_C$ не всегда будут равны значениям «обцепринятой» реактивной мощности [4]

$$\bar{Q}_p = \sum_k u_k i_k \sin \varphi_k \quad (8)$$

соответствующих элементов. Выражение (1) можно рассматривать, строго говоря, только в отдельности для каждой гармоники с частотой, кратной ω . Однако поскольку при выводе формул (5)–(7) рассматривался просто реактивный элемент, а не осциллятор в целом, и никаких предположений, кроме периодичности, не было сделано, можно утверждать, что для любых ω -периодических функций величины $\bar{Q}_L$, $\bar{Q}_C$ и $S_{\text{Вак}}$ являются средними мощностями элементов, а выражения в квадратных скобках по аналогии с (1) являются средними мощностями элементов, а выражения в квадратных скобках, по аналогии с (1) являются средними осцилляционными энергиями элементов, осредненными по всему спектру частот и отнесенными к основной частоте ω (среднюю энергию в выражении (4) следует понимать именно в этом смысле).

Сравним полученные результаты с соответствующими выражениями для «реальных» элементов, т. е. включим постоянное активное сопротивление R последовательно с индуктивностью и параллельно емкости. Вводя постоянные времени для индуктивности $\theta = L/R$ и для емкости $\theta = RC$, можно следующим образом определить площадь ВАХ:

для индуктивности

$$\bar{Q}_L = 2\omega \left[\frac{1}{2\theta\omega} \int_t^{t+T} \frac{u}{iR} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad \bar{Q}_L = 2\omega \left[-\frac{1}{2\theta\omega} \int_t^{t+T} \frac{iR}{u} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad (9)$$

для емкости

$$\bar{Q}_L = 2\omega \left[\frac{1}{2\theta\omega} \int_t^{t+T} \frac{ui}{i^2 R} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad \bar{Q}_L = 2\omega \left[-\frac{1}{2\theta\omega} \int_t^{t+T} \frac{ui}{u^2/R} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad (10)$$

$$\bar{Q}_L = 2\omega \left[\frac{1}{2\theta\omega} \int_t^{t+T} \frac{1}{i^2 R} \left(\frac{dE}{dt} \right)^2 dt \right]; \quad \bar{Q}_L = 2\omega \left[-\frac{1}{2\theta\omega} \int_t^{t+T} \frac{1}{u^2/R} \left(\frac{dE}{dt} \right)^2 dt \right]. \quad (11)$$

При этом выражения (2), (3) имеют вид:

для индуктивности

$$S_{\text{Вак}} = \int_t^{t+T} L \left(\frac{di}{dt} \right)^2 dt = \omega X_L \int_t^{t+T} \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{di}{dt} \right)^2 dt = 2\pi \bar{Q}_L;$$

для емкости

$$S_{\text{Вак}} = -\int_t^{t+T} C \left(\frac{du}{dt} \right)^2 dt = -\frac{\omega}{X_C} \int_t^{t+T} \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{du}{dt} \right)^2 dt = 2\pi \bar{Q}_C.$$

Таким образом, и в этом случае приведенные утверждения верны.

Теперь проведем подобный анализ для дугового разряда, как нелинейного инерционного элемента электрической цепи.

Энергетическое состояние дугового разряда определяется уже не энергией электромагнитного поля, а внутренней энергией и газодинамическими параметрами: давлением и объемом. Построим модель дуги с достаточно простыми свойствами (дуга осесимметрична и однородна вдоль оси, масса M на единицу длины L_d столба дуги постоянна, вклад приэлектродных областей в энергетический баланс дуги пренебрежимо мал), используем уравнение сохранения энергии в лагранжевых массовых координатах — s [6]:

$$\frac{deke}{dt} + p \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{\rho} \right) = \frac{j^2}{\sigma \rho} - \frac{\partial S}{\partial s} - \frac{\partial W}{\partial s}, \quad (12)$$

где ϵ — плотность внутренней энергии; p — давление; ρ — плотность; j — плотность тока; σ — электропроводность; $\frac{\partial S}{\partial s}$ — дивергенция плотности потока тепла излучением; $\frac{\partial W}{\partial s}$ — дивергенция плотности потока тепла теплопроводностью.

Этим допущениям отвечает квазистационарный сильноточный дуговой разряд дуговых электродов [5].

Проинтегрировав уравнение (12) по массе дуги, что равносильно интегрированию по лагранжевой массовой координате s от 0 до M и умножению на $2\pi L_d$, получим уравнение энергетического баланса дуги, которое в общем виде можно представить как:

$$\frac{dE}{dt} = Q_{\text{дж}} - Q_{\text{тп}}, \quad (13)$$

где E — сумма внутренней энергии и работы газодинамических сил; $Q_{\text{дж}}$ — мощность джоулева тепловыделения в дуге; $Q_{\text{тп}}$ — мощность, отводимая от дуги теплопроводностью и излучением.

Результаты численных расчетов с помощью модели дуги в распределенных параметрах [5] показали, что давление меняется по сечению дуги незначительно и все параметры плазмы можно

считать функциями температуры при фиксированном давлении, равном давлению, в рабочем пространстве установки.

Тогда левую часть уравнения (13) можно преобразовать к виду:

$$2\pi L_d \int_0^M \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} + p \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{\rho} \right) \right) ds = \\ = L_d^2 \frac{(\rho^2(T_d) \frac{\partial \varepsilon}{\partial T}(T_d) - p \frac{\partial \rho}{\partial T}(T_d))}{(\rho(T_d) \frac{\partial \sigma}{\partial T}(T_d) - \sigma(T_d) \frac{\partial \rho}{\partial T}(T_d))} \frac{dg}{dt},$$

где g — проводимость дуги; T_d — некоторая средняя по массе температура дуги.

При равномерном распределении температуры по сечению дуги (модель дуги близка к канальной), что также показали результаты расчетов [5], T_d является температурой плазмы дуги.

Правую часть уравнения (13) преобразуем следующим образом:

$$Q_{дж} = u^2 g, \\ Q_{тп} = 2\pi L_d \int_0^M \frac{1}{\rho} (4\sigma_s \varepsilon_p T^4) ds = L_d^2 \frac{4\sigma_s \varepsilon_p(T_d) T_d^4}{\sigma(T_d)} g,$$

где u — падение напряжения на дуге; σ_s — постоянная Стефана—Больцмана; ε_p — плазменный коэффициент поглощения излучения; $T=T(s)$ — температура плазмы.

Здесь перенос излучением моделируем в приближении оптически тонкого тела, а теплоотводом теплопроводностью пренебрегаем по сравнению с теплоотводом излучением.

Обозначив

$$U^2 = L_d^2 \frac{4\sigma_s \varepsilon_p(T_d) T_d^4}{\sigma(T_d)}; \quad (14)$$

$$\theta U^2 = L_d^2 \frac{(\rho^2(T_d) \frac{\partial \varepsilon}{\partial T}(T_d) - p \frac{\partial \rho}{\partial T}(T_d))}{(\rho(T_d) \frac{\partial \sigma}{\partial T}(T_d) - \sigma(T_d) \frac{\partial \rho}{\partial T}(T_d))}, \quad (15)$$

получим дифференциальное уравнение для проводимости дуги, известное как уравнение Касси:

$$\theta \frac{dg}{dt} = \left(\frac{u^2}{U^2} - 1 \right) g. \quad (16)$$

Коэффициент θ обычно называется «постоянной времени» дуги (хотя является функцией температуры и длины дуги, а следовательно, и функцией проводимости дуги). Величина U^2 , если она не зависит от проводимости, равна квадрату действующего напряжения дуги.

Умножим уравнение (16) на квадрат напряжения u^2 и после преобразований получим уравнение в форме Майра:

$$u \frac{di}{dt} - i \frac{du}{dt} = \frac{1}{\theta} \left(\frac{u^2}{U^2} - 1 \right) ui. \quad (17)$$

Интеграл за период от левой части уравнения (17) равен

$$\int_t^{t+T} u \frac{di}{dt} dt - \int_t^{t+T} i \frac{du}{dt} dt = 2 \int_t^{t+T} u \frac{di}{dt} dt = 2S_{\text{вax}},$$

т.е. удвоенной площади ВАХ, и, поскольку уравнение (17) получено умножением (16) на u^2 , $Q_{тп} = U^2 g$, а

$$\frac{dE}{dt} = \theta U^2 \frac{dg}{dt}, \quad (18)$$

можно получить следующие выражения для площади ВАХ дуги и средней мощности Q_d :

$$S_{\text{вax}} = \int_t^{t+T} \frac{1}{2\theta} \left(\frac{u^2}{U^2} - 1 \right) ui dt; \quad (19)$$

$$\bar{Q}_d = \frac{S_{\text{вax}}}{2\pi} = 2\omega \left[\int_t^{t+T} \frac{1}{4\theta\omega} \frac{u^2}{U^2} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad (20)$$

$$\bar{Q}_d = \frac{S_{\text{вax}}}{2\pi} = 2\omega \left[\int_t^{t+T} \frac{1}{4\theta\omega} \frac{Q_{дж}}{Q_{тп}} \frac{dE}{dt} dt \right]; \quad (21)$$

$$\bar{Q}_d = \frac{S_{\text{вax}}}{2\pi} = 2\omega \left[\int_t^{t+T} \frac{1}{4\theta\omega} \frac{1}{Q_{тп}} \left(\frac{dE}{dt} \right)^2 dt \right]. \quad (22)$$

Из сравнения структуры выражений (20)–(22) со структурами выражений (5)–(7) и (9)–(11) видно, что $\bar{Q}_d$ и $S_{\text{вax}}$ дугового разряда представляют, как и для реактивных элементов, осредненную с некоторым весом скорость изменения энергии элемента (суммы внутренней энергии дуги и работы газодинамических сил), выражения в квадратных скобках также можно считать средней осцилляционной энергией дугового разряда.

В [7] предлагается определять реактивную мощность дугового разряда, как и любого нелинейного элемента, по площади ВАХ, аналогично (2). Однако принято считать реактивной мощностью ту часть потока вектора Пойнтинга, направление которой периодически изменяется (от источника к нагрузке и обратно). Если нагрузкой является дуга, поток вектора Пойнтинга не меняет направление и всегда направлен от источника к дуговому разряду, где энергия периодически аккумулируется как тепловая и газодинамическая и рассеивается в окружающее пространство. Но если выделить осциллирующую часть потока вектора Пойнтинга, среднее значение которой в смысле (20)–(22) равно $\bar{Q}_d$, то величину $\bar{Q}_d$ можно считать аналогом Q_L для индуктивности.

Уже отмечалось, что величины $\bar{Q} = \frac{S_{\text{вax}}}{2\pi}$ не равны «общепринятой» реактивной мощности для ω -периодических функций тока и напряжения, но,

как опять же было показано, равны ей в случае гармонических функций. Однако для расчета емкостных компенсирующих устройств [7] используют не выражение (8), а «приведенную реактивную мощность»

$$F = \frac{\omega}{\omega_{\text{пр}}} \sum_k k u_k i_k \sin \varphi_k, \quad (23)$$

которая с точностью до множителя $\omega/\omega_{\text{пр}}$ равна величине $\bar{Q} = \frac{S_{\text{вax}}}{2\pi}$, которая, в свою очередь, для нелинейных элементов просто была названа реактивной мощностью.

Таким образом, на практике для цепей с периодическими функциями тока и напряжения в качестве реактивной мощности нагрузок используют все-таки величины $\bar{Q}$, выражающиеся через площадь ВАХ нагрузки.

Поэтому автор предлагает отказаться от «общепринятой» реактивной мощности (8) даже в методическом плане, а считать реактивной мощностью элемента электрической цепи отношение площади ВАХ элемента к 2π .

В пользу этого утверждения можно привести еще следующие доводы.

Так как целью использования емкостных компенсирующих устройств является снижение активных потерь в цепи, можно определить емкость компенсатора, установленного параллельно нагрузке, из условия минимума квадрата действующего значения тока при заданной функции напряжения нагрузки:

$$\int_t^{t+T} i^2 dt = \int_t^{t+T} (i_H + i_C)^2 dt - 2 \int_t^{t+T} C u \frac{di_H}{dt} dt + \int_t^{t+T} C^2 \left(\frac{du}{dt} \right)^2 dt = \min,$$

где i_H — ток в нагрузке; i_C — ток в емкостном компенсаторе.

Взяв производную по значению емкости C и приравняв ее нулю, получим условие для выбора значения емкости компенсатора:

$$\int_t^{t+T} u \frac{di_H}{dt} dt = \int_t^{t+T} C \left(\frac{du}{dt} \right)^2 dt, \quad (24)$$

т. е. $S_{\text{вax}}$ и $\bar{Q}$ нагрузки должны быть равны соответственно $S_{\text{вax}}$ и $\bar{Q}$ компенсатора. При этом не обязательно выполняется равенство реактивных мощностей, вычисленных с помощью выражения (8).

Такое же условие (24) может быть получено при выборе емкости компенсирующего устройства из условия максимума коэффициента мощности при заданной функции напряжения нагрузки:

$$\alpha = \frac{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} u \frac{di}{dt} dt}{\left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} u^2 dt \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}} = \max. \quad (25)$$

При рассмотрении периодических электрических величин используется аппарат гильбертова функционального пространства, т. е. вводятся понятия: нормы («длины») периодической функции $f(t)$ как элемента гильбертова пространства —

$$\|f\| = \left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}; \quad (26)$$

скалярного произведения двух периодических функций —

$$(f, \varphi) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t) \varphi(t) dt; \quad (27)$$

и косинуса угла между ними —

$$\cos \hat{(f, \varphi)} = \frac{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t) \varphi(t) dt}{\left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t)^2 dt \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \varphi(t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}}. \quad (28)$$

Все интегральные электротехнические понятия: действующее значение, активная и полная мощности, коэффициент мощности, — определяются с помощью аппарата функционального анализа (26)–(28), кроме «общепринятой» реактивной мощности, которая определяется в виде функционала (8). Конечно, чисто математически функционалом (8) можно пользоваться, но гораздо удобнее определить реактивную мощность так же, как и активную — через скалярное произведение, но уже не напряжения и тока, а напряжения и производной тока, оставаясь в рамках того же аппарата (26)–(28).

Для определения физического смысла выражения (8) «общепринятой» реактивной мощности необходимо вводить понятие энергетического состояния объекта по каждой гармонике, что для электротехнических элементов слишком громоздко, да и не нужно.

Кроме того, при использовании в качестве реактивной мощности отношения площади ВАХ элемента к 2π отпадает необходимость подразделять нагрузки на линейные и нелинейные, гармонические и негармонические и определять соответствующие поправки, которые, как будет показано ниже, могут быть весьма существенны.

В принципе, для выяснения физического смысла площади ВАХ дуги можно было бы воспользоваться любой из встречающихся в литературе простейших моделей дуги в сосредоточенных параметрах типа модели Касси—Майра. Но приведенная модель позволила автору определить и исследовать ее параметры θ , U^2 как функции температуры и давления столба дуги (14), (15).

Поскольку параметр U^2 является также функцией длины дуги, для анализа удобнее разделить его на квадрат длины дуги и извлечь из по-

лученного выражения квадратный корень, т.е. использовать новый параметр E_d , имеющий размерность напряженности электрического поля и равный средней ее величине в столбе дуги.

В окончательном виде зависимости параметров модели дуги от температуры при фиксированном давлении можно представить в виде

$$E_d = \left[\frac{4\sigma_s z_p(T_d) T_d^4}{\sigma(T_d)} \right]^{\frac{1}{2}}; \quad (29)$$

$$\theta = \frac{\left(\rho^2(T_d) \frac{\partial \varepsilon}{\partial T}(T_d) - p \frac{\partial \rho}{\partial T}(T_d) \right)}{\left(\rho(T_d) \frac{\partial \sigma}{\partial T}(T_d) - \sigma(T_d) \frac{\partial \rho}{\partial T}(T_d) \right)} \frac{\sigma(T_d)}{4\sigma_s z_p(T_d) T_d^4}, \quad (30)$$

графики которых для воздуха изображены на рис. 1, 2.

Сложная немонотонность графиков логарифма постоянной времени дуги (рис. 2) вызвана погрешностями вычисления при сплайновой интерполяции табличных функций термодинамических и транспортных коэффициентов плазмообразующего газа (воздуха) — $\varepsilon, \rho, \sigma$.

Как видно на рис. 1, зависимость параметров E_d от температуры имеет минимум, т.е. существует такая температура столба дуги (T_M), ниже которой напряженность электрического поля в столбе дуги падает с ростом температуры до своего минимального значения (E_M) и которая является нижней границей устойчивого горения дуги, так как возрастающая ветвь зависимости параметра E_d от температуры будет соответствовать возрастающей ветви статической вольт-амперной характеристики дуги. На рис. 3 изображены графики зависимостей от давления этого минималь-

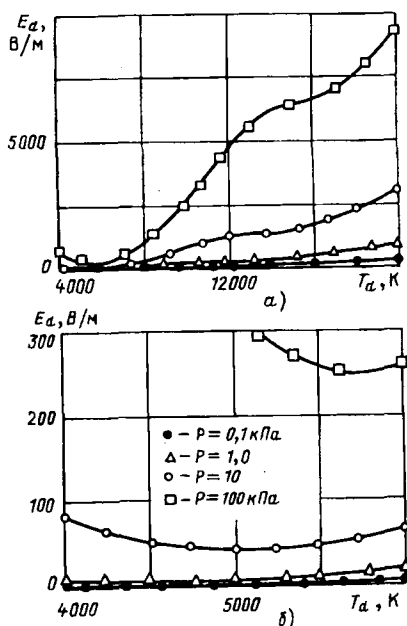


Рис. 1. Зависимости параметра E_d от температуры столба дуги T_d при различных давлениях p

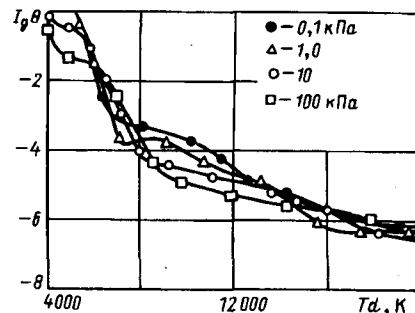


Рис. 2. Зависимости логарифма постоянной времени дуги θ от температуры столба дуги T_d при различных давлениях p

ного значения E_M и соответствующей ему температуры столба дуги T_M .

В общем случае зависимость параметров от проводимости может быть довольно сложной, нелинейной и не всегда известной, особенно для электрических дуг промышленных установок, горящих в смеси различных газов. Проще всего исследовать процессы в цепи, включающей дуговой разряд, заменив нелинейные параметры модели дуги постоянными величинами. Имея временные зависимости тока и напряжения на дуге, можно определить эти постоянные параметры и провести анализ каких-то характеристик поведения дугового разряда при малых изменениях режимных условий с помощью модели дуги с постоянными параметрами.

Одним из способов определения этих постоянных параметров является осреднение. Для этого проинтегрируем за период уравнение дуги (16), разделив его на проводимость:

$$\int_t^{t+T} \theta U^2 \frac{1}{g} \frac{dg}{dt} dt = \int_t^{t+T} u^2 dt - \int_t^{t+T} U^2 dt.$$

Так как подынтегральное выражение в левой части представляет собой функцию проводимости (которая является периодической функцией), умноженную на производную проводимости по времени, интеграл в левой части обращается в нуль. Первый интеграл в правой части представляет собой произведение квадрата действующего значения напряжения дуги на период. Поэтому среднее за период значение величины U^2 будет равно квадрату действующего значения напряжения,

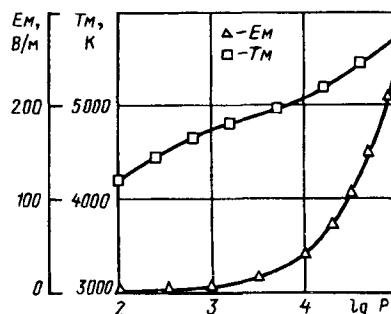


Рис. 3. Зависимости параметра E_M и соответствующей ему температуры дуги T_M от логарифма давления p

обозначим его $U_d^2 = \text{const}$.

Воспользуемся выражением (19) для площади ВАХ и определим постоянную времени дуги в следующем виде:

$$\Theta_d \frac{\frac{1}{2} \int_t^{t+T} \left(\frac{u^2}{U_d^2} - 1 \right) u i dt}{\int_t^{t+T} u \frac{di}{dt} dt} = \text{const}.$$

Теперь оба постоянных параметра определены, а модель дуги можно представить как

$$\Theta_d \frac{dg}{dt} = \left(\frac{u^2}{U_d^2} - 1 \right) g. \quad (31)$$

Для исследования характеристик электрической цепи, включающей активное сопротивление R_0 , индуктивность L_0 и дуговой разряд в воздухе, использовалась модель с постоянными параметрами (31), которые были определены следующим образом: задавалось действующее значение падения напряжения на дуге и соответственно его квадрат, равный U_d^2 ; постоянную времени Θ_d определяли, задаваясь температурой дуги T_d с помощью выражения (30).

Параметры короткой сети задавали равными параметрам установки типа «ковш—печь» вместимостью 150 т (ПО «Ижорский завод»), для которой была получена [8] достаточно гладкая, без случайных возмущений, квазистационарная ВАХ (рис. 4): напряжение холостого хода (фазное), равное 122 В; активное и реактивное сопротивления вторичного токопровода, включая электрод и трансформатор, $R_0 = 0,768$ мОм, $x_0 = 2,75$ мОм, определенные из опыта короткого замыкания. При этом действующее значение напряжения дуги было равно $U_d \approx 50$ В, а тока $I_d \approx 31$ кА.

На рис. 5–8 представлены зависимости различных электрических характеристик от температуры столба дуги T_d , которые имеют точки экстремума или при $T_d \approx 7300$ К, или при $T_d \approx 7600$ К. Эти значения попадают в интервал температур, полученный в [5] при расчетах по модели с распределенными параметрами, а также хорошо согласуются с другими литературными источниками. Поскольку функцией в уравнении модели дуги (31) является проводимость, а ее среднее значение имеет минимум при $T_d \approx 7600$ К, эта температура была принята за температуру столба дуги для сравнения экспериментальной ВАХ с рассчитанной по модели. Рассчитанное действующее значение тока оказалось равным 32 кА, т. е. очень близко к экспериментальному. Различие качественной картины расчетной ВАХ и экспериментальной (рис. 4) объясняется неучетом зависимости параметров модели дуги от мгновенных значений температуры, в то время как, например, постоянная времени Θ изменяется на порядок в диапазоне температур 7000–8000 К

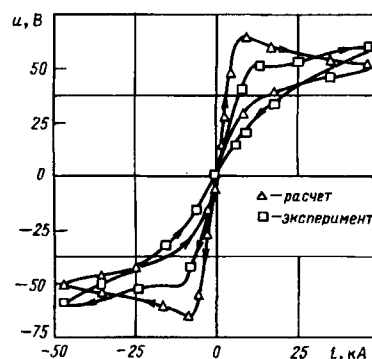


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика квазистационарного дугового разряда

(рис. 2).

Зависимости электрических характеристик от температуры столба дуги (рис. 5–10) фактически являются опосредованными функциями от постоянной времени Θ_d , так как параметр U_d^2 остается постоянным. При этом увеличение температуры T_d соответствует уменьшению постоянной времени Θ_d (рис. 2).

Периодические функции тока и напряжения дуги состоят только из нечетких гармоник, а проводимости дуги только из четных гармоник. Амплитуда первой гармоники тока I_{a1} , как и его действующее значение I_d , имеет такую же экстремальную точку, в то время как амплитуда первой гармоники напряжения дуги U_{a1} при этой же температуре имеет точку перегиба (рис. 8). Амплитуды остальных гармонических составляющих тока I_{ak} и напряжения U_{ak} с ростом температуры дуги (с уменьшением постоянной времени) увеличиваются, т. е. гармонический состав обогащается, причем для напряжения быстрее, чем для тока (рис. 9, 10).

Реактивные мощности дуги Q_p , Q_d близки при значениях постоянной времени Θ_d порядка периода колебаний напряжения холостого хода и значительно отличаются при уменьшении постоянной времени (увеличении температуры), т. е. обогащении гармонического состава (рис. 5). Чтобы исключить влияние изменения тока, построены зависимости отношений реактивных мощностей к активной мощности Q_p/P_d , Q_d/P_d , в гармоническом случае

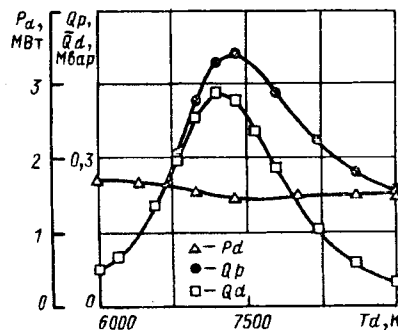


Рис. 5. Зависимости активной мощности дуги P_d и реактивных мощностей Q_p , Q_d от температуры столба дуги T_d

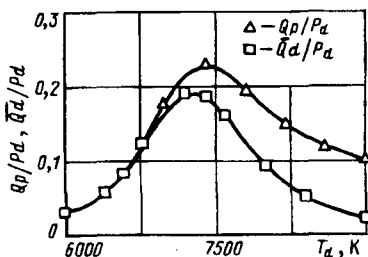


Рис. 6. Зависимости отношений реактивных мощностей Q_p , Q_d к активной мощности дуги P_d от температуры столба дуги T_d

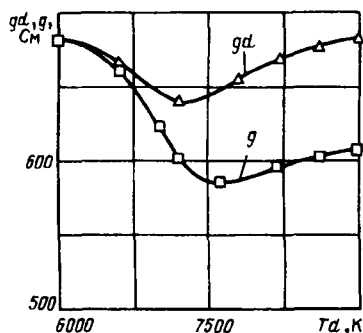


Рис. 7. Зависимости среднеквадратичной проводимости дуги g_d и средней проводимости дуги g от температуры столба дуги T_d

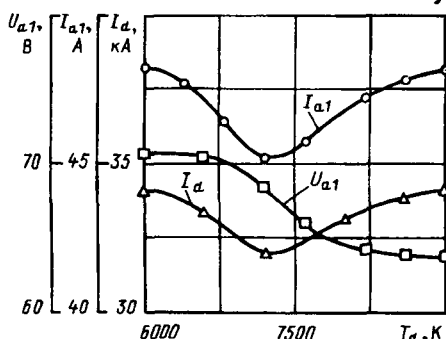


Рис. 8. Зависимость действующего значения тока I_d , амплитуды первых гармоник тока I_{a1} и напряжения дуги U_{a1} от температуры столба дуги T_d

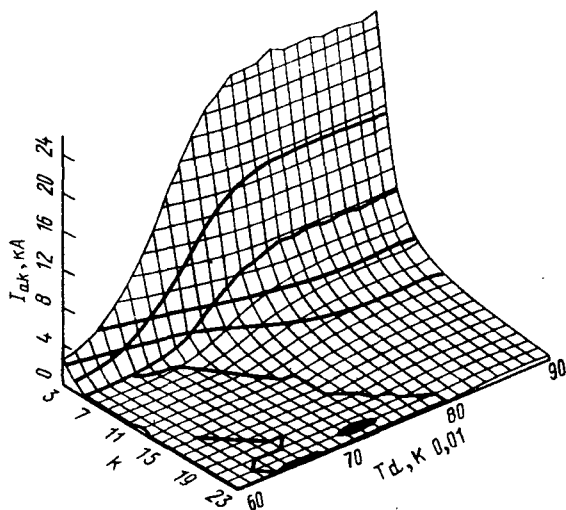


Рис. 9. Зависимость амплитуд гармоник тока от температуры дуги

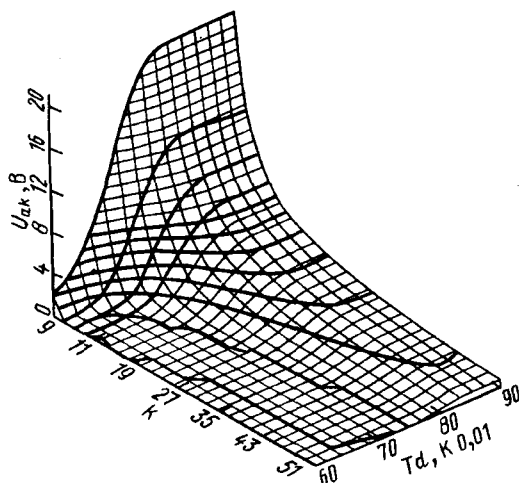


Рис. 10. Зависимость амплитуд гармоник напряжения от температуры дуги

имеющих смысл $\lg \varphi$ (рис. 6), которые показали схожую с рис. 5 качественную картину.

Среднеквадратичная g_d и средняя (постоянная составляющая) g проводимости дуги, зависимости которых от температуры столба дуги представлены на рис. 7, так же как и реактивные мощности, близки при значениях постоянной времени дуги порядка периода колебаний напряжения холостого хода и значительно отличаются при уменьшении постоянной времени (увеличении температуры), т. е. обогащении гармонического состава.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика, т. 1, Механика. — М.: Наука, 1973.
2. Мандельштам Л.И. Лекции по колебаниям / Мандельштам Л.И. Полное собрание трудов, т. IV. Под ред. акад. М.А.Леонтовича. — М.: Издательство АН ССР, 1955.
3. Морс Ф.М., Фешбах Г. Методы теоретической физики, т. I. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1958.
4. Электротехнический справочник. т. I. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
5. Казаков О.А., Фарнасов Г.А. Исследование на модели процессов тепло-массопереноса в мощной электрической дуге. / Сб. научных трудов ВНИИЭТО. Математическое моделирование и расчет дуговых и плазменных сталеплавильных печей. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
6. Самарский А.А., Попов Ю.П. Разностные методы решения задач газовой динамики. — М.: Наука, 1980.
7. Данцис Я.Б., Жилов Г.М. Емкостная компенсация реактивных нагрузок мощных токоприемников промышленных предприятий. — Л.: Энергия, 1980.
8. Пославская Н.А. Электрические характеристики установок ковшевого рафинирования металла. — ЭП. Электротермия, 1979, № 12.

[17.06.93]

Автор: Казаков Олег Андреевич окончил в 1972 г. Московский институт стали и сплавов (МИСиС) по специальности автоматизация металлургических процессов, в 1979 г. окончил Московский государственный университет по специальности прикладная математика. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию «Разработка методов анализа режимов работы металлургических установок с учетом макропроцессов в электрической дуге». Доцент кафедры электротехники МИСиС.

Аналитическое решение уравнений установившегося режима электроэнергетической системы

ПРОКУРОРОВ Н.С.

Изложен один из возможных методов аналитического сведения системы нелинейных уравнений установившегося режима ЭЭС к алгебраическому уравнению от одной комплексной переменной. Это представление может дать дополнительную информацию о таких свойствах решения, как существование, единственность и др.

Ключевые слова: электроэнергетическая система, установившийся режим, расчет

Каждое уравнение системы нелинейных уравнений установившегося режима (УУР) электроэнергетической системы (ЭЭС), записанное в форме узловых напряжений, является комплексным квадратным уравнением многих переменных:

$$\sum_{j=1}^n \dot{Y}_{ij} \dot{u}_j = \frac{\hat{S}_i}{\hat{u}_i}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где n — число узлов ЭЭС.

В статье рассматривается общий метод сведения этой системы уравнений к алгебраическому уравнению от одной комплексной переменной. Такой способ представления УУР открывает дополнительные возможности при исследовании существования и единственного решения, а также влияния параметров ЭЭС на решение.

Метод основан на замене переменных одновременно в двух системах УУР, одна из которых записана в прямой форме (1), а вторая — либо в обратной форме, либо в комплексно-сопряженной форме. В основу анализа УУР и поиска решения положены законы симметрии.

Рассмотрим три способа замены переменных.

Способ 1. Введение вспомогательной переменной в УУР прямой и обратной формы. Обоснование метода. Напишем систему (1) в явном виде без последнего уравнения для базисного узла:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} \dot{u}_1 - \dot{Y}_{12} \dot{u}_2 - \dot{Y}_{13} \dot{u}_3 - \dots - \dot{Y}_{1n} \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_1}{\hat{u}_1}; \\ -\dot{Y}_{21} \dot{u}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{u}_2 - \dot{Y}_{23} \dot{u}_3 - \dots - \dot{Y}_{2n} \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_2}{\hat{u}_2}; \\ -\dot{Y}_{31} \dot{u}_1 - \dot{Y}_{32} \dot{u}_2 + \dot{Y}_{33} \dot{u}_3 - \dots - \dot{Y}_{3n} \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_3}{\hat{u}_3}; \\ \dots &\dots \\ -\dot{Y}_{(n-1)1} \dot{u}_1 - \dot{Y}_{(n-1)2} \dot{u}_2 - \dot{Y}_{(n-1)3} \dot{u}_3 - \dots - & \\ -\dot{Y}_{(n-1)n} \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_{n-1}}{\hat{u}_{n-1}}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Для получения обратной формы УУР систему уравнений (2) умножим слева на обратную матрицу $[\dot{Y}]^{-1}$. Столбцами исходной квадратной

One of the possible methods for reduction of nonlinear equations of steady-state conditions of electrical power system to algebraic form with one complex variable is described. Realization of this method may provide additional information about such features of the solution as existence.

Key words: electrical power system, steady-state conditions, calculation

$(n-1)$ матрицы $[\dot{Y}]$ являются коэффициенты в столбцах левой части (2) без последнего.

Получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{a}_{11} \frac{\dot{S}_1}{\dot{u}_1} + \dot{a}_{12} \frac{\dot{S}_2}{\dot{u}_2} + \dot{a}_{13} \frac{\dot{S}_3}{\dot{u}_3} + \dots + \dot{a}_{1(n-1)} \frac{\dot{S}_{n-1}}{\dot{u}_{n-1}} + \dot{u}_n &= \dot{u}_1; \\ \dot{a}_{21} \frac{\dot{S}_1}{\dot{u}_1} + \dot{a}_{22} \frac{\dot{S}_2}{\dot{u}_2} + \dot{a}_{23} \frac{\dot{S}_3}{\dot{u}_3} + \dots + \dot{a}_{2(n-1)} \frac{\dot{S}_{n-1}}{\dot{u}_{n-1}} + \dot{u}_n &= \dot{u}_1; \\ \dot{a}_{31} \frac{\dot{S}_1}{\dot{u}_1} + \dot{a}_{32} \frac{\dot{S}_2}{\dot{u}_2} + \dot{a}_{33} \frac{\dot{S}_3}{\dot{u}_3} + \dots + \dot{a}_{3(n-1)} \frac{\dot{S}_{n-1}}{\dot{u}_{n-1}} + \dot{u}_n &= \dot{u}_1; \\ \dots &\dots \\ \dot{a}_{(n-1)1} \frac{\dot{S}_1}{\dot{u}_1} + \dot{a}_{(n-1)2} \frac{\dot{S}_2}{\dot{u}_2} + \dot{a}_{(n-1)3} \frac{\dot{S}_3}{\dot{u}_3} + & \\ + \dot{a}_{(n-1)(n-1)} \frac{\dot{S}_{n-1}}{\dot{u}_{n-1}} + \dot{u}_n &= \dot{u}_1. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Прямую (2) и обратную форму (3) одной системы УУР (1) запишем кратко

$$[\dot{Y}] \dot{u} + [\dot{Y}_n] \dot{u}_n = \frac{\hat{S}}{\hat{u}}; \quad (4)$$

$$[\dot{a}] \frac{\hat{S}}{\hat{u}} + [I] \dot{u}_n = \dot{u}, \quad (5)$$

где $[\dot{Y}_n]$ — последний столбец коэффициентов в уравнениях (2); $[I]$ — столбец из единиц; $\dot{u}$ — вектор-столбец напряжений и вектор-столбцы $\frac{\hat{S}}{\hat{u}} = \left(\frac{\hat{S}_1}{\hat{u}_1}, \frac{\hat{S}_2}{\hat{u}_2}, \dots, \frac{\hat{S}_{n-1}}{\hat{u}_{n-1}} \right)$ состоят из проекций на оси $i = 1, (n-1)$.

Очевидно, что если столбец $\frac{\hat{S}}{\hat{u}}$ из (4) подставить в (5) или столбец $\dot{u}$ из (5) подставить в (4), то будем иметь тождества.

Для того чтобы с помощью соотношений (4) и (5) решить исходную задачу, введем в (4) дополнительную переменную $\dot{\rho}$, а в (5) — переменную $\hat{\rho}$, сопряженную с первой. При замене исходных переменных в (4) и (5) тождества не получится, так как переменные $\hat{\rho}$ и $\dot{\rho}$, входящие в элементы матриц, взаимно не могут уничтожиться из-за их различия и в результате образуют неподвижные точки $\dot{u}$, либо $\frac{\hat{S}}{\hat{u}}$, которые

и позволяют разрешить систему УУР (1) относительно новых переменных.

Переменная $\dot{\rho}$ вводится как композиция двух составляющих вектора напряжений $\dot{u}$, например, первой и второй:

где

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\hat{u}_1} &= \frac{1 \hat{u}_2}{\hat{u}_1 \hat{u}_2} = \frac{1}{\hat{\rho}} \dot{u}_2; \\ \dot{u}_1 &= \frac{\dot{u}_1 \hat{u}_2}{1 \hat{u}_2} = \frac{\hat{\rho}}{\hat{u}_2}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Подставляя соотношения (6) соответственно в первые уравнения (2) и (3), получим:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{11} \dot{u}_1 - \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} \right) \dot{u}_2 &= \dot{y}_{13} \dot{u}_3 + \dots + \dot{y}_{1n} \dot{u}_n; \\ \dot{a}_{11} \frac{\hat{S}_1}{\hat{u}_1} + \left(\dot{a}_{12} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{S}_2} \right) \frac{\hat{S}_2}{\hat{u}_2} &= -\dot{a}_{13} \frac{\hat{S}_3}{\hat{u}_3} - \dots - \dot{a}_{1(n-1)} \frac{\hat{S}_{n-1}}{\hat{u}_{n-1}} - \dot{u}_n \end{aligned}$$

или

$$\dot{u}_1 = \frac{\dot{y}_{12} \hat{\rho} + \hat{S}_1}{\dot{Y}_{11} \hat{\rho}} \dot{u}_2 + \frac{\dot{y}_{13}}{\dot{Y}_{11}} \dot{u}_3 + \dots + \frac{\dot{y}_{1n}}{\dot{Y}_{11}} \dot{u}_{3n}; \quad (7)$$

$$\frac{\hat{S}_1}{\hat{u}_1} = \frac{\hat{\rho} - \dot{a}_{12} \hat{S}_2}{\dot{a}_{11} \hat{S}_2} \frac{\hat{S}_2}{\hat{u}_2} - \frac{\dot{a}_{13} \hat{S}_3}{\dot{a}_{11} \hat{u}_3} - \dots - \frac{\dot{a}_{1(n-1)} \hat{S}_{n-1}}{\dot{a}_{11} \hat{u}_{n-1}} - \frac{1}{\dot{a}_{11}} \dot{u}_n. \quad (8)$$

Исключая $\dot{u}_1$ из левой части (2) и $\frac{\hat{S}_1}{\hat{u}_1}$ из левой части (3), получим

$$[\dot{Y}'] \dot{u} + [\dot{y}_n'] \dot{u}_n = \frac{\hat{\rho}}{\hat{u}}; \quad (9)$$

$$[\dot{a}'] \frac{\hat{\rho}}{\hat{u}} + [\dot{a}_n'] \dot{u}_n = \dot{u}, \quad (10)$$

где $[\dot{Y}']$ — квадратная $(n-2)$ матрица, полученная в результате исключения $\dot{u}_1$ из (2); $[\dot{a}']$ — квадратная $(n-2)$ матрица, полученная в результате исключения $\frac{\hat{S}_1}{\hat{u}_1}$ из левой части (3); $[\dot{y}_n']$ и

$[\dot{a}_n']$ последние столбцы преобразованных соотношений (2) и (3); каждый элемент матрицы $[\dot{Y}']$ и матрицы $[\dot{a}']$ является многочленом от переменных $\dot{\rho}$, $\hat{\rho}$ и $\dot{u}_n$.

Определим значения координат вектора $\dot{u}$:

$$\dot{u} = [E - [\dot{a}'] [\dot{Y}']]^{-1} [[\dot{u}_n'] + [\dot{y}_n']] \dot{u}_n, \quad (11)$$

где E — единичная матрица.

Из (11) находятся проекции $\dot{u}_2 \dot{u}_3 \dot{u}_4 \dots \dot{u}_{n-1}$ вектора $\dot{u}$.

Подставляя их значения в (7), а затем $\hat{u}_1$ и $\dot{u}_2$ в (6) получим уравнение одной переменной для нахождения $\dot{\rho}$:

$$\hat{u}_1 \dot{u}_2 = \dot{\rho}. \quad (12)$$

Таким образом, многомерная нелинейная за-

дача (1) сведена аналитически к уравнению от одной переменной (строго говоря, к двум уравнениям: (12) и ему сопряженному и двум переменным $\dot{\rho}$ и $\hat{\rho}$, т.е. задача сведена к нахождению точек пересечения двух плоских контуров).

Способ 2. Одновременное введение двух комплексно-сопряженных переменной в УУР прямой и обратной формы. Инверсию $\frac{1}{\hat{u}_1}$ правой части первого уравнения и $\frac{1}{\hat{u}_2}$ второго уравнения системы (2) представим как

$$\frac{1}{\hat{u}_1} = \frac{1 \dot{u}_2}{\hat{u}_1 \dot{u}_2} = \frac{1}{\hat{\rho}} \dot{u}_2; \quad \frac{1}{\hat{u}_2} = \frac{1 \dot{u}_1}{\dot{u}_2 \hat{u}_1} = \frac{1}{\hat{\rho}} \dot{u}_1. \quad (13)$$

Подставляя (13) соответственно в первое и второе уравнение системы (2), получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} \dot{u}_1 - \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} \right) \dot{u}_2 &= \dot{y}_{13} \dot{u}_3 + \dots + \dot{y}_{1n} \dot{u}_n; \\ - \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}} \right) \dot{u}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{u}_2 &= \dot{y}_{23} \dot{u}_3 + \dots + \dot{y}_{2n} \dot{u}_n. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Из системы (14) находим значение узловых напряжений в узлах 1, 2:

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_1 &= \dot{y}_{13} \dot{u}_3 + \dot{y}_{14} \dot{u}_4 + \dots + \dot{y}_{1n} \dot{u}_n; \\ \dot{u}_2 &= \dot{y}_{23} \dot{u}_3 + \dot{y}_{24} \dot{u}_4 + \dots + \dot{y}_{2n} \dot{u}_n, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где

$$\dot{y}_{13}' = \frac{\dot{y}_{13} \dot{Y}_{22} + \dot{y}_{23} \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} \right)}{\delta_1}; \quad \dot{y}_{14}' = \frac{\dot{y}_{14} \dot{Y}_{22} + \dot{y}_{24} \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} \right)}{\delta_1}; \dots;$$

$$\dot{y}_{1n}' = \frac{\dot{y}_{1n} \dot{Y}_{22} + \dot{y}_{2n} \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} \right)}{\delta_1};$$

$$\dot{y}_{23}' = \frac{\dot{y}_{23} \dot{Y}_{11} + \dot{y}_{13} \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}} \right)}{\delta_1}; \quad \dot{y}_{24}' = \frac{\dot{y}_{24} \dot{Y}_{11} + \dot{y}_{14} \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}} \right)}{\delta_1}; \dots;$$

$$\dot{y}_{2n}' = \frac{\dot{y}_{2n} \dot{Y}_{11} + \dot{y}_{1n} \left(\dot{y}_{12} + \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}} \right)}{\delta_1};$$

$$\delta_1 = \delta_0 - \dot{y}_{12} \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} - \dot{y}_{12} \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}} - \frac{\hat{S}_1 \hat{S}_2}{\rho^2}; \quad \delta_0 = \dot{Y}_{11} \dot{Y}_{22} - \dot{y}_{12}^2.$$

Исключая $\dot{u}_1, \dot{u}_2$ из оставшихся $(n-3)$ уравнений, получим систему $(n-3)$ уравнений с $(n-2)$ неизвестными:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{33}'' \dot{u}_3 - \dot{Y}_{34}'' \dot{u}_4 - \dots - \dot{Y}_{3n}'' \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_3}{\hat{u}_3}; \\ -\dot{Y}_{43}'' \dot{u}_3 - \dot{Y}_{44}'' \dot{u}_4 - \dots - \dot{Y}_{4n}'' \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_4}{\hat{u}_4}; \\ \dots &\dots \\ -\dot{Y}_{(n-1)3}'' \dot{u}_3 - \dot{Y}_{(n-1)4}'' \dot{u}_4 - \dots - \dot{Y}_{(n-1)n}'' \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_{n-1}}{\hat{u}_{n-1}} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned}\ddot{Y}_{33} &= \dot{Y}_{33} - \dot{y}_{13} \dot{y}'_{13} - \dot{y}_{23} \dot{y}'_{12}; \ddot{Y}_{34} = \dot{Y}_{34} + \dot{y}_{13} \dot{y}'_{14} + \dot{y}_{23} \dot{y}'_{24}; \dots; \\ \ddot{y}_{3n} &= \dot{y}_{3n} + \dot{y}_{13} \dot{y}'_{1n} + \dot{y}_{23} \dot{y}'_{2n}; \\ \ddot{y}_{43} &= \dot{y}_{43} + \dot{y}_{14} \dot{y}'_{13} + \dot{y}_{24} \dot{y}'_{23}; \ddot{Y}_{44} = \dot{Y}_{44} - \dot{y}_{14} \dot{y}'_{14} - \dot{y}_{24} \dot{y}'_{24}; \dots; \\ \ddot{y}_{4n} &= \dot{y}_{4n} + \dot{y}_{14} \dot{y}'_{1n} + \dot{y}_{24} \dot{y}'_{2n}; \\ \ddot{y}_{(n-1)3} &= \dot{y}_{(n-1)3} + \dot{y}_{1(n-1)} \dot{y}'_{13} + \dot{y}_{2(n-1)} \dot{y}'_{23}; \\ \ddot{y}_{(n-1)4} &= \dot{y}_{(n-1)4} + \dot{y}_{1(n-1)} \dot{y}'_{14} + \dot{y}_{2(n-1)} \dot{y}'_{24}; \dots; \\ \ddot{y}_{(n-1)n} &= \dot{y}_{(n-1)n} + \dot{y}_{1(n-1)} \dot{y}'_{1n} + \dot{y}_{2(n-1)} \dot{y}'_{2n}.\end{aligned}$$

В первых двух уравнениях системы (3) правые части заменим выражениями из (13) и запишем

$$\left. \begin{aligned} \dot{a}_{11} \frac{\hat{s}_1}{\hat{u}_1} + \left(\dot{a}_{11} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_2} \right) \frac{\hat{s}_2}{\hat{u}_2} + \dot{a}_{13} \frac{\hat{s}_3}{\hat{u}_3} + \dots + \dot{a}_{1(n-1)} \frac{\hat{s}_{n-1}}{\hat{u}_{n-1}} + \dot{u}_n &= 0; \\ \left(\dot{a}_{21} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_1} \right) \frac{\hat{s}_1}{\hat{u}_1} + \dot{a}_{22} \frac{\hat{s}_2}{\hat{u}_2} + \dot{a}_{23} \frac{\hat{s}_3}{\hat{u}_3} + \dots + \dot{a}_{2(n-1)} \frac{\hat{s}_{n-1}}{\hat{u}_{n-1}} + \dot{u}_n &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Из (17) находим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\hat{s}_1}{\hat{u}_1} &= \hat{a}'_{13} \frac{\hat{s}_3}{\hat{u}_3} + \hat{a}'_{14} \frac{\hat{s}_4}{\hat{u}_4} + \dots + \hat{a}'_{1n} \dot{u}_n; \\ \frac{\hat{s}_2}{\hat{u}_2} &= \hat{a}'_{23} \frac{\hat{s}_3}{\hat{u}_3} + \hat{a}'_{24} \frac{\hat{s}_4}{\hat{u}_4} + \dots + \hat{a}'_{2n} \dot{u}_n, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{a}'_{13} &= \frac{\dot{a}_{23} \left(\dot{a}_{12} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_2} \right) - \dot{a}_{13} \dot{a}_{22}}{\delta}; \quad \dot{a}'_{14} = \frac{\dot{a}_{24} \left(\dot{a}_{12} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_2} \right) - \dot{a}_{14} \dot{a}_{22}}{\delta}; \dots; \\ \dot{a}'_{1n} &= \dot{a}'_{12} - \dot{a}'_{22} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_2}; \\ \dot{a}'_{23} &= \frac{\dot{a}_{13} \left(\dot{a}_{21} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_1} \right) - \dot{a}_{23} \dot{a}_{11}}{\delta}; \quad \dot{a}'_{24} = \frac{\dot{a}_{14} \left(\dot{a}_{21} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_1} \right) - \dot{a}_{24} \dot{a}_{11}}{\delta}; \dots; \\ \dot{a}'_{2n} &= \dot{a}'_{21} - \dot{a}'_{11} - \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_1}; \end{aligned}$$

$$\delta_{01} = \dot{a}_{11} \dot{a}_{22} - \dot{a}_{12} \dot{a}_{21}; \quad \delta_2 = \delta_{01} + \dot{a}_{12} \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_2} + \dot{a}_{12} \frac{\hat{\rho}}{\hat{s}_1} - \frac{\hat{\rho}^2}{\hat{s}_1 \hat{s}_2}.$$

Исключая $\frac{\hat{s}_1}{\hat{u}_1}, \frac{\hat{s}_2}{\hat{u}_2}$ из правых частей $(n-3)$ уравнений системы (3), получим систему $(n-3)$ уравнений с $(n-2)$ неизвестными:

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_3 &= \dot{a}'_{33} \frac{\hat{s}_3}{\hat{u}_3} + \dot{a}'_{34} \frac{\hat{s}_4}{\hat{u}_4} + \dots + \dot{a}'_{3n} \dot{u}_n; \\ \dot{u}_4 &= \dot{a}'_{43} \frac{\hat{s}_3}{\hat{u}_3} + \dot{a}'_{44} \frac{\hat{s}_4}{\hat{u}_4} + \dots + \dot{a}'_{4n} \dot{u}_n; \\ \dot{u}_{n-1} &= \dot{a}'_{(n-1)3} \frac{\hat{s}_3}{\hat{u}_3} + \dot{a}'_{(n-1)4} \frac{\hat{s}_4}{\hat{u}_4} + \dots + \dot{a}'_{(n-1)n} \dot{u}_n, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{a}'_{33} &= \dot{a}_{33} + \dot{a}_{33} \dot{a}'_{13} + \dot{a}_{32} \dot{a}'_{23}; \\ \dot{a}'_{34} &= \dot{a}_{34} + \dot{a}_{31} \dot{a}'_{14} + \dot{a}_{32} \dot{a}'_{24}; \dots; \\ \dot{a}'_{3n} &= 1 + \dot{a}_{31} \dot{a}'_{1n} + \dot{a}_{32} \dot{a}'_{2n}; \\ \dot{a}'_{43} &= \dot{a}_{43} + \dot{a}_{41} \dot{a}'_{13} + \dot{a}_{42} \dot{a}'_{23}; \\ \dot{a}'_{44} &= \dot{a}_{44} + \dot{a}_{41} \dot{a}'_{14} + \dot{a}_{42} \dot{a}'_{24}; \dots; \\ \dot{a}'_{4n} &= 1 + \dot{a}_{41} \dot{a}'_{1n} + \dot{a}_{42} \dot{a}'_{2n}; \\ \dot{a}'_{(n-1)3} &= \dot{a}_{(n-1)3} + \dot{a}_{(n-1)3} \dot{a}'_{13} + \dot{a}_{(n-1)2} \dot{a}'_{23}; \\ \dot{a}'_{(n-1)4} &= \dot{a}_{(n-1)4} + \dot{a}_{(n-1)1} \dot{a}'_{14} + \dot{a}_{(n-1)2} \dot{a}'_{24}; \dots; \\ \dot{a}'_{(n-1)n} &= 1 + \dot{a}_{(n-1)1} \dot{a}'_{1n} + \dot{a}_{(n-1)2} \dot{a}'_{2n}. \end{aligned}$$

Соотношения (16) и (19) в краткой форме можно записать соответственно:

$$\frac{\hat{s}}{\hat{u}} = [\dot{Y}] \dot{u} + [\dot{y}_n'] \dot{u}_n; \quad (20)$$

$$\dot{u} = [\dot{a}'] \frac{\hat{s}}{\hat{u}} + [\dot{a}_n'] \dot{u}_n, \quad (21)$$

где $[\dot{y}_n']$ и $[\dot{a}_n']$ — коэффициенты последних столбцов соответственно в соотношениях (16) и (19).

Из соотношений (20) и (21) с помощью правила Крамера можно найти значение координат вектора:

$$\dot{u} = [E - [\dot{a}'] [\dot{Y}]]^{-1} [\dot{a}_n' + [\dot{a}'] [\dot{y}_n']] \dot{u}_n, \quad (22)$$

где E — единичная матрица, $i=3, (n-1)$.

Найдя из (22) значения $\dot{u}_3, \dot{u}_4, \dots, \dot{u}_{(n-1)}$ в функции одной переменной $\hat{\rho}$ и сопряженной ей величины $\hat{\rho}$ и подставив эти значения в выражения (15), определим значения $\dot{u}_1, \dot{u}_2$, подставив которые в выражение (12), найдем уравнение одной переменной для вычисления $\hat{\rho}$ и сопряженного значения $\hat{\rho}$.

Способ 3. Введение вспомогательной переменной в УУР прямой и комплексно-сопряженной формы. Ввиду того, что нахождение решений аналогично изложенному ранее, ограничимся только начальным этапом преобразований.

Величины инверсий правых частей первых двух уравнений системы (2) представим как

$$\frac{1}{\hat{u}_1} = \frac{1}{\hat{u}_1 \hat{u}_2} = \frac{1}{k} \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1}; \quad \frac{1}{\hat{u}_2} = \frac{1}{\hat{u}_2 \hat{u}_1} = \frac{1}{k} \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2}, \quad (23)$$

где $k = \hat{u}_2 \hat{u}_1$.

Первые два уравнения системы (20) и комплексно-сопряженной с ней системы запишутся:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} \dot{u}_1 - \dot{Y}_{12} \dot{u}_2 - \dot{Y}_{13} \dot{u}_3 - \dots - \dot{Y}_{1n} \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_1}{k} \hat{u}_2; \\ -\dot{Y}_{12} \dot{u}_1 - \dot{Y}_{22} \dot{u}_2 - \dot{Y}_{23} \dot{u}_3 - \dots - \dot{Y}_{2n} \dot{u}_n &= \frac{\hat{S}_2}{k} \hat{u}_1; \\ \dot{Y}_{11} \hat{u}_1 - \hat{Y}_{12} \hat{u}_2 - \hat{Y}_{13} \hat{u}_3 - \dots - \hat{Y}_{1n} \hat{u}_n &= \frac{\dot{S}_1}{k} \dot{u}_2; \\ -\hat{Y}_{12} \hat{u}_1 - \hat{Y}_{22} \hat{u}_2 - \hat{Y}_{23} \hat{u}_3 - \dots - \hat{Y}_{2n} \hat{u}_n &= \frac{\dot{S}_2}{k} \dot{u}_1. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Находя из (24) значения $\dot{u}_1, \dot{u}_2, \hat{u}_1, \hat{u}_2$ в функции переменной k и проводя аналитические вычисления аналогично пункту 2, но используя дополнительно систему, комплексно-сопряженную с (2), мы можем разрешить системы УУР относительно вспомогательной переменной k .

Примечание. Для постоянного тока (действительные переменные) этот метод не дает прямого результата, и потому его необходимо несколько изменить, на чем останавливаться не будем.

Пример аналитического расчета для $n=3$ (точное решение). Система (2) для $n=3$:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} \dot{u}_1 - \dot{Y}_{12} \dot{u}_2 - \dot{Y}_{13} \dot{u}_3 &= \frac{\hat{S}_1}{\hat{u}_1}; \\ -\dot{Y}_{12} \dot{u}_1 - \dot{Y}_{22} \dot{u}_2 - \dot{Y}_{23} \dot{u}_3 &= \frac{\hat{S}_2}{\hat{u}_2}. \end{aligned} \right\} \quad (1')$$

Введением вспомогательной переменной по (13) система преобразуется к виду

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} \dot{u}_1 - \left(\dot{Y}_{12} + \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} \right) \dot{u}_2 &= \dot{Y}_{13} \dot{u}_3; \\ - \left(\dot{Y}_{12} + \frac{\hat{S}_{12}}{\hat{\rho}} \right) \dot{u}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{u}_2 &= \dot{Y}_{23} \dot{u}_3. \end{aligned} \right\} \quad (2')$$

Разрешая (2') относительно $\dot{u}_1, \dot{u}_2$, находим

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_1 &= \frac{\delta_0 + \dot{Y}_{23} \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}}}{\delta_0 - \dot{Y}_{12} \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} - \dot{Y}_{12} \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}} - \frac{\hat{S}_1 \hat{S}_2}{\rho^2}} \dot{u}_3; \\ \dot{u}_2 &= \frac{\delta_0 + \dot{Y}_{13} \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}}}{\delta_0 - \dot{Y}_{12} \frac{\hat{S}_1}{\hat{\rho}} - \dot{Y}_{12} \frac{\hat{S}_2}{\hat{\rho}} - \frac{\hat{S}_1 \hat{S}_2}{\rho^2}} \dot{u}_3. \end{aligned} \right\} \quad (3')$$

Подставляя значения $\dot{u}_1, \dot{u}_2$ в (12), получим уравнение для нахождения $\hat{\rho}$

$$(\delta_0 \hat{\rho} + \dot{Y}_{23} \hat{S}_1) (\delta_0 \hat{\rho} + \dot{Y}_{13} \hat{S}_2) = \frac{m^2}{u_3^2 \hat{\rho}}, \quad (4')$$

где

$$m^2 = (\delta_0 \rho^2 + \dot{Y}_{13} \hat{S}_1 \hat{\rho} - \dot{Y}_{12} \hat{S}_2 \hat{\rho} - \hat{S}_1 \hat{S}_2) \times \\ \times (\delta_0 \rho^2 + \dot{Y}_{12} \hat{S}_1 \hat{\rho} - \dot{Y}_{12} \hat{S}_2 \hat{\rho} - \hat{S}_1 \hat{S}_2).$$

Соотношение (4') есть инверсия относительно окружности радиуса m^2/u_3^2 с центром в начале координат, поэтому можно считать

$$(\delta_0 \hat{\rho} + \dot{Y}_{23} \hat{S}_1) (\delta_0 \hat{\rho} + \dot{Y}_{13} \hat{S}_2) = \lambda \hat{\rho}, \quad (5')$$

где $\lambda = \frac{m^2}{u_3^2 \rho^2}$ — действительная величина.

Найдя $\hat{\rho}$ из (5') и подставляя его в выражение для λ , получим значение квадрата базисного напряжения в функции параметра λ :

$$u_3^2 = \frac{m^2(\lambda)}{\lambda \rho^2(\lambda)}, \quad (6')$$

где

$$\hat{\rho} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\dot{Y}_{13} \hat{S}_2}{\delta_0} + \frac{\dot{Y}_{23} \hat{S}_1}{\delta_0} - \frac{\lambda}{\delta_0^2} \right) \pm \\ \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{\dot{Y}_{13} \hat{S}_2}{\delta_0} + \frac{\dot{Y}_{23} \hat{S}_1}{\delta_0} - \frac{\lambda}{\delta_0^2} \right)^2 - \frac{\dot{Y}_{23} \dot{Y}_{13} \hat{S}_1 \hat{S}_2}{\delta_0^2}}. \quad (7')$$

Задавая действительное значение параметра λ , по уравнению (6') находим значение базисного напряжения и напряжения в узлах схемы. Конечно, можно для заданного значения базисного напряжения $\dot{u}_3$ по формуле (4') найти $\hat{\rho}$ и напряжения в узлах схемы, но для этого тогда необходимо находить корни многочлена переменной $\hat{\rho}$.

Автор: Прокуроров Николай Семенович окончил в 1969 г. энергетический факультет Новочеркасского политехнического института. Генеральный директор Акционерного общества «Кал-мэнерго».

Полное обеспечение передач постоянного тока цифровыми средствами управления и защиты

ВИЛЬД Г, ЦИНК В.

Более чем за 50 лет, прошедших после появления передач постоянного тока (ППТ), их роль в транспорте и распределении энергии значительно возросла. Возможности применения ППТ или вставок постоянного тока (ВПТ) должны учитываться всякий раз, когда возникает проблема проектирования экономически эффективного энергоснабжения. Наряду с такими основными компонентами как тиристорные вентили, преобразовательные трансформаторы, фильтры и прочее, системы управления и защиты, а также связи с оператором являются важнейшими средствами обеспечения нормальной эксплуатации ППТ.

В последние годы все большее применение находят цифровые методы и средства автоматики, такие как программное управление по разомкнутому контуру, микропроцессорное управление с обратной связью, цифровая защита, а также устройства визуального отображения (УВО) для связи с оператором. Связь между системами осуществляется через локальную сеть обмена информацией.

Совместимость цифровых систем управления и защиты достигается применением автоматизированных рабочих мест для связи с оператором, приборных средств автоматизации серий SIMATIC S5 (для обеспечения управления по разомкнутому контуру) и SIMADIN D (для обеспечения управления с обратной связью и защиты), а также приборного комплекса SINEC H1 в качестве локальной сети обмена информацией. В совокупности со стандартным и специальным программным обеспечением перечисленные средства гарантируют повышенную надежность и экономическую эффективность эксплуатации ППТ.

Основные компоненты ППТ и их назначение.

1. Распределительные устройства (РУ) переменного тока на обоих концах линии предназначены для подсоединения к энергосистемам.
2. Фильтры на стороне переменного тока служат для подавления высших гармоник, генерируемых преобразователями, и компенсации реактивной мощности.
3. Преобразовательные трансформаторы с устройствами переключения ответвлений обмоток для регулирования напряжения переменного тока.
4. Преобразовательные вентили и охладители вентиляей.
5. Фильтры на стороне постоянного тока для

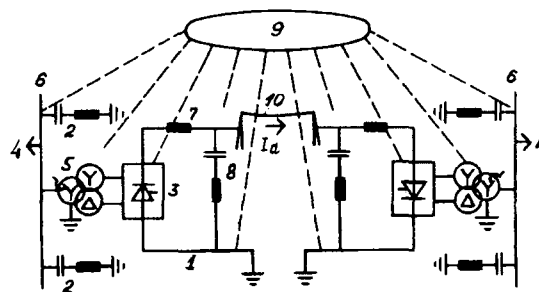


Рис. 1. Принципиальная схема унipoлярной ППТ: 1 — линия заземления; 2 — фильтр на стороне переменного тока; 3 — вентиль преобразователя; 4 — энергосистема переменного тока; 5 — преобразовательный трансформатор; 6 — РУ переменного тока 7 — сглаживающий реактор; 8 — фильтр на стороне постоянного тока; 9 — управление и защита; 10 — линия постоянного тока

подавления высших гармоник (не нужны при использовании кабельной линии передачи).

6. Сглаживающие реакторы, ограничивающие скорость нарастания выпрямленного тока dI_a/dt .

7. Линия передачи постоянного тока.

8. Линия и электроды заземления.

Главная задача аппаратуры управления и защиты — обеспечение надежного функционирования всех этих компонент, эффективного согласования ППТ с энергосистемами переменного тока и удобства связи с оператором (рис. 1).

Общая схема управления и защиты. Сложные цифровые системы управления и защиты позволяют добиться высокой гибкости при решении задач заказчиков путем использования типовых

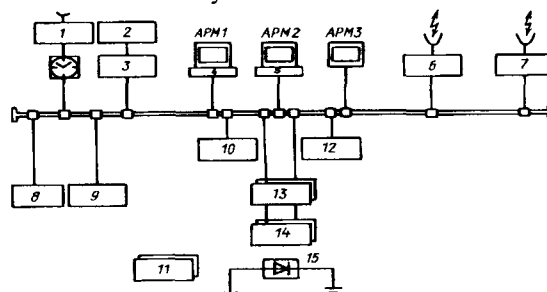


Рис. 2. Структура системы управления и локальной сети обмена информацией (ЛС) для биполярной конфигурации ППТ (одна подстанция): 1 — синхронизатор; 2 — построочно печатающее устройство; 3 — система аварийной сигнализации; 4, 5 — поток данных; 6 — дистанционный терминал (ДТ); 7 — телесвязь; 8 — охлаждение вентиляей; 9 — кондиционирование воздуха; 10 — подсистема управления полюсом; 11 — защита линии постоянного тока; 12 — подсистема управления подстанций; 13 — канал системы управления с обратной связью; 14 — канал системы управления базами данных; 15 — база данных

функциональных узлов, надежность которых подтверждена опытом многочисленного использования во всем мире. Структура системы цифрового управления и локальной сети обмена информацией (ЛС) приведена на рис. 2.

Связь с оператором. В состав системы управления и защиты входят автоматизированные рабочие места (АРМ) АРМ 1, АРМ 2, АРМ 3 (рис. 2), которые представляют оператору четкую информацию о всех имевших место в системе событиях и происшествиях и позволяют ему вмешиваться в работу системы, а также брать управление на себя, не рискуя совершить при этом ошибку. Связь с оператором в системе обеспечивается следующим образом.

1 — Дистанционный терминал (ДТ) в качестве интерфейса диспетчерского пункта и система телесвязи дают возможность обмениваться информационными сигналами между обеими преобразовательными подстанциями.

2 — В ответ на запрос, вводимый нажатием соответствующей клавиши, выдается детальная информация относительно событий и происшествий, которые имели место в системе, а также необходимые оператору рекомендации по обслуживанию ППТ.

3. Связь с текущим процессом осуществляется с помощью главного АРМ, (АРМ 1). В случае отказа главного АРМ его функции берет на себя резервное АРМ (например, АРМ 2). Типовые АРМ выполнены на основе операционной системы UNIX и используются в качестве базового комплектного оборудования пульта оператора.

4. Обмен данными между пультом управления и процессом осуществляется через ЛС, выполненную на базе системы связи SINEC H1. На каждой из подстанций униполярной линии передачи имеется три рабочих места оператора (главное и резервное рабочие места, а также одно АРМ, предназначенное для визуального отображения оперативной информации). На рис. 3 приведен пример распределения функций между отдельными устройствами визуального отображения (УВО).

Системы управления и защиты биполярных

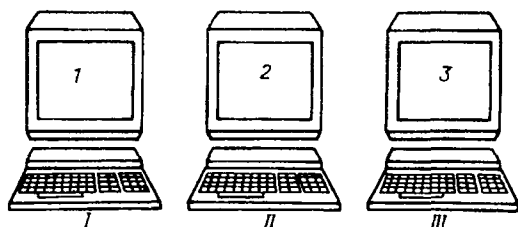
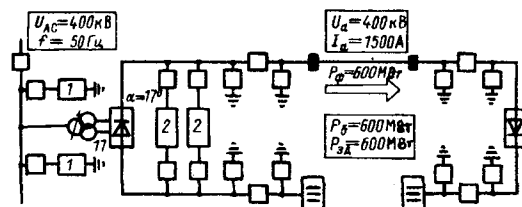


Рис. 3. Распределение функций между отдельными УВО. I — главное АРМ; II — резервное АРМ; III — АРМ для визуального отображения информации; 1 — информация о линии передачи и подстанции; 2 — отображение аварийных сообщений; 3 — подсистема текущего контроля и обработки потока данных

Подстанция А	Подстанция Б	Условия эксплуатации НОРМАЛЬНЫЕ	Локализация управления МЕСТНОЕ	Конфигурация ППТ ОДНОПОЛЯРНАЯ	Режим передачи энергии P = CONST
РАЗБЛОКИРОВАНА	РАЗБЛОКИРОВАНА	Предварительные условия А: ВЫПОЛНЕНЫ Б: ВЫПОЛНЕНЫ	Режим управления АВТОМАТИЧЕСКИЙ	Состояние линии передачи ВКЛЮЧЕНА	Состояние канала телесвязи РАБОЧЕЕ



F1 Локализация управления	F2 Режим управления	F3 Конфигурация ППТ
F4 Режим передачи энергии	F5 Направление передачи энергии	F6 Выбор базисной мощности
F7 Изменение состояния линии передачи	F8	F9
F10	F11 Быстрое отключение	F12 Меню

Рис. 4. Пример разбивки поля, экрана для униполярной кабельной линии передачи: 1 — фильтр на стороне постоянного тока; 2 — фильтр на стороне переменного тока

линий передачи снабжаются дополнительными АРМ для визуального отображения данных, объем которых больше, чем в аналогичных системах униполярных линий. На рис. 4 приведен пример разбивки поля экрана (для случая униполярной кабельной линии передачи), при которой выделяются три основные части:

верхняя полоса: информация о состоянии ППТ и системы управления;

средняя полоса: мнемосхема состояния ППТ;

нижняя полоса: указания для оператора (по использованию функциональных клавиш).

Управление по разомкнутому контуру и локальная сеть обмена данными. Для решения многочисленных задач управления по разомкнутому контуру в ППТ необходима свободно программируемая, компактная и устойчивая к воздействиям окружающей среды типовая система. Этим требованиям удовлетворяет система средств автоматизации SIMATIC S5, которая уже эксплуатируется на протяжении десятка лет во всем мире (ее доля в объеме мирового рынка составляет около 25%) даже в тяжелых промышленных условиях и показала высокую степень готовности и отказоустойчивости. Отказ системы S5 не приводит к прерыванию передачи энергии через линию постоянного тока.

Система управления по разомкнутому контуру,

обслуживающая подстанцию ППТ, состоит из подсистемы управления подстанций и подсистемы управления полюсом. Подсистема управления подстанций предназначена для решения всех задач, связанных с работой подстанции, таких как регулирование реактивной мощности с помощью фильтров высших гармоник на стороне переменного тока и управление линией заземляющих электродов, а также линией передачи постоянного тока. Решение всех задач, связанных с эксплуатацией полюса ППТ, обеспечивает соответствующая подсистема управления полюсом. В ее функции входит управление устройством переключения ответвлений обмоток трансформатора, разъединителями цепей фильтров высших гармоник на стороне постоянного тока, а также системой заземления вентильного зала. Различные информационные сигналы, такие как сигналы управления выключателями и т. п., передаются по отдельным каналам и могут быть разделены с помощью оптронов или реле.

В системе SIMATIC S5 период опроса устанавливается в диапазоне от 100 до 200 мс. Для программирования используется функциональный блок PG 750. Непосредственная связь отдельных подсистем с другими компонентами системы управления осуществляется через ЛС обмена данными SINEC H1 (рис. 2). Каждая из подсистем, подключенных к ЛС, называется узлом. Связь между отдельными узлами устанавливается по принципу летучего ведущего, согласно которому время передачи сообщения через ЛС выбирает отправитель. Локальная сеть SINEC H1 выполнена в соответствии с международными стандартами (Ethernet, IEEE802.3) и обеспечивает скорость передачи информации до 10 Мбит/с. В локальной сети связи применяется коаксиальный кабель. Однако возможно применение оптоволоконного кабеля (при условии, что протяженность линии связи не превышает 4 км). Одна ЛС может обслуживать до 100 узлов.

Управление с обратной связью. Выполнение всех функций скоростного управления и контроля быстро изменяющихся временных последовательностей возложено на систему управления с обратной связью (СУОС). Для этого используется цифровая система управления с обратной связью SIMADIN D. Мультипроцессорная система SIMADIN D состоит из типовых функциональных модулей, которые находят применение во всем мире на различных предприятиях, в том числе в промышленности — на бумажных фабриках, в прокатных цехах и т. п. Все типовые функциональные узлы легко компонуются в системы управления требуемых конфигураций (в распоряжении имеется более 300 функциональных узлов).

Для автоматизированного создания прикладного программного обеспечения, которое затем

хранится в стираемых программируемых постоянных запоминающих устройствах (СППЗУ), может применяться программатор PG 750.

В системе SIMADIN D для выбора конфигурации используется система графической поддержки STRUC G, что обеспечивает точное соответствие между программами и получаемой документацией. Исключается также возможность появления ошибок в документации, которая снабжается всеми необходимыми перекрестными ссылками и указанием фактических параметров. Система управления выполняется по структурно избыточной схеме с полным горячим резервированием (рис. 5).

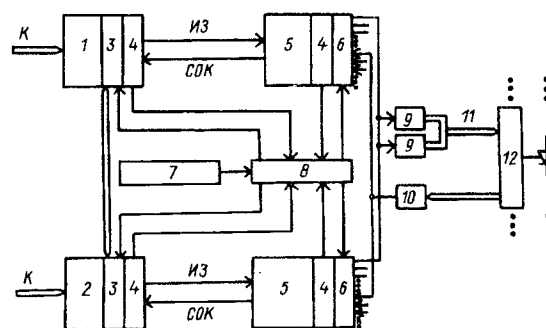


Рис. 5. Структурно избыточная система управления с обратной связью и канал управления вентильным блоком: К — команды, фактические значения, заданные значения; ИЗ — импульс запуска; СОК — сигнал окончания коммутации; 1, 2 — канал системы управления с обратной связью; 3 — следящая система (СС); 4 — выявление повреждений (ВП); 5 — канал системы управления базами вентиля; 6 — блокировка посылки импульса (БПИ); 7 — ручное переключение; 8 — логика переключений; 9 — светоизлучающий элемент (СЭ); 10 — оптический приемник (ОП); 11 — волоконная оптика; 12 — входные цепи тиристоров (ВЦТ)

Важнейшей особенностью системы является способность выполнять функции управления не только в условиях установившегося режима, но и при наличии нестационарных возмущений, таких как повреждения в линии передачи. При проектировании системы для проверки и оптимальной настройки параметров управления проводятся исследования на цифровых моделях, а также с помощью анализатора неустановившихся процессов (АНП) в линии передачи. Как показано на рис. 5, каждый канал системы управления работает в непосредственной взаимосвязи с примыкающим к нему каналом системы управления базами вентиля (СУБВ), который выполнен на основе микропроцессора и предназначен для решения двух важных задач:

подачи во входные цепи тиристоров импульсов запуска и останова, а также приема проверочных сигналов подтверждения через волоконно-оптический кабель;

текущего контроля состояния тиристоров путем декодирования проверочных сигналов подтверждения, обнаружения неисправностей, избыточной выдачи сигналов оповещения о не-

исправностях и, при необходимости, команд аварийного отключения; таким образом, система текущего контроля тиристорных выпрямителей выполняет также функции защиты.

Система защиты. Защита ППТ обеспечивается главными и резервными системами по отдельным зонам, которые частично перекрывают друг друга (рис. 6). Работа системы защиты скоординирована так чтобы обеспечивалось избирательное отключение поврежденных участков.

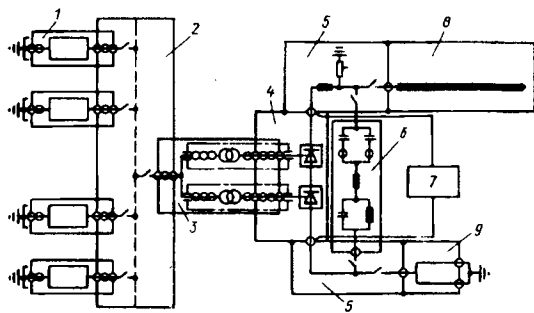


Рис. 6. Зоны защиты: 1 — система защиты фильтров на стороне переменного тока; 2 — сборных шин на стороне переменного тока; 3 — преобразовательного трансформатора; 4 — вентилей; 5 — сборных шин на стороне постоянного тока; 6 — фильтров на стороне постоянного тока; 7 — полюса; 8 — линии ППТ; 9 — линии заземляющих электродов

Системы защиты ППТ можно разделить на две основные группы: группу стандартных систем защиты на стороне переменного тока, которыми охвачены преобразовательный трансформатор и сборные шины на стороне переменного тока, а также группу специальных систем защиты ППТ, обслуживающих фильтры на стороне переменного тока, тиристорные вентили, сборные шины и фильтры на стороне постоянного тока, линию передачи выпрямленного тока, а также линию заземляющих электродов.

Системы цифровой защиты обычных цепей переменного тока не являются объектом нашего рассмотрения и упоминаются здесь только ради полноты представления задач защиты ППТ. Системы защиты должны обнаруживать состояния, отклоняющиеся от нормы, определять причины таких состояний и принимать необходимые меры для предотвращения или уменьшения степени повреждения оборудования.

В передачах постоянного тока защитные меры не ограничиваются лишь отключением поврежденного участка. Характеристики управляемости таких передач позволяют применять более сложные и эффективные меры устранения повреждений с привлечением для этой цели и системы управления. Некоторые функции защиты (такие как ограничение тока, зависящие от напряжения, или проверка наличия минимально необходимого числа тиристорных вентилей путем сравнения посылок им-

пульсов запуска и поступающих от СУБВ сигналов, подтверждающих окончание коммутации) выполняет система управления с обратной связью. Для реализации других мер защиты разработаны специальные системы. Главной целью разработки было обеспечение

безупречного функционирования;
электромагнитной совместимости;
удобной связи с оператором;
современного конструктивного исполнения.

Конструктивное решение основано на использовании приборов серии SIMADIN D, которые применяются также для реализации управления с обратной связью. Такой подход имеет много преимуществ, таких как применение для систем управления и защиты одного и того же программирующего узла, однотипной документации и одинаковых запасных частей, исключение необходимости специальной подготовки обслуживающего персонала и т.п. Типичными для ППТ являются следующие системы защиты.

Система защиты фильтров высших гармоник на стороне переменного тока состоит из:

подсистемы устранения причин тяжелых повреждений с помощью дифференциальной защиты и мгновенной токовой отсечки;

подсистемы предупреждения повреждений с помощью защиты конденсаторов от перегрузок, защиты от несимметричности емкостей и защиты от перегрузок реакторов.

Защита ППТ обеспечивается главными и резервными системами по отдельным зонам, которые частично перекрывают друг друга. Работа систем защиты скоординирована так, чтобы обеспечивалось избирательное отключение поврежденных участков.

Системы защиты ППТ можно разделить на две основные группы: группу стандартных систем защиты на стороне переменного тока, которыми охвачены преобразовательный трансформатор и сборные шины на стороне переменного тока, а также группу специальных систем защиты ППТ, обслуживающих фильтры на стороне переменного тока, тиристорные вентили, сборные шины и фильтры на стороне постоянного тока, линию передачи выпрямленного тока, а также линию заземляющих электродов.

Система защиты вентилей при передаче энергии постоянным током в основном идентична соответствующей системе вставки постоянного тока. Она включает в себя подсистемы защиты вентилей от КЗ и от продолжительного действия сверхтока, а также подсистему дифференциальной защиты вентильного моста. Меры защиты, реализуемые с помощью этой системы, направлены на предупреждение повреждений и устранение возможных причин повреждений.

Система защиты фильтров высших гармоник на стороне постоянного тока разработана на основе опыта проектирования передач постоянного тока Нельсон Ривер-2 и Геша. Она состоит из подсистемы защиты от несимметричности емкостей высоковольтных конденсаторов и подсистемы дифференциальной защиты, охватывающей низковольтную часть фильтров.

Система защиты полюса производит сравнение результатов измерений выпрямленных токов на стороне высокого напряжения с током на стороне низкого напряжения. Такая дифференциальная схема обеспечивает обнаружение повреждений в пределах одного полюса преобразователя.

Система защиты линии передачи осуществляется с помощью двух различных подсистем: подсистемы защиты по фронту волны, которая обеспечивает обнаружение волны перенапряжения, распространяющейся от места повреждения в сторону преобразовательной подстанции, и подсистемы дифференциальной защиты линии, для которой используется канал телесвязи.

Система защиты линии заземляющих электродов. Для исключения возможности работы ППТ при отсутствии заземления предусмотрено несколько способов защиты: защита минимального тока, защита от сверхтоков, дифференциальная защита двух линий заземляющих электродов, дифференциальная защита участка от подстанции до заземляющего электрода, а также защита от перенапряжений.

Система телесвязи в режиме нормального функционирования ППТ обеспечивает обмен сигналами между обеими преобразовательными подстанциями. В принципе ППТ может работать и без канала телесвязи. Однако линии передачи постоянного тока снабжаются системами телесвязи для получения оптимальных динамических характеристик. Система телесвязи может быть выполнена с помощью таких средств как

- линия СВЧ;
- волоконно-оптический кабель;
- линия передачи электроэнергии;
- телефонная линия.

Передаваемые сигналы можно разбить на две группы:

ограниченное число быстро изменяющихся сигналов, необходимых для обеспечения защиты и управления с обратной связью;

большое число медленно изменяющихся сигналов.

Система анализа повреждений. К локальной сети обмена данными подключен цифровой регистратор последовательности событий (цифровой осциллограф Е490), который может записывать до 1500 сообщений, поступающих одновременно. Каждое событие снабжается временной меткой

(с разрешающей способностью 1 мс). Сообщения выводятся на печать в хронологическом порядке. Сообщения о событиях передаются также через ЛС на АРМ для представления оператору. Автоматический регистратор повреждений, осциллограф 3531 — полностью цифровая система, которая может иметь до 124 аналоговых входов или, например, до 64 аналоговых и 480 двоичных входов. Система применяется для регистрации временных графиков сигналов при нарушениях режима в ППТ. Максимальная частота опроса составляет 5000 Гц. Это значит, что разрешающая способность равна 200 мкс.

Реализации сигналов считаются в полупроводниковую динамическую память, выводятся на печать и, при необходимости, пересылаются в анализатор. Осциллограф Р531 выполнен на конструктивных модулях, благодаря чему дальнейшее расширение функциональных возможностей не представляет затруднений. К одному центральному узлу может быть подключено до 31 модуля сбора данных. Каждый из модулей сбора данных имеет четыре аналоговых входа либо 32 двоичных входа. Связь модулей сбора данных с контроллером центрального узла осуществляется через шину PS485. Каждый модуль сбора данных представляет собой функционально полную, автономную систему. Установка необходимых параметров процесса сбора и регистрации данных может производиться с помощью персонального компьютера и пакета программ OSPAR P.

Испытания. Перед отправкой заказчику цифровая система управления и защиты должна пройти серию испытаний. Общий подход к реализации функций управления разрабатывается на ранней стадии проектирования с помощью цифровой моделирующей системы NETOMAC. Это мощное средство используется для проверки динамического поведения систем управления и защиты при появлении в ППТ повреждений.

Испытания на модели проводятся с учетом подробных данных обеих энергосистем, а также структуры всей системы управления. Кроме испытаний на моделирующей системе NETOMAC, производится также перекрестная проверка динамических характеристик системы управления с помощью анализатора неустановившихся процессов (АНП). При этом используется аппаратное и программное обеспечение испытываемой системы управления и защиты.

Один из наиболее эффективных видов испытаний — испытания на имитаторе ППТ, в ходе которых проверяется все программное и аппаратное обеспечение системы, включая соединительные кабели. На рис.2 представлены все структурные компоненты системы, которые подвергаются испытаниям. Благодаря интенсивным

испытаниям обеспечивается оптимальная продолжительность периода ввода в эксплуатацию и снижаются общие затраты на выполнение проекта.

Заключение. Современные цифровые системы управления и защиты обладают высокой степенью готовности. Сложные аппаратные и программные средства цифровой автоматики дают возможность проектировать системы с небольшим количеством различных функциональных узлов при обеспечении удобной связи с оператором. Отладка и предварительная настройка отдельных подсистем и связей между ними производится в процессе испытаний на имитаторе ППТ. Тем самым повышается эффективность и сокращается период

обучения обслуживающего персонала заказчика, а также ввода в эксплуатацию. Применение готовых типовых приборных систем гарантирует быстрое представление запасных частей и услуг персонала службы технической помощи на весь период эксплуатации.

Департамент Передачи и распределения энергии

Группа Высоких напряжений

а/я 3220, W-8520 Эрланген

Федеративная Республика Германия

Акционерное общество Сименс

Возможны изменения

**Телефон Московского Представительства
237-69-03**

Из истории электротехники

Первая энергосистема в России

В 1903 г. отмечался 100-летний юбилей городов-курортов Пятигорска, Кисловодска, Ессентуков и Железноводска. В честь этого события было решено электрифицировать города. В Управлении Кавказских Минеральных Вод, находившемся в Пятигорске, был создан электроотдел, который возглавил инженер-технолог Самуил Маркович Фридман. На электроотдел возлагались задачи проектирования, строительства и эксплуатации новых электроустановок. Отдельные этапы этих исторических событий были отмечены в различных публикациях. На основную роль в раскрытии истории первых шагов электроэнергетики сыграли документы Архива Академии наук СССР (Ленинградское отделение, фонд Шателена Михаила Андреевича, ф. 869). Обратиться в Архив посоветовала Мария Михайловна Шателен, дочь первого в России профессора электротехники Михаила Андреевича Шателена, внука драматурга Александра Николаевича Островского.

Документы Архива позволили установить, что в городах Кавказских Минеральных Вод возникли уникальные объекты электрификации: Центральная Пятигорская гидроэлектростанция, получившая впоследствии название «Белый Уголь»; самые протяженные в то время линии электропередачи 8 кВ; впервые осуществлена параллельная работа двух электростанций — Пятигорской «Тепловой» и ГЭС «Белый Уголь».

Таким образом, была создана первая в стране

энергосистема, в которой на практике осуществлялась главнейшая особенность электроэнергетики — параллельная работа различных генерирующих источников, что дало возможность заложить данный принцип в концепцию ГОЭЛРО с последующей реализацией в Единой энергосистеме страны.

Рассмотрим документальное поэтапное развитие этих исторических событий. Проект электрификации четырех городов-курортов был разработан и 19 декабря 1902 г. заключен договор между Управлением Кавказских Минеральных Вод в Пятигорске и правлением Акционерного общества русских электротехнических заводов Сименс и Гальске в Санкт-Петербурге на выполнение всех работ в срок до 1 июля 1903 г. К договору были приложены «Технические условия на оборудование гидроэлектрической станции», в которых, в частности, указано:

«§ 1. Все гидротехнические сооружения должны быть выполнены согласно чертежам Управления вод.

... § 13. Здание машинного помещения должно быть построено согласно чертежу Управления вод.»

Это свидетельствует о приоритете Пятигорска в части проектирования и строительства первых в России объектов электроэнергетики.

В журнале «Электротехнический вестник» № 5 от 10 марта 1903 г. помещена статья «Элек-



Рис. 1. Мемориальные доски на здании ГЭС «Белый уголь», открытие в 1963 и 1966 гг.

трическое оборудование группы Кавказских Минеральных Вод», где, в частности, сказано: «Недавно акционерное общество русских электротехнических заводов Сименс и Гальске в Санкт-Петербурге получило заказ, который по своим размерам и техническим особенностям заслуживает всеобщего внимания. Дело касается устройства гидроэлектрической станции на реке Подкумке для снабжения всех групп Кавказских Минеральных Вод электрической энергией (для освещения, трамвая и электродвигателей). Два генератора трехфазного тока в 400 кВт каждый, приводимые в движение турбинами соответствующей мощности, будут доставлять непосредственно в линию ток высокого напряжения в 8000 вольт. Линия состоит из 4 (по числу курортов) магистральных голых проводов, исходящих из станционного здания в радиальных направлениях и подходящих к трансформаторным подстанциям, расположенным на окраинах Пятигорска, Кисловодска, Железноводска и Ессентуков. Наибольшее расстояние передачи электрической энергии 18 верст (Пятигорск), наименьшее 3 версты (Ессентуки).

Для целей освещения на всех 4 курортах будет установлено до 400 дуговых фонарей и свыше 3000 ламп накаливания. Для приведения в дей-

ствие насосов, снабжающих ванны минеральными водами, будет установлено до 30 электродвигателей трехфазного тока общей мощностью до 110 л.с. Независимо от этого в Пятигорске будет устроен трамвай в 3 версты при ширине колеи 1 метр. Наконец в Кисловодске будет сооружена одноколейная грузовая дорога длиной в две версты при ширине колеи тоже в 1 метр».

Гидроэлектростанция по проекту и в первые годы эксплуатации именовалась Центральной Пятигорской ГЭС, а с 1911 г. получила символическое название «Белый Уголь».

В начале января 1943 г. города Кавминводской группы были освобождены от немецких оккупантов. При отступлении фашисты взорвали все электрические сооружения, в том числе и ГЭС «Белый Уголь».

Строители, разбирая руины ГЭС, обнаружили бронзовую закладную доску, замурованную в день начала строительства. На доске, в частности, выгравировано: «... по проекту инженера-технолога С.М. Фридмана заложена гидроэлектростанция Акционерным обществом русских электротехнических заводов Сименс и Гальске мая 11-го дня тысяча девятьсот третьего года». Доска экспонируется в Пятигорском музее краеведения.

В книге «Кавказские Минеральные Воды» (к 100-летию юбилею 1803—1903 гг.), изданной в С.-Петербурге в 1904 г., сказано:

«В заключение отметим одно замечательное сооружение, находящееся недалеко от Ессентуков, на берегу Подкумка. Это гидроэлектрическая станция, которая была заложена 11-го мая 1903 года, а в июле уже начала действовать... Напряжение токов рассчитано на 8000 вольт.

... Расстояние, на котором передается энергия, превышает 18 верст — это один из первых опытов передачи энергии с гидроэлектрической станции на такое большое расстояние.

... Самый способ утилизации водяной силы является новостью не только на Кавказе, но и в России».

Общая протяженность воздушных ЛЭП 8 кВ от ГЭС к четырем городам-курортам составляла 62 км.

29 мая 1903 г. Горный департамент Министерства земледелия и государственных имуществ командировал профессора М.А. Шателена на Кавказские Минеральные Воды для наблюдения за строительством Центральной гидроэлектростанции. С этого времени и по 1915 г. Михаил Андреевич постоянно оказывал помощь и консультировал в строительстве и эксплуатации новых электроустановок. Участвовал в этих работах и Генрих Осипович Графтио, впоследствии академик, выполнявший расчет прочности проводов на воздушной линии от ГЭС до Пятигорска, по-

врежденной гололедом в ноябре 1903 г. Этот расчет, озаглавленный «К вопросу о Пятигорской гидроэлектрической установке», осуществлен электротехническим (VI) отделом Императорского Русского технического общества в С.-Петербурге 8 февраля 1904 г.

М.А. Шателен, предлагая выполнить на гидроэлектростанции некоторые работы, в заключении к докладной записке на имя директора Горного департамента 4 июня 1905 г. писал:

«Перечисленные работы и исправления обеспечат правильную работу гидроэлектрической установки и дадут возможность снабжать электрической энергией не только учреждения казенные, но и частных лиц и городские управления. Выполнение их крайне желательно, дабы наконец приведена была бы в исправное состояние первая в России крупная гидроэлектрическая установка для передачи энергии, которая должна послужить образцом для многих других».

В книге «Михаил Андреевич Шателен» (авторы А.А. Чеканов, Б.Н. Джонсницкий, 1972 г.) на стр. 69 читаем:

«Первая настоящая Высоковольтная линия передачи энергии, работающая на трехфазном токе, была сооружена в районе Минеральных вод... Успех Кавказских электропередач побудил частные фирмы, в руках которых находилось все электроснабжение России, заняться сооружением электропередающих установок и в других местах России, в первую очередь в районах Петербурга и Москвы».

С ростом электрических нагрузок возникла необходимость сооружения еще одной электростанции. Практическим решением этого важного вопроса занимался начальник электроотдела Управления Кавминвод Евгений Николаевич Кутейников, назначенный на эту должность по рекомендации М.А. Шателена в мае 1905 г.

В журнале «Электричество» № 12, 1912 г. (стр. 345—353) помещена статья инженера путей сообщения, инженера-электрика Б.Н. Кутейникова «К постройке второй Центральной станции Управления Кавказских Минеральных Вод», в которой, в частности, сказано: «Управление Кавказских Минеральных вод приступило к постройке второй Центральной электрической станции. Первая, гидравлическая, построена в 1903 г. на небольшой речке Подкумок, с расходом воды, оказавшимся в 2,5 раза менее того, который был положен в основе проекта».

... На это суммарное недостающее количество энергии и спроектирована мною новая генераторная станция.

... В настоящее время будут установлены два дизель-альтернатора, по 400 полезных сил каждый.



Рис. 2. Пятигорск. Памятник в честь первой энергосистемы, открыт 25 января 1985 г.

... К постройке приступлено 10 января с.г. Сроком окончания сдачи всего оборудования станции по договору назначено 10 февраля 1913 года».

Проф. М.А. Шателен, являясь председателем комиссии по приемке в эксплуатацию Пятигорской «Тепловой» электростанции, впервые в России осуществил ее параллельную работу с гидроэлектростанцией «Белый Уголь». В отчете директору Горного департамента 4 апреля 1913 г. он писал: «... испытания показали возможность параллельной работы дизельной и гидравлической станций, что представляет большой технический и экономический интерес. После урегулирования машин совместная работа станций станет еще более удовлетворительной».

Предвидение М.А. Шателена полностью оправдалось. Принцип параллельной работы двух электростанций различного исполнения, впервые осуществленный в Пятигорске в 1913 г., был использован в плане ГОЭЛРО и в Единой энергосистеме страны. Но в первые годы аналогов подобной энергосистемы не было и практическое ее повторение подвергалось сомнению. Параллельная работа гидравлических и тепловых электростанций — это было новое слово, новая точка зрения, она еще должна была завоевать признание.

В журнале «Гидротехническое строительство», № 1, 1950 г. помещена статья Ф.Я. Нестерука «Приоритет русских изобретателей в области передачи электроэнергии на расстояние». В статье отмечается: «... была введена в эксплуатацию первая в России крупная трехфазная линия в 8000 в, уже на десятки километров между гидростанцией на р. Подкумок (Ессентуки) и г.г. Пятигорском и Кисловодском. Эта электропередача, построенная при ближайшем участии профессора М.А. Шателена, представляет особый интерес тем, что в ней впервые успешно осуществлена параллельная работа гидростанции и дизельной станции, находившейся в 20 км, — задача, которая в то время считалась почти неразрешимой».

Приведенные выше исторические события и документы, их подтверждающие, свидетельствуют о том, что энергосистема, созданная в 1913 г. в Пятигорске, является первой в России. Это факт отражен в музее «Первые шаги электроэнергетики», открытом на территории бывшей Пятигорской «Тепловой» электростанции в 1983 г., увековечен в мемориальных досках и в памятнике в честь первой энергосистемы, открытом в 1985 г. Именем инженера Е.Н. Кутейникова — главного организатора и непосредственного участника создания первой в России энергосистемы — названа улица, на которой он жил.

К сожалению, положительный опыт параллельной работы электростанций в Пятигорске в 1913 г. не был отражен в отечественной тех-

нической литературе того времени и не доложен на электротехнических съездах, проводившихся после этого события.

Среди копий документов, полученных из Архива АН (ф. 869), имеется соглашение от 10 мая 1913 г. между Управлением Кавказских Минеральных вод и Рижским машиностроительным заводом — поставщиком дизелей на «Тепловую» электростанцию, в котором представитель завода Гензель заявил: «... условия параллельной работы дизелей с водяными турбинами, удаленными на 20 километров, являются первым примером в мире». Возможно, это утверждение не лишено основания, если учесть, что оно принадлежит работнику завода, поставлявшего энергетическое оборудование не только в Россию, но и в страны Европы, и хорошо информированному о состоянии электроэнергетики за рубежом. М.А. Шателен, «патриарх русской электротехники», почетный член научных и технических организаций и обществ ряда зарубежных стран, будучи в курсе достижений мировой электротехники, также не приводит ни одного примера из мировой практики о параллельной работе двух электростанций, осуществленной раньше, чем это сделано при его участии в Пятигорске в 1913 г.

Александров Ю.А., основатель и директор Пятигорского музея «Первые шаги электроэнергетики», работник Пятигорской электрической сети с 1941 г.

Заметки и письма

Топологический анализ обобщенного и частных режимов трансформатора по графам

ШАТАЛОВ А.С.

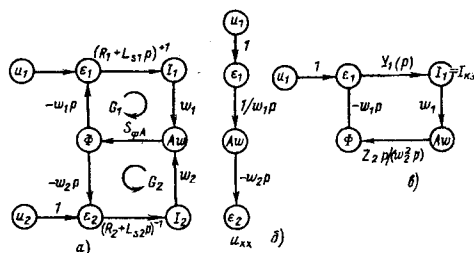
Обобщенным будем называть режим двойного питания напряжениями u_1, u_2 и для него на рисунке, а построим операторный граф. Центральной частью графа служат вершины: магнитного потока взаимной индукции Φ и суммарных ампер-витков $Aw = I_1 w_1 + I_2 w_2$, связанные ребром с весом $S_{\Phi A}$, отображающим крутизну графика $\Phi + f(Aw)$ в выбранной точке линеаризации. Параллельно центральному ребру в верхней и нижней частях графа показаны ребра с весами, рав-

ными проводимостям первичного Y_1 и вторичного Y_2 контуров, где активные и реактивные компоненты (связанные с потоками рассеяния) объединены с параметрами цепей питания.

В координатный базис графа введены переменные состояния

$$\varepsilon_1(p) = u_1(p) - w_1 p \Phi(p); \quad \varepsilon_2(p) = u_2(p) - w_2 p \Phi(p),$$

т. е. разности напряжений питания и ЭДС, введенными потоком взаимной индукции.



Для топологического анализа на графе назначаются прямые пути и контуры. Рассматриваемый граф — двухконтурный с весами контуров

$$G_1(p) = Y_1(p) w_1^2 S_{\Phi A P}; \quad G_2(p) = -Y_2(p) w_2^2 S_{\Phi A P}.$$

Прямые пути устанавливаются после назначения конкретных вершин входа и выхода и имеют вес $\Gamma_{ij}(p)$, равный произведению весов ребер между назначенными вершинами (для рисунка, а можно наметить $2 \cdot 6 = 12$ путей).

Передаточной функцией (ПФ) от одного из напряжений питания u_j ($j=1, 2$) к одной (i -й) из базовых вершин будет выражение

$$W_{ij}(p) = [\Gamma_{ij}(p) - \Gamma_{ij}(p) C_k(p)] / [1 - G_1(p) - G_2(p)], \quad (1)$$

где второй член числителя по правилу Мезона представлен произведением неконфлюэнтных весов — прямого пути и контура ($k=1, 2$).

Если в контуре часть ребер относится одновременно и к прямому пути, а остальные ребра можно рассматривать как обратную связь H , т. е. $G = -GH$, то для контура с отрицательной обратной связью существует предел

$$\lim_{\Gamma \rightarrow \infty} \frac{\Gamma}{1 - G} = \lim_{\Gamma \rightarrow \infty} \frac{\Gamma}{1 - GH} = 1/H. \quad (2)$$

Итак, с ростом веса прямого пути ПФ замкнутого контура с отрицательной обратной связью сближается с инверсной ПФ цепи обратной связи.

Холостой ход трансформатора отображается графом на рисунке, б, полученным из рисунка, а путем исключения вершин $U_2=0$, $I_2=0$ и примыкающих к ним ребер, кроме того, в оставшемся контуре G_1 выделены участок прямого пути $Y_1(p) w_1 S_{\Phi A}$ между вершинами ϵ_1 и Φ и ребро отрицательной обратной связи $-H = -w_1 p$; после чего к замкнутому контуру применен предельный переход (2), позволивший упростить ПФ между этими вершинами до выражения $1/H = 1/w_1 p$. Тогда

$$u_2(p)/u_1(p) \approx w_2/w_1. \quad (3)$$

Общеизвестно, что коэффициент трансформации связывает не напряжения, а ЭДС, поэтому интересен не столько сам приближенный результат (3), сколько топологический метод его получения (2) и возможность оценки приближения при конечных значениях Γ в (2).

Режим короткого замыкания. Граф, показанный на рисунке, в, получен из рисунка, а при

условии $u_2=0$, что позволило замкнуть контур G_2 по упрощенной формуле (2), в которой обратная связь между вершинами Aw и Φ равна $-w_2 p Y_2(p) w_2 = -H$, а ее инверсия $1/H$ показана на рисунке между теми же вершинами. Входную проводимость получим по точным формулам свертывания графа (рисунок, б) как

$$I_1(p)/u_2(p) = \frac{Y_1(p)}{1 + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 Z_2(p)} = \left[Z_1(p) + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 Z_2(p) \right]^{-1}. \quad (4)$$

Если ток I_1 известен, то контур G_2 на рисунке, а между вершинами Aw и I_2 можно заменить инверсной обратной связью w_2 ; тогда отношение токов будет

$$I_2(p)/I_1(p) \approx -w_1/w_2. \quad (5)$$

Односторонний режим работы на нагрузку. Сопротивление нагрузки $Z_H(p)$ суммируется с сопротивлением выходной обмотки, образуя Z_Σ . Суммарные проводимости $Y_\Sigma = Z_\Sigma^{-1}$ войдут в веса периферийных горизонтальных ребер, а кроме того, вне графа по токам нагрузки может быть получено и напряжение на нагрузке $U_H = Z_H(p) I_H(p)$.

Передаточные функции от $u_i(p)$ к любой из вершин графа (рисунок, а), как уже было сказано, определяются по (1) при весах прямого пути и неконфлюэнтного с ним контура, приведенных в нижеследующей таблице.

Таблица весов Γ/G в числителе (1)

Выходы	u_1	u_2
I_1	$Y_1(p)/G_2(p)$	$-Y_2(p) w_2 S_{\Phi A} w_1 p Y_1(p) / -$
I_2	$-Y_1(p) w_1 S_{\Phi A} w_2 p Y_2(p) / -$	$Y_2(p)/G_1(p)$
Aw	$Y_1(p) w_1 / -$	$Y_2(p) w_2 / -$
$\epsilon_1(p)$	$1/G_2(p)$	$-Y_1(p) w_1 S_{\Phi A} w_2 p / -$
$\epsilon_2(p)$	$-Y_1(p) w_1 S_{\Phi A} w_2 p / -$	$1/G_1(p)$

Заключение. Рассмотренная методика была предложена нами более чем 50 лет тому назад и эффективно использовалась в учебном процессе как дополнение к векторным диаграммам и т. п. Первичный материал [1] здесь изложен в более современной форме в соответствии с [2]. Поскольку интерес к теории трансформаторов еще не потерял [3], хотелось бы, чтобы не были забыты и топологические методы, обладающие наглядностью и общностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шаталов А.А. Структурные методы в теории управления и электроавтоматике. — М.: Госэнергоиздат, 1962.
2. Шаталов А.С. Отображение процессов управления в пространствах состояний. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Ли Цзылиан, Чень Вей. О выборе условно положительных направлений электрических величин при анализе схем трансформаторов. — Электричество, 1995, № 5.

Рецензия на книгу Попова В.И., Петрова Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока (основы теории и расчетов)

Нижний Новгород: Издательство ВПИ, 1995. 336 с.

В монографии изложены основы теории и расчетов обмоток электрических машин переменного тока — трехфазных, специальных дробных и совмещенных. Она содержит восемь глав основного текста, приложения и обширную библиографию, включающую в себя список изобретений автора В.И. Попова в области обмоток совмещенных электрических машин (313 наименований авторских свидетельств).

В первых трех главах приведены общие сведения по электрическим машинам переменного тока, изложены принципы формирования схем трехфазных обмоток, исследованы их ЭДС и МДС для основной и высших гармонических. Материал этих глав изложен в ясной, доступной и методически продуманной форме. Не повторяя общепризнанные современные учебники по электрическим машинам, он в то же время дополняет их новыми и полезными сведениями по автоматизации построения развернутых схем многофазных обмоток на ПЭВМ, матричному анализу обмоток по их структурным матрицам, а также исследованию обмоток по их многоугольникам МДС (диаграммам Гергеса).

Три последующие главы составляют основное содержание монографии по детальному исследованию как известных схем электромашинных обмоток, так и новых разработок авторов.

В главе четвертой «Основные типы и схемы обмоток машин переменного тока» показаны схемы трехфазных двух-, одно- и одно-двухслойных обмоток, исследованные как по звездам ЭДС, так и с помощью многоугольников МДС. Дана оценка электромагнитных свойств различных типов обмоток по уровню содержания гармонических в кривой МДС, определяемому по многоугольникам МДС путем вычисления коэффициента дифференциального рассеяния. Такое новое изложение материала методически оправдано и целесообразно, так как позволяет достаточно просто и наглядно исследовать и сравнивать различные схемы известных и новых обмоток. В главе до-

статочно подробно исследованы по многоугольникам МДС схемы трехфазных однослойных цепных обмоток как известных, так и новых, предложенных авторами; выявлены и показаны положительные свойства таких обмоток с несплошными фазными зонами при $q > 5$, связанные с улучшением гармонического состава их кривых МДС по сравнению с традиционно используемыми в электромашиностроении однослойными обмотками «вразвалку». Рассмотрены также особенности схем обмоток однофазных и двухфазных машин, трехфазных полюсопереключаемых обмоток и короткозамкнутых роторных обмоток в виде беличьей клетки.

Глава пятая «Трехфазные двухслойные дробные обмотки электрических машин» содержит как известные, так и новые сведения по симметричным трехфазным дробным обмоткам. В ней изложены общие свойства, особенности формирования схем и условия симметрии трехфазных дробных обмоток, проведен гармонический анализ их МДС и показаны условия возникновения низших дробных гармонических; показаны особенности определения коэффициентов распределения для гармонических низших и дробных порядков. Приведены и исследованы по многоугольникам МДС новые схемы предложенных авторами симметричных дробных обмоток с улучшенными электромагнитными свойствами, для которых значительно (до 62%) снижается коэффициент дифференциального рассеяния по сравнению с известными дробными обмотками. Это обстоятельство показывает целесообразность и эффективность их промышленного применения в электромашиностроении, так как позволяет существенно улучшать энергетические и вибро-акустические показатели электрических машин с предлагаемыми обмотками.

В главе шестой «Обмотки электрических совмещенных машин переменного тока» исследуются новые оригинальные схемы обмоток, представляющих собой электрическое совмещение в

одной обмотке двух разнополюсных обмоток, — трехфазно-однофазных совмещенных статорных и трехфазно-многофазных совмещенных роторных. Такие обмотки разработаны для совмещенных электрических машин переменного тока с двумя разнополюсными рабочими магнитными полями в магнитопроводе, характеризуются высокой степенью эффективности и позволяют снижать расход изоляции и обмоточной меди (до 40%) по сравнению с вариантом раздельного выполнения разнополюсных обмоток.

Показаны схемы и сформулированы основные принципы формирования совмещенных обмоток, исследованы условия электромагнитной независимости их разнополюсных цепей. Предложен метод построения и исследования многоугольников МДС многофазной цепи совмещенных роторных обмоток, иллюстрированный примерами, показывающими их пониженное дифференциальное рассеяние. Рассмотрены примеры выполнения совмещенных электрических машин в конструкции серийных асинхронных машин с фазным ротором и контактными кольцами, работающих в качестве асинхронных или асинхронно-синхронных одномашинных преобразователей частоты (ОПЧС) и обладающих свойствами обратимости, т.е. способных выполнять как умножение, так и деление частоты.

Две заключительные главы монографии посвящены расчетам электромагнитных параметров обмоток и проектированию асинхронных машин, в том числе и совмещенного типа.

В главе седьмой «Индуктивные сопротивления обмоток электрических машин переменного тока» даны расчеты индуктивных сопротивлений рассеяния трехфазных и многофазных обмоток переменного тока. При этом используются как известные методики (Т.Г.Сорокера), так и новые разработки авторов, позволяющие определять по многоугольникам МДС коэффициенты, необхо-

димые для расчетов параметров пазового и дифференциального рассеяния обычных и специальных электромашинных обмоток с равновитковыми или неравновитковыми катушками; показаны примеры расчетов параметров дробных и совмещенных обмоток, в том числе — обмоток трехфазного асинхронного одномашинного преобразователя частоты типа ОПЧС-50/200 Гц, выпускаемого серийно по разработкам авторов.

Глава восьмая «Основы электромагнитных расчетов трехфазных асинхронных машин» содержит методики поверочных электромагнитных расчетов, иллюстрированные примерами расчетов магнитной цепи и рабочего режима трехфазного асинхронного одномашинного преобразователя частоты типа ОПЧС-50/200 Гц мощностью 7,5 кВт·А; дано сравнение расчетных и экспериментальных показателей, показывающее хорошую их сходимость. Показаны особенности поверочных электромагнитных расчетов трехфазных асинхронных машин при перемотке их обмотки статора.

Монография написана высококлассными специалистами в области электромеханики, широко известными своими работами. Можно отметить стройность и ясность изложения, хорошие методическое построение и взаимосвязь всех глав монографии. Представляется, что ознакомление с монографией специалистов поможет в решении ряда актуальных задач электромеханики и окажется полезным при подготовке специалистов соответствующих направлений.

Книга предназначена для научных, инженерно-технических работников, учащихся и студентов, специализирующихся в области разработки, производства, эксплуатации и ремонта электрических машин переменного тока, электроприводов на их основе.

Копылов И.П., доктор техн. наук, проф.

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при каждой статье краткие биографические сведения об авторах. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

1. Полные имена и отчества всех авторов
2. Какой факультет, какого вуза и когда закончил
3. Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита
4. Место настоящей работы и должность.

Кроме того, напоминаем, что на каждую статью следует представлять краткий (4—5 предложений) реферат на русском и английском языках, а также ключевые слова.

Общее собрание АЭН РФ и научная сессия Отделения ФТПЭ РАН

(24 мая 1995 г., Москва)

В здании Президиума Российской Академии наук (РАН) состоялось общее собрание Академии электротехнических наук Российской Федерации (АЭН РАН) совместно с научной сессией Отделения физико-технических проблем энергетики (ФТПЭ) РАН. Тематика научной сессии — проблемы приборостроения и электроэнергетики. С докладами выступили: чл.-корр. РАН, акад. АЭН РФ, генеральный директор МНПО «Спектр» В.В. Ключев на тему «Приборы контроля и диагностики электроэнергетического оборудования»; проф., д.т.н., генеральный директор ВНИИ метрологии им. Д.И. Менделеева Ю.В. Тарбеев, начальник метрологического отдела ВНИИМ А.П. Себекин на тему «Эталонная база России в области электроэнергетики»; проф., д.т.н. Г.И. Кавалеров на тему «Метрологическое обеспечение в электроэнергетике».

В докладах высказана серьезная озабоченность состоянием приборостроения для электроэнергетики, метрологического обеспечения и эталонной базы в этой важной области народного хозяйства. Было отмечено, что в Российской Федерации разработано большое количество типов современных электронных цифровых приборов для измерения электрических и магнитных величин, для контроля и диагностики состояния энергетического оборудования.

В последние годы производство этих приборов в нашей стране резко сократилось, что привело к значительному увеличению потребности в них. Ориентация на зарубежное приборостроение потребует существенной перестройки систем контроля, управления и автоматизации в электроэнергетике, а также колоссальных валютных затрат, что сделает такой переход практически невозможным в обозримом будущем. Бесконтрольное проникновение на наш рынок продукции зарубежного приборостроения, не соответствующей Российским стандартам, в условиях спада отечественного приборостроения неминуемо приведет к потере экономической независимости России в такой важнейшей отрасли народного хозяйства, какой является энергетика. Из сказанного следует настоятельная необходимость возрождения оте-

чественного приборостроения и существенного роста его производства.

Важнейшими проблемами приборостроения для энергетики являются оснащение электростанций и высоковольтных подстанций микропроцессорными устройствами автоматического управления, защиты, противоаварийной автоматики; создание эффективных систем диспетчерского управления с целью повышения надежности энергосистем и качества вырабатываемой электроэнергии; разработка оптимальных адаптивных алгоритмов управления, систем диагностики электротехнического оборудования, создание гибких энергосистем переменного тока.

В обсуждении этих важных проблем приняли участие: акад. РАН и АЭН К.С. Демирчян, почетный акад. АЭН Л.Г. Мамиконянц, действительный член АЭН Г.Е. Иванченко, проф. И.А. Радкевич и др.

В докладе президента АЭН РФ В.Г. Герасимова освещена деятельность АЭН за последние полтора года: работа научно-отраслевых отделений Академии; привлечение коллективных членов АЭН — крупнейших российских электротехнических научно-исследовательских институтов и производственных предприятий; создание и юридическое оформление региональных отделений; разработка и выполнение федеральных и региональных научно-технических программ по важнейшим проблемам электротехники и электроники; проведение международных и всероссийских конференций под эгидой АЭН РФ.

Президент АЭН РФ говорил о важности тесного творческого сотрудничества АЭН РФ с отделениями Российской Академии наук, с РАО «ЕЭС России», с министерствами и ведомствами Российской Федерации с целью выполнения фундаментальных и прикладных исследований в области электротехники, электроэнергетики, электроники и вычислительной техники; проведения независимой экспертизы государственных проектов, научно-технических разработок в указанных областях науки и техники; обеспечения лицензирования электротехнических предприятий и решения других электротехнических проблем на ос-

нове использования высокого научного потенциала АЭН РФ. Академия электротехнических наук РФ начала большую работу по подготовке и изданию Электротехнической энциклопедии, главным редактором которой является акад. РАН и АЭН И.А. Глебов.

Президент Международной академии электротехнических наук, акад. АЭН РФ В.А. Альтов вручил дипломы Международной академии группе зарубежных ученых и специалистов, внесших значительный вклад в развитие мировой электротехники: вице-президенту технологического бюро фирмы Даймлер-Венц в СНГ д-ру Дитеру Людвику (ФРГ); вице-президенту представительства фирмы Асеа Браун Бовери ЛТД в России Хансу Р. Ингвессону (Швеция); генеральному директору НПО «Электротяжмаш» Ю.А. Патоке (Украина); заведующему кафедрой Киевского технического университета, члену Президиума НТС энергетиков и электротехников Украины, д.т.н., проф. В.И. Сенько (Украина).

На общем собрании были также проведены дополнительные выборы членов Академии электротехнических наук в соответствии с объявленными вакансиями, опубликованными в феврале—марте с.г. в журналах «Электричество», «Электротехника», «Светотехника», газетах «Поиск», «Контакты» и других периодических изданиях.

Ниже публикуется список вновь избранных членов Академии электротехнических наук (состав АЭН РФ до выборов 24 мая 1995 г. был опубликован в журнале «Электричество», 1994, № 2):

На собрании были приняты членами Академии электротехнических наук РФ следующие члены Российской Академии наук:

Почетные академики АЭН РФ (члены Российской Академии наук)

Действительный член РАН Новиков И.И.
Член-корреспондент РАН Биберман Л.М.

Действительные члены АЭН РФ (члены Российской Академии наук)

Академик-секретарь
отделения ФТПЭ РАН Фаворский О.Н.
Член-корреспондент РАН Диденко А.Н.
Член-корреспондент РАН Мешков И.Н.
Член-корреспондент РАН Мизин И.А.
Член-корреспондент РАН Пешехонов В.Г.
Член-корреспондент РАН Филиппов Г.А.

Почетные академики АЭН РФ

Глазенко Т.А. — СПбГИТМО
(С.-Петербург)
Кавалеров Г.И. — НИИ медицинского
приборостроения
(Москва)

Константинов В.Г. — ВНИИЭМ (Москва)
Рохлин Г.Н. — Москва
Слежановский О.В. — ВНИИ электропривод
(Москва)
Троп А.Е. — Уральская ГГА
(Екатеринбург)
Филатов А.С. — ВНИИМНТМАШ
(Москва)
Чебан В.К. — НГТУ (Новосибирск)

Действительные члены АЭН РФ

Отделение 1 «Теоретическая электротехника»

Пищиков В.И. — МЭИ (Москва)
Прохоров Н.Л. — Институт электронных
управляющих машин
(Москва)

Отделение 2 «Электроэнергетика»

Виссарионов В.И. — МЭИ (Москва)
Гераскин О.Т. — ИПК (Москва)
Неклепаев В.Н. — МЭИ (Москва)
Платонов В.В. — НПИ (Новочеркасск)

Отделение 3 «Электромеханика и силовая преобразовательная техника в промышленности»

Гуров А.А. — Военная академия
им. Дзержинского
(Москва)
Лазарев И.А. — Экспертный совет
при Правительстве РФ
(Москва)
Стома С.А. — ВНИИЭМ (Москва)

Отделение 4 «Электротехнические системы и устройства общего и специального назначения»

Гольдберг О.Д. — МГОУ (Москва)
Игнатов В.А. — МИКХиС (Москва)
Отделение 5 «Электротехнические системы транспорта и космической техники»
Ивоботенко Б.А. — МЭИ (Москва)
Купеев Ю.А. — НПО «Автоэлектроника»
(Москва)

Фельдман Ю.И. — АЭК «Динамо»
(Москва)
Янышев Ю.А. — АНПК «МиГ»
им. А.И.Микояна
(Москва)

Отделение 6 «Электротехнология»

Верхотуров А.Д. — Институт
материаловедения
(Хабаровск)
Волохонский Л.А. — АО «ВНИИЭТО»
(Москва)

Отделение 7 «Средства и системы контроля, управления и автоматизации»

Калашников М.А. — КФ МЭИ (Казань)
Камынин Ю.Н. — Институт
«Гипроуглеавтоматизация»
Первачев С.В. — МЭИ (Москва)

Сергеев В.Г. — МЭИ (Москва)

Отделение 8 «Электротехнические материалы и изделия»

Койков С.Н. — СПбГТУ (С.-Петербург)
Мещанов Г.И. — НПО ВНИИ КП (Москва)

Отделение 9 «Электрофизические и сверхпроводящие устройства»

Михайлов В.Н. — Министерство по атомной энергии РФ (Москва)
Фишер Л.М. — ВЭИ (Москва)

Отделение 10 «Высоковольтная электротехническая и электронная аппаратура. Электромагнитные излучения, совместимость и экология»

Айзенберг Ю.Б. — ВНИСИ (Москва)
Бондалетов В.Н. — Высоковольтный НИЦ ВЭИ (Истра)

Отделение 11 «Электроника и вычислительная техника»

Бородин Ю.И. — ЦНИИ «Курс» (Москва)
Кидалов В.И. — НПО «Марс» (Ульяновск)
Несенюк Л.П. — ГНЦ РФ ЦНИИ «Электроприбор» (С.-Петербург)

Подоплекин Ю.Ф. — ЦНИИ «Гранит» (С.-Петербург)
Селиванов А.С. — РНИИ Космических приборов (Москва)

Отделение 12 «Телекоммуникационные и информационные сети и системы»

Маковеев В.Г. — Федеральная служба России по телевидению и радиовещанию (Москва)
Растрелин А.М. — АО ООТ НИИ систем автоматизации (Москва)
Смирнов О.Л. — Институт автоматизированных систем Миннауки РФ и РАН (Москва)
Соломатин В.В. — ВНИИ автоматизации управления в непромышленной сфере (Москва)
Старовойтов А.В. — Федеральное агентство правительственной связи и информации при Президенте РФ (Москва)

Отделение 13 «Стандартизация и сертификация в электротехнике»

Курнос Н.М. — НИИ «Теплоприбор» (Москва)
Окрепилов В.В. — Центр испытаний и сертификации (С.-Петербург)
Рябов С.Н. — Госстандарт РФ (Москва)
Шалаев П.А. — ВНИИНМАШ (Москва)

Члены-корреспонденты АЭН РФ:

Отделение 1 «Теоретическая электротехника»

Алексейчик Л.В. — МЭИ (Москва)
Бондаренко А.В. — СПбГЭТУ (С.-Петербург)
Бутырин П.А. — ИВТАН (Москва)
Новгородцев А.Б. — СПбГТУ (С.-Петербург)

Отделение 2 «Электроэнергетика»

Ванин В.К. — СПбГТУ (С.-Петербург)
Кушнарев Ф.А. — АО «Ростовэнерго» (Ростов-на-Дону)
Левченко И.И. — АП «Южэнергонадзор» (Ессентуки)
Рубисов Г.В. — Отдел электроэнергетических проблем РАН (С.-Петербург)
Тарасов В.И. — ИГТУ (Иркутск)
Хайруллин Р.Г. — «Татэнерго» (Казань)
Цветков В.А. — ВНИИ электроэнергетики (Москва)

Отделение 3 «Электромеханика и силовая преобразовательная техника в промышленности»

Ахунов Т.А. — АО ООТ «ЯЭМЗ» (Ярославль)
Беспалов В.Я. — МЭИ (Москва)
Подаруев А.И. — Ассоциация «Прогресс-электро» (Москва)
Попов В.И. — ВИПИ (Н. Новгород)
Ютландов Ю.Д. — АО «Электровыпрямитель» (Саранск)

Отделение 4 «Электротехнические системы и устройства общего и специального назначения»

Архангельский В.А. — АО Корпорация «Агрегат» (Москва)
Бухтояров В.Ф. — НИИ ОГР (Челябинск)
Гурницкий В.Н. — Ставропольская ГСХ академия (Ставрополь)
Казаков В.А. — АОЗТ НПФ «Ритм-2» (Москва)

Кольниченко Г.И. — МГУЛЕС (Мытищи)
Михайлов А.К. — ВИСИ (С.-Петербург)

Отделение 5 «Электротехнические системы транспорта и космической техники»

Белов В.Ф. — Мордовский ГУ (Саранск)
Елисеев В.Б. — МФТИ (Москва)
Кузнецов С.Е. — ГМА им. акад. Макарова (С.-Петербург)
Леонов С.Н. — АО «Электролуч» (Москва)
Надоров В.П. — ГНПП «Квант» (Москва)
Оболенский Н.В. — АО «Термаль» (Н. Новгород)
Покровский Г.П. — МГААТМ (Москва)

Отделение 6 «Электротехнология»

Каллистратов В.А. — АО «ВНИИЭТО» (Москва)

Отделение 7 «Средства и системы контроля, управления и автоматизации»

Абакумов А.А. — ИАЭ (Обнинск)
Бурковский В.Л. — ВГТУ (Воронеж)
Гуров А.И. — НПКЦ «ИНТЕХ» (Москва)

- Денель А.К. — НПО ВИАМ (Москва)
 Ларюшин А.И. — НПО «ЭЛЕКОН» (Казань)
 Передельский Г.И. — КПИ (Курск)
 Покровский А.Д. — МЭИ (Москва)
 Пронин В.П. — Саратовская с/х академия (Саратов)
 Ромаш Э.М. — МГАЛП (Москва)
- Отделение 8 «Электротехнические материалы и изделия»*
 Митин А.В. — КФ МЭИ (Казань)
 Орданян С.С. — СПбТИ (С.-Петербург)
 Рембеза С.И. — ВГТУ (Воронеж)
 Сергеев В.В. — НПП ВНИИЭМ (Москва)
- Отделение 9 «Электрофизические и сверхпроводящие устройства»*
 Алиевский Б.Л. — МГАИ (Москва)
 Маевский В.А. — ГОКБ «Горизонт» (Москва)
 Чубраева Л.И. — ВНИИэлектромаш (С.-Петербург)
 Шнеерсон Г.А. — СПбГТУ (С.-Петербург)
- Отделение 10 «Высоковольтная электротехническая и электронная аппаратура. Электромагнитные излучения, совместимость и экология»*
 Вишневский Ю.И. — АО «НИИВА» (С.-Петербург)
 Григорьев Ю.Г. — Центр биоэлектромагнитной совместимости (Москва)
 Кокинов А.М. — АО «Лисма» (Саранск)
 Матвеев А.Б. — МЭИ (Москва)
 Сенилов Г.Н. — МЭИ (Москва)
 Фоминич Э.Н. — ВИСИ (С.-Петербург)
- Отделение 11 «Электроника и вычислительная техника»*
 Закурдаев И.В. — Государственная радиотех-
- ническая академия (Рязань)
 Иванов Г.П. — Государственный завод «Тоназ» (Москва)
 Корякин Ю.А. — ЦНИИ «Морфизприбор» (С.-Петербург)
 Кучук В.В. — НПО «Марс» (Ульяновск)
 Лисс А.Р. — СПбГЭТУ (С.-Петербург)
 Лутидзе Ш.И. — ЭНИН (Москва)
 Фисун В.В. — ЦНИИ «Курс» (Москва)
 Флоренцев С.Н. — НП консорциум «Интеллектуальная силовая электроника» (Мытищи)
- Отделение 12 «Телекоммуникационные и информационные сети и системы»*
 Аконян И.Г. — НИИ «Агат» (Москва)
 Казаков В.А. — Государственная радиотехническая академия (Рязань)
 Лакаев А.С. — ГНЦ «ИНТЕХ» (Москва)
 Михеев Ю.А. — ВНИИПВТИ (Москва)
 Сербин В.И. — ГП «Красная звезда» (Москва)
- Отделение 13 «Стандартизация и сертификация в электротехнике»*
 Беляшин В.В. — ГУ Судостроительной промышленности Гособоронпрома РФ (Москва)
 Волдорин А.Н. — Роскоммаш (Москва)
 Реморов А.А. — МИИТ (Москва)
 Смелков Г.И. — ВНИИ противопожарной обороны (Балашиха)
 Хасиков В.В. — НИИ «Теплоприбор» (Москва)

Президент АЭН РФ В.Г. Герасимов

К сведению авторов и читателей!

Каждый автор имеет право бесплатно получить 1 экз. журнала с его статьей.

Экземпляры номеров журнала «Электричество» за последние годы можно приобрести в редакции журнала (Б. Черкасский пер., 2/10, тел. 924-24-80).

Памяти Андроника Гевондовича Иосифьяна

(К 90-летию со дня рождения)

21 июля 1995 г. исполнилось 90 лет со дня рождения выдающегося ученого и крупнейшего инженера в области электротехники и электромеханики, основателя и первого руководителя ВНИИЭМ, Героя Социалистического Труда, академика АН Армении, профессора Андроника Гевондовича Иосифьяна.

В 1931 г. после окончания института А.Г. Иосифьян был направлен в специальную лабораторию ВЭИ, где в полной мере проявился его талант ученого и изобретателя. В 1931—1941 гг. им разработаны теория и конструкция и созданы образцы линейных двигателей переменного тока, продемонстрированные в 1939 г. на Всемирной выставке в Нью-Йорке, разработана теория и конструкция бесконтактного сельсина, созданы теоретические основы синхронно-следящих систем и электромашиного следящего привода.

За выдающиеся научные достижения А.Г. Иосифьяну уже в 1941 г. были присвоены ученая степень доктора технических наук и звание профессора.

В сентябре 1941 г. А.Г. Иосифьян создает завод по выпуску изделий военной электротехники. За очень короткий срок был организован дееспособный коллектив, которому под силу были не только повседневные задачи, но и работа на перспективу. Завод позднее преобразовывается во ВНИИэлектромеханики, директором которого Андроник Гевондович был в течение 32 лет. Благодаря выдающимся способностям и неукротимой энергии А.Г. Иосифьяна, ученого и организатора, ВНИИЭМ превратился в ведущий институт страны в таких областях, как электротехника,



электромеханика, космическая техника, специальное электромашиностроение и управляющая вычислительная техника.

А.Г. Иосифьян возглавлял обширные научные исследования и разработки, способствовавшие становлению электромеханики как науки, при этом он всегда находил и поддерживал ростки научных и технических новшеств, которые потом развивались в самостоятельные научные направления.

ВНИИЭМ по праву называют «кузницей кадров». В его структуре зарождалось немало организаций, которые постепенно росли, мужали, аккумулируя опыт ВНИИЭМ, а затем становились самостоятельными. Около десяти бывших филиалов ВНИИЭМ стали ведущими в своих отраслях институтами, научно-производственными объединениями в таких городах как Истра, Ереван, Томск, Владимир и др.

Решая задачи сегодняшнего дня, Андроник Гевондович всегда заглядывал и в завтрашний. Руководя созданием единой се-

рии асинхронных электродвигателей А2—АО2 и 4А, он не только предложил использовать для автоматизации проектирования электродвигателей универсальную ЭВМ, но и руководил созданием во ВНИИЭМ первой в стране малогабаритной ЭВМ «М-3», на которой и было выполнено проектирование единой серии асинхронных двигателей. В результате были также разработаны основополагающие принципы систем автоматизированного проектирования электротехнических изделий, которые затем легли в основу создания многочисленных электротехнических САПР. Кроме того, создание ЭВМ «М-3» привело к появлению во ВНИИЭМ научного направления по разработке средств управляющей вычислительной техники и разработке на их основе автоматизированных управляющих и испытательных систем. На базе этих работ в начале 70-х годов были созданы информационные системы для АЭС типа «Скала», а также ряд автоматизированных испытательных комплексов для проведения испытаний различных космических аппаратов.

А.Г. Иосифьяном созданы различные электромеханические системы для ракетно-космической техники. Он был полноправным членом Совета Главных конструкторов по космической технике, которым руководил С.П. Королев.

Именно в это время А.Г. Иосифьян оценил возможности электромеханики в космосе и в начале 60-х годов возглавил научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию космических аппаратов метеорологического назначения. Являясь главным конструктором метеороло-

гических искусственных спутников Земли серии «Метеор», А.Г. Иосифьян лично руководил летными испытаниями и сдачей в постоянную эксплуатацию космических систем для наблюдения Земли и атмосферы. По его инициативе в космической технике нашли широкое применение различные электромеханические бортовые комплексы и автоматизированные испытательные системы для проведения различных испытаний космических аппаратов.

Также при непосредственном участии А.Г. Иосифьяна в 80-е годы во ВНИИЭМ были начаты работы по созданию геостационарного метеорологического спутника. Первый в России такой аппарат «Электро-1» был запущен на орбиту 31 октября 1994 г. и в настоящее время проходит летно-космические испытания.

Развивая идеи А.Г. Иосифьяна, его ученики построили спутник «Электро» на новых принципах, с широким исполь-

зованием бортовых компьютеров для коррекции траектории, обеспечения трехосной ориентации и стабилизации, поддержания заданных электроэнергетических и температурных режимов. Это открыло новые возможности в использовании спутника и позволило начать полезную работу в рамках мировой глобальной метеорологической системы.

А.Г. Иосифьян всегда отличался широтой научных интересов и независимым, нестандартным мышлением. В нем удивительно сочетались глубины мышления теоретика и яркая интуиция экспериментатора, широкие знания специалиста и активность выдающегося организатора.

А.Г. Иосифьян всегда был полон творческих идей, многие из которых до сих пор не исчерпали себя. Важнейшие среди них: создание общей, объединенной теории поля и широкая интеллектуализация электромеханики на основе встро-

вычислительных средств.

Андроник Гевондович был добрым и веселым человеком, общение с которым всегда давало радость.

В день 90-летия со дня рождения А.Г. Иосифьяна необходимо отметить его громадный вклад в теоретическую и практическую электротехнику, его государственный подход к решению научно-теоретических и практических задач электромеханики, без которых трудно представить развитие отечественной науки и техники.

Самым важным результатом яркой, многогранной и необычайно продуктивной деятельности А.Г. Иосифьяна является наличие в стране нескольких поколений созданной им замечательной школы электротехников, среди которых ученые, инженеры, организаторы науки и производства. Им предстоит продолжать дело А.Г. Иосифьяна по развитию интеллектуального и экономического потенциала нашего общества.

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

Журнал «Электричество» представляет свои страницы для

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

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

Михаил Моисеевич Ботвинник

5 мая 1995 г. на 84 году жизни скончался выдающийся ученый и великий шахматист, экс-чемпион мира и нашей страны по шахматам, доктор технических наук, профессор Михаил Моисеевич Ботвинник.

Еще предстоит осмыслить то великое, что сделал Михаил Моисеевич в области шахмат, электроэнергетики и кибернетики. Однако уже сейчас можно смело утверждать, что благодаря своей гениальности он внес огромный вклад во все эти сферы деятельности человечества.

М.М. Ботвинник родился 17 августа 1911 г. После окончания Ленинградского политехнического института и аспирантуры активно занялся научной деятельностью. В 1937 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную регулированию возбуждения синхронной машины, в которой было обосновано новое научное направление, названное сильным регулированием возбуждения синхронных генераторов.

Теперь всем специалистам, инженерам, научным работникам и практикам хорошо известно, что именно сильное регулирование позволило открыть возможности передачи электроэнергии на большие расстояния, обеспечило и обеспечивает устойчивую работу синхронных генераторов в сложных энергосистемах. Война прервала научную работу молодого ученого. Михаил Моисеевич просился на фронт, но из-за плохого зрения ему было в этом отказано. Он трудился в годы войны на инженерных должностях в энергосистемах Уралэнерго и Пермэнерго.

В 1944—1945 гг., работая в Техническом управлении Министерства электростанций и по совместительству в ЦНИЭЛ (теперь АО «ВНИИЭ»), М.М. Бот-



винник продолжил свои исследования, впервые экспериментально подтвердив эффективность сильного регулирования, а в 1951 г. защитил докторскую диссертацию на эту тему. Сильное регулирование с тех пор широко используется на всех крупных гидро- и турбогенераторах страны и во всем мире.

Начиная с 1955 г., уже работая во ВНИИЭ, М.М. Ботвинник выдвинул идею, разработал основы теории электрических машин нового типа — с продольно-поперечным возбуждением, названных им асинхронизированными машинами.

Первая в мире обобщающая теоретическая работа в этой области была написана М.М. Ботвинником в 1960 г. и опубликована сначала в СССР, а потом в Англии.

М.М. Ботвинником была создана научная школа в области асинхронизированных машин, подготовлено свыше 50 специалистов — докторов и кандидатов технических наук, которые успешно работают в России и в странах ближнего и дальнего зарубежья.

Работы М.М. Ботвинника и его научной школы получили мировое признание и, что самое

главное, практическое внедрение.

В 1961—1964 гг. впервые в мировой практике были созданы и внедрены на Иовской ГЭС асинхронизированные гидрогенераторы мощностью 40 МВт, а в 1969—1971 гг. также впервые в мире на опытной Кислогубской приливной электростанции был внедрен асинхронизированный генератор-двигатель мощностью 400 кВт.

В 1975 г. на Белгородском цементном заводе был внедрен разработанный под научным руководством М.М. Ботвинника асинхронизированный двигатель мощностью 1000 кВт для цементной мельницы.

В 1986 г. на Бурштынской ГРЭС был внедрен первый в мировой практике асинхронизированный турбогенератор мощностью 200 МВт, разработанный и созданный на основе идей и разработок М.М. Ботвинника.

Мировой электротехнической и электроэнергетической общест-венностью признано, что разработка и создание асинхронизированных машин является одним из наиболее перспективных направлений развития электромашиноventильных систем как в области генерирования, так и в области потребления электрической энергии.

С 1969 г. частично, а с 1974 г. полностью М.М. Ботвинник переключился на работы по созданию шахматной программы для ЭВМ, видя в этом направлении возможности анализа и моделирования человеческой деятельности в области решения сложных переборных, в том числе и экономических задач. В этой области М.М. Ботвинником и его еще одной новой научной школой было сделано очень много в отношении как шахматных программ, так и энергетики и экономики. Успешную и плодот-

творную работу М.М. Ботвинника в этой области, нашедшую мировое признание, прервала, к сожалению, его смерть.

М.М. Ботвинник известен во всем мире прежде всего как выдающийся шахматный гроссмейстер, очень много внесший в развитие шахматной теории и практики. Он был первым в истории советским чемпионом мира и на протяжении 16 лет удерживал и повторно завоевывал это звание. Вероятно, не было в СССР и России шахматиста так много сделавшего для развития отечественных шахмат.

Он является основателем известной и признанной во всем мире советской шахматной школы, создавшей плеяду выдающихся современных гроссмейстеров. Он был руководителем детской шахматной школы, из которой в разные годы вышли гроссмейстеры А.Е. Карпов, Г.К. Каспаров и многие другие.

Михаила Моисеевича Ботвинника отличала высокая принципиальность в отстаивании своих научных и творческих идей, подлинно новаторский, творческий подход. Он был генератором новых идей, которые

нашли лишь частичное отражение в его многочисленных монографиях, статьях, патентах и авторских свидетельствах. Вместе с тем М.М. Ботвинник был скромным, очень добрым и отзывчивым человеком, много сделавшим для института, в котором он трудился, для большого числа его соратников и сотрудников и просто знакомых людей.

В памяти людей, знавших Михаила Моисеевича его имя сохранится навсегда.

Группа товарищей

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

☎ 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 26.06.95. Подписано в печать 17.07.95. Формат 60×88 1/8.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Тираж 870 экз. Заказ 1184

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Макет выполнен АО «Знак», 103012, Москва, Б Черкасский пер., 2/10
Типография № 9 Комитета РФ по печати

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Секция теоретических основ электротехники, преобразовательной техники, электротехнических материалов

Лабунцов В.А., главный редактор, председатель секции (Московский энергетический институт), Бутырин П.А. (Институт высоких температур Российской Академии наук, Москва), Иосель Ю.Я. (Научно-исследовательский институт постоянного тока, Санкт-Петербург), Комельков В.С. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Нетушил А.В. (Московская государственная академия тонкой химической технологии), Розанов Ю.К. (Московский энергетический институт), Пищиков В.И. (Московский энергетический институт), Тареев Б.М. (Всероссийский институт научной и технической информации, Москва), Толстов Ю.Г. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Чечурин В.Л. (Санкт-Петербургский государственный технический университет).

Научный редактор — Макашкин Б.Д.

Секция электроэнергетики

Мамиконянц Л.Г., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Гельфанд Я.С. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Бршевич В.В. (Проектный и научно-исследовательский институт «Энергосетьпроект», Москва), Митюшкин К.Г. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Морозкин В.П. (Московский энергетический институт), Семенов В.А. (Центральное диспетчерское управление Единой энергетической системы России), Строев В.А. (Московский энергетический институт).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция техники высоких напряжений, электрических аппаратов, трансформаторов

Ларионов В.П., председатель секции (Московский энергетический институт), Белкин Г.С. (Всероссийский электротехнический институт, Москва), Бортник И.М. (Министерство науки и технической политики России), Костенко М.В. (Санкт-Петербургский государственный технический университет), Лизунов С.Д. (Московский электрозавод).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция электрических машин

Иванов-Смоленский А.В., председатель секции (Московский энергетический институт), Данилевич Я.Б. (Всероссийский институт электромашиностроения, Санкт-Петербург), Евсеев Б.Н.; заместитель главного редактора журнала, Шакарян Ю.Г. (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.

Секция электропривода и автоматизации технологических процессов

Слежановский О.В., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт «Электропривод», Москва), Андерс В.И. (Московский энергетический институт), Борцов Ю.А. (Санкт-Петербургский электротехнический институт), Ильинский П.Ф. (Московский энергетический институт), Шаталов А.С. (Научно-техническое объединение «Антей», Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.