ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

С Новым годом!

1997 1

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ИЗДАЕТСЯ С ИЮЛЯ 1880 ГОДА

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1
ЯНВАРЬ
1997

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

СОДЕРЖАНИЕ

Иофьев Б.И. Структуры противоаварийной автоматики электроэнергетической системы 2
Дмитриев К.С., Гоник Я.Е. Новый способ плавки гололеда на проводах ВЛ 11
Каневский Я.М. Обеспечение стойкости токоограничивающих реакторов 6—10 кВ при коротких замыканиях 17
Кузнецов В.А., Федотов А.И. Расчет электромагнитных переходных процессов в системе «синхронный генератор — выпрямительная нагрузка» 28
Мощинский Ю.А., Бессмертных Н.А. Математическая модель однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением 33
Лихоманов А.М., Панин С.Ю., Писарев А.Ю. Синтез следящих электроприводов на основе частотного подхода 39
Литвиненко А.М. Двухскоростной орбитальный электропривод 43
Бородулин М.Ю. Статическая устойчивость одномостового преобразователя с регуляторами тока, напряжения и мощности 51
Миронов Ю.М., Лавин И.А. Переходные процессы в установках электрошлаковой тигельной плавки. . . 58
Баранов М.И. Соотношения между компонентами импульсного электромагнитного поля на поверхности проводника 63

По материалам СИГРЭ
Дьяков А.Ф., Ишкин В.Х., Семенов В.А. Интегрированные системы управления подстанциями за рубежом 71

ХРОНИКА
Список статей журнала «Электричество» за 1996 г., переведенных в издательстве «Elsevier Science Ltd» 76
Евгений Львович Львов (Некролог) 79

CONTENTS

Iof'yev B.I. Structures of Electrical Power System Emergency Control Schemes 2
Dmitriyev K.S., Gonik Ya.Ye. New Method for Melting Ice on Overhead Line 11
Kanevskii Ya.M. Ensuring Stability of 6—10 kV Current-Limitung Reactors under Faults 17
Kuznetsov V.A., Fedotov A.I. Calculating Electromagnetic Transients Processes in a System Consisting of a Syncronous Generator and a Rectifier Load 28
Moschinskii Y.A., Bessmertnikh N.A. Mathematical Model of Single-Phase Induction Motor with Starting Resistance 33
Likhomanov A.M., Panin S.Yu., Pisarev A.Yu. Synthesis of Servodrives on the Basis of a Frequency Approach 39
Litvinenko A.M. Double-Range Orbital Electrical Drive 43
Borodulin M.Yu. Static Stability of a Single-Bridge Converter with Current, Voltage and Power Controllers 51
Mironov Yu.M., Lavin I.A. Transient Processes in Electroslag Crucible Melting Installations 58
Baranov M.I. Correlations between Pulse Electromagnetic Field Components on Surface of Conductors 63
D'yakov A.F., Ishkin V.Kh., Semionov V.A. Integrated Substation Control Systems Abroad (On Sessions CIGRE) 71

CHRONICLE
List of Papers Translated from Elektrichestvo. 1996 76
Ye.L. L'vov (Notice Obituary) 79

© «Электричество». 1997

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Структуры противоаварийной автоматики электроэнергетической системы

ИОФЬЕВ Б.И.

Для большой электроэнергетической системы типа ЕЭС России предложена четырехуровневая структура противоаварийной автоматики. На нижнем уровне — локальные устройства, часть из которых действует децентрализованно и другая часть участвует в централизованной структуре второго уровня. На двух верхних уровнях — иерархическая структура. Для обеспечения максимума суммарной точности, статической и динамической, предложен способ гибкого взаимодействия трех верхних уровней. Рассмотрено влияние объединения различных функций противоаварийной автоматики в многофункциональных устройствах и перехода от децентрализованной одноуровневой структуры к централизованной двухуровневой на информационную полноту управления и количество потребной аппаратуры.

Ключевые слова: *электроэнергетическая система, противоаварийная автоматика, структура*

A four-level structure of emergency control schemes is proposed for a large electrical power system such as the grid of Russia. The lower level is composed of local devices, part of which operate in a decentralized manner, while the other part participate in a centralized structure of the second level. The two upper levels compose a hierarchical structure. In order to ensure maximum all-over accurasy — static and dynamic a method is proposed for flexible interaction of the three upper levels. The influence of uniting different functions of emergency control schemes in multifunctional devices and passing from a decentralized single-level structure to the centralized two-level structure on the informational completness of control and the amount of equipment required is considered. Possible difficulties, related to speed of response, reliability and viability of emergency control schemes are shown.

Key words: *electrical power system, emergency control schemes, structure*

Статья преследует цель упорядочить, развить и конкретизировать существующие и перспективные структуры противоаварийной автоматики (*ПА*) Единой энергетической системы (*ЕЭС*) России или иного, сходного по масштабам, электроэнергетического образования. Функции *ПА* принимаются в статье в соответствии с [1]: автоматическое предотвращение нарушения устойчивости (*АПНУ*) параллельной работы генераторов, автоматическая ликвидация их асинхронного режима (*АЛАР*), автоматическое ограничение снижения (*АОСЧ*) или повышения (*АОПЧ*) частоты, автоматическое ограничение снижения (*АОСН*) или повышения (*АОПН*) напряжения, автоматическое ограничение перегрузки оборудования (*АОПО*) энергосистемы.

Основные принципы *ПА* освещены в [2—7]. Достигнутая и в принципе возможная эффективность *ПА* охарактеризована на основе отечественного и зарубежного опыта в [5, 6, 8—10]. Имеются также некоторые материалы о структурных аспектах *ПА* [7, 9]. Однако недостатки современной *ПА* и новые возможности в области аппаратуры управления и телекоммуникаций требуют дальнейшего развития принципов и техники *ПА*.

Разработка предлагаемых в статье структур *ПА* исходила из следующих общих положений:

1. Необходима эшелонированность управления, обеспечивающая последовательный ввод в действие систем *ПА* при возникновении и развитии аварийного нарушения от этапа к этапу с целью глубокого резервирования выполнения основной функции — обеспечения живучести управляемой энергосистемы [10].

2. Требуется минимизация управляющих воздействий (*УВ*) *ПА* с целью уменьшения нарушения рабочего режима энергосистемы, уменьшения ущерба для потребителей и возможного повреждения оборудования энергосистемы.

3. В столь большой энергосистеме, как ЕЭС России, отдается предпочтение многоуровневой иерархической структуре по сравнению с централизованной и передаче максимальной части задачи *ПА* на наиболее низкий из возможных уровней управления, что упрощает систему управления и увеличивает надежность работы.

4. Создание системы *ПА* должно обеспечивать ее открытость к дальнейшим изменениям без кардинальной ломки по мере изменений в энергосистеме, совершенствования методов и техники *ПА*, усиления возникновения взаимодействия и затем сращивания *ПА* на разных уровнях управления с другими системами автоматического и оперативного управления.

5. Развитие *ПА* должно быть ориентировано на практически полный переход на микропроцессорную технику и как следствие — на существенное изменение номенклатуры устройств и методов их взаимодействия.

6. Достижение перечисленного имеет целью не только совершенствование *ПА*, но и при-

* Работа автора по теме статьи стимулирована Ю.А. Тихоновым (ВНИИЭ), которому автор благодарен за это и за возможность обсудить с ним основные подходы и выводы.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

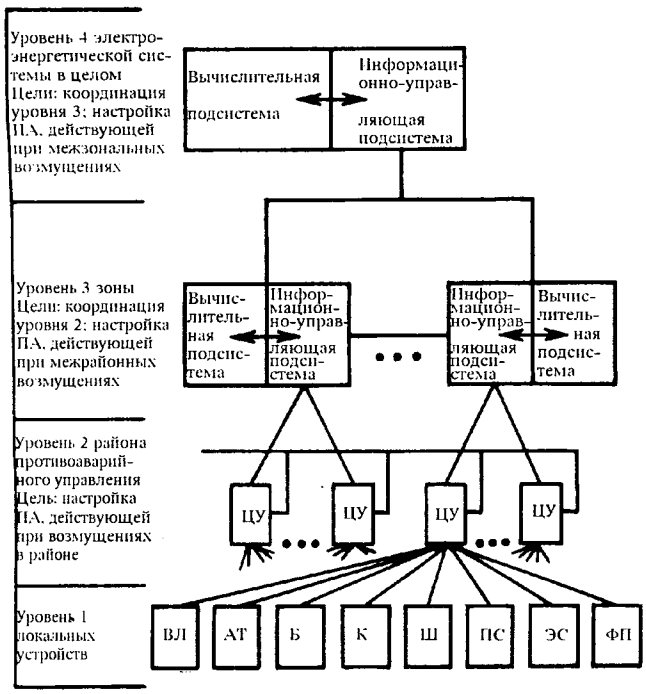


Рис. 1. Обобщенная структура ПА

емлемость требуемых для этого затрат.

Обобщенная структура *ПА*. Для ЕЭС России предложена [9] четырехуровневая структура *ПА* (рис. 1):

уровень 1 локальных устройств в районе противоаварийного управления, выполняющих непосредственно в аварийном режиме все функции *ПА*, которые актуальны для этого района;

уровень 2 центрального устройства (*ЦУ*) района противоаварийного управления, организованного в виде централизованного комплекса (*ЦК*); устройство этого уровня решает в своем районе в доаварийном режиме задачу настройки устройства *ПА* предыдущего уровня;

уровень 3 зоны, т.е. объединенной энергосистемы (*ОЭС*), на котором выполняется координация комплексов предыдущего уровня и через них, если требуется, непосредственная настройка локальных устройств *ПА*, действующих при межрайонных возмущениях;

уровень 4 электроэнергетической системы в целом, т.е. ЕЭС, на котором выполняется координация *уровня 3*, а через него и *уровня 2*, если требуется, — настройка локальных устройств *ПА*, действующих при межзональных возмущениях.

Под настройкой *ПА* здесь понимается в узком смысле слова настройка параметров срабатывания тех или иных устройств уровня *1*, а также в более широком смысле настройка трактов: установление путей прохождения сигналов и команд от пусковых устройств (*ПУ*) к исполнительным (*ИУ*), т.е., практически, определение *УВ*.

На рис. 1 на уровне *1* представлены локальные устройства, обслуживающие отдельные элементы энергообъекта: линию электропередачи (*ВЛ*), автотрансформатор или трансформатор (*АТ*), генераторный блок (*Б*), компенсирующее устройство (*К*), шины распределительного устройства (*Ш*), подстанцию в целом (*ПС*), электростанцию в целом (*ЭС*). Каждое из локальных устройств может быть выполнено в виде одного или нескольких устройств, имеющих каждое свое назначение. Например, на *ВЛ* могут быть установлены отдельно устройства для выявления отключения линии, для АЛАР, для АОПН и т. п. Устройство *Ш* может выявлять тяжесть близкого к шинам КЗ и вместе с тем принимать от устройства *ПС* команды на отключение нагрузки и вырабатывать соответствующие им команды на отключение тех или иных *ВЛ*, отходящих от шин. Через устройства *ПС* и *ЭС* целесообразно выполнять весь обмен информацией с другими объектами и с *ЦУ*. Вместе с тем, на эти устройства может быть возложено распределение разгрузки объекта, осуществляемое в виде снижения нагрузки потребителей или генерирующей мощности.

Отдельно показана фиксация перегрузки сечения сети (*ФП*). Эта функция не столь локальна, как остальные функции уровня *1*, ее выполнение не ограничено отдельным элементом, оно может требовать измерений на нескольких объектах и применения передачи телеинформации. Поэтому не исключен перенос этой функции с уровня *1* на уровень *2*: в ЦУ.

Отдельные функции *ПА* выполняются с привлечением различного числа уровней управления. Для *АПНУ* в принципе требуются все четыре уровня, хотя пока на практике почти все межзональные возмущения контролируются на уровнях *3*, *2* и даже *1*. Напротив, для *АОПН* достаточно уровня *1*, максимум — уровня *2*.

До сих пор *ПА* выполняется с помощью специализированных устройств, она в аппаратурном отношении мало связана с другими устройствами автоматики и тем более с автоматизированными системами управления технологическим процессом (*АСУ ТП*) на энергообъектах и диспетчерского управления (*АСДУ*). Пока аппаратура была аналоговой, такая автономность *ПА* была неизбежной, хотя и вызывала ряд трудностей. Переход на микропроцессорную технику делает целесообразным выполнение функций *ПА* многофункциональными устройствами, комплексно обслуживающими соответствующие элементы энергообъекта. В отличие от единства системы управления на уровне *1*, возможна дезинтеграция ее при переходе к уровню *2* — в интересах

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

надежности *ЦУ ПА* располагается чаще всего на энергообъекте, а задачи *АСУ ТП* выступают на *ДП* энергосистемы как задачи *АСДУ*.

На уровнях *3* и *4* — уровнях *ОЭС* и *ЕЭС — ПА* и *АСДУ* территориально совмещаются, хотя соответствующие задачи могут решаться в разных ЭВМ.

Уровни *3* и *4*, как и уровень *2* в пределах *ДП ЭЭС*, могут быть выполнены только на цифровой вычислительной технике (на рис. 1 вычислительная и информационно-управляющая подсистемы). Уровень *2* района *ПУ* выполняется как на цифровой (программируемое *ЦУ*), так иногда и на аналоговой (релейное *ЦУ*) основе. Последнее резко ограничивает взаимодействие *ПА* с другими системами управления и надстройку *ЦК* уровнями *3* и *4*. Для аналоговой техники наиболее подходит одноуровневая децентрализованная структура комплекса *ПА*.

Для ЕЭС России требуется одна вычислительная система уровня *4 ПА*, расположенная на *ДП ЦДУ ЕЭС*, несколько вычислительных систем уровня *3 ПА*, расположенных на каждом из *ДП ОДУ ОЭС* и, наконец, в каждой из *ОЭС* — столько *ЦК ПА*, сколько имеется в *ОЭС* районов со значительным дефицитом или избытком мощности. Например, предварительный анализ показал, что в *ОЭС* Центра, в которую входят 21 энергосистема и 8 самостоятельных электростанций, целесообразно создать 26 *ЦК ПА*.

Типы структур и уровни. В представленной обобщенной структуре *ПА* используются все три основных типа структур управления.

1. Децентрализованная структура, характеризуемая прежде всего тем, что над устройствами данного уровня нет вышестоящего устройства, участвующего в выполнении основных функций этих устройств. Такова структура выполнения локальными устройствами функций *АЛАР*, *АОПН*, части функций *АОСЧ* (децентрализованная автоматическая частотная разгрузка — *АЧР*), *АОСН* и *АОПЧ*.

2. В централизованной структуре локальные устройства не могут выполнять свои основные функции, если не функционирует соответствующее *ЦУ*. Такая структура в районе *ПУ* требуется прежде всего для *АПНУ*, затем для *АОСН*, *АОПО* и иногда для *АОПЧ*.

3. В иерархической структуре устройства данного уровня удовлетворительно выполняют каждое свою основную функцию и в том случае, если не функционирует общее для них устройство вышестоящего уровня. В этом случае происходит деградация функций: управление перестает быть оптимальным, становится менее точным, становятся более трудоемкими операции персонала по вводу изменений в систему управления и т. п. Иерархическое управление осуществляется в структуре по рис. 1 на уровнях *3* и *4* с целью *АПНУ*. Там осуществляется, прежде всего, координация действий устройств нижестоящих уровней, прямое же управление, как показано далее, является уточняющим, но и не незаменимым на более низком уровне.

Основные и неосновные функции могут выполняться по разным структурам. Например, настройка децентрализованных устройств *АЛАР* может вестись с помощью *ЦУ* района *ПУ*. Более того, та часть основной функции *АЛАР*, которая заключается в выработке *УВ*, необходимого для ресинхронизации генераторов [1], нуждается в дозировке *УВ*, выполняемой централизованно тем же *ЦУ*, в то время как резервное действие на разделение асинхронно работающих частей энергосистемы должно выполняться непосредственно локальными устройствами.

Вместе с тем, выполнение одной части основной функции децентрализованно, а другой централизованно нельзя допускать, если при одном аварийном возмущении (*АВ*) могут сработать одновременно или последовательно обе структуры и выработать несогласованные между собой *УВ*. Такая опасность возникает, в частности, если, как это иногда делается, децентрализованная структура вырабатывает *УВ* для *АПНУ* в интересах обеспечения динамической устойчивости, а централизованная — в интересах обеспечения статической устойчивости, причем эти структуры не имеют координирующего органа.

Методы расчета *УВ* для *АПНУ* охарактеризованы в [2 и 9]. Здесь уместно лишь напомнить их сущность.

По методу I *УВ* рассчитывается в реальном времени в модели энергосистемы, позволяющей рассчитать режим работы всех представленных в ней элементов энергосистемы. Выполняется оценивание состояния энергосистемы, рассчитывается ее электрический режим и определяются для него те сочетания *УВ*, которые обеспечивают требуемый запас пропускной способности сети в обслуживаемых системой *ПА* послеаварийных ее схемах.

По методу II вне реального времени для обслуживаемых системой *ПА* послеаварийных схем рассчитываются предельные мощности, передаваемые в сечениях сети, или формируются таблицы, отражающие зависимости *УВ* от электрического режима энергосистемы, а в реальном времени по этим заранее вычисленным данным определяются сочетания *УВ*, аналогичные указанным ранее. Не исключено выполнение двух стадий расчета по данному методу в одной вычислительной системе без вмешательства персонала.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Метод I, в принципе, более универсален и точен, чем метод II. Однако для реализации его преимуществ требуется больший объем собираемой информации, большая производительность вычислительных средств и большая квалификация персонала. Отсюда ясно, что метод I тяготеет к верхним уровням *ПА*, а метод II — к нижним.

Взаимодействие уровней *ПА*. Как показано ранее, только часть устройств уровня *1* жестко объединяется с центральными устройствами уровня *2* в централизованные комплексы *ПА*. Другая часть устройств уровня *1* действует независимо от уровня *2*. Устройства же с уровня *2* по уровень *4* связаны иерархически. Аналогичным образом могут быть связаны со своими *ЦУ* и устройства уровня *1* независимо от того, как именно они выполняют свою функцию, децентрализованно или централизованно.

Далее рассматривается взаимодействие между уровнями *2*, *3* и *4*. Затем отдельно рассматривается структура *ЦК ПА*.

Центральные устройства уровня *2* и информационно-управляющие подсистемы (*ИУП*) уровня *3* (рис. 1) должны быть выполнены так, чтобы их функционирование было удовлетворительным и в условиях отсутствия или недопустимого запаздывания команд централизованного управления от ближайшего высшего уровня. С этой целью функции по выработке *УВ* должны быть правильно распределены между тремя верхними уровнями.

Предлагается следующий принцип распределения функций между *ИУП* уровня *3* и *ЦУ* уровня *2* [9].

Расчеты в *ИУП* ведутся по методу I. Решение находится не для всех трактов, имеющихся в данной зоне, а только для той их части α, которая наиболее для этого подходит, во-первых, электротехнически и информационно (конечный критерий — точность определения *УВ*) и, во-вторых, по лимиту времени, отведенному для цикла расчетов. Кроме того, выполняется расчет данных для координации расчета *УВ* по методу II для остальной части $(1-\alpha)$ трактов в тех районах ПУ, которые входят в данную зону.

В то же время ЦУ, во-первых, ведет расчет *УВ* для указанной выше части $(1-\alpha)$ трактов по методу II, во-вторых, ведет распределение *УВ*, где бы они ни были рассчитаны, по объектам данного района и, в-третьих, решает упомянутую ранее близкую по методам решения и составу необходимой информации задачу расчета параметров срабатывания *ПА*.

Принцип распределения функций между *ИУП* уровня *4* и уровня *3* может быть принят аналогично указанному с той лишь разницей, что в данном случае на обоих уровнях *УВ* рассчитывается по методу I.

Распределение функций по обслуживанию трактов между тремя высшими уровнями должно производиться исходя из интересов суммарной точности дозировки, статической и динамической, в интересах надежности управления и умеренности в затратах. В процессе функционирования статически более точное решение задачи на более высоком уровне должно резервироваться пусть менее точным решением на более низком уровне, которое может быть выполнено динамически более точным и более надежным.

Свобода решения о распределении функций последовательно убывает на стадиях разработки, оперативной настройки и автоматического функционирования. Величина α переменна, а ее значение гибко варьируется $(0 \leqslant \alpha \leqslant 1)$ по мере совершенствования разработок для трех упомянутых уровней, от района к району и в процессе функционирования.

В частности, прекращение функционирования уровня *3* должно фиксироваться и претворяться на уровне *2* в обслуживание всех трактов $(\alpha=0)$ на уровне *2*. Столь длительная невыдача *УВ* уровнем *3*, что при реально имеющейся скорости изменения режима работы энергосистемы создается опасность недопустимого увеличения динамической погрешности, должна приводить к автоматическому переходу управления к уровню *2*, где для этого решение должно быть всегда готовым.

Указанное взаимодействие приводит к следующему:

на верхнем уровне решается задача для тех трактов, имеющих межзональное или межрайонное значение, для которых статическая точность особенно важна, причем удовлетворительная динамическая точность по мере необходимости достигается за счет уменьшения доли обслуживаемых трактов α;

в стабильных режимах *ЕЭС*, когда скорость изменения режима мала, значение α автоматически увеличивается по сравнению с режимами резких подъемов и спадов нагрузки, благодаря чему основная часть требований срабатывания *ПА* приходится на периоды, когда имеется статически наиболее точное решение, обладающее и приемлемой динамической точностью.

Структура *ЦК ПА*. В современном *ЦК* (рис. 2) [2, 7, 9] выполняются раздельно передача аварийной телеинформации и доаварийной, а также устройства пусковые и исполнительные. В *ЦК* имеются *ЦУ* и связанные с ним каналами телепередачи доаварийной информации периферийные устройства (*ПФУ*). В них собирается доаварийная информация P^I и Cx^I от аналоговых

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

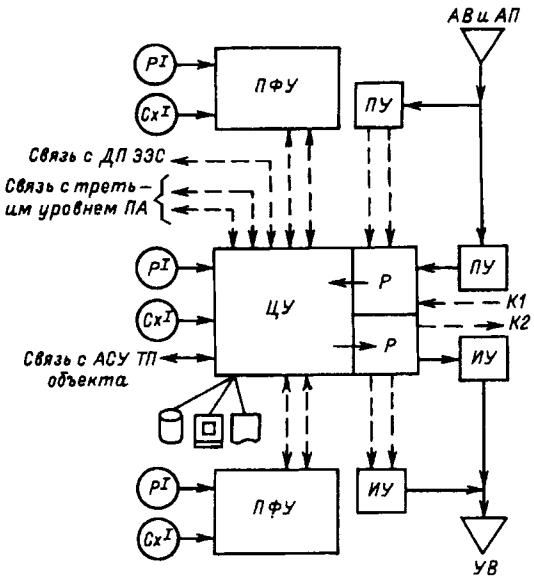


Рис. 2. Структурная схема централизованной части *ЦК ПА*: *АВ* — аварийное возмущение; *АП* — аварийный переходный процесс; *УВ* — управляющее воздействие; *ПУ* — пусковое устройство; *ИУ* — исполнительное устройство; P^I — информация об исходном (доаварийном) режиме; Cx^I — информация об исходной (доаварийной) схеме; *Р* — релейные элементы *ЦУ*, входные и выходные, штриховая линия — канал и устройства связи

и дискретных преобразователей соответственно. Там же она проходит предварительную обработку и кодируется для передачи по каналу связи.

Аварийные сигналы от пусковых устройств непосредственно (если они расположены на том же объекте, где *ЦУ*) или по каналам быстродействующей передачи аварийной телеинформации (если такие устройства находятся на других объектах) подаются к входным цепям *ЦУ*. В нем они преобразуются, если это требуется в соответствии с доаварийным режимом, в команды управления, направляющиеся от выходных реле *ЦУ* к исполнительным устройствам непосредственно или по каналам быстродействующей передачи аварийной телеинформации.

В *ЦК* рассматриваемого типа требуется микропроцессорное исполнение только *ЦУ* и *ПФУ*. Они имеют устройства связи с объектом управления (устройствами *ПА*, преобразователями и каналами связи) и внешние устройства *ЦУ*, показанные на рис. 2: монитор с клавиатурой (дисплей), запоминающее устройство с жестким и гибким диском и печатающее устройство (принтер). Общение персонала с *ЦК* ведется через монитор и клавиатуру, выдача протокола — через принтер.

Внешние устройства, как и программируемые устройства *ЦУ* и *ПФУ*, должны быть пригодными к применению в условиях промышленного объекта.

На рис. 2 представлены основные цепи внешних взаимодействий *ЦУ*:

связь с уровнем *3 ПА*, т.е. с *ЭВМ ДП ОЭС*, осуществляемая в нормальном режиме;

K_1 — команды на выполнение *УВ* в данном районе *ПУ*, поступающие из другого района *ПУ*;

K_2 — команды, поступающие от данного *ЦУ* для выполнения их в других районах;

обмен информацией с *АСУ ТП* объекта, на котором установлено *ЦУ*;

связь с *АСДУ* той *ЭЭС*, к которой относится данный район *ПУ* (эту связь *ЦУ* может иметь не непосредственно, а через вышеуказанную *АСУ ТП*).

Два последних обмена служат: снабжению *АСУ ТП* и *АСДУ* дополнительной, имеющей повышенную надежность, информацией от *ЦУ ПА* об энергосистеме; использованию в *ЦУ ПА* информации о своем районе, получаемой от *АСУ ТП* и *АСДУ*, в качестве дополнительной контрольной информации; предоставлению оперативному персоналу объекта, на котором располагается *ЦУ*, и *ЭЭС*, к которой относится данный район *ПУ*, информации о состоянии *ЦК ПА*.

Автоматическая дозировка управляющих воздействий (АДВ) и их запоминание (АЗД). Выполнение этих функций наиболее разработано для *ЦК ПА* применительно к задаче *АПНУ*. Задача *АДВ* постоянно решается в *ЦУ* в доаварийном режиме. Для каждого из обслуживаемых *ПУ* циклически определяется необходимое и достаточное *УВ*. Эти *УВ* по мере их расчета помещаются в обновляемый выходной массив *УВ*. Этот массив, формируемый задачей *АДВ*, используется задачей *АЗД* при поступлении на входной релейный элемент сигнала от *ПУ*. Тогда из упомянутого массива производится выборка того последнего *УВ*, которое рассчитано на случай поступления именно этого сигнала, и это *УВ* выдается на соответствующие ему выходные релейные элементы.

На рис. 2 обе рассматриваемые функции выполняет одно устройство — *ЦУ*. Структура *ЭЭС* и ее возможных каналов передачи аварийных сигналов и команд может сделать более предпочтительной (более надежной, менее дорогой) решение задачи *АЗД* не на центральном пункте *ЦК* или не только на нем, но и на других пунктах — на пути прохождения сигналов от *ПУ* к *ИУ*. Тогда часть функций *АЗД* выполняется как вынесенная *АЗД* (*ВАЗД*) [11]. Естественно возложить функцию *ВАЗД* на *ПФУ* (рис. 2), в котором для этого организуется телеуправляемая часть выходного массива *УВ*. Наряду с указанным выше преимуществом, структура с *ВАЗД* обладает и недостатками. Во-первых,

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

из-за задержки, вносимой телеуправлением, она снижает динамическую точность *АДВ*. Во-вторых, она алгоритмически и схемно сложнее структуры с централизованной *АЗД*, показанной на рис. 2. В-третьих, требуется обеспечить практически одновременность формирования в разных пунктах вынесенных массивов *УВ*, иначе возможна противоречивая настройка *АЗД* в течение недопустимо длительных отрезков времени.

Многофункциональные устройства. Совмещению многих или всех функций в одном устройстве способствует общность обслуживаемых задач, типов операций, информации и *УВ*, используемых для совмещаемых технологических задач. Общность информации и *УВ* применительно к *ПА* показана на рис. 3.

Совмещение функций снижает опасность ошибок, которые могут быть допущены при создании системы. Они сравнительно легко исправимы, поскольку объект оснащен практически полным набором технических средств и на нем применена некоторая часть программного обеспечения, перекрывающего подавляющую часть обычных потребностей и предоставляющего возможность дополнительно учесть конкретные особенности объекта.

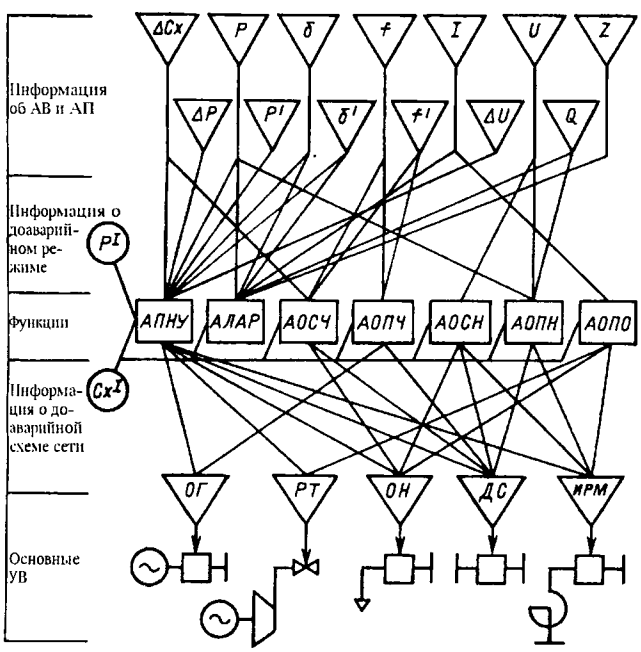


Рис. 3. Диаграмма информации, функций и *УВ* в *ПА*: ΔCx — информация об изменении схемы сети, т. е. об отключении ее элементов; P, P' — активная мощность и скорость ее изменения; ΔP — сброс (снижение за 0.01—0.05 с) активной мощности; δ, δ' — угол между фазами напряжений на шинах по концам межсистемной связи и скорость его изменения; f, f' — частота переменного тока и скорость ее изменения; I — ток; U, ΔU — напряжение и сброс напряжения; Q — реактивная мощность; Z — сопротивление; *ОГ* — отключение генераторов; *РТ* — разгрузка турбин, импульсная и на длительное время; *ОН* — отключение нагрузки; *ДС* — деление системы; *ИРМ* — воздействие на источник реактивной мощности.

Аналогично, интегрированность задач позволяет осваивать их и вводить в работу поэтапно, в желательном для персонала порядке, не прибегая к существенным реконструктивным работам.

Совмещение функций позволяет избежать многократного выполнения одних и тех же операций в сходных модулях различных устройств, выполняющих разные функции, и тем самым достичь снижения затрат на создание и эксплуатацию комплекса. Возможность совмещения функций достижима почти исключительно на микропроцессорной технике и является ее преимуществом. Однако оно допустимо только в тех пределах, в которых не дает отрицательных последствий для быстроты действия, возможного объема программ, надежности, стоимости. Оно выдвигает дополнительные требования к техническим средствам и программному обеспечению микропроцессорных устройств.

Ранее было рассмотрено совмещение функций *ПА* в общем для них устройстве. Микропроцессорная техника делает естественным совмещение в общих устройствах функций *ПА* с функциями релейной защиты от коротких замыканий и ретроспективного отображения информации, собираемой в аварийных условиях. Более того, сегодня актуально создание единой системы управления, выполняющей помимо указанных еще и функции управления электрической частью энергообъекта в нормальных условиях его работы [12].

Пример комплекса *ПА*. На рис. 4,*а—в* показаны примеры трех различных структур комплекса *ПА* для района противоаварийного управления, состоящего из трех узлов *1*, *2* и *3*, соединенных в виде треугольника. Чтобы обеспечить обозримость структур, комплекс принят симметричным, числа аварийных ситуаций и *УВ* взяты минимальными, резервирование устройств и каналов связи не применено.

Каждый узел имеет по два пусковых устройства *ПУ*, одноступенчато выявляющих *АВ*, и по два одноступенчатых *ИУ*. Во всех структурах каждое *ПУ* имеет возможность воздействовать на любое из *ИУ*. В своем узле это выполняется с помощью местных дискретных сигналов и команд, а в двух удаленных узлах — с помощью телепередачи дискретных сигналов о срабатывании *ПУ* или дискретных команд на срабатывание *ИУ*.

В обоих децентрализованных комплексах на рис. 4,*а* и *б* показаны только телекоманды, поскольку в данных примерах устройства дозировки *Д* расположены рядом с обслуживаемыми ими *ПУ*. В противном случае, если устройства *Д* расположены рядом с *ИУ*, в этих комплексах не-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

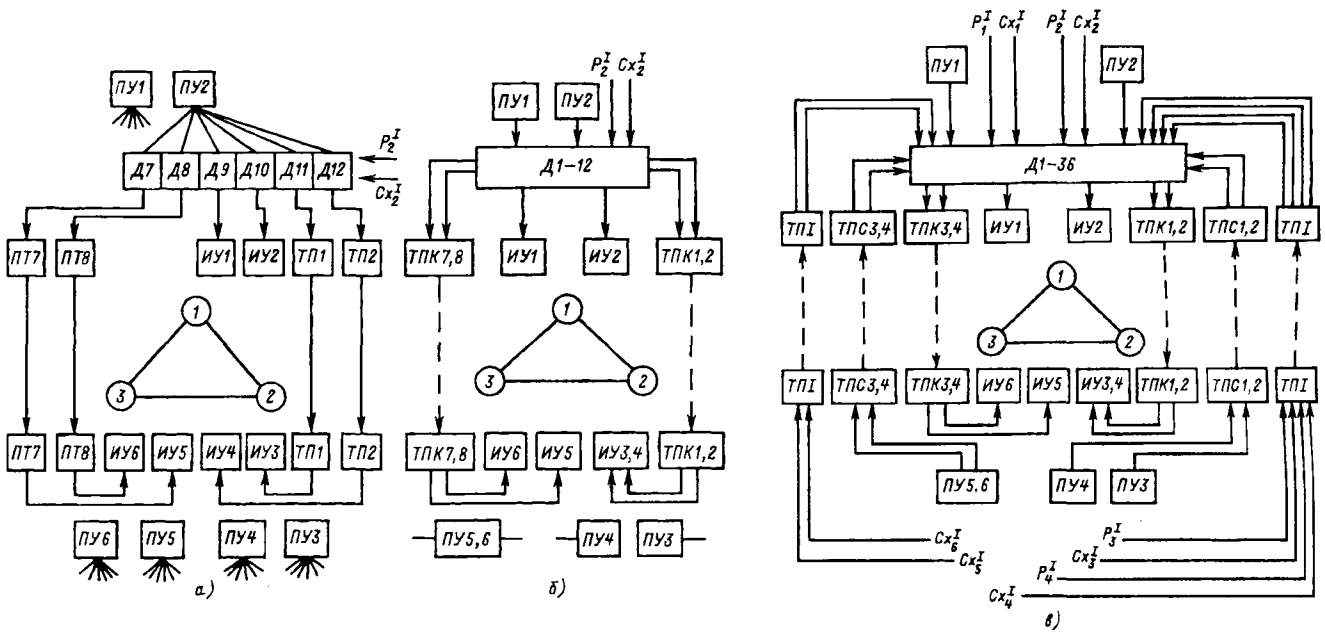


Рис. 4. Структура комплекса *ПА*: *а* — децентрализованного с индивидуальными устройствами (показан только один тракт от *ПУ2*: остальные тракты аналогичны); *б* — децентрализованного с совмещением части подобных устройств (показаны только тракты от *ПУ1* и *ПУ2*: остальные тракты аналогичны); *в* — централизованного с совмещением части устройств

редавались бы не телекоманды, а телесигналы.

В централизованном комплексе на рис. 4,*в* передаются и телесигналы (от *ПУ* к *Д*), и телекоманды (от *Д* к *ИУ*).

В децентрализованном комплексе по рис. 4,*а* каждое *ПУ* имеет шесть устройств *Д* по числу имеющихся *ИУ*. Каждое из этих устройств *Д* имеет одну ступень измерения одной индивидуальной для этого *ПУ* активной мощности P^I и дискретную информацию Cx^I об одной тоже индивидуальной для этого *ПУ* ремонтной схеме. В данном комплексе индивидуализированна и телепередача: каждая команда передается своим устройством телепередачи команд (*ТПК*). Таким образом, в данном комплексе каждый тракт управления имеет только одно общее для него устройство — *ПУ*, а общими для всех трактов являются шесть исполнительных устройств.

В структуре по рис. 4,*б* выполнено совмещение ряда устройств, представленных индивидуальными на рис. 4,*а*:

все 12 устройств *Д* в каждом из узлов объединены в одно общее устройство, к которому подведены по два сигнала с информацией о мощности и ремонтных схемах; это устройство обслуживает два тракта;

телекоманды между двумя узлами передаются общим устройством *ТПК* по общему каналу связи;

в узле *2* два *ИУ* объединены в одно устройство *ИУ 3*, *4*, что естественно, если эти *ИУ* обслуживают две ступени *УВ* одного вида, например две ступени отключения нагрузки;

в узле *3* два *ПУ* объединены в одно устройство *ПУ 5*, *6*, что естественно, если эти *ПУ* обслуживают две ступени выявления одной аварийной ситуации, например две ступени выявления понижения напряжения прямой последовательности на заданное время.

Комплекс по рис. 4,*б* не имеет признаков централизации и является, как и комплекс по рис. 4,*а*, децентрализованным: объединение устройств, совмещение части подобных устройств в одно устройство не означает создания следующего уровня управления, не является структурным мероприятием, а предназначено для исключения многократной установки одних и тех же редко используемых узлов аппаратуры путем их замены более сложным лучше используемым одним узлом.

На рис. 4,*в* показана *ЦК ПА*: функция дозировки *УВ* сосредоточена в одном устройстве *Д* уровня не узла, а района противоаварийного управления. Оно имеет всю ту информацию, которую на рис. 4,*а* и *б* имеют узловые устройства *Д*, и преобразует все аварийные сигналы района в команды управления. Поэтому это устройство *Д* получает доаварийную информацию P^I и Cx^I, а также аварийные сигналы от узлов *2* и *3* с помощью устройств и каналов передачи доаварийной телеинформации *ТП1* и аварийных сигналов *ТПС 1,2* и *ТПС 3,4*.

Реально имеющаяся возможность совмещения однонаправленных каналов *ТПС* и *ТП1*, а в пер-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

спективе совмещения и соответствующих устройств здесь не рассматривается.

На рис. 4,*в* аналоговые сигналы исходной мощности P^I не передаются из узла *3*: предполагается, что эти мощности могут быть вычислены в устройстве *Д* по измерениям в узлах *1* и *2*. Дискретные сигналы о ремонтных схемах передаются, чтобы охватить случаи одностороннего отключения линии со стороны узла *3*.

Об эффективности объединения устройств и централизации комплекса можно судить по данным табл. 1 и 2.

Таблица 1

Структура	Информационный показатель				
	Число реализуемых сочетаний *УВ*: $\sum_{\nu=0}^{\nu=6} C_{\nu=6}^{\nu}$	Число сигналов, используемых в одном тракте		Число различаемых аварийных и доаварийных состояний	
		аналоговых P^I	дискретных Cx^I	формула[1]	значение
По рис. 4,*а*	64	1	1		84
По рис. 4,*б*	64	2	2		1176
По рис. 4,*в*	64	4	6		921984

[1] p — число ступеней измерения одной мощности P^I ($p=6$); c — число выявленных ремонтных схем ($c=1$); t — число трактов; ν — число ступеней УВ.

Хотя рекомендуется выполнять централизацию на основе вычислительной техники, число различаемых доаварийных состояний рассчитано для ЦК так, как будто мощности P^I измеряются шестью ступенями, как и в децентрализованных комплексах. Благодаря этому данные для трех структур сопоставимы.

Среди тех сочетаний *УВ*, которые в принципе возможно реализовать в данном комплексе (а их число не зависит от типа структуры), как правило, имеются сочетания с одинаковой эффективностью и сочетания, которые не могут быть использованы. Примером последнего может служить использование с целью *АПНУ* сочетания *ДС* с максимальными ступенями *ОГ*, *РТ* и *ОН*: обычно *ДС* применяется, чтобы ограничиться малыми ступенями, а большие требуются на случай отказа от *ДС*. Следовательно, указанное в табл. 1 число реализуемых ступеней *УВ* является предельным, используемое же число ступеней может оказаться много меньшим.

Числа различаемых аварийных и доаварийных состояний, указанные в табл. 1, тоже являются предельными для рассматриваемых комплексов. Большая их часть не может быть использована, так как различие между многими соседними состояниями не является значимым при большой имеющейся дискретности *УВ*. Иначе говоря, одно сочетание *УВ* может соответствовать множеству состояний, различие между которыми поэтому не является значимым. В частности, значительная часть состояний приходится на одно единственное сочетание из 64 сочетаний *УВ* — то сочетание, при котором ни одна из ступеней *УВ* не подается (в формуле суммы сочетаний этому соответствует $C_{\nu=6}^{\nu=0}=1$).

С учетом изложенного из данных табл. 1 можно сделать следующие выводы:

информационное преимущество совмещения и централизации определяется тем, что число используемых для любого тракта аналоговых сигналов мощности и дискретных сигналов о схеме возрастает в 2 раза благодаря совмещению и дополнительно в 2—3 раза благодаря централизации;

в то время как число реализуемых сочетаний *УВ* не зависит от вида структуры, число различаемых состояний зависит очень сильно: совмещение устройств дает увеличение в 14 раз, а централизация — дополнительно в 784 раза.

Приведенные данные не свидетельствуют, конечно, о достаточности или недостаточности перерабатываемой доаварийной информации; не исключено, что в условиях данного района достаточно децентрализованного комплекса или что и в централизованном отсутствует наиболее существенная информация; эти данные характе-

Таблица 2

Структура	Число элементов структуры												
	Тракт t	Пусковое устройство (*ПУ*)	Ступень управляющего воздействия ν	Исполнительное устройство (*ИУ*)	Сигнал		Устройство *Д*	Телекоманда	Телесигнал	Устройства		Местная цепь	
					аналоговый P^I	дискретный Cx^I				*ТПК* и *ТПС*	Телепередачи информации об исходной схеме и режиме *ТП1*	аналоговая	дискретная
По рис. 4,*а*	6	6	6	6	6	6	36	12	0	12	0	6	102
По рис. 4,*б*	6	5	6	5	6	6	3	12	0	6	0	6	72
По рис. 4,*в*	6	5	6	5	4	6	1	4	4	4	2	6	30

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ризуют лишь предельные возможности структур.

В табл. 2 сопоставлены данные об аппаратуре, требующейся для рассматриваемых комплексов. Видно, что централизация уменьшила число телекоманд, телесигналов и соответствующих устройств *ТПК* и *ТПС* и что это достигнуто ценой ввода в комплекс устройств *ТП1* передачи доаварийной телеинформации. Данная замена в принципе ведет к повышению надежности комплекса благодаря лучшей контролируемости постоянной телепередачи по сравнению со спорадической, действующей только при возникновении требования функционирования *ПА*. Обращает на себя внимание, что совмещение устройств и централизация заметно уменьшает количество местных дискретных цепей.

В целом, сопоставление рассмотренных комплексов *ПА* по рис. 4,*а—в* свидетельствует о том, что совмещение и централизация резко увеличивают информативность управления, а конкретно, полноценность использования реализуемых сочетаний *УВ* и вместе с тем уменьшают или по крайней мере не увеличивают число структурных элементов, входящих в комплекс.

Нельзя не заметить, что достижение указанного преимущества централизации порождает дополнительные трудности в области надежности. Действительно, в большинстве из трактов управления централизованного комплекса присутствует большее число структурных элементов по сравнению с трактом децентрализованного комплекса. Следовательно, чтобы обеспечить надежность централизованного комплекса на уровне децентрализованного, требуется или повысить надежность элементов, или применить их резервирование в большей мере, чем это необходимо в децентрализованном комплексе.

Заключение. Систему *ПА* столь большой энергосистемы, какой является ЕЭС России, естественно создавать четырехуровневой. Выполнение основных функций *ПА* целесообразно на нижнем уровне осуществить локальными устройствами частично децентрализованно и частично централизованно, на втором уровне — централизованно и на двух верхних — по иерархической структуре. Должна быть обеспечена гибкая система взаимодействия трех верхних уровней, обеспечивающая максимум суммарной точности расчета управляющих воздействий *ПА*; статической, в которой имеют преимущество верхние уровни, и динамической, в которой преимущество на стороне уровня *2*.

Рассмотрение многофункциональных микропроцессорных устройств и централизованных комплексов *ПА* показало их эффективность в повышении информационной полноты управления и экономии аппаратуры. Вместе с тем интеграционные мероприятия могут привести к увеличению времени срабатывания *ПА*, они требуют пристального внимания к обеспечению надежности и живучести системы *ПА*.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Руководящие** указания по противоаварийной автоматике энергосистем (основные положения). — М.: Союзтехэнерго, 1987.

2. **Иофьев Б.И.** Автоматическое аварийное управление мощностью энергосистем. — М.: Энергия, 1974.

3. **Портной М.Г., Рабинович Р.С.** Управление энергосистемами для обеспечения устойчивости. — М.: Энергия, 1978.

4. **Совалов С.А.** Режимы Единой энергосистемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983.

5. **Управление** мощными энергообъединениями / Н.Н. Воропай, В.В. Ершевич, Я.Н. Лугинский и др. Под ред. С.А. Совалова. — М.: Энергоатомиздат, 1984.

6. **Совалов С.А., Семенов В.А.** Противоаварийное управление в энергосистемах. — М.: Энергоатомиздат, 1988.

7. **Гуревич Ю.Е., Либова Л.Е., Окин А.А.** Расчеты устойчивости и противоаварийной автоматики в энергосистемах. — М.: Энергоатомиздат, 1990.

8. **Экспериментальные** исследования режимов энергосистем / Л.М. Горбунова, М.Г. Портной, Р.С. Рабинович и др. Под ред. С.А. Совалова. — М.: Энергоатомиздат, 1985.

9. **Иофьев Б.И., Семенов В.А.** Развитие противоаварийной автоматики энергосистем на базе цифровой вычислительной техники. Сер. «Энергетические системы и их автоматизация.» Т. 5 (Итоги науки и техники). — М.: ВИНИТИ, 1989.

10. **Иофьев Б.И.** Противоаварийная автоматика и сложные аварийные процессы в электроэнергетических системах. — Электричество, 1984, № 3.

11. **Брухис Г.Л., Глускин И.З.** Устройство автоматического запоминания дозировки управляющих воздействий. — В кн.: Вопросы противоаварийной автоматики электроэнергетических систем. — М.: Энергоиздат, 1982.

12. **Иофьев Б.И.** Пути создания единой системы автоматического и оперативного управления электроэнергетическим объектом в нормальных и аварийных условиях его работы. — Электрические станции, 1996, № 10.

[05.09.96]

Автор: ***Иофьев Борис Израилевич*** *окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института в 1955 г. В 1976 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Автоматическое аварийное управление мощностью энергосистем» в Ленинградском политехническом институте. Заведующий научно-исследовательским сектором института «Энергосетьпроект».*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Новый способ плавки гололеда на проводах ВЛ

ДМИТРИЕВ К.С., ГОНИК Я.Е.

Рассмотрен новый способ плавки гололеда на проводах ВЛ путем выполнения устройства плавки в виде двух трехфазных источников реактивной мощности, подключенных по концам участка плавки гололеда, один из которых является потребителем реактивной энергии, а второй — ее генератором. Этот способ позволяет проводить плавку гололеда без отключения линии и потребителей. Приведены результаты оценочных расчетов, подтвердившие работоспособность предложенного способа и устройства для его осуществления.

Ключевые слова: *воздушная линия, плавка гололеда, реактивная мощность, метод*

The paper considers a new method for melting an ice by means of mounting an ice melting device, consisting of two three-phase reactive power sources, connected to the ends of an overhead line ice-covered section. One of reactive power sources is a consumer of a reactive energy, while the other jne is a generator of a reactive energy. The method makes it possible to melt an ice on overhead line ice-coverd wires without switching-off a line and consumers. Results of calculations, which have confirmed an operating capacity of the method and the device proposed, are presented.

Key words: *overhead line, ice melting device, reactive power source, method*

Аварии на воздушных линиях электропередачи (ВЛ) из-за гололеда нередко дезорганизуют электроснабжение районов на длительное время и особенно опасны при недостаточном резервировании электроснабжения. Основным средством борьбы с этими авариями является плавка гололеда (ПГ) на проводах и тросах переменным или постоянным электрическим током. Наибольшее распространение в энергосистемах для ВЛ напряжением до 110 кВ включительно имеют схемы ПГ на переменном токе способами коротких замыканий (КЗ), а для ВЛ 220 кВ и выше — схемы ПГ на постоянном токе с питанием от специальных выпрямительных устройств [1]. При этих способах ПГ на время сборки—разборки схемы и собственно плавки (от 0,5 до 2—3 ч) линия электропередачи отключается, что приводит к перерывам электроснабжения части потребителей. Последнее является главным недостатком указанных способов ПГ. Значительно реже в энергосистемах России используются другие способы ПГ, позволяющие проводить плавку без отключения обогреваемой ВЛ из работы, а именно способ встречного включения фаз или его вариант с использованием фазоповоротных трансформаторов и способ перераспределения нагрузки, так как для их применения необходимо наличие достаточного резервирования связей между подстанциями и трансформаторной мощности в сети. Для сетей радиальной конфигурации эти способы принципиально неприменимы.

При существующем оснащении энергосистем устройствами ПГ за год происходит несколько десятков аварий на ВЛ, связанных с гололедом, наиболее крупные из которых вызывают недоотпуск электроэнергетики до 1000 МВт·ч. Поэтому сохраняется актуальность разработки и внедрения новых способов ПГ, не требующих отключения обогреваемых ВЛ.

Удовлетворяющий этому требованию и имеющий ряд преимуществ новый способ ПГ на проводах ВЛ был предложен в Энергосетьпроекте [2]. Он основан на использовании резонанса токов в параллельном контуре, включающем участок плавки гололеда. Принципиально важной особенностью способа является возможность локализации большого тока только на участке плавки гололеда при обмене реактивными мощностями между концами участка, тогда как на головных участках электропередачи протекают только ток нагрузки и ток, соответствующий мощности, расходуемой на плавку гололеда и поддержание колебаний энергии в контуре. Плавка осуществляется в симметричном трехфазном режиме (исключается электромагнитное влияние на каналы связи) одновременно на всех трех фазах ВЛ без использования рабочих заземлений и без отключения потребителей.

Далее приведены оценки возможностей реализации нового способа плавки гололеда на проводах ВЛ в сетях 10, 35 и 110 кВ радиальной конфигурации, где применение этого способа наиболее актуально.

Характеристика нового способа. Основой способа является идея использования резонанса токов для локализации больших токов на обогреваемой ВЛ. Между концами линии создают искусственно переток реактивной мощности, который и вызывает нагрев проводов. Как известно, при резонансе токов в разветвленной цепи, состоящей из двух параллельных ветвей, одна из которых содержит только индуктивность, а другая соответственно только емкость, и являющихся по существу источниками реактивной мощности разных знаков, ток на входе цепи равен нулю, энергия в цепь не поступает и происходит лишь колебательный переход энергии из электриче-

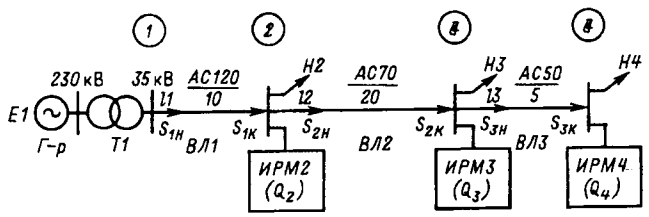
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ского поля в магнитное и обратно. Если же хотя бы одна из ветвей обладает активным сопротивлением, то ток на входе цепи уже не равен нулю и в цепь поступает энергия от источника питания. При этом сумма энергии магнитного и электрического полей не остается постоянной и поэтому существуют промежутки времени, в течение которых энергия от источника питания переходит в энергию электрического и магнитного полей, а также промежутки времени, в течение которых энергия из этих полей поступает в активные сопротивления ветвей и преобразуется в тепло. В соответствии с этим принципом было предложено создавать ток плавления, как правило, только на обогреваемом участке, что достигается тем, что устройство плавки гололеда (УПГ) выполняется в виде двух трехфазных источников реактивной мощности (ИРМ), один из которых является потребителем реактивной энергии (в простейшем случае — реактором), а второй — ее генератором (например, в виде батареи статических конденсаторов), подключенных по концам обогреваемого участка и образующих с ним параллельный колебательный контур, близкий к резонансу токов. При таком способе плавки гололеда обеспечивается уменьшение потерь активной мощности в самом устройстве и снижение потерь мощности и напряжения в тракте передачи активной мощности для плавки гололеда за счет выработки и потребления реактивной мощности на самих обогреваемых ВЛ и поддержание напряжения на приемных концах этих участков в допустимых пределах. Соблюдение последнего условия позволяет осуществлять плавку гололеда без отключения потребителей.

К достоинствам нового способа плавки гололеда следует отнести повышение селективности и эффективности плавки гололеда участков ВЛ, входящих в любой контур схемы в сети как с изолированной, так и с заземленной нейтралью. Это достигается за счет исключения обтекания токами плавки линий, параллельных участку плавки гололеда и не требующих этой плавки, а также за счет локализации потоков реактивной мощности при плавке гололеда на радиальных линиях, состоящих из последовательных участков или отходящих от общих шин подстанции или электростанции, реализуемой (локализации) путем установки одного общего для всех участков плавки гололеда ИРМ одного знака и ИРМ другого знака на конце каждого из этих участков лучей. Помимо этого, к достоинствам этого способа следует отнести подавление в энергосистеме нечетных гармоник, кратных третьей гармонике и обусловленных возможной несимметрией выходного напряжения источника питания, если выполнить ИРМ по схеме «треугольник», а также исключение потерь энергии в устройствах рабочего заземления и затрат на их создание и эксплуатацию, исключение электромагнитного влияния на каналы связи.

Расчетные оценки возможностей нового способа ПГ. Для проведения расчетов режимов плавки гололеда на проводах ВЛ мо методу резонанса токов с целью экспресс-оценки его возможностей и границ применимости была разработана исследовательская вычислительная программа PG2E на базе программно-математического комплекса MATHCAD для ПЭВМ PC AT/XT. С помощью этой программы проведены оценочные исследования режимов плавки гололеда на проводах ВЛ 10, 35 и 110 кВ по новому способу на примерах схем радиальной сети и при наличии источников питания с двух сторон ВЛ (см. рисунок). Источники питания задаются в виде постоянных комплексных значений фазных ЭДС (кВ) с постоянными комплексными внутренними сопротивлениями (Ом), которые указываются пользователем программы. Нагрузки в узлах задаются постоянными сопротивлениями, как это принято при расчетах токов КЗ для целей релейной защиты. Параметры ВЛ задаются удельными комплексными сопротивлениями (Ом/км) и длинами (км), причем схема замещения ВЛ реализована для сети 10—35 кВ с сосредоточенными параметрами без учета емкостной проводимости на землю, а для сети 110 кВ — с учетом емкостной проводимости, реализованной по П-образной схеме замещения; отключение ВЛ из работы в программе выполняется параметрическим путем — заданием очень большой ее длины.

При проведении расчетов варьировалась длина обогреваемого участка (*ВЛ 2*) от усредненного значения до максимального по условиям обеспечения тока, достаточного для плавки гололеда в пределах допустимых отклонений напряжения в узлах нагрузки. Источники реактивной мощности задаются номинальными трехфазными мощностями (Мвар), причем для индуктивных ИРМ (шунтирующих реакторов) эти мощности — отрицательные числа, а для емкостных ИРМ (ба-



Расчетная схема электропередачи 35 кВ: $\cos\varphi_н = 0{,}8$; $S_{н2} = 6$ МВ·А; $S_{н3} = 3$ МВ·А; $S_{н4} = 1$ МВ·А; $S_{т1} = 40$ МВ·А; $e_k = 12{,}5\%$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

тарей статических конденсаторов) — положительные числа. Рассчитываются потенциалы узлов сети, токи и напряжения всех ветвей схемы, а также потоки мощности по ВЛ и мощности ИРМ, отклонения напряжения в узлах от номинального.

При проведении расчетов УПГ использовались в основном ИРМ, электрические характеристики которых приведены в табл. 1. Для упрощения вычислений при определении параметров плавки гололеда все расчеты выполнены для номинальных трехфазных мощностей реакторов и конденсаторов при номинальном напряжении сети, в которой они используются. При этом номинальные ряды мощности батарей статических конденсаторов были определены ориентировочно, исходя из кратности их емкости 2 мкФ и значений поминального тока 100, 200 и 300 А при напряжении 1,1 номинального для сети. Номинальные ряды шунтирующих реакторов определялись также исходя из их номинальных токов 100, 200 и 300 А, но при номинальном напряжении сети (реакторы будут работать при пониженном напряжении сети, конденсаторы — при повышенном, а при включении УПГ желательно иметь их токи близкими по значению). Указанная дискретность возможных ступеней ИРМ определена из условия обеспечения при их коммутации отклонения напряжения в узлах электропередачи в пределах не более ±10% и возможности обеспечения тока в ВЛ, достаточного для осуществления плавки гололеда. В некоторых случаях для уточнения возможности осуществления плавки гололеда расчеты выполнялись для ИРМ, мощности которых выходили из принятого ряда (при конкретном проектировании возможен заказ ИРМ с отпайками с номинальными мощностями, соответствующими расчетным значениям мощности для данного объекта).

Таблица 1

Класс напряжения $U_{ном}$, кВ	Электрические характеристики ИРМ					
	емкостных			индуктивных		
	C, мкФ	$Q_{ном}$, Мвар	$I_{ном}$, А	L, мГн	$Q_{ном}$, Мвар	$I_{ном}$, А
10	50	1.57	100	183.8	1.73	100
	100	3.14	200	31.9	3.46	200
35	14	5.39	100	643.2	6.06	100
	28	10.78	200	321.6	12.12	200
	44	16.94	310	214.4	18.19	300
110	4	15.21	88	2022	19.05	100
	10	38.01	220	1011	38.08	200
	14	53.22	310	673.8	57.12	300

Примечание. ИРМ должны быть рассчитаны на напряжение 1,1 $U_{ном}$ и ток, соответствующий этому напряжению.

Приведенная на рисунке расчетная схема электропередачи дана применительно к сети 35 кВ. Аналогичные схемы и обозначения их элементов используются для сетей 10 и 110 кВ. Параметры ВЛ, принятые при расчетах, даны в табл. 2.

Таблица 2

Класс напряжения $U_{ном}$, кВ	Марка провода	Расчетные параметры ВЛ					
		Удельное сопротивление, Ом/км			Удельная емкость, мкСм/км	Наибольший допустимый ток плавки, А	
		активное		индуктивное		по [3] (v=2 м/с; t=0°С и v=4 м/с; t=-10°С)	по [7] (v=0÷5 м/с; t=-5°С)
		t=0°С	t=100°С				
10	АС50/8	0.548	0.767	0.432	—	343—434	295—540
	АС95/16	0.277	0.388	0.411	—	533—645	475—830
35	АС50/8	0.548	0.767	0.432	—	343—434	295—540
	АС70/11	0.389	0.544	0.420	—	428—519	375—675
	АС120/19	0.227	0.318	0.403	—	610—737	545—950
110	АС120/19	0.227	0.318	0.423	2.69	610—737	545—950
	АС150/24	0.180	0.251	0.416	2.74	710—857	650—1110
	АС185/29	0.147	0.206	0.409	2.82	807—972	955—1270

При выполнении расчетов режимов ПГ использованы следующие условия и ограничения.

Плавка гололеда производится на *ВЛ 2*, являющейся участком электропередачи с односторонним питанием.

Используются ИРМ фиксированной номинальной мощности, кратной принятым ступеням дискретности, не имеющие плавного регулирования.

Расчеты режимов и длительности процесса ПГ производятся при температуре провода 0°С, соответствующей началу процесса плавки, при направлении ветра, перпендикулярном трассе ВЛ, при скорости ветра v=5 м/с, температуре воздуха t=-5°С, плотности гололедных отложений 0,9 г/см^3 при толщине их стенки b=2 см.

При ПГ на ВЛ 110 кВ учитывается емкостная проводимость линии по П-образной схеме замещения, причем зарядная мощность каждой линии распределяется поровну между примыкающими к ней узлами и объединяется с мощностями нагрузок в этих узлах.

Полученные в результате расчетов значения основных параметров исходных, промежуточных (возникающих кратковременно между коммутациями в процессе сборки схемы) и во время ПГ режимов сведены в табл. 3.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 3

Класс напряжения $U_{ном}$, кВ	Режим работы	Номер режима	l_2, км	Параметры режимов ПГ на проводах ВЛ															
				Номинальная мощность ИРМ, Мвар			Ток в ВЛ, А			Отклонение напряжения, %			Потоки мощности в ВЛ, МВ·А			Потери активной мощности в ВЛ, МВт			Время ПГ, мин
				Q_2	Q_3	Q_4	I_1	I_2	I_3	ΔU_2	ΔU_3	ΔU_4	$S_{1н}$	$S_{2н}$	$S_{3н}$	ΔP_1	ΔP_2	ΔP_3	$t_{ПГ}$
10	Исходный	1	0,5	0	0	1,57	168	84	73	-6,2	-6,5	-4,0	$2.79+0,74j$	$1,27-0,49j$	$0.49-1,07j$	0,118	0,006	0,087	–
	ПГ	2	0,5	-3,46	6,28	1,57	230	416	80	1,9	3,0	5,7	$3,55-1,99j$	$1,67-7,15j$	$0,60-1,30j$	0,220	0,142	0,106	16
	Исходный	3	15	0	1,57	1,57	197	141	74	-3,9	-5,5	-3,0	$3,42-0,18j$	$1,78-1,52j$	$0,50-1,10j$	0,161	0,488	0,089	–
	Промежуточный	4	15	0	6,28	1,57	455	407	79	-5,1	0,8	3,5	$7,86-1,38j$	$5,56-3,74j$	$0,57-1,25j$	0,862	4,092	0,102	17
	ПГ	5	15	-1,73	6,28	1,57	412	390	75	-0,4	-9,2	-3,6	$7,11+0,05j$	$5,09-3,42j$	$0,52-1,14j$	0,706	3,744	0,093	19
35	Исходный	6	20	0	0	0	156	62	18	-5,0	-8,4	-8,7	$7,51+5,50j$	$3,02+1,95j$	$0,92+0,34j$	0,166	0,091	0,003	–
	ПГ	7	20	-24,25	26,95	0	233	456	21	-3,6	10,6	10,3	$13,96+1,51j$	$9,13-25,04j$	$1,34+0,50j$	0,370	4,853	0,004	24
	Исходный	8	70	0	5,39	0	141	75	19	-2,4	-3,6	-3,9	$8,4+1,22j$	$3,7-2,5j$	$1,01+0,38j$	0,135	0,461	0,003	–
	Промежуточный	9	70	-6,06	5,39	0	174	72	18	-5,9	-7,1	-7,4	$7,9+6,64j$	$3,44-2,28j$	$0,94+0,36j$	0,206	0,428	0,003	–
	ПГ	10	70	-6,06	32,34	0	595	551	21	-8,3	10,1	9,7	$35,46+2,65j$	$29,0-9,76j$	$1,32+0,50j$	2,414	27,8	0,004	15
110	Исходный	11	20	0	0	0	279	145	120	-6,0	-7,9	-10,3	$41,73+30,4j$	$21,6+14,5j$	$17,5+11,8j$	0,687	0,288	0,296	–
	ПГ	12	20	-95,2	121,65	0	287	595	137	-1,8	4,7	2,0	$54,36+2,7j$	$32,4-106,4j$	$22,7+15,2j$	0,725	4,815	0,382	32
	ПГ	13	20	-114,25	136,86	0	297	681	138	-2,1	5,5	2,8	$56,2+4,48j$	$34,7-122,3j$	$23,0+15,4j$	0,781	6,323	0,388	23
	Исходный	14	50	0	38,01	0	258	180	132	-0,5	0,1	-1,7	$49,15-4,9j$	$26,8-21,1j$	$21,1+14,1j$	0,589	1,10	0,355	–
	ПГ	15	50	-133,3	121,65	0	382	627	144	-6,4	10,0	7,1	$64,45+29,2j$	$43,9-103j$	$25,0+16,8j$	1,287	13,4	0,422	28
	Исходный	16	90	0	38,01	0	264	181	133	-0,7	1,5	1,1	$50,3-3,5j$	$28,0-19,7j$	$21,3+14,3j$	0,614	2,0	0,359	–
	Промежуточный 1	17	90	0	60,84	0	349	305	146	2,7	11,7	8,8	$62,13-27,7j$	$37,84-46,3j$	$25,82+17,3j$	1,076	6,4	0,435	–
	Промежуточный 2	18	90	-133,3	60,84	0	529	254	122	-15	-6,9	-9,3	$44,15+81,6j$	$25,8-32,1j$	$17,9+12j$	2,465	3,97	0,302	–
	ПГ	19	90	-133,3	98,85	0	463	508	145	-10,2	10,8	7,9	$66,4+51,3j$	$46,7-73,2j$	$25,4+17,0j$	1,893	15,8	0,428	50

Следует отметить ориентировочный характер этих результатов ввиду возможных различий между номинальными мощностями ступеней ИРМ, принятыми в расчетах, и реальными, которые будут изготавливаться промышленностью, а также между принятыми расчетной схемой электропередачи и реальной схемой, между расчетными и фактическими метеоусловиями.

Даже при наличии небольшого ряда ступеней номинальных мощностей ИРМ существует более одного решения задачи создания тока ПГ в необходимом диапазоне его значений при обеспечении допустимых отклонений напряжения в узлах сети, поэтому имеется возможность для оптимизации режимов ПГ.

Плавка гололеда на ВЛ 10 кВ. Данные расчетов *1—5* показывают возможность ПГ на ВЛ этого класса напряжения длиной от 0,5 до 15 км. Расчеты *3*, *4*, *5* показывают изменения напряжений и токов во время сборки схемы ПГ и последовательность включения ИРМ. Первым включается емкостный ИРМ в узле *3*, затем включается индуктивный ИРМ в узле *2*.

По окончании плавки отключение ИРМ производится в обратной последовательности. Такой порядок коммутаций обеспечивает поддержание напряжения в узлах схемы не только во время плавки, но и при сборке — разборке схемы ПГ. Длительность ПГ при расчетных токах составляет 16÷19 мин.

В исходных режимах предусмотрено включение батарей статических конденсаторов (БСК) в узлах *4* и *3* для поддержания напряжения.

Плавка гололеда на ВЛ 35 кВ. Расчеты показали, что на радиальной ВЛ этого класса напряжения возможно осуществить ПГ новым способом при длине обогреваемого участка *2* до 70 км (провода АС70) и длине последующего участка до 50 км. При этом режим ПГ создается при использовании ступеней мощности ИРМ того же порядка, что и при более коротких ВЛ.

Для ВЛ 35 кВ длиной $l_2=70$ км расчетное значение тока РГ, равное $I_{пг}=551$ А, на 13 А превышает значение максимального допустимого

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

тока $I_{м.д}$=538 А, определенное для наиболее неблагоприятного направления ветра (с точки зрения перегрева проводов — вдоль трассы ВЛ). Однако указанное значение тока $I_{пг}$ соответствует температуре провода, равной 0°С. Чтобы ток ПГ снизился до 534 А (не превышает $I_{м.д}$) достаточно нагрева провода всего лишь до 10°С. Специальными расчетами с помощью программ для ПЭВМ, основанных на методиках [3, 4], было установлено, что при расчетных климатических условиях ($t_в$=-5°С; v=5 м/с; K_L=0,5; b=2 см; γ=0,9 г/см^3) и указанных в табл. 3 мощностях ИРМ (режим *10*) по окончании плавки (после освобождения от гололеда всей линии длиной 70 км) установившаяся температура провода не будет превышать 66°С, а ток ПГ в линии будет не менее 456 А. При указанном значении тока расчетное время ПГ стенки льда толщиной 2 см будет не более 24 мин. Для начального значения тока ПГ (551 А) $t_{пг}$=15 мин. Фактическое время плавки гололеда будет около 20 мин.

Из данного примера видно, что для линий большой протяженности нагрев провода током ПГ оказывает заметное влияние на значение этого тока. В данном случае ток ПГ от начального значения в момент включения устройства ПГ в работу и до установившегося значения после опадения гололеда по всей длине линии уменьшается почти на 100 А или на 17%. Поэтому стабилизация тока ПГ может служить одним из признаков для принятия решения об окончании процесса ПГ. Другим условием для принятия такого решения является окончание расчетного времени ПГ, оперативно определенного для фактических метеоусловий и фактического значения тока ПГ. Для таких оперативных расчетов может быть предложена программа ТОКРG, краткое описание которой приведено далее. С помощью этой программы были рассчитаны значения времени ПГ, приведенные в табл. 3, а также значения максимально допустимого тока при расчетных метеорологических условиях.

Плавка гололеда на ВЛ 110 кВ. Рассчитаны режимы ПГ для короткой (20 км), средней (50 км) и большой (90 км) длин *ВЛ 2*. При длине ВЛ до 50 км расчетное время ПГ находится в пределах от 23 до 32 мин. При поддержании напряжений в узлах сети в допустимых пределах на линии длиной 90 км (при общей длине электропередачи 140 км) ток ПГ составляет 508 А, время ПГ — 59 мин. Сборка схемы ПГ на длинной линии 110 кВ в данном случае (режимы *16—19* табл. 3) производится тремя коммутациями:

в узле *3* дополнительно к постоянно включенной БСК (38,01 МВар) включается первая ступень емкостного ИРМ для ПГ;

в узле *2* включается индуктивный ИРМ;

в узле *3* включается вторая ступень емкостного ИРМ.

Интервал времени между второй и третьей коммутациями должен быть по возможности малым, поскольку после включения реактора в узле *2* напряжение в нем становится на 15% ниже номинального. В кратковременном промежуточном режиме *2* (расчет *18*) такое снижение напряжения можно считать допустимым, поскольку в [5] показано, что в процессе плавки гололеда допустимо снижение напряжения на зажимах асинхронных двигателей до 82% номинального напряжения.

Разработка схемы ПГ производится в обратной последовательности. Поскольку включение и отключение каждого ИРМ вызывает перераспределение напряжений в сети, необходима строго определенная последовательность коммутаций ИРМ при сборке и разборке схемы ПГ, которая должна быть указана в технологической карте. Благодаря тому, что активное сопротивление ВЛ 110 кВ (провод АС120) почти в 2 раза меньше индуктивного сопротивления прямой последовательности, при нагреве проводов ток ПГ практически не изменяется. Поэтому указанные в табл. 3 расчетные значения длительности ПГ для ВЛ 110 кВ более точны, чем для ВЛ 10 и 35 кВ.

Вопросы выполнения релейной защиты линий. При выполнении ПГ способом резонанса токов на промышленной частоте, а также при кратковременных промежуточных режимах во время сборки и разборки схемы ПГ сохраняется симметрия токов и напряжений трех фаз, поэтому защиты нулевой и обратной последовательностей по принципу действия отстроены от токов в этих режимах, и эти защиты не требуют учета режимов ПГ — они к ним нечувствительны. Включение шунтирующих реакторов и конденсаторов производится к шинам подстанций, как и любых других присоединений, поэтому дифференциально-фазные и дифференциальные токовые защиты линий к токам ПГ нечувствительны. Трансформаторы тока на присоединениях с ИРМ должны быть включены в цепи дифференциальной защиты шин, что обеспечит нечувствительность последней к токам ПГ.

На увеличенные токи в линиях при плавке и сборке—разборке схемы ПГ могут реагировать токовые и дистанционные защиты от междуфазных КЗ. Это необходимо учитывать при выборе уставок указанных защит и при составлении технологических карт ПГ.

Для приведенного примера ПГ на линии 110 кВ длиной 90 км для отстройки всех ступеней максимальной токовой защиты обогрева-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

емой *ВЛ 2* достаточно выполнить их направленными. Никаких изменений в установках дистанционной и токовой защит этой линии для выполнения ПГ на ней не потребуется. Селективность защиты и ее чувствительность к повреждениям на *ВЛ 2* и смежной *ВЛ 3* будет такой же, как и при отсутствии устройства для плавки гололеда.

На время сборки схемы и выполнения ПГ необходимо изменение (загрубление) уставок только третьих ступеней дистанционной и токовой защит от междуфазных КЗ головного участка электропередачи — *ВЛ 1*.

Программа ТОКРG для расчета на ЭВМ токов и времени ПГ на проводах ВЛ. Программа предназначена для автоматизации расчетов токов и времени плавки гололедно-изморозевых отложений на проводах ВЛ электрическим током при эксплуатации и проектировании устройств плавки гололеда, в том числе при составлении технологических карт плавки гололеда. В ней реализована методика, изложенная в [3], за исключением повторно-кратковременного режима, а также использованы рекомендации [6] по выбору расчетных метеорологических условий при определении токов ПГ. Программа написана на языке ФОРТРАН для ПЭВМ PC AT/XT.

Исходными данными для расчетов являются: марка провода, температура окружающего воздуха, скорость и направление ветра, вид гололедно-изморозевого образования, его плотность (объемный вес) и толщина стенки, допустимая температура нагрева провода. Для удобства пользователя расчетные характеристики широкой номенклатуры проводов (марка провода, наружный диаметр, удельное активное сопротивление при 20°С) «зашиты» в программе.

Результаты расчета выводятся на экран и дублируются в выходном файле, который может быть в форме протокола напечатан.

Выходными данными программы являются:

минимальные токи, необходимые для обеспечения одночасовой плавки при наихудших и средних метеоусловиях по [6];

максимальный допустимый ток ПГ для наихудших условий охлаждения и время плавки для него;

рекомендуемый расчетный ток ПГ и длительность плавки при нем для средних метеоусловий по [6];

максимальный допустимый ток и время плавки для заданных пользователем метеоусловий;

значение времени ПГ при заданном в диалоге токе ПГ или значение тока ПГ при заданном пользователем времени ПГ для заданных пользователем метеоусловий (обрабатывается любое число запросов).

Достоверизация программы выполнена по данным, приведенным в [3] для различных марок и диаметров проводов, видов гололедно-изморозевых образований и диаметров гололедной муфты. Наибольшие расхождения лежат в пределах 2÷5 мин. для длительности ПГ при заданных токах плавки.

Программа удобна и проста в обращении, предъявляет минимальные требования к объему входной информации, квалификации пользователя и объему оперативной и дисковой памяти ЭВМ (рабочая программа с исходным и выходным файлами занимает менее 80 кбайт).

Реальное время получения результатов с помощью этой программы практически определяется временем корректировки одной строки данных на экране и временем печати одной страницы протокола, если он нужен.

Выводы. 1. Выполнение плавки гололеда на проводах ВЛ 10—110 кВ без перерывов электроснабжения потребителей по методу резонанса токов на промышленной частоте целесообразно в сетях радиальной конфигурации при отсутствии резервных источников питания, где применение других способов ПГ потребовало бы отключения потребителей.

Наряду с обеспечением бесперебойного энергоснабжения существенными достоинствами нового способа ПГ являются:

экономичность процесса плавки благодаря локализации больших токов на обогреваемых участках электропередачи;

одновременный и одинаковый обогрев проводов всех трех фаз линии;

отсутствие искажений симметрии трехфазного режима в сети (отсутствие токов и напряжений обратной и нулевой последовательностей); обеспечение высокого качества напряжения у потребителей во время плавки гололеда;

возможность выполнения ПГ с использованием обычных серийных ИРМ, таких как шунтирующие реакторы и батареи статических конденсаторов;

нечувствительность защит обратной и нулевой последовательностей и дифференциально-фазных защит к протеканию токов ПГ при сохранении их селективности и чувствительности к повреждениям в сети;

простота и очень малое время сборки и разборки схемы плавки гололеда;

возможность опробования устройства ПГ в любое время года.

2. Применение способа возможно на проводах ВЛ 10, 35, 110 кВ практически любой длины в радиальных сетях без вывода линий из работы и без ограничения или отключения нагрузки. Практическое применение способа будет определяться экономическими критериями — сопо-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ставлением затрат на сооружение УПГ и ущербов при ПГ с отключением потребителей, ущербов от возможных гололедных аварий или затрат на реконструкцию существующих ВЛ. При этом должна быть учтена возможность использования части мощности ИРМ из устройств ПГ для регулирования напряжения и снижения потерь в сети в нормальных режимах.

Простота и техническое совершенство способа позволяют надеяться, что он станет одним из обычных штатных способов борьбы с гололедно-ветровыми авариями в электрических сетях.

3. Для оперативных расчетов времени и допустимого тока плавки гололеда в зависимости от конкретных метеорологических условий рекомендуется использовать программу TOKPG.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Усманов Ф.Х., Лифшиц Ф.Л.** Обеспечение надежности работы ВЛ в гололедных зонах. — Электрические станции, 1986, № 4.

2. **Патент РФ № 1823933.** Линия электропередачи / К.С. Дмитриев, Я.Е. Гоник. — Опубл. в БИ, 1993, № 23.

3. **Методические** указания по плавке гололеда переменным током. Ч.1. МУ 34-70-027-82. — М.: СПО Союзтехэнерго, 1983.

4. **Методика** расчета предельных токовых нагрузок по условиям нагрева проводов для действующих линий электропередачи. МТ 34-70-037-87. — М.: СПО Союзтехэнерго, 1987.

5. **Холмский Д.В., Ланда М.Л., Нарожный В.Б.** Определение допустимых отклонений напряжения асинхронных двигателей при плавке гололеда. — В кн.: Плавка гололеда в электрических сетях. Материалы всесоюзного совещания. — Львов: Изд. Львовского ун-та, 1970.

6. **Никитина Л.Г., Рудакова Р.М.** О выборе тока плавки гололеда. — Электрические станции, 1992, № 4.

7. **Справочник** по электрическим установкам высокого напряжения / Под ред. И.А. Баумштейна, С.А. Бажанова. — М.: Энергоатомиздат, 1989.

[05.09.96]

Авторы: ***Дмитриев Константин Сергеевич*** *окончил электроэнергетический факультет (ЭЭФ) Московского энергетического института (МЭИ) в 1966 г. В 1976 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме «Методы исследования групп нелинейных трансформаторов тока в релейной защите». Главный специалист института «Энергосетьпроект».*

Гоник Яков Ефимович *окончил ЭЭФ МЭИ в 1954 г. В 1976 г. защитил в Энергетическом институте им. Г.М. Кржижановского кандидатскую диссертацию по теме «Способы выявления асинхронного хода в энергосистемах». Старший научный сотрудник института «Энергосетьпроект».*

Обеспечение стойкости токоограничивающих реакторов 6—10 кВ при коротких замыканиях

КАНЕВСКИЙ Я.М.

Предложены выражения для количественной оценки отношения модулей токов при двойном замыкании на землю до и после токоограничивающего реактора 6—10 кВ и трехфазном коротком замыкании (КЗ) после реактора в сети с двух- и односторонним питанием. На примерах показано, что двойное замыкание на землю может быть расчетным видом КЗ. Для обеспечения стойкости реакторов в расчетных условиях КЗ предлагается использование сдвоенных реакторов в продольном режиме вместо одинарных.

Ключевые слова: *электрическая сеть, токоограничивающий реактор, короткие замыкания, расчет*

Formulae are proposed for numerical estimating the ratio of current moduluses under a double ground fault before and affer a 6—10 kV current-limiting reactor as well as under a three-phase fault after the reactor in a network with two-way and one-way power supply. It is shown that a double ground fault can be a design form of a fault. To ensure stability of reactors under design fault conditions it is recommended to use instead of single reactors centre-tap reactors in longitudinal regime.

Key words: *electrical network, current-limiting ractor, faults, calculation*

В схемах с двухсторонним питанием токоограничивающие реакторы применяют для ограничения тока КЗ в качестве секционных линейных на линиях связи ТЭЦ с системой, а также на стороне низшего напряжения повышающих трансформаторов на генераторном напряжении 6—10 кВ ТЭЦ (рис. 1).

В связи с односторонним питанием линейные реакторы применяют на отходящих потребительских линиях (рис. 1,*а*), на ответвлениях генераторного напряжения от блоков генератор—трансформатор ТЭЦ и в цепях низшего напря-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

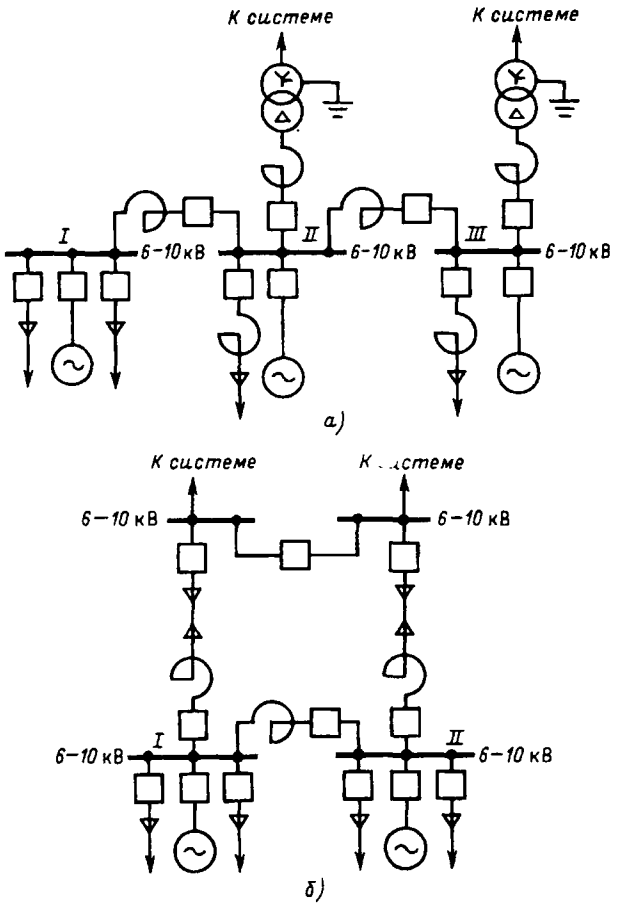


Рис. 1. Примеры схем включения одинарных реакторов на ТЭЦ с ГРУ 6—10 кВ

жения понижающих трансформаторов подстанций.

Возможны схемы ТЭЦ как с отсутствием (рис. 1,*б*), так и с наличием линейных ректоров (рис. 1,*а*) на линиях с односторонним питанием. В случаях одностороннего питания наряду с радиальной сетью с односторонним питанием относится также каскадное действие защит с двух сторон.

В статье приведены полученные в общем виде выражения для сравнения модулей токов в фазах при металлическом двойном замыкании на землю ($З^{(1+1)}$) до и после реактора и металлическом трехфазном КЗ ($K^{(3)}$) после реактора с двухсторонним и, в частном случае, с односторонним питанием для определения расчетных условий КЗ элементов электроустановки. В этом случае при необходимости возможно повысить электродинамическую стойкость реакторов путем использования сдвоенных реакторов в продольном режиме работы. Отметим, что в [1] расчетные условия трактуются как наиболее тяжелые, но достаточно вероятные в условиях эксплуатации, в которых может оказаться рассматриваемый элемент электроустановки при различного вида КЗ.

При $I^{(1+1)} > I^{(3)}$ $З^{(1+1)}$ рассматривается как расчетное условие. Выражения для определения симметричных составляющих фаз A и полных значений токов и напряжений при металлическом $З^{(1+1)}$ на одиночной линии с двухсторонним питанием в сети с изолированной нейтралью для случая, когда оба места замыкания на землю располагаются на одном или смежных участках одной линии, приведены в [2, 3].

В статье используются следующие обозначения: $\dot{E}_A$, $\dot{E}_B$, $\dot{E}_C$ — электродвижущие силы генераторов (систем) соответственно в фазах A, B, C; $X_р$ — номинальное индуктивное сопротивление прямой последовательности одинарного реактора; $X_с$ — индуктивное сопротивление прямой последовательности генератора (системы) схемы с одним источником питания (рис. 2); $X_{сI}$, $X_{сII}$ — индуктивные сопротивления прямой последовательности генераторов (систем) для источников отдельных сторон (I, II) в схеме (рис. 3); n_I, n_{II} — отношения индуктивных сопротивлений прямой последовательности реактора и генераторов ($n_I=X_р/X_{сI}$; $n_{II}=X_р/X_{сII}$) для источников отдельных сторон (I, II); $\dot{I}_M^{(3)}$, $\dot{I}_N^{(3)}$ — токи при $K^{(3)}$ в точках M и N соответственно в фазах A, B, C ($\dot{I}_{AM}^{(3)}$, $\dot{I}_{BM}^{(3)}$, $\dot{I}_{CM}^{(3)}$, $\dot{I}_{AN}^{(3)}$, $\dot{I}_{BN}^{(3)}$, $\dot{I}_{CN}^{(3)}$); $\dot{I}_{HM}^{(3)}$, $\dot{I}_{LN}^{(3)}$ — токи при $K^{(3)}$ в точках M и N соответственно в фазах A, B, C на участках HM и LN ($\dot{I}_{A\,HM}^{(3)}$, $\dot{I}_{B\,HM}^{(3)}$, $\dot{I}_{C\,HM}^{(3)}$, $\dot{I}_{A\,LN}^{(3)}$, $\dot{I}_{B\,LN}^{(3)}$, $\dot{I}_{C\,LN}^{(3)}$); $\dot{I}_{HN}^{(3)}$, $\dot{I}_{LM}^{(3)}$ — токи при $K^{(3)}$ в точках M и N соответственно в фазах A, B, C на участках HM—MN и LN—NM ($\dot{I}_{A\,HN}^{(3)}$, $\dot{I}_{B\,HN}^{(3)}$, $\dot{I}_{C\,HN}^{(3)}$, $\dot{I}_{A\,LM}^{(3)}$, $\dot{I}_{B\,LM}^{(3)}$, $\dot{I}_{C\,LM}^{(3)}$); $\dot{I}_{BM}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{CN}^{(1+1)}$ — токи при $З^{(1+1)}$ фазы B в точке M и фазы C в точке N; $\dot{I}_{HM}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{MN}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{LN}^{(1+1)}$ — токи при $З^{(1+1)}$ фазы B точке M и фазы C в точке N соответственно в фазах A, B, C на участках HM, MN, LN ($\dot{I}_{A\,HM}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{B\,HM}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{C\,HM}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{A\,MN}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{B\,MN}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{C\,MN}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{A\,LN}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{B\,LN}^{(1+1)}$, $\dot{I}_{C\,LN}^{(1+1)}$); $\dot{I}_{0M}^{(1+1)}$ — ток нулевой последовательности в месте M замыкания на землю фазы B при $З^{(1+1)}$; $3\dot{I}_{0M}^{(1+1)}$ — утроенный ток нулевой последовательности в месте M замыкании на землю фазы B при $З^{(1+1)}$; $3\dot{I}_{0N}^{(1+1)}$ — утроенный ток нулевой последовательности в месте N замыкания на землю фазы C при $З^{(1+1)}$; $a=e^{j\,120°}=-0{,}5+j\frac{\sqrt{3}}{2}$ — оператор фазы; $a^2=e^{j\,240°}=-0{,}5-j\frac{\sqrt{3}}{2}$; $a^2-a=\sqrt{3}\,e^{j\,270°}=-j\sqrt{3}$.

Токи в фазах показаны в табл. 1.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

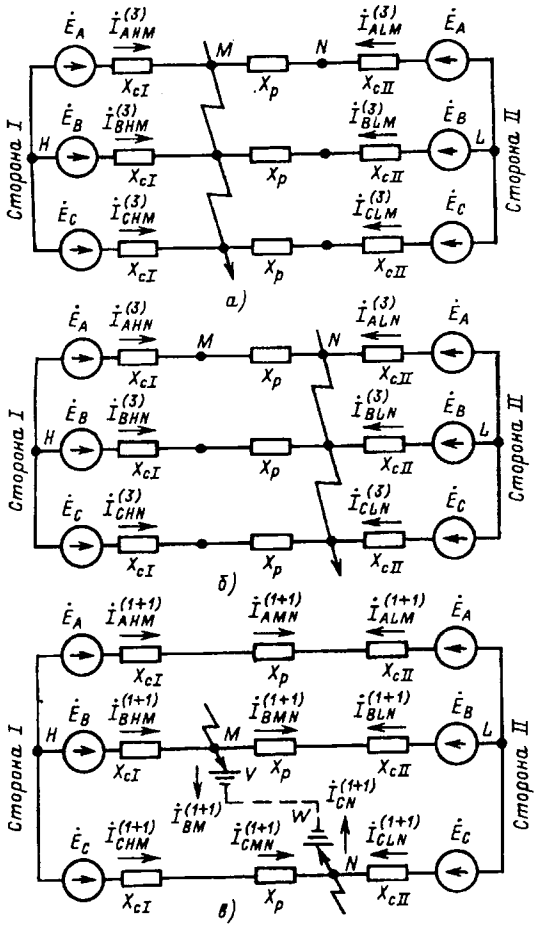


Рис. 2. Трехлинейные схемы замещения для определения величин фазных токов при одностороннем питании мест повреждения

Токи выражены через параметры схемы и ток нулевой последовательности $\dot{I}_{0M}$. Для упрощения полные сопротивления отдельных элементов схем замещения приняты за индуктивные. Все выводы сделаны в предположении равенства сопротивлений прямой и обратной последовательностей всех элементов сети и равенства электродвижущих сил источников питания по модулю и по фазе, что значительно упрощает расчетные выражения.

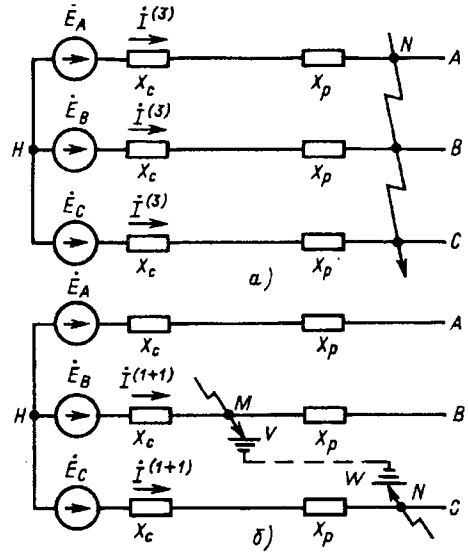


Рис. 3. Трехлинейные схемы замещения для определения значений фазных токов при двухстороннем питании мест повреждения

Трехлинейные схемы замещения для цепи с двухсторонним питанием представлены на рис. 3.

В табл. 2 приводятся выведенные выражения для сравнения модулей токов в фазах при металлическом $3^{(1+1)}$ до и после реактора и металлическом $K^{(3)}$ после реактора с двухсторонним питанием для определения расчетного вида повреждения. Полученные выражения содержат только значения n_I и n_{II} и определены без вычисления токов симметричных составляющих.

При выводе выражений табл. 2 модули токов в фазах при металлическом $3^{(1+1)}$ в точках M

Таблица 1

Участок	Токи в фазах по рис. 3		
	$\dot{I}_A$	$\dot{I}_B$	$\dot{I}_C$
HM	$\dot{I}_{A\,HM}^{(1+1)}=-\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{X_p}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$	$\dot{I}_{B\,HM}^{(1+1)}=\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{2X_p+3X_{cII}}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$	$\dot{I}_{C\,HM}^{(1+1)}=-\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{X_p+3X_{cII}}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$
MN	$\dot{I}_{A\,MN}^{(1+1)}=-\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{X_p}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$	$\dot{I}_{B\,MN}^{(1+1)}=\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{3X_{cI}+X_p}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$	$\dot{I}_{C\,MN}^{(1+1)}=-\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{X_p+3X_{cII}}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$
LN	$\dot{I}_{A\,LN}^{(1+1)}=\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{X_p}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$	$\dot{I}_{B\,LN}^{(1+1)}=\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{3X_{cI}+X_p}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$	$\dot{I}_{C\,LN}^{(1+1)}=-\dot{I}_{0M}^{(1+1)}\dfrac{3X_{cI}+2X_p}{X_{cI}+X_p+X_{cII}}$
MV	0	$\dot{I}_{B\,M}^{(1+1)}=3\dot{I}_{0M}^{(1+1)}$	0
NW	0	0	$\dot{I}_{C\,N}^{(1+1)}=-3\dot{I}_{0M}^{(1+1)}$

Примечание: $\dot{I}_{0M}^{(1+1)}=\dfrac{\dot{E}_A(a^2-a)(X_{cI}+X_p+X_{cII}}{(X_{cI}+X_p+X_{cII})+6X_{cI}X_{cII}+2X_p(X_{cI}+X_{cII}}$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 2

Участок	Отношение модулей токов в фазах по рис. 3		
	фаза *A*	фаза *B*	фаза *C*
HM	$\frac{I_{A\,HM}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(n_I n_{II} + n_{II})}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$	$\frac{I_{B\,HM}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(3n_I + 2n_I n_{II} + 2n_{II} + 3)}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$	$\frac{I_{C\,HM}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(3n_I + n_I n_{II} + n_{II} + 3)}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$
MN	$\frac{I_{A\,MN}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{I_{A\,HM}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}}$; $\frac{I_{A\,MN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{I_{A\,LN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}}$	$\frac{I_{B\,MN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{I_{B\,LN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}}$	$\frac{I_{C\,MN}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{I_{C\,HM}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}}$
LN	$\frac{I_{A\,LN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(n_I + n_I n_{II})}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$	$\frac{I_{B\,LN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 3)}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$	$\frac{I_{C\,LN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(2n_I + 2n_I n_{II} + 3n_{II} + 3)}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$
MV	0	$\frac{I_{B\,M}^{(1+1)}}{I_{M}^{(3)}} = \frac{3I_{0M}^{(1+1)}}{I_{M}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(3n_{II} + 3)}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$	0
NW	0	0	$\frac{I_{C\,N}^{(1+1)}}{I_{N}^{(3)}} = \frac{3I_{0N}^{(1+1)}}{I_{N}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(3n_I + 3)}{3n_I + n_I n_{II} + 3n_{II} + 6}$

и N принимаются из табл. 1. Деля модуль фазного тока $I^{(1+1)}$ на модуль тока при металлическом $K^{(3)}$ после реактора $I^{(3)}$ и умножая полученное выражение на $X_I X_{II}/X_I X_{II}$, получаем формулы в табл. 2, выраженные через n_I и n_{II}. При $3^{(1+1)}$ на линии с двухсторонним питанием по неповрежденной (особой) фазе A также протекает ток $\dot{I}_A^{(1+1)}$.

Отметим, что из выражений табл. 2 следует, что при двух- и одностороннем питании цепей с реакторами $I^{(1+1)}$ можно определить по значению $I^{(3)}$.

Рассмотрим токи при $3^{(1+1)}$ до и после токоограничивающего реактора и токи при $K^{(3)}$ после реактора при одностороннем питании мест повреждения. Следует отметить, что в энергосистемах большинство реакторов используется в качестве линейных с односторонним питанием.

В сети с двумя источниками (рис. 3) режим одностороннего питания имеет место при $n_{II}=0$ ($X_{cII}=\infty$) или при $n_I=0$ ($X_{cI}=\infty$). Формулы для определения отношения токов $I^{(1+1)}/I^{(3)}$ для сети, приведенной на рис. 3, при отключении одного из источников питания получены путем преобразования выражений из табл. 2 и при-

Таблица 3

Участок	Отношение модулей токов в фазах по рис. 3 при одностороннем питании		
	фаза *A*	фаза *B*	фаза *C*
Одностороннее питание со стороны I ($X_{cII}=\infty$; $n_{II}=0$)			
HM	0	$h_I = \frac{I_{B\,HM}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(1+n_I)}{2+n_I}$	$h_I = \frac{I_{C\,HM}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(1+n_I)}{2+n_I}$
MN	0	0	$h_I = \frac{I_{C\,MN}^{(1+1)}}{I_{HN}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(1+n_I)}{2+n_I}$
Одностороннее питание со стороны II ($X_{cI}=\infty$; $n_I=0$)			
LN	0	$h_{II} = \frac{I_{B\,LN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(1+n_{II})}{2+n_{II}}$	$h_{II} = \frac{I_{C\,LN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(1+n_{II})}{2+n_{II}}$
MN	0	$h_{II} = \frac{I_{B\,MN}^{(1+1)}}{I_{LM}^{(3)}} = \frac{\sqrt{3}\,(1+n_{II})}{2+n_{II}}$	0

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

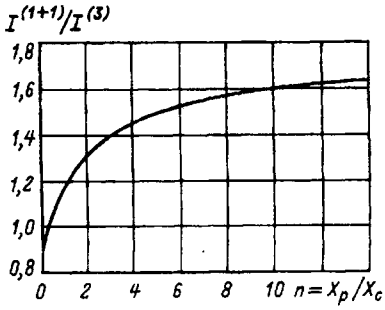


Рис. 4. График изменения отношения токов при двойном замыкании на землю до и после реактора и трехфазном КЗ после реактора в зависимости от значения X_p/X_c при одностороннем питании мест повреждения

водятся также в [4]. Полученные выражения даются в табл. 3.

Трехлинейные схемы замещения радиальной линии с одним источником питания приведены на рис. 2.

В сети с односторонним питанием ток в фазе A при $3^{(1+1)}$ отсутствует (табл. 3 и рис. 2). По выражениям табл. 3 вычислены отношения $I^{(1+1)}/I^{(3)}$ для различных значений n.

По полученным результатам построена зависимость $I^{(1+1)}/I^{(3)}=f(n)$ (рис. 4), из которой следует, что с увеличением значения n увеличивается значение отношения токов.

Из табл. 3 и рис. 4 следует, что при $n=0{,}366$ $I^{(1+1)}=I^{(3)}$, при $n>0{,}366$ $I^{(1+1)}>I^{(3)}$ и при $n<0{,}366$ $I^{(1+1)}<I^{(3)}$. Наименьшее значение $I^{(1+1)}=\frac{\sqrt{3}}{2}\,I^{(3)}$ имеет место при $n=0$ ($X_p=0$), когда $3^{(1+1)}$ переходит в двухфазное КЗ ($K^{(2)}$), а наибольшее значение $I^{(1+1)}=\sqrt{3}\,I^{(3)}$ будет при $n=\infty$ ($X_c=0$).

Сравнение токов в режимах двух- и одностороннего питания на элементах сети с двухсторонним питанием позволяет определить, какой из указанных режимов является расчетным при выборе высоковольтной аппаратуры.

Рассматривается расчет токов и определение отношения модулей токов при металлическом $3^{(1+1)}$ до и после реактора и $K^{(3)}$ после реактора с двух- или односторонним питанием. На рис. 3 приведены схемы замещения для исходной схемы одиночного секционного реактора, последовательно включенного с двумя секциями сборных шин 10 кВ электростанции, т.е. при двухстороннем питании мест повреждения. Задаемся исходными данными для расчета: $\dot{E}_A=j\frac{10.5}{\sqrt{2}}=$ $=j\,6{,}062$ кВ; $X_p=j\,0{,}35$ Ом; сопротивления систем $X_{cI}=j\,0{,}10$ Ом; $X_{cII}=j\,0{,}20$ Ом; $n_I=\frac{0.35}{0.10}==3{,}5$; $n_{II}=\frac{0.35}{0.20}=1{,}75$.

По табл. 2 были вычислены значения отношений модулей токов $I^{(1+1)}/I^{(3)}$ на участках схемы и в местах двойного замыкания на землю при двухстороннем питании (здесь не приводятся).

Из анализа полученных данных следует, что ток $I^{(1+1)}$ в неповрежденной (особой) фазе A меньше тока $I^{(3)}$ за реактором. Для проверки был произведен расчет токов КЗ по выражениям табл. 1.

Отношения токов, определенные по выражениям табл. 1, соответствовали значениям, полученным по выражениям табл. 2 (здесь не приводятся). По выражениям табл. 3 были вычислены значений отношений модулей токов $I^{(1+1)}/I^{(3)}$ на участках сети и в местах двойного замыкания на землю при одностороннем питании.

Из анализа полученных результатов следует, что для участков цепи с поврежденными фазами B и C при двух- или одностороннем питании $I^{(1+1)}/I^{(3)}>1$.

Случаи повреждения токоограничивающих реакторов 6—10 кВ в эксплуатации при $3^{(1+1)}$ до и после реактора с односторонним питанием приведены в [5], где дается также анализ причин повреждений реакторов. Анализ показывает, что в цепях с реакторами возможно возникновение более тяжелого для реакторов и аппаратов режима, чем $K^{(3)}$.

В ряде публикаций [6, 7] отмечается, что в сетях, содержащих токоограничивающие реакторы, перенапряжения могут иметь резонансный характер и отличаться очень высоким уровнем, существенно большим, чем при обычных замыканиях на землю (около $3U_ф$). В расчетах и экспериментах на моделях были получены, например, результаты в 4,0—4,5$U_ф$. Такие перенапряжения с высокой степенью вероятности могут приводить к появлению двойных замыканий на землю, особенно у оборудования с пониженным уровнем изоляции (у кабелей и электродвигателей собственных нужд электростанций). Последствия $3^{(1+1)}$ в сетях с токоограничивающими реакторами нередко оказываются весьма тяжелыми, так как велики токи КЗ.

Следует подчеркнуть, что замыкания на землю ($3^{(1)}$) в распределительных сетях 6—35 кВ составляют не менее 75% общего числа повреждений. Часты случаи развития $3^{(1)}$ в многоместные замыкания с тяжелыми аварийными последствиями. Примерно 80% $3^{(1)}$ переходят в междуфазные КЗ: от действия заземляющей дуги приблизительно 35%, а от перенапряжений — 65%. Это соотношение приблизительно одинаково как для воздушных, так и для кабельных сетей [8].

В количественном отношении $K^{(3)}$ составляет

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

примерно 5% общего числа повреждений, но их принято учитывать для сетей всех видов и напряжений. Представляется, что может быть оправдан и учет режима $3^{(1+1)}$ до и после токоограничивающего реактора.

Известно, что в ПУЭ [9] в части расчетного вида КЗ согласно параграфам 1.4.5 и 1.4.6 для определения электродинамической стойкости аппаратов и выбора аппаратов по коммутационной способности следует принимать $K^{(3)}$ (в сетях с малыми токами замыкания на землю), а со случаями одновременного замыкания на землю различных фаз в двух разных точках схемы допустимо не считаться. Однако в [9] рассматривается расположение обоих мест замыкания на землю за реакторами на различных линиях или на одном или смежных участках одной линии, а двойное замыкание на землю до и после реактора не учитывается.

В основе требований [10] в части стойкости ректоров при КЗ за расчетный режим принято также $K^{(3)}$. По данным [10] для одинарных реакторов допустимое действующее значение периодической составляющей тока КЗ должно определяться по формуле

$$I_{\text{к.доп}} = \frac{U_{\text{ном}}}{\sqrt{3}\,X_{\text{р}} + \dfrac{U_{\text{ном}}}{I_{\text{с}}}}, \qquad (1)$$

где $U_{\text{ном}}$ — класс напряжения реактора, кВ; $X_{\text{р}}$ — номинальное индуктивное сопротивление прямой последовательности одинарного реактора, Ом; $I_{\text{ном}}$ — поминальный ток реактора, кА; $I_{\text{с}}$ — установившийся условный ток КЗ в сети без реактора в том месте, где реактор должен устанавливаться, при номинальном напряжении сети, соответствующему классу напряжения реактора, кА; ($I_{\text{к.доп}}$ по [10] (не более $25I_{\text{ном}}$).

Значение $I_{\text{с}}$ должно быть: 125 кА — для всех реакторов с горизонтальным расположением фаз и для всех реакторов с номинальным током, равным или больше 1000 А, при номинальном индуктивном сопротивлении, равном или превышающем 0,25 Ом; 90 кА — для реакторов с вертикальным и ступенчатым расположением фаз с номинальным током меньше 1000 А при номинальном индуктивном сопротивлении, равном или превышающем 0,4 Ом; 70 кА — для всех остальных реакторов.

Максимальное мгновенное значение тока электродинамической стойкости для одинарных реакторов, а также для сдвоенных реакторов при протекании тока в одной ветви (кА), применительно к которому выполняются расчеты и проводятся испытания на электродинамическую стойкость, должно определяться по формуле

$$i_{\text{дин}} = 2{,}55\,I_{\text{к.доп}}. \qquad (2)$$

Например, для реактора тина РБГ 10-1600-0,35 ($U_{\text{ном}}$=10 кВ, $I_{\text{ном}}$=1600 А, $X_{\text{р}}$=0,35 Ом, $i_{\text{дин}}$=37 кА, $\Delta P_{\text{ном}}$=11 кВт па фазу)[1] согласно [10] при $K^{(3)}$ [5, 10]

$$I_{\text{к.доп}} = \frac{10}{\sqrt{3}\cdot 0{,}35 + \dfrac{10}{125}} = 14{,}573 \text{ кА},$$

а согласно (2)

$$i_{\text{дин}} = 2{,}55\cdot 14{,}573 = 37{,}161 \text{ кА} \approx 37 \text{ кА}.$$

По [5]

$$X_{\text{с}} = \frac{U_{\text{ном}}}{\sqrt{3}\,I_{\text{с}}} = \frac{10}{\sqrt{3}\cdot 125} = 0{,}04619 \text{ Ом} —$$

индуктивное сопротивление системы в схеме замещения (рис. 2), которому соответствует установившийся условный ток КЗ в точке M, равный $I_{\text{с}}$=125 кА [10];

$n=\dfrac{0{,}35}{0{,}04619}=7{,}5774$; отношение токов

$h=\dfrac{I^{(1+1)}}{I_{\text{к.доп}}}=\dfrac{\sqrt{3}\,(1+7{,}5774)}{2+7{,}5774}=1{,}551$;

$I^{(1+1)}=1{,}551\cdot 14{,}573=22{,}603$ кА $>I_{\text{к.доп}}=14{,}573$ кА;

$i_{\text{уд}}^{(1+1)}=2{,}55\cdot 22{,}603=57{,}638$ кА $>$ $i_{\text{дин}}=37$ кА.

Следовательно, реактор РБГ 10-1600-0,35 — динамически стойкий при максимально допустимом токе трехфазного КЗ, равном 14,573 кА, при двойном замыкании на землю до и после реактора и соответствующем $X_{\text{с}}$=0,04619 Ом не имеет электродинамической стойкости. Значение тока $I^{(1+1)}$ через одну из обмоток реактора существенно превышает допустимое.

Необходимо отметить, что для практических расчетов принимают среднее значение ударного коэффициента $K_{\text{уд}}$=1,8. Тогда значение $\sqrt{2}\,K_{\text{уд}}$= =2,55 считают одним и тем же для всех участков сети. Среднее значение $K_{\text{уд}}$ соответствует отношению результирующих индуктивного и активного сопротивлений цепи КЗ, равному 15, а постоянная времени затухания апериодической составляющей тока КЗ $T_{\text{а}}$=0,045 с. Считается, что ударный ток наступает через 0,01 с после начала КЗ.

При точных расчетах ударных токов КЗ значение $K_{\text{уд}}$ определяется в зависимости от отношения $X_{\text{к}\Sigma}/R_{\text{к}\Sigma}$ и находится в пределах $1<K_{\text{уд}}<2$. Значение $\sqrt{2}\,K_{\text{уд}}$ может быть меньше и больше 2,55 и не является константной для разных участков сети. Отметим, что для схемы по рис. 2 при $K^{(3)}$ за реактором в точке N выражение для $T_{\text{а}}^{(3)}$ будет [4, 11]:

[1] Паспортные данные з-да «Энергоатоматика» (г. Рига). 1986 г.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$T_{а}^{(3)} = \frac{X_{к\Sigma}}{\omega R_{к\Sigma}} = \frac{X_{с} + X_{р}}{\omega (R_{с} + R_{р})}, \qquad (3)$$

где $R_{с}$ — активное сопротивление генератора (системы) относительно точки M; $R_{р}$ — активное сопротивление обмотки реактора; $R_{к\Sigma}=R_{с}+R_{р}$ — результирующее активное сопротивление до места КЗ за реактором в точке N; ω — синхронная угловая частота напряжения сети.

Результирующее активное сопротивление схемы находим полагая все реактивные сопротивления равными нулю.

Как общий путь решения задачи определения $T_{а}$ и, следовательно, $K_{уд}$ при $З^{(1+1)}$, покажем решение с использованием метода симметричных составляющих. Для схемы на рис. 2 принято равенство реактивных сопротивлений прямой и обратной последовательностей для системы $X_{1с}=X_{2с}$ и для реактора $X_{1р}=X_{2р}$. Замыкание $З^{(1+1)}$ до и после реактора можно рассматривать как $K^{(2)}$, фазы которого имеют одинаковые сопротивления $X_{с}+X_{р}/2$. Точки M и N перемещаются по реактору в разных направлениях. Таким приемом несимметричный участок трехфазной сети приводится к симметричному. Введение сопротивления $X_{р}/2$ в фазу A не меняет условий замыкания, поскольку ток в фазе A отсутствует [4].

При $K^{(2)}$ согласно правилу эквивалентности прямой последовательности

$$X_{к\Sigma} = X_{1\Sigma}+X_{2\Sigma}=2X_{с}+X_{р}; \qquad R_{к\Sigma} = 2R_{с}+R_{р}.$$

Искомая постоянная времени

$$T_{а}^{(1+1)} = \frac{2X_{с} + X_{р}}{\omega (2R_{с} + R_{р})}. \qquad (4)$$

Ударный коэффициент определяется по выражению

$$K_{уд} = 1 + e^{-\frac{0,01}{T_{а}}}, \qquad (5)$$

а ударный ток

$$i_{уд} = \sqrt{2}\, IK_{уд}. \qquad (6)$$

Далее приводятся для сравнения результаты точного подсчета ударного тока КЗ. При $K^{(3)}$

$$X_{к\Sigma}=0,04619+0,35=0,39619 \text{ Ом};$$

$$R_{к\Sigma}=0,000315+0,00429=0,004605 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление генератора принято 0,000315 Ом, а активное сопротивление реактора составляет $R_{р} = \frac{11000}{1600^{2}} = 0,00429$ Ом; $Z_{к\Sigma} = 0,396217$ Ом. Начальное действующее значение периодической составляющей тока трехфазного КЗ

$$I^{(3)} = \frac{10}{\sqrt{3}\cdot 0.396217} = 14,572 \text{ кА}.$$

Следует отметить, что при $X_{к\Sigma} \gg R_{к\Sigma}$ можно пренебречь значением активного сопротивления цепи при вычислении $I^{(3)}$ и, соответственно, $I^{(1+1)}$. Отношение $\frac{X_{к\Sigma}}{R_{к\Sigma}}=86,0347$.

По выражению (3) $T_{а}^{(3)}=0,274$ с, а по (5) $K_{уд}^{(3)}=1,96416$.

Ударный ток $K^{(3)}$

$$i_{уд}^{(3)}=\sqrt{2}\cdot 14,572\cdot 1,96416=40,477 \text{ кА}.$$

При $З^{(1+1)}$

$$I^{(1+1)} = 1,551\cdot 14,572=22,601 \text{ кА};$$

$$\frac{X_{к\Sigma}}{R_{к\Sigma}} = \frac{2\cdot 0,04619 + 0.35}{2\cdot 0,000315 + 0.00429} = 89,915.$$

Согласно (4) $T_{а}^{(1+1)}=0,286$ с, а по (5) $K_{уд}^{(1+1)}=1,96563$.

Ударный ток $i_{уд}^{(1+1)}=\sqrt{2}\cdot 22,601\cdot 1,96563=62,827$ кА.

В зависимости от типа реактора значение h находится в диапазоне от 1,3 до 1,6 [5].

При протекании токов двойного замыкания на землю, превышающих на 20—40% нормируемое значение $I_{к.доп}$, длительностью от 0,5 с и более в обмоточном проводе реактора возникают характерные повреждения, имеющие вид каверн, образующихся, как правило, на крайних витках реактора при выходе провода из бетонной колонки [5].

Таким образом, повреждения реакторов вызваны возможностью длительной работы сетей 6—19 кВ при наличии замыкания одной из фаз на землю с последующим переходом в двойное замыкание на землю до и после реактора, что приводит к протеканию через одну из обмоток реактора тока КЗ, превышающего нормированное значение. Положение усугубляется тем, что токовые защиты присоединений отключают $З^{(1+1)}$ с длительной выдержкой времени.

Далее рассматриваются примеры расчетов токов для цепей с реактором при одностороннем питании места повреждения, которые показывают, что $З^{(1+1)}$ до и после реактора часто является более тяжелым режимом для реактора и оборудования, чем $K^{(3)}$ (рис. 5).

Пример 1. Схема первичных соединений ТЭЦ с блоками приведена в примере 1 из [12] и воспроизведена на рис. 5,*а* данной статьи. Реактор на ответвлении принят типа РБГ 10-1600-0,35.

Расчет токов КЗ производится в именованных единицах, приведенных к напряжению 10,5 кВ.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

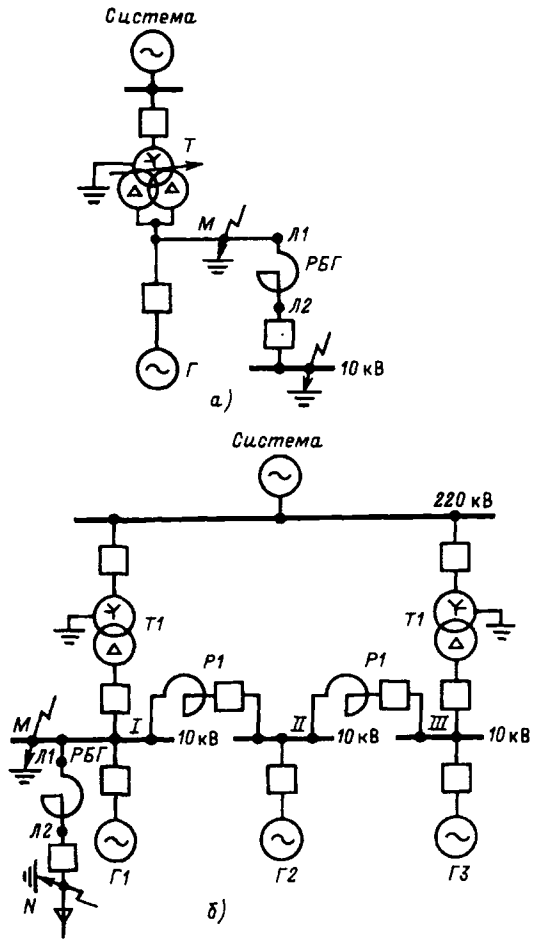


Рис. 5. Примеры схем включения в цепях нагрузки на ТЭЦ: одинарных реакторов (*а*) и сдвоенных реакторов в продольном режиме работы (*б*): *T* — ТРДЦН-125000/110; S_{T1}=125 МВ·А; $U_к$=11%; $P_г$=100 МВт; реактор РБГ-10-1600-0.35У3 ($X_р$=0,35 Ом); *T2* — S_{T2} = 125 МВ·А; $U_к$=10.5%; $P_{г1}=P_{г2}=P_{г3}$=100 МВт; $X_{р1}$=0.18 Ом

В примере 1 из [12] принято $X_с$=0,0618 Ом, а $X_р$=0,35 Ом. При расчете тока $K^{(3)}$ за реактором в точке *N*

$$X_{к\Sigma}=0{,}0618+0{,}35=0{,}4118 \text{ Ом};$$

$$I^{(3)}=14{,}721 \text{ кА} > 14{,}573 \text{ кА};$$

$$i_{уд}^{(3)}=2{,}55\cdot 14{,}721=37{,}556 \text{ кА} > i_{дин}=37 \text{ кА}.$$

Реактор не обладает динамической стойкостью при $K^{(3)}$.

При двойном замыкании на землю в точках *M* и *N* (рис. 5,*а*) $n=\frac{0{,}35}{0{,}0618}=5{,}66$; $I^{(1+1)}=$ $=1{,}506\cdot 14{,}721=22{,}169$ кА > 14,573 кА; $i_{уд}^{(1+1)}=$ $=2{,}55\cdot 22{,}169=56{,}531$ кА > 37 кА.

Реактор не обладает динамической стойкостью при $3^{(1+1)}$. Кроме того, так как ток $I^{(1+1)}$ превышает 20 кА, то невозможно сохранить самое легкое коммутационное оборудование за реактором.

В случае отключения генератора блока $X_с$=0,097 Ом (согласно примеру 1 из [12]). При $K^{(3)}$ в точке *N* $X_{к\Sigma}=X_с+X_р=0{,}097+0{,}35=$ $=0{,}447$ Ом; $I^{(3)}=13{,}562$ кА < 14,573 кА; $i_{уд}^{(3)}=$ $=2{,}55\times 13{,}562=34{,}583$ кА < 37 кА.

Реактор обладает динамической стойкостью при $K^{(3)}$ и отключенном генераторе.

При $3^{(1+1)}$ в точках *M* и *N* в режиме отключения генератора блока (рис. 5,*а*)

$$n=3{,}608;\quad I^{(1+1)}=1{,}423\cdot 13{,}562=$$

$$=19{,}299 \text{ кА} > 14{,}573 \text{ кА};$$

$$i_{уд}^{(1+1)}=2{,}55\cdot 19{,}299=49{,}212 \text{ кА} > 37 \text{ кА}.$$

Реактор не обладает динамической стойкостью при $3^{(1+1)}$ в данном режиме.

В [2] был предложен метод обеспечения электродинамической стойкости бетонных реакторов без увеличения индуктивного сопротивления реакторов и без дополнительного ограничения токов КЗ путем установки взамен одного бетонного реактора, ограничивающего ток КЗ, но не обладающего динамической стойкостью, двух последовательно соединенных динамически стойких реакторов, суммарное индуктивное сопротивление которых примерно равно номинальному индуктивному сопротивлению динамически нестойкого реактора.

Однако такое решение требует увеличения площади камер реакторов закрытых распределительных устройств (ЗРУ) 6—10 кВ ТЭЦ, что не всегда представляется возможным (особенно на существующих ТЭЦ) и может привести к уменьшению числа шкафов КРУ для питания отходящих линий.

В [13] предлагалось обеспечить электродинамическую стойкость реакторов при трехфазном КЗ путем использования сдвоенных реакторов в продольном режиме работы и рассматривалось использование сдвоенных реакторов в качестве секционных.

Электродинамическую стойкость линейных токоограничивающих реакторов, устанавливаемых на мощных ТЭЦ, при двойном замыкании на землю до и после реактора и при трехфазном КЗ после реактора рекомендуется обеспечить также путем использования сдвоенных реакторов в продольном режиме работы. Этим достигается уменьшение площади камер реакторов и улучшение компоновки ЗРУ, а также сокращение капиталовложений по сравнению с рекомендацией [12].

Следует иметь в виду, что индуктивное сопротивление всего сдвоенного реактора (при включении обеих ветвей последовательно) в продольном режиме X_1 должно быть примерно равно номинальному индуктивному сопротивлению нестойкого реактора, что обеспечивает такое же ограничение тока КЗ:

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$X_1 = 2(1 + K_{св})X_{0.5}, \quad (7)$$

где $X_{0.5}$ — номинальное индуктивное сопротивление сдвоенного реактора (сопротивление ветви сдвоенного реактора) при протекании тока только по одной ветви (одноцепный режим); $K_{св}$ — коэффициент связи (расчетный $K_{св}$ должен находиться в интервале от 0,4 до 0,6; среднее значение $K_{св.ср}=0,5$).

Вместо реактора РБГ 10-1600-0,35 (см. рис. 5,*а*) в качестве токоограничивающего устройства в схемах по рис. 5,*а* и *б* предлагается включить в цепь сдвоенный реактор типа РБСГ 10-2×1600-0,14 ($U_{ном}=10$ кВ, $I_{ном}=1600$ А, $X_{0.5}=0,14$ Ом, $K_{св}=0,56$), работающий в продольном режиме; $X_1=2(1+0,56)\,0,14=0,44$ Ом.

Значение тока электродинамической стойкости в продольном режиме по данным Рижского завода «Энергоавтоматика» составляет 55 кА, в одноцепном режиме равно 79 кА, в двухцепном (сквозном) режиме составляет 26 кА.

Электродинамическая стойкость сдвоенных реакторов при КЗ отличается в различных режимах, поскольку велики электродинамические силы взаимодействия между ветвями в пределах каждой фазы. В продольном режиме токи в ветвях направлены согласно и электродинамические силы стремятся сблизить ветви между собой. Такой режим не опасен, поскольку каркас работает на сжатие. При одноцепном режиме сдвоенного реактора его электродинамическая стойкость соответствует стойкости одинарного реактора с соответствующими параметрами. В двухцепном режиме при противоположно направленных токах КЗ электродинамические силы стремятся оттолкнуть ветви друг от друга. Сдвоенный реактор не рассчитан на работу в этих условиях. Поэтому сквозной режим при КЗ чрезвычайно опасен и должен быть исключен во избежание повреждения. Электродинамическая стойкость сдвоенных реакторов в этом режиме работы меньше значения $i_{дин}$ в других режимах.

В примере 1 при расчете тока трехфазного КЗ за реактором в точке N (рис. 5,*б*)

$$X_{к\Sigma}=0,0618+0,44=0,5018 \text{ Ом};$$

$$I^{(3)}=12,081 \text{ кА}; \; i_{уд}^{(3)}=2,55\cdot 12,081=$$

$$30,807 \text{ кА} < i_{дин}=55 \text{ кА}.$$

Сдвоенный реактор обладает динамической стойкостью при $K^{(3)}$.

При двойном замыкании на землю в точках M и N

$$n = \frac{0.44}{0.0618} = 7,12, \; I^{(1+1)}=1,542\cdot 12,081 =$$

$$=18,629 \text{ кА}, \; i_{уд}^{(1+1)}=2,55\cdot 18,629=$$

$$=47,504 \text{ кА} < 55 \text{ кА}.$$

Сдвоенный реактор обладает динамической стойкостью при $3^{(1+1)}$.

В случае отключения генератора блока при трехфазном КЗ в точке N

$$X_{к\Sigma} = 0,097 + 0,44 = 0,537 \text{ Ом};$$

$$I^{(3)} = 11,289 \text{ кА}; \; i_{уд}^{(3)} = 2,55\cdot 11,289=$$

$$= 28,787 \text{ кА} < 55 \text{ кА}.$$

Сдвоенный реактор обладает динамической стойкостью при $K^{(3)}$ в режиме отключения генератора блока.

При двойном замыкании на землю в точках M и N в режиме отключения генератора блока

$$n=4,54, \; I^{(1+1)}=1,467\cdot 11,289=16,561 \text{ кА};$$

$$i_{уд}^{(1+1)}=2,55\cdot 16,561=42,231 \text{ кА} < 55 \text{ кА}.$$

Сдвоенный реактор обладает динамической стойкостью при $3^{(1+1)}$ в режиме отключения генератора блока.

Пример 2. Схема первичных соединений ТЭЦ с ГРУ 10 кВ приведена в примере 2 из [12] и на рис. 5,*а*.

Линейный реактор принят типа РБГ 10-1600-0,35. В примере 2 из [12] даны: $X_c=0,05838$ Ом, $X_р=0,35$ Ом. При расчете тока трехфазного КЗ в точке N

$$X_{к\Sigma}=0,40838 \text{ Ом}; \; I^{(3)}=14,844 \text{ кА} > 14,573 \text{ кА};$$

$$i_{уд}^{(3)}=2,55\cdot 14,844=37,852 \text{ кА} > i_{дин}=37 \text{ кА}.$$

Реактор не обладает динамической стойкостью при $K^{(3)}$.

При двойном замыкании на землю в точках M и N (рис. 5,*а*)

$$n=5,995, \; I^{(1+1)}=1,515\cdot 14,844=22,489 \text{ кА} >$$

$$> 14,573 \text{ кА}, \; i_{уд}^{(1+1)} = 2,55\cdot 22,489 =$$

$$= 57,347 \text{ кА} > 37 \text{ кА}.$$

Реактор не обладает динамической стойкостью при $3^{(1+1)}$. Ток $I^{(1+1)}$ превышает 20 кА, и невозможно сохранить самое легкое коммутационное оборудование по способности выключателей включать и отключать ток КЗ.

Взамен одинарного линейного реактора принимается сдвоенный реактор РБСГ 10-2×1600-0,14УЗ ($X_{0.5}=0,14$ Ом; $K_{св}=0,56$; $X_1=0,44$ Ом). При расчете тока трехфазного КЗ в точке N

$$X_{к\Sigma} = 0,05838+0,44=0,4984 \text{ Ом};$$

$$I^{(3)} = 12,163 \text{ кА}; \; i_{уд}^{(3)} = 2,55\cdot 12,163=$$

$$= 31,016 \text{ кА} < i_{дин} = 55 \text{ кА}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Сдвоенный реактор обладает динамической стойкостью при $K^{(3)}$.

При двойном замыкании на землю в точках M и N (рис. 5,*б*)

$$n=7{,}537;\quad I^{(1+1)}=1{,}55\cdot 12{,}163=18{,}853\ \text{кА};$$

$$i_{\text{уд}}^{(1+1)}=2{,}55\cdot 18{,}853=48{,}075\ \text{кА} < 55\ \text{кА}.$$

Сдвоенный реактор обладает динамической стойкостью при $З^{(1+1)}$. Ток $I^{(1+1)}$ меньше 20 кА; можно сохранить самое легкое коммутационное оборудование.

Пример 3. Схема первичных соединений подстанции с понижающими двухобмоточными трансформаторами 115/6,3—6,3 кВ мощностью 40 МВ·А и 63 МВ·А с расщепленной обмоткой низшего напряжения для случая, когда на стороне напряжения 6 кВ установлены одинарные реакторы, приведена в [14, 15] и на рис. 6,*а*, *г*.

Трансформаторы имеют встроенное регулирование напряжения под нагрузкой в нейтрали высшего напряжения (ВН) в пределах ±16% номинального. На трансформаторах с большим диапазоном регулирования напряжения (РНП) регулируется коэффициент трансформации с помощью изменения напряжения стороны ВН, при этом изменяется и сопротивление рассеяния трансформатора, отнесенное к стороне ВН ($X_{\text{тр}}$). Для понижающих трансформаторов 110 кВ при уменьшении коэффициента трансформации ($-\Delta U_{\text{рпн}}$) сопротивление $X_{\text{тр}}$ уменьшается по сравнению со средним его значением, а при увеличении коэффициента трансформации ($+\Delta U_{\text{рпн}}$) — увеличивается [16].

Значения сопротивлений трансформаторов в зависимости от положения регулятора приведены в табл. 4.

Таблица 4

Тип трансформатора	Параметр			
	Степень регулирования $\Delta U_{\text{рпн}}$, %	Напряжение		Индуктивное сопротивление трансформатора $X_{\text{тр}}$, Ом
		номинальное ответвления $U_{\text{вн}}$, кВ	короткого замыкания $U_{\text{к}}$, %	
ТРДН-40000/110	-16	96,58 (минимальное)	9,42 (минимальное)	43,933 (минимальное)
	0	115 (среднее)	10,0 (среднее)	66,125 (среднее)
ТРДН-63000/110	-16	96,58 (минимальное)	9,51 (минимальное)	28,161 (минимальное)
	0	115 (среднее)	10,0 (среднее)	41,984 (среднее)

Расчет токов КЗ производится в именованных

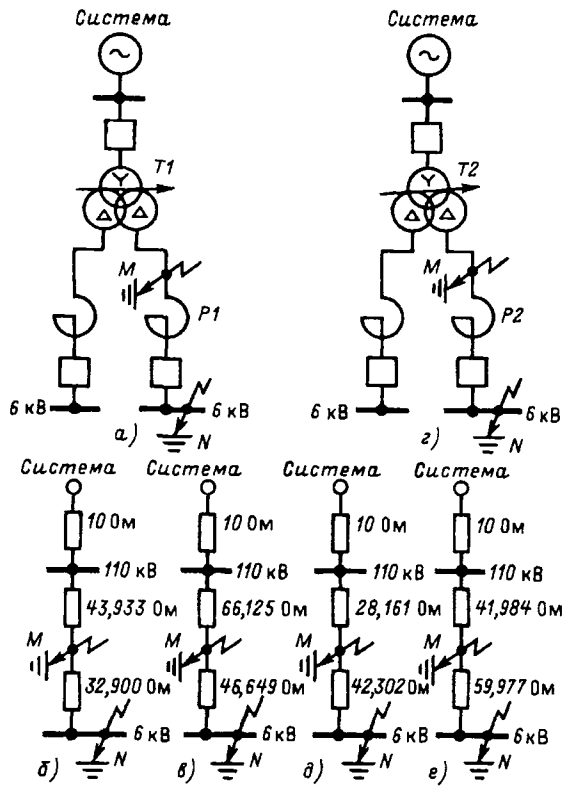


Рис. 6. Примеры схем включения одинарных реакторов в цепях низшего напряжения понижающих трансформаторов подстанции: *T1* —ТРДН-40000/110, 115±16%/6,3 — 6,3 кВ; $U_{\text{к}\min\text{ВН-НН}_1(\text{НН}_2)}=9{,}42\%$ $U_{\text{к.ср ВН-НН}_1(\text{НН}_2)}=10{,}0\%$; *T2* — ТРДН-63000/110; 115±16%/6,3 — 6,3 кВ; $U_{\text{к}\min\text{ВН-НН}_1(\text{НН}_2)}=9{,}51\%$; $U_{\text{к.ср ВН-НН}_1(\text{НН}_2)}=10{,}0\%$; *P1* — РБД10-2500-0,14; $X_{\text{р}1}=0{,}14$ Ом; *P2* — РБДГ 10-4000-0,18; $X_{\text{р}2}=0{,}18$ Ом

единицах, приведенных к напряжению 6,3 кВ. Схема замещения прямой (обратной) последовательности изображена на рис. 6,*б*, *в*, *д*, *е*. Результаты расчетов токов КЗ приведены в табл. 5.

Вычисление максимально возможного тока $I_{\max}^{(3)}$ производится в максимальном режиме питающей системы и сопротивлении $X_{\text{тр}\min}$ [16] при КЗ за реактором в точке N. Реакторы обладают динамической стойкостью при $K^{(3)}$ и $З^{(1+1)}$, так как отношения токов $I^{(1+1)}/I^{(3)}$ немногим больше единицы.

Выводы. 1. Проведенный анализ подтвердил, что в сети с двух- и односторонним питанием токи при двойном замыкании на землю до и после токоограничивающего реактора 6—10 кВ, устанавливаемого, например, на мощных ТЭЦ, могут значительно превышать токи трехфазного КЗ после реактора.

2. Предложенные выражения позволяют легко вычислить отношения модулей фазных токов на всех участках сети и в ответвлениях при двух- и одностороннем питании мест повреждения.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 5

Тип трансформатора	Параметр										
	Степень регулирования	Индуктивное сопротивление, Ом				Отношение		Расчетное напряжение на стороне *ВН* $U_{вн}$, кВ	Ток трехфазного КЗ за реактором в точке *N* (кА), приведенный к стороне		Ток двойного замыкания на землю в точках *M* и *N*, приведенный к стороне *НН*, кА
		трансформатора $x_{тр}$	суммарное		реактора $x_р$	сопротивлений $n=x_р/x_с$	токов $\frac{I^{(1+1)}}{I^{(3)}}=\frac{\sqrt{3}\,(1+n)}{2+n}$		*ВН*	*НН*	
			в точке *M*, $x_с$	в точке *N*, $x_{К\Sigma}$							
ТРДН-40000/110	-16	43,933 (минимальное)	53,933	86,833	32,900	0,610	1,068	110	0,731	11,206	11,968
	0	66,125 (среднее)	76,125	122,774	46,649	0,613	1,069	115	0,541	9,875	10,556
ТРДН-63000/110	-16	28,161 (минимальное)	38,161	80,463	42,302	1,109	1,175	110	0,789	12,096	14,213
	0	41,984 (среднее)	51,984	111,961	59,977	1,154	1,183	115	0,593	10,825	12,806

Примечание. Индуктивное сопротивление на шинах 110 кВ равно 10 Ом.

3. В качестве расчетного вида КЗ при выборе высоковольтной аппаратуры, включая реакторы, следует принимать не только трехфазное КЗ, но и двойное замыкание на землю до и после реактора. Необходимо дополнить требования §5 и 6 главы 1.4 ПУЭ, а также ГОСТ 14794—79 к расчетному виду и расчетному току КЗ для определения стойкости при КЗ аппаратов и выбора аппаратов по коммутационной способности случаем двойного замыкания на землю до и после реактора.

4. Необходимо организовать выпуск промышленностью бетонных токоограничивающих реакторов повышенной стойкости к режимам КЗ в соответствии с ГОСТ 14794—79.

5. Электродинамическую стойкость линейных токоограничивающих реакторов, устанавливаемых на мощных ТЭЦ предлагается обеспечить путем использования сдвоенных реакторов в продольном режиме работы, чем достигается уменьшение площади камер реакторов и улучшение компоновки ЗРУ, а также сокращение капиталовложений по сравнению с [12].

6. Целесообразно включить в технические данные сдвоенных реакторов значение тока электродинамической стойкости в продольном режиме.

7. В действующих электроустановках с токоограничивающими реакторами, не обладающими требуемым запасом прочности при протекании $I^{(1+1)}$, рекомендуется предусмотреть действие релейной защиты на отключение без выдержки времени при замыкании на землю второй фазы [5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **ГОСТ 26522—85.** Короткие замыкания в электроустановках. Термины и определения. — М.: Изд-во стандартов. 1985.
2. **Руководящие** указания по релейной защите. Дистанционная защита линий 35—330 кВ. Вып. 7. — М.; Л.: Энергия, 1966.
3. **Авербух А.М.** Примеры расчетов неполнофазных режимов и коротких замыканий. — Л.: Энергия, 1979.
4. **Ульянов С.А.** Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. — М.; Л.: Энергия, 1964.
5. **Конов Ю.С., Малышев А.В.** Анализ работы токоограничивающих реакторов 6—10 кВ при двойных замыканиях не землю. — Электрические станции, 1987, № 6.
6. **Левковский А.И.** Нарушения в работе электрических сетей и электростанций от перенапряжений и воздействий электрической дуги. — В кн.: Анализ причин технологических нарушений в работе электроустановок. Вып. 1/93. — М.: ОРГРЭС, 1994.
7. **Процессы** при дуговых замыканиях в сетях промышленных предприятий, содержащих токоограничивающие реакторы и батареи междуфазных конденсаторов / К.П. Кадомская, А.П. Заболотников, А.А. Тихонов, Б.И. Тагильцев. — Промышленная энергетика, 1992, № 7.
8. **Лихачев Ф.А.** Замыкания на землю в сетях изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов. — М.: Энергия, 1971.
9. **Правила** устройства электроустановок / Минэнерго СССР. — 6-е изд. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
10. **ГОСТ 14794—79.** Реакторы токоограничивающие бетонные. Технические условия. — М.: Изд-во стандартов, 1979.
11. **ГОСТ 27514—87.** Короткие замыкания в электроустановках. Методы расчета в электроустановках переменного тока напряжением свыше 1 кВ. — М.: Изд-во стандартов, 1988.
12. **Каневский Я.М.** Повышение надежности работы токоограничивающих реакторов 6—10 кВ. — Электрические станции, 1993, № 9.
13. **Каневский Я.М.** Применение сдвоенных токоограничивающих реакторов 6—10 кВ не в сквозном режиме работы. — Энергетика и электрификация, 1996, № 1.
14. **Руководящие** указания по релейной защите. Вып. 13А. Релейная защита понижающих трансформаторов и автотрансформаторов 110—500 кВ: Схемы. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
15. **Руководящие** указания по релейной защите. Вып.13Б. Релейная защита понижающих трансформаторов и автотрансформаторов 110—500 кВ: Расчеты. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
17. **Шабад М.А.** Расчеты релейной защиты и автоматики распределительных сетей. — Л.: Энергоатомиздат. 1985.

[13.08.96]

*Автор: **Каневский Яков Мордкович** окончил электротехнический факультет Киевского политехнического института в 1953 г. Инженер ОАО «Укрэнергопром», Украина.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Расчет электромагнитных переходных процессов в системе синхронный генератор — выпрямительная нагрузка[1]

КУЗНЕЦОВ В.А., ФЕДОТОВ А.И.

Показана целесообразность использования локального интегрального преобразования для описания в дискретных изображениях электромагнитных переходных процессов в системе СГ—ВН. Установлено, что для синхронных машин с демпферными обмотками его применение возможно только в сочетании с методом локальных рядов Фурье. Проведено сравнение обоих методов, даны численные расчеты.

Ключевые слова: *синхронный генератор, локальное интегральное преобразование, локальные ряды Фурье, выпрямительная нагрузка, дискретные изображения*

A local integral transformation method with the use of discrete variables is shown to be expedient for describing electromagnetic transients in system consisting of a synchronous generator and a rectifier load. At the same time it is established that for synchronous machines with damping windings a local transformation can be performed only in combination with a local Fourier series method. The method cjnsidered are compared.

Key words: *synchronous generator, local integral transformation, local Fourier series, rectifier load, discrete variables*

Предложенные в [1, 2] математические модели для описания электромагнитных переходных процессов в синхронных генераторах с выпрямительной нагрузкой (система СГ—ВН) позволяют рассчитывать дискретные значения токов и напряжений. Искомыми являются параметры в коммутационных точках, т.е. в моменты включения очередных вентилей управляемого преобразователя. Такой подход при определенных допущениях, которые приведены в названных работах и о которых ниже будет сказано отдельно, позволил записать систему разностных уравнений, справедливую для любого интервала повторяемости преобразователя.

Идеи дискретизации непрерывных процессов подробно изложены в [3]. Сопоставим результаты применения моделей [1, 2] и [3] для описания электромагнитных переходных процессов в системе СГ—ВН.

В [3] используется локальное интегральное преобразование для решения модельного дифференциального уравнения вида

$$\frac{d}{dt}[y] + [\lambda][y] = [0], \qquad (1)$$

где $[\lambda]$ — квадратная матрица постоянных коэффициентов.

Его применение обосновывается с позиций физической наблюдаемости процессов: любое измерение текущих параметров фактически связано с их осреднением на интервале наблюдения. Очевидно, чем короче интервал, тем точнее значение измеренной величины совпадает с ее мгновенным значением. Исходя из этого, вводится локальное среднее значение исследуемой функции $y(t)$ на произвольно выбранном интервале дискретизации m продолжительностью h:

$$Y_s(m, h) = \frac{1}{h}\int_{(m-1)h}^{mh} y(t)\,dt. \qquad (2)$$

Затем уравнение (1) преобразуется относительно $Y_s(m,h)$ и решается в экспоненциальном виде.

Наличие преобразователя в электрической цепи требует внесения определенных корректив в эту методику.

Во-первых, длительность интервала дискретизации h не может быть назначена произвольно, ее выбор определен продолжительностью интервала повторяемости преобразователя. Для трехфазной мостовой схемы преобразователя в угловой мере $h=\pi/3$. Во-вторых, учет коммутационных процессов меняет вид левой части модельного уравнения (1). И, в-третьих, правая часть уравнений отлична от нуля.

Рассмотрим возможность применения локального интегрального преобразования (2) в соответствии с методикой [3] для исследования электромагнитных переходных процессов в системе СГ—ВН. Все обозначения и допущения сохраняем согласно [1].

Запишем (см. приложение) систему локальных уравнений:

$$[R][I]_s + [X][И]^{-1}[I]_L + [Z]\left([И]^{-1} - \frac{3}{\pi}[E]\right)[I]_L =$$

$$= [U] + [\Delta]_s[I]_0. \qquad (3)$$

Решение уравнений (3) ищем в виде:

[1] Работа, по результатам которой написана статья, поддержана грантом «Снижение потребления электроэнергии системами промышленного электроснабжения при использовании утилизационных газотурбинных установок, № 58, Гр-96.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$\left.\begin{aligned}[I]_L &= [I]_L^{\text{пр}} + [I]_L^{\text{св}};\\ [I]_s &= [I]_s^{\text{пр}} + [I]_s^{\text{св}}.\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

В соответствии с [3] свободные составляющие представим в экспоненциальном виде:

$$[I]_L^{\text{св}} = [e^{-[\lambda]\frac{\pi}{3}} e^{-[\lambda]\frac{2\pi}{3}} \ldots e^{-[\lambda]\frac{m\pi}{3}} \ldots]_t; \quad (5)$$

$$[I]_s^{\text{св}} = \frac{3}{\pi}\left[[\lambda]^{-1} e^{-[\lambda]\frac{m\pi}{3}} (e^{[\lambda]\frac{\pi}{3}} - [e])[A][\lambda]^{-1} e^{-[\lambda]\frac{2\pi}{3}} \times \right.$$
$$\left. \times (e^{[\lambda]\frac{\pi}{3}} - [e])[A] \ldots [\lambda]^{-1} e^{-[\lambda]\frac{m\pi}{3}} (e^{[\lambda]\frac{\pi}{3}} - [e])[A] \ldots\right]_t, \quad (6)$$

где $[A]$ — матрица коэффициентов, зависящая от начальных условий.

Подставив (5) и (6) в систему (3) при $m>1$, получаем уравнение относительно $[\lambda]$:

$$(-[r][\lambda]^{-1} + [x])(e^{-\frac{\pi}{3}[\lambda]} - [e]) - [z] = [0]. \quad (7)$$

Если допустить, что спектр матрицы $[\lambda]$ существенно меньше единицы, то уравнение (7) можно легко упростить:

$$[r] - \frac{3}{\pi}[z] - [x][\lambda] = [0]. \quad (8)$$

Отсюда находим

$$[\lambda] = [x]^{-1}\left([r] - \frac{3}{\pi}[z]\right). \quad (9)$$

Определив по (9) матрицу $[\lambda]$, можно рассчитать ее спектр и оценить обоснованность перехода от уравнений (7) к уравнениям (8). Если допущение неприемлемо, то уравнение (7) может быть решено одним из итерационных методов.

Полученные результаты определения матрицы свободных составляющих $[I]_L^{\text{св}}$ дают существенные отличия от результатов [3], что объяснимо наличием в электрической цепи управляемого преобразователя.

Первое очевидное отличие заключается в том, что при решении модельного уравнения (1), записанного в дискретных изображениях [3], вообще не возникает необходимости поиска показателя матричной экспоненты, так как он уже задан видом самого уравнения.

Другая особенность такова, что применительно к дискретным изображениям (3) экспоненциальное представление (6) свободных токов $[I]_s^{\text{св}}$ является аппроксимационным, тогда как в [3] такой прием обоснован математически строго. Действительно, если токи $[I]_L^{\text{св}}$ по выражению (5) и могут быть искомым решением, то из него выражение (6) для $[I]_s^{\text{св}}$ вытекает только в случае экспоненциального изменения мгновенных токов $[I]^{\text{св}}$ на интервале дискретизации. Применительно к электрическим цепям с преобразователями это означает, что чем больше пульсации выпрямленного тока, тем меньшая точность достигается при использовании формулы (6).

Принужденные составляющие $[I]_L^{\text{пр}}$ и $[I]_s^{\text{пр}}$ могут быть определены также из системы (3) при $m>1$. Для них справедливо следующее уравнение:

$$[r][i]_s^{\text{пр}} - \frac{3}{\pi}[z][i]_L^{\text{пр}} = [u]. \quad (10)$$

Одного этого уравнения недостаточно для нахождения двух составляющих $[i]_L^{\text{пр}}$ и $[i]_s^{\text{пр}}$, следовательно, в рамках принятого метода решение может быть получено только в том частном случае, когда можно положить

$$[i]_{\text{Ł}}^{\text{пр}} = [i]_L^{\text{пр}}. \quad (11)$$

Для электрической цепи выпрямленного тока это допустимо, если считать, что выпрямленный ток хорошо сглажен индуктивностью нагрузки. Следует отметить, что уровень пульсаций зависит еще и от угла управления α. При больших углах управления равенство (11) нарушается.

Поскольку в системах возбуждения постоянная времени обмотки возбуждения имеет порядок секунд, условие (11) вполне корректно и для тока возбуждения синхронного генератора. Данная оценка, безусловно, должна рассматриваться как первое приближение. Из численных примеров, приведенных ниже, видно, что пульсации тока в обмотке возбуждения имеют место и при полностью сглаженном выпрямленном токе, а их уровень обратно пропорционален углу управления.

Для токов в продольной и поперечной демпферных обмотках использование допущения (11) совершенно не приемлемо. Однако можно использовать другое свойство: в установившемся режиме

$$i_{1ds}^{\text{пр}} = i_{1qs}^{\text{пр}} = 0, \quad (12)$$

тогда для определения матрицы принужденных составляющих токов $[i]_L^{\text{пр}}$ запишем следующую систему уравнений:

$$\left([r_2] - \frac{3}{\pi}[z]\right)[i]_L^{\text{пр}} = [u], \quad (13)$$

где

$$[r_2] = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0\\ 0 & r_f & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}, \quad [i]_L^{\text{пр}} = \begin{bmatrix} i_{\text{н}}^{\text{пр}}\\ i_f^{\text{пр}}\\ i_{1d}^{\text{пр}}\\ i_{1q}^{\text{пр}}\end{bmatrix}.$$

Прямая подстановка в уравнение (13) всех его составляющих убеждает в том, что оно имеет решение только в случае, если рассматривается синхронный генератор без демпферных обмоток.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таким образом, в рамках метода локального интегрального преобразования решение для установившегося режима в общем случае не может быть получено. Однако можно использовать рассматриваемый метод в комбинации с методом [1], основанном на применении локальных рядов Фурье. причем в этом случае отпадает необходимость применения допущения (11). Тогда, определив матрицы $[i]_L^{\text{пр}}$ и $[i]_s^{\text{пр}}$ в соответствии с [1], можно перейти к определению матрицы $[A]$. Для этого подставим токи (4) в систему (3) для $m=1$:

$$\frac{3}{\pi}([r][\lambda]^{-1}([e]-e^{-[\lambda]\frac{\pi}{3}})+[x]e^{-[\lambda]\frac{\pi}{3}})[A]+[r][i]_s^{\text{пр}}+$$
$$+\frac{3}{\pi}[x][i]_L^{\text{пр}}=[u]+[\Delta^{(1)}]_s[I^{(1)}]_0. \qquad (14)$$

Подстановка выражений (5) и (6) с теперь уже известной матрицей $[A]=[i]_L^{\text{пр}}-[i]_0$ в формулы (4) с учетом найденных принужденных составляющих токов позволяет получить решение уравнений (3).

Численные расчеты, приведенные в примере, помогают сформулировать выводы о корректности ряда допущений в рассмотренных математических моделях системы СГ—ВН.

Как видно из рис. 1 и 2, при относительно

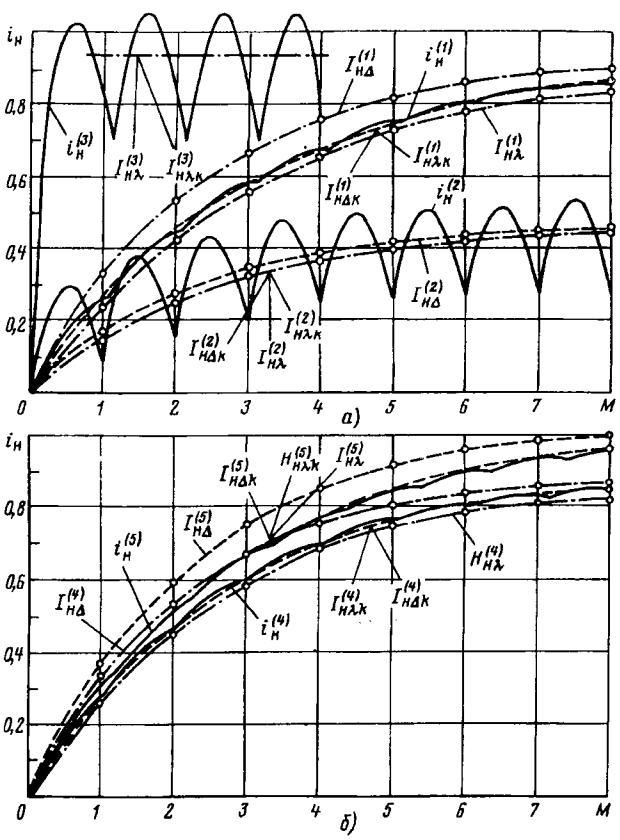


Рис. 1. Ток выпрямительной нагрузки синхронного генератора в переходном процессе

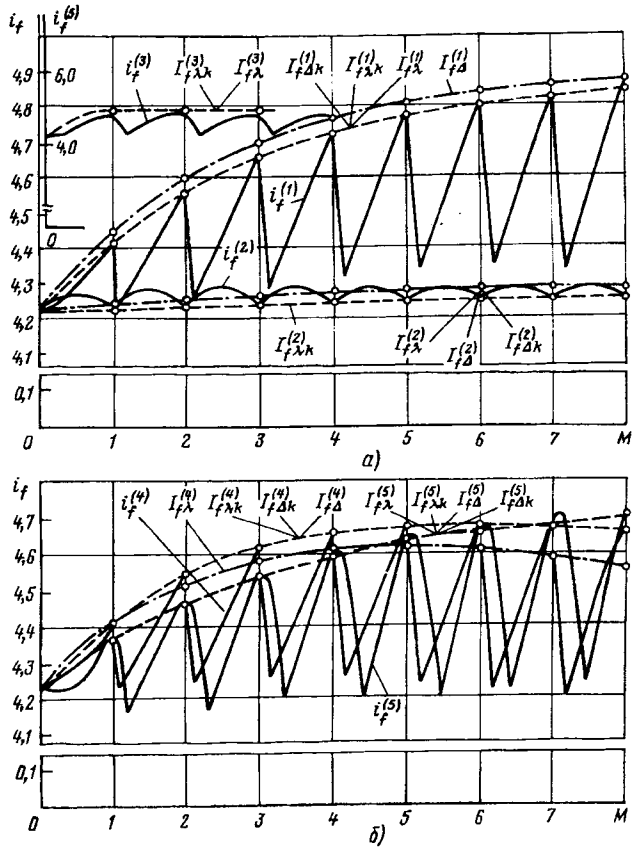


Рис. 2. Ток возбуждения синхронного генератора в переходном процессе

небольших пульсациях выпрямленного тока и малом r_f в режимах *1* и *5* токи $I_{\lambda k}$ и I_λ практически совпадают. В свою очередь, токи $I_{\lambda k}$ совпадают с значениями мгновенных токов в коммутационных точках. В режиме *4*, где $x_f/r_f=10$, токи $I_{f\lambda}$ уже заметно отличаются от токов i_f в коммутационных точках: сказывается неточность допущения (11).

Сравнивались также расчеты по разностным уравнениям [1]. Для синхронного генератора без демпферных обмоток уравнения системы СГ—ВН имеют следующий вид:

$$\left.\begin{aligned}&(r_{\text{н}}+2r)I_{s\text{н}}[M]+\Big(-\frac{3\gamma}{2\pi}r+\frac{x_d+x_q}{2\pi/3}+\frac{x_d+x_q}{\pi/3}\times\\&\times\sin(2\alpha-\pi/6)\Big)I_{\text{н}}[M]+\frac{3}{\pi}(x_{\text{н}}+x_d+x_1-\\&-(x_d-x_q)\cos 2\alpha)\Delta I_{\text{н}}[M]-\frac{3\sqrt{3}}{\pi}x_{ad}\cos(\alpha-\\&-\pi/6)I_f[M]-\frac{3\sqrt{3}}{\pi}x_{ad}\sin\alpha\,\Delta I_f[M]=0;\\&-\frac{2\sqrt{3}}{\pi}x_{ad}\sin\alpha\,\Delta I_{\text{н}}[M]-r_fb_fI_{\text{н}}[M]+\\&+\frac{3}{\pi}x_f\Delta I_f[M]+r_f\tilde{I}_f[M]=U_f[M].\end{aligned}\right\}\qquad(15)$$

Расчеты по уравнениям (15) дали хорошие результаты для тока возбуждения во всех пяти

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

режимах (рис. 2) и показали заметные отличия дискретных значений тока нагрузки в коммутационных точках от мгновенных его значений (рис. 1). Объясняется это тем, что для цепи выпрямительной нагрузки в уравнениях (15) было использовано допущение (11) и распространено на динамические режимы, в то время как в уравнениях (3) оно было использовано только для определения принужденных составляющих токов. Также принято, что $\tilde{I}_f[M]=I_f[M]$.

Для коррекции уравнений (15) следует положить

$$I_{sн}[M] = I_н[M] + \frac{1}{2}\Delta I_н[M],$$

$$\tilde{I}_f[M] = I_f[M] + \frac{1}{2}\Delta I_f[M]. \qquad (16)$$

Расчеты показывают, что при отсутствии больших пульсаций выпрямленного тока коррекция (16) вполне достаточна.

Также установлено, что достаточно учитывать в уравнениях (15) только один поправочный коэффициент b_f, остальные коэффициенты по [1] могут быть опущены из-за их малости.

При больших пульсациях выпрямленного тока как уравнения (3), так и уравнения (15) фактически определяют динамическое значение «полезной» составляющей выпрямленного тока. В методе локального интегрального преобразования это объясняется неточностью перехода от выражений (5) к выражениям (6); при использовании локальных рядов Фурье сказывается применение допущения (11).

При чисто активной выпрямительной нагрузке (режим *3*) расчет по (15) не дает удовлетворительного результата и при использовании коррекции (16). Комбинация методов дает хороший результат во всех рассмотренных случаях.

Пример. На рис. 1 и 2 представлены результаты численных расчетов электромагнитных переходных процессов в системе СГ-ВН. Синхронный генератор принят без демпферных обмоток. В относительных единицах параметры системы следующие: $x_d=0{,}526$; $x_q=0{,}356$; $x_f=0{,}642$; $r=0{,}00675$; $r_f=0{,}000642$; $U_f=0{,}00271$; $x_н=9$; $r_н=3$.

Рассчитывалось пять режимов: *1* — при $\alpha=1{,}027$ рад; *2* — при $\alpha=2$ рад; *3* — при $\alpha=1{,}027$ рад и $x_н=0$; *4* — при $\alpha=1{,}027$ рад, $r_f=0{,}0642$ и $U_f=0{,}271$; *5* — при $\alpha=0{,}6$ рад.

Токи i_f и $i_н$ получены по результатам численного решения дифференциальных уравнений (П-1). Дискретные значения токов $i_н[m]$ и $i_f[m]$ получены решением уравнений (3) и (15).

Токи $I_{нλ}$ и $I_{fλ}$ являются решениями уравнений (3) при использовании допущения (11).

Токи $I_{нλk}$ и $I_{fλk}$ определены по уравнениям (3) при использовании уравнений (15) для вычисления их принужденных составляющих.

Токи $I_{нΔ}$ и $I_{fΔ}$ являются решениями уравнений (15). Значения коэффициентов b_f определялись по установившемуся значению угла коммутации γ [1]:
$b_{f1}=0{,}2251$; $b_{f2}=0{,}0498$; $b_{f3}=0{,}2213$; $b_{f4}=0{,}2251$; $b_{f5}=0{,}1898$.

Токи $I_{нΔk}$ и $I_{fΔk}$ рассчитаны аналогично по уравнениям (15), но с использованием коррекции (16).

Выводы. Показана возможность применения метода локального интегрального преобразования для аналитического описания в дискретных изображениях электромагнитных переходных процессов в системе СГ—ВН. Достоинством метода является учет коммутационных процессов одним показателем — углом коммутации — и локализация его при малом параметре.

При отсутствии демпферных обмоток у синхронного генератора наилучшие результаты дает использование комбинации методов локального интегрального преобразования и локальных рядов Фурье. При наличии больших пульсаций в выпрямленном токе оба метода дают значения «полезной» составляющей выпрямленного тока.

Приложение. В соответствии с [1] запишем для произвольно выбранного интервала дискретизации m дифференциальные уравнения, описывающие электромагнитные переходные процессы в системе СГ—ВН:

$$[r]_{dq}[i^{(m)}]_{dq} + \frac{d}{d\theta}[\psi^{(m)}]_{dq} = [u^{(m)}]_{dq}, \qquad (П\text{-}1)$$

где

$$[r]_{dq} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{1d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{1q} \end{bmatrix}; \quad [i^{(m)}]_{dq} = [s]\begin{bmatrix} i_d^{(m)} \\ i_q^{(m)} \\ i_f^{(m)} \\ i_{1d}^{(m)} \\ i_{1q}^{(m)} \end{bmatrix};$$

$$[\psi^{(m)}]_{dq} = [s]\begin{bmatrix} \psi_d^{(m)} \\ \psi_q^{(m)} \\ \psi_f^{(m)} \\ \psi_{1d}^{(m)} \\ \psi_{1q}^{(m)} \end{bmatrix}; \quad [u^{(m)}]_{dq} = \begin{bmatrix} u_н^{(m)} \\ u_f^{(m)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

В свою очередь,

$$[s] = \begin{bmatrix} \sqrt{3}\sin(\theta_m-\pi/3) & -\sqrt{3}\cos(\theta_m-\pi/3) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$i_d^{(m)} = -\frac{2}{\sqrt{3}}\left(i_{\text{н}}^{(m)}\sin(\theta_m - \pi/3) + k(\theta, m) \times \right.$$
$$\left. \times\, i_\gamma^{(m)}\sin(\theta_m + \pi/3)\right);$$

$$i_q^{(m)} = \frac{2}{\sqrt{3}}\left(i_{\text{н}}^{(m)}\cos(\theta_m - \pi/3) + k(\theta, m) \times \right.$$
$$\left. \times\, i_\gamma^{(m)}\cos(\theta_m + \pi/3)\right);$$

$$u_{\text{н}}^{(m)} = r_{\text{н}}\, i_{\text{н}}^{(m)} + x_{\text{н}}\frac{di_{\text{н}}^{(m)}}{d\theta};$$

где $i_\gamma^{(m)}$ — коммутационный ток отключаемой преобразователем фазы. Функциональный прерыватель

$$k(\theta, m) = 1(\theta - \alpha - (m-1)\pi/3) -$$
$$- 1(\theta - \alpha - \gamma_m - (m-1)\pi/3);$$

$1(\theta)$ — единичная функция.

Применим к уравнениям (П-1) преобразование (2). В результате получим систему локальных уравнений или, по терминологии [3], уравнения в дискретных изображениях:

$$[R][I]_s + [X][И]^{-1}[I]_L + [Z]\left([И]^{-1} - \frac{3}{\pi}[E]\right)[I]_L =$$
$$= [U] + [\Delta]_s[I]_0, \qquad (\text{П-2})$$

где

$$[D] = \begin{bmatrix} [d] & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & [d] & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & [d] & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}, \quad [N] = \begin{bmatrix} [n^{(1)}] \\ n^{(2)}] \\ \ldots \\ [n^{(m)}] \\ \ldots \end{bmatrix},$$

$$[И]^{-1} = \frac{3}{\pi}\begin{bmatrix} [e] & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ -[e] & [e] & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & -[e] & [e] & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & -[e] & [e] & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}.$$

Параметры D, d, N, n являются обобщенными, они могут принимать следующие значения:

$$D = R, X, Z, E; \quad d = r, x, z, e;$$

$$N = I_L, I_s, U; \quad n^{(m)} = i_L^{(m)}, i_s^{(m)}, u^{(m)}.$$

В свою очередь,

$$[r] = \begin{bmatrix} r_{\text{н}}+2r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{1d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{1q} \end{bmatrix}; \quad [e] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$[\Delta]_s = \begin{bmatrix} [e] & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix};$$

$$[x] = \begin{bmatrix} x_{\text{н}}+x_d+x_q-(x_d-x_q)\cos 2\alpha & -\sqrt{3}x_{ad}\sin\alpha & -\sqrt{3}x_{ad}\sin\alpha & \sqrt{3}x_{aq}\cos\alpha \\ -\frac{2}{\sqrt{3}}x_{ad}\sin\alpha & x_f & x_{ad} & 0 \\ -\frac{2}{\sqrt{3}}x_{ad}\sin\alpha & x_{ad} & x_{1d} & 0 \\ \frac{2}{\sqrt{3}}x_{aq}\cos\alpha & 0 & 0 & x_{1q} \end{bmatrix};$$

$$[z] = \begin{bmatrix} -\frac{x_d+x_q}{2}-(x_d-x_q)\sin(2\alpha-\pi/6)+\frac{\gamma}{2}r & \sqrt{3}x_{ad}\times\cos(\alpha-\pi/6) & \sqrt{3}x_{ad}\times\cos(\alpha-\pi/6) & \sqrt{3}x_{aq}\times\sin(\alpha-\pi/6) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[i^{(m)}]_L = \begin{bmatrix} i_{\text{н}}(\alpha_m) \\ i_f(\alpha_m) \\ i_{1d}(\alpha_m) \\ i_{1q}(\alpha_m) \end{bmatrix}, \quad \alpha_m = \alpha + m\frac{\pi}{3}, \quad m = 1, 2, \ldots;$$

$$[i_s^{(m)}] = \begin{bmatrix} i_{\text{н}s}^{(m)} \\ i_{fs}^{(m)} \\ i_{1ds}^{(m)} \\ i_{1qs}^{(m)} \end{bmatrix};$$

$$[u^{(m)}] = \begin{bmatrix} 0 \\ u_f^{(m)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad [I]_0 = \frac{3}{\pi}\begin{bmatrix} [x]_\Sigma[i]_0 \\ [x]_\Sigma[i]_0 \\ \ldots \\ [x]_\Sigma[i]_0 \\ \ldots \end{bmatrix}; \quad [i]_0 = \begin{bmatrix} i_{\text{н}}(\alpha) \\ i_f(\alpha) \\ i_{1d}(\alpha) \\ i_{1q}(\alpha) \end{bmatrix};$$

$$[x]_\Sigma = [x] + [z].$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кузнецов В.А., Федотов А.И.** Дискретная математическая модель системы синхронный генератор — выпрямительная нагрузка. — Электричество, 1995, № 4.
2. **Кузнецов В.А., Федотов А.И.** Исследование режимов работы синхронной машины, возбуждаемой гармониками тока. — Электричество, 1995, № 12.
3. **Береговенко Г.Я., Пухов Г.Е., Саух С.Е.** Численные операторные методы решения дифференциальных уравнений и анализа динамических систем. — Киев: Наукова думка, 1993.

[12.5.96]

Авторы: ***Кузнецов Вячеслав Алексеевич*** *окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1962 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Универсальный метод расчета полей и процессов в электрических машинах». Заведующий кафедрой электромеханики МЭИ, профессор.*

Федотов Александр Иванович *окончил электроэнергетический факультет МЭИ (Казанский филиал) в 1975 г. В 1979 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Использование энергии третьей гармоники поля для возбуждения синхронных машин». Заведующий кафедрой электроэнергетических систем и сетей КФ МЭИ, доцент.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Математическая модель однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением

МОЩИНСКИЙ Ю.А., БЕССМЕРТНЫХ Н.А.

Используя метод симметричных составляющих, разработана математическая модель однофазного двигателя с пусковым сопротивлением. Дифференциальные уравнения двигателя как обобщенной электрической машины представлены для двух режимов: когда включены две фазы и когда пусковая фаза отключена. Математическая модель записана в синхронно вращающихся координатах в противоположные стороны с угловыми скоростями $\mp\omega_1$. Получено выражение электромагнитного момента в предложенной системе координат. Приведены результаты расчета составляющих токов и электромагнитных моментов однофазного асинхронного двигателя.

Ключевые слова: *однофазный асинхронный двигатель, математическая модель, метод симметричных составляющих*

A mathematical model of a single-phase induction motor with starting resistance has been developed with the use of a symmetrical component method. Differential equations of the motor as generalized electric machine are presented for two modes of operation: two phase and one phase supply when the auxulary phase is switched off. Synchronously rotating in opposite directions with angular speed ω_1, coordinate systems are used. Electromagnetic torque equation is deduced in term of these components of variable. Results of cakculating current and torque components a presented for the induction motor, built on the basis.

Key words: *single-phase induction motor, mathematical model, symmetrical components method*

Массовое производство однофазных машин с улучшенными динамическими и энергетическими показателями требует расширения теоретических исследований в этой области. Анализу переходных процессов в электрических машинах посвящено множество работ отечественных и зарубежных авторов. Особенно обширный материал опубликован по симметричным режимам. Разработана классическая теория переходных процессов электрических машин, работающих автономно и в системах с другими машинами и механизмами. Основы теории переходных процессов фундаментально представлены в [1—4].

Однако следует отметить, что научная проблема динамических режимов несимметричных машин достаточно обширна и требует дальнейших исследований. Актуальным в этой связи представляется анализ электромагнитных процессов и энергетических показателей однофазных асинхронных двигателей (ОАД) в режиме пуска, особенно при использовании пусковых элементов с применением новых материалов.

Основными методами исследования переходных процессов в несимметричных машинах являются метод зубцовых контуров [3], основанный на решении полевой задачи, метод двух реакций и метод симметричных составляющих [6, 9]. Наибольшее распространение в инженерной практике получили второй и третий методы. Однако, несмотря на широкое применение метода симметричных составляющих для анализа установившихся режимов ОАД, практическая сторона его реализации на ЭВМ для исследования переходных процессов отражена неудовлетворительно и требует более четкого представления.

Ниже рассматривается динамика ОАД с пусковым сопротивлением (рис. 1), математическое описание которого проще, чем конденсаторного двигателя. Такой двигатель используется в приводе механизмов бытовой техники. При включении в сеть он в начале пуска работает как несимметричный двухфазный двигатель с дополнительным сопротивлением R, выполняющим роль фазосдвигающего элемента в цепи пусковой обмотки B. При достижении требуемой частоты вращения ротора пусковая обмотка отключается с помощью электромагнитных или электронных реле и двигатель переходит в однофазный режим.

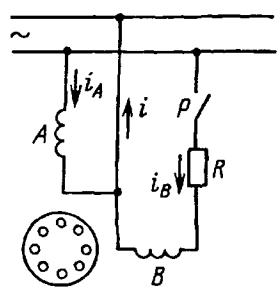


Рис. 1

В основу теоретической части данной работы положена теория электромеханического преобразователя энергии, модель которого позволяет в общем случае исходя из картины поля в воздушном зазоре машины записать уравнения Кирхгофа для контуров статора и ротора [2].

Дифференциальные уравнения ОАД с отключаемой пусковой обмоткой выводятся при следующих допущениях: магнитная цепь ненасыщена; потери в стали на вихревые токи пренебрежимо малы; магнитное поле в воздушном зазоре плоскопараллельно и распределено сину-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

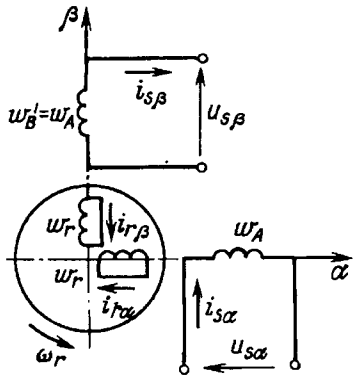


Рис. 2

соидально; обмотка ротора выполненная в виде беличьей клетки, заменена двумя эквивалентными обмотками; параметры фаз статора и ротора приведены к числу витков фазы A.

Математическая модель ОАД в системе координат (α,β), связанных со статором, приведена на рис. 2. Система дифференциальных уравнений для этой модели имеет вид:

$$[U_{\alpha\beta}] = [Z_{\alpha\beta}]\,[I_{\alpha\beta}]\,; \qquad (1)$$

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s\alpha}+L_{s\alpha}D & MD & MD & 0 \\ 0 & R_{s\alpha}+L_{s\beta}D & 0 & MD \\ MD & M\omega_r & R_r+L_rD & L_r\omega_r \\ -MD & MD & -L_r\omega_r & R_r+L_rD \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}.$$

Здесь $U_{s\alpha}=U_A$, $U_{s\beta}=U_B=U_A/k$ — напряжения на фазах статора; $R_{s\alpha}=R_{sA}$, $R_{s\beta}=R_{sB}/k^2$; $L_{s\alpha}=L_{sA}$, $L_{s\beta}=L_{sB}/k^2$, L_r — приведенные активные сопротивления и полные индуктивности фаз статора и ротора; M — взаимоиндуктивность между фазами статора и ротора; $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ — токи соответствующих фаз; $k=(w_B k_{0B})/(w_A k_{0A})$ — коэффициент трансформации; ω_r — угловая частота вращения ротора, $D=d/dt$ — оператор дифференцирования.

Уравнение движения

$$J/p\,D\omega_r = pM\,(i_{r\alpha}\,i_{s\beta} - i_{r\beta}\,i_{s\alpha}) - M_{\text{н}}\,, \qquad (2)$$

где J — момент инерции вращающихся масс, приведенный к ротору; p — число пар полюсов; $M_{\text{н}}$ — момент нагрузки.

При отключении фазы B электромеханические процессы описываются также системой (1) при подстановке в нее тока $i_\beta=0$ и исключении уравнения равновесия напряжений для фазы B.

Осуществим переход от системы (1) к системе симметричных составляющих с помощью комплексной матрицы $[C]$, определяющей преобразование токов ОАД в осях (α,β) к симметричным составляющим (p,n):

$$[I_{\alpha\beta}]=[C][I_{pn}]\,; \quad [C]=\text{diag}\left\{\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}\right\}, \qquad (3)$$

где $[I_{pn}]=[\dot I_{sp}, \dot I_{sn}, \dot I_{rp}, \dot I_{rn}]^t$ — векторы тока в координатах p,n.

Формулы преобразования векторов напряжений и матрицы сопротивлений имеют вид:

$$[U_{pn}] = [\dot C]^t\,[U_{\alpha\beta}]\,; \quad [Z_{pn}] = [\dot C]^t\,[Z_{\alpha\beta}]\,[C]\,.$$

В результате система уравнений, записанная для симметричных составляющих в матричной форме, будет

$$[U_{pn}] = [Z_{pn}]\,[I_{pn}]\,, \qquad (4)$$

где $[U_{pn}]^t=[\dot U_{sp}, \dot U_{sn}, 0, 0]$; t — символ транспонирования матрицы; $[\dot C]$ — комплексно-сопряженная матрица; индексы p и n относятся соответственно к прямой и обратной последовательностям.

Перейдем от системы (4), записанной для временны́х векторов, к системе уравнений для пространственных векторов, учитывая, что комплексное значение результирующего вектора прямой последовательности равно значению временного вектора этой последовательности, а комплексное значение пространственного вектора обратной последовательности равно комплексному сопряженному значению временно́го вектора обратной последовательности.

В результате преобразования (4) получим систему дифференциальных уравнений для пространственных векторов токов и потокосцеплений:

$$\left.\begin{aligned} \dot U_{sp} &= (R_{s\alpha}+R_u+L_uD)\,\dot I_{sp} + D\dot\Psi_{sp} - (R_u+L_uD)\,\dot I_{sn}; \\ 0 &= R_r\,\dot I_{rp} + D\,\dot\Psi_{rp} - j\omega_r\,\dot\Psi_{rp}\,; \\ \dot U_{sn} &= (R_{s\alpha}+R_u+L_uD)\,\dot I_{sn} + D\dot\Psi_{sn} - (R_u+L_uD)\,\dot I_{sp}; \end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

$$0 = (R_r + L_rD)\,\dot I_{rn} + D\,\dot\Psi_{rn} - j\omega_r\,\dot\Psi_{rn}\,, \qquad (6)$$

где $\dot\Psi_{kp}=L_k\,\dot I_{kp}+M\,\dot I_{qp}$; $\dot\Psi_{kn}=L_k\,\dot I_{kn}+M\,\dot I_{qn}$; при $k=s$ $q=r$; при $k=r$ $q=s$; $R_u=(R_{s\beta}-R_{s\alpha})/2$, $L_u=(L_{s\beta}-L_{s\alpha})/2$ — активное сопротивление и индуктивность несимметрии, обусловленные неравенством чисел витков, диаметров проводов и количеством пазов фаз A и B.

Электромагнитный момент, выраженный через симметричные составляющие, имеет вид [4]:

$$M_{\text{э}} = pM\,\text{Im}\,[(\dot I_{rp} + \dot I_{rn})\,(\dot I_{sp} + \dot I_{sn})]\,. \qquad (7)$$

Приведем систему уравнений (5)—(6), записанную в неподвижных координатах (α,β), к двум координатным системам, вращающимся в противоположные стороны с синхронными угловыми скоростями $(+\omega_1)$ и $(-\omega_1)$. Систему координат, вращающуюся в прямом направлении с угловой скоростью (ω_1), обозначим как $(\alpha 1,\beta 1)$, а систему координат, вращающуюся в противоположном направлении с угловой скоростью $(-\omega_1)$ — как

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

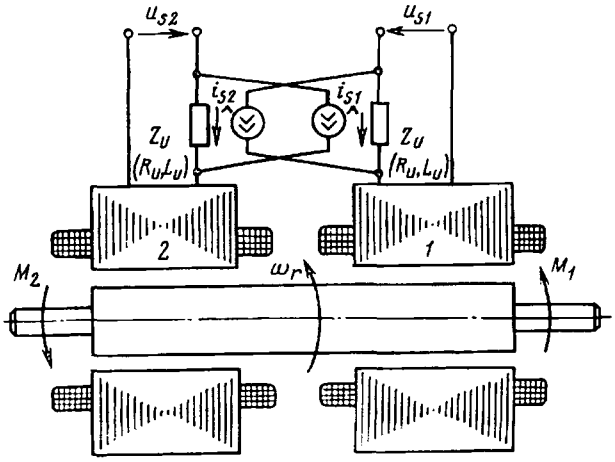


Рис. 3

($\alpha 2, \beta 2$). В результате преобразования ОАД заменяется двумя симметричными двигателями с общим ротором, в фазы статоров каждой последовательности которых включены сопротивления несимметрии $Z_u = R_u + j\omega_1 L_u$ и источники тока другой последовательности (рис. 3).

Для приведения необходимо все члены уравнений системы (5) для прямой и системы (6) для обратной последовательностей умножить на свой оператор поворота $e^{j\theta_k}$, что означает приведение токов, потокосцеплений и напряжений статора к синхронно вращающимся координатным осям ($\alpha 1,2$; $\beta 1,2$).

Оператор поворота для приведения напряжений, токов и потокосцеплений статора прямой последовательности будет

$$e^{-j\theta_k} = e^{-j\omega_1 t}.$$

Для токов и потокосцеплений ротора

$$e^{j(\theta_k - \theta_r)} = e^{j(\omega_1 - \omega_r)t}.$$

Соответственно оператор поворота для напряжений, токов и потокосцеплений статора обратной последовательности

$$e^{+j\theta_k} = e^{j\omega_1 t}.$$

Для потокосцеплений и токов ротора

$$e^{j(\theta_k + \theta_r)} = e^{j(\omega_1 + \omega_r)t}$$

Приведенные переменные первой системы в координатах ($\alpha 1, \beta 1$) будем обозначать с верхним индексом «*f*», а приведенные переменные второй системы в координатах ($\alpha 2, \beta 2$) — с верхним индексом «*b*».

Рассмотрим более подробно приведение к координатным осям ($\alpha 1, \beta 1$) первого уравнения системы (5). После умножения членов этого уравнения на оператор $e^{-j\theta_k}$ и учитывая, что потокосцепление $\dot{\Psi}_{sp}$ в неподвижных осях (α, β) можно записать через его значение в координатах ($\alpha 1, \beta 1$), умноженное на $e^{j\theta}$, т. е. $\dot{\Psi}_{sp} = \dot{\Psi}^f_{sp} e^{j\theta}$, получим:

$$e^{-j\theta_k}\dot{U}_{sp} = e^{-j\theta_k}(R_{s\alpha} + R_u + L_u D)\dot{I}_{sp} + e^{-j\theta_k} D\dot{\Psi}^f_{sp} \times$$
$$\times e^{j\theta_k} - e^{j\theta_k}(R_u + L_u D)\dot{I}_{sn}. \quad (8)$$

Используя в координатах ($\alpha 1, \beta 1$) обозначения

$$e^{-j\theta_k}\dot{U}_{sp} = \dot{U}^f_{sp}; \quad e^{-j\theta_k}\dot{I}_{sp} = \dot{I}^f_{sp},$$

а также представив ток $\dot{I}_{sn}$ как $\dot{I}_{sn} = I_{sn} e^{-j(\omega_1 + \varphi_2)}$, после выполнения операции дифференцирования получим:

$$\dot{U}^f_{sp} = (R_{s\alpha} + R_u + j\omega_1 L_u + L_u D)\dot{I}^f_{sp} + D\dot{\Psi}^f_{sp} + j\omega_1 \times$$
$$\times \dot{\Psi}^f_{sp} - (R_u - j\omega_1 L_u + L_u D) I_{sn} e^{-j(2\omega_1 t + \varphi_2)}, \quad (9)$$

где I_{sn} — амплитуда; φ_2 — фазовый угол тока $\dot{I}_{sn}$. Последнее слагаемое в (9) можно записать в виде

$$I_{sn} e^{j(2\omega_1 t + \varphi_2)} = \dot{I}_{sn} e^{j2\omega_1 t} = \dot{I}^b_{sp}. \quad (10)$$

Это означает приведение тока, записанного в координатах ($\alpha 2, \beta 2$) к координатной системе ($\alpha 1, \beta 1$), вращающейся с угловой скоростью ($+\omega_1$). Окончательно имеем

$$\dot{U}^f_{sp} = (R_s + R_u + j\omega_1 L_u D)\dot{I}^f_{sp} + D\dot{\Psi}^f_{sp} + j\omega_1 \dot{\Psi}^f_{sp} -$$
$$- (R_u - j\omega_1 L_u D)\dot{I}^b_{sn}. \quad (11)$$

Аналогично приводится к вращающимся координатам ($\alpha 1, \beta 1$) второе уравнение подсистемы (5), записанное для контура ротора, но с другим оператором поворота $e^{-j(\theta_k - \theta_r)} = e^{-j(\omega_1 - \omega_r)t}$

$$0 = e^{-j(\theta_k - \theta_r)} R_r \dot{I}_{rn} + e^{-j(\theta_k - \theta_r)} D\dot{\Psi}^f_{rn} e^{-j(\theta_k - \theta_r)}. \quad (12)$$

Преобразовав уравнение (12) как описано выше и объединив его с (11), получим систему уравнений напряжения для контуров статора и ротора в координатах ($\alpha 1, \beta 1$):

$$\dot{U}^f_{sp} = (R_s + R_u + L_u D + j\omega_1 L_u)\dot{I}^f_{sp} + D\dot{\Psi}^f_{sp} -$$
$$- (R_u - j\omega_1 L_u D)\dot{I}^b_{sn}; \quad (13)$$
$$0 = R_r \dot{I}^f_{rp} + D\dot{\Psi}^f_{rp} + j(\omega_1 - \omega_r)\dot{\Psi}^f_{rp}.$$

Умножив все члены уравнений подсистемы (6) на соответствующие операторы поворота и выполнив действия,аналогичные выше приведенным, получим уравнения для обратной последовательности в координатах ($\alpha 2, \beta 2$):

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$\dot{U}^b_{sn} = (R_s + R_u - j\omega_1 L_u + L_u D)\,\dot{I}^b_{sn} + D\,\dot{\Psi}^b_{sn} - $$
$$- j\omega_1 \dot{\Psi}^b_{sn} - (R_u + j\omega_1 L_u D)\,\dot{I}^f_{sp}\,; \qquad (14)$$
$$0 = R_r \dot{I}^b_{sn} - j\,(\omega_1 + \omega_r)\,\dot{\Psi}^b_{sn}\,.$$

Разложив векторы переменных на составляющие по вещественным и мнимым осям

$$\begin{aligned} &\dot{U}^f_{kp} = u_{kq} + ju_{kl}\,,\ \dot{I}^f_{kp} = i_{kq} + ji_{kl}\,,\ \dot{\Psi}^f_{kp} = \psi_{kq} + j\psi_{kl}\,; \\ &\dot{U}^b_{kn} = u_{kq} + ju_{kl}\,,\ \dot{I}^b_{kp} = i_{kq} + ji_{kl}\,,\ \dot{\Psi}^b_{kq} = \psi_{kq} + j\psi_{kl}\,, \end{aligned} \qquad (15)$$

где $k=s,rp$; $q=\alpha 1$; $l=\beta 1$ или $k=s,r$; $q=\alpha 2$; $l=\beta 2$, и подставив их в систему уравнений (13)—(14), после группировки слагаемых и разделения их действительных и мнимых частей получим следующие системы уравнений в координатах $(\alpha 1,\beta 1)$ и $(\alpha 2,\beta 2)$, вращающихся с угловыми скоростями $(\pm\omega_1)$:

$$\begin{aligned} &u_{s\alpha 1} = (R_{s\alpha} + R_u + L_u D)\,i_{s\alpha 1} + D\psi_{s\alpha 1} - \omega_1 \psi_{a\beta 1} - \\ &- \omega_1 L_u i_{s\beta 1} + (R_u + L_u D)\,i_{s\alpha 2} + \omega_1 L_u i_{s\beta 2}\,; \\ &u_{s\beta 1} = (R_{s\alpha} + R_u + L_u D)\,i_{s\beta 1} + D\psi_{s\beta 1} + \omega_1 \psi_{a\beta 2} + \\ &+ \omega_1 L_u i_{s\alpha 1} - (R_u + L_u D)\,i_{s\beta 2} + \omega_1 L_u i_{s\alpha 2}\,; \\ &0 = R_r i_{r\alpha 1} + D\psi_{r\alpha 1} - (\omega_1 - \omega_r)\,\psi_{r\beta 1}\,; \\ &0 = R_r i_{r\beta 1} + D\psi_{r\beta 1} + (\omega_1 - \omega_r)\,\psi_{r\alpha 1}\,; \end{aligned} \qquad (16)$$

$$\begin{aligned} &u_{s\alpha 2} = (R_{s\alpha} + R_u + L_u D)\,i_{s\alpha 2} + D\psi_{s\alpha 2} + \omega_1 \psi_{s\beta 2} + \\ &+ \omega_1 L_u i_{s\beta 2} + (R_u + L_u D)\,i_{s\alpha 1} - \omega_1 L_u i_{s\beta 1}; \\ &u_{s\beta 2} = (R_{s\alpha} + R_u + L_u D)\,i_{s\beta 2} + D\psi_{s\beta 2} - \omega_1 \psi_{s\alpha 2} - \\ &- \omega_1 L_u i_{s\alpha 2} - (R_u + L_u D)\,i_{s\beta 1} - \omega_1 L_u i_{s\alpha 1}; \\ &0 = R_r i_{r\alpha 2} + (\omega_1 + \omega_r)\,\psi_{r\beta 2}\,; \\ &0 = R_r i_{r\beta 2} - (\omega_1 + \omega_r)\,\psi_{r\alpha 2}\,. \end{aligned} \qquad (17)$$

Составляющие токов фаз i_α и i_β найдем, записав выражение для результирующего пространственного вектора тока статора I_s в неподвижных координатах (α,β), связанных со статором через токи прямой $\dot{I}^f_{sp}$ и обратной $\dot{I}^b_{sn}$ последовательностей:

$$\dot{I}_s = \dot{I}^f_{sp}\, e^{j\omega_1 t} + \dot{I}^b_{sn}\, e^{-j\omega_1 t}\,. \qquad (18)$$

Определив проекции этого вектора на оси фаз α и β, получим выражения для фазных токов:

$$\begin{aligned} &i_{s\alpha} = (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})\cos\omega_1 t) - (i_{s\beta 1} + i_{s\beta 2})\sin(\omega_1 t); \\ &i_{s\beta} = (i_{s\beta 1} - i_{s\beta 2})\cos\omega_1 t) + (i_{s\alpha 1} + i_{s\alpha 2})\sin(\omega_1 t). \end{aligned} \qquad (19)$$

Найдем выражение для электромагнитного момента в симметричных составляющих в системах двух синхронно вращающихся координат $(\alpha 1,\beta 1)$ и $(\alpha 2,\beta 2)$. Поскольку токи от прямого и обратного полей выражены в разных системах координат, их необходимо привести к одной координатной системе, например к прямо вращающейся, и затем подставить в (7).

Комплексные выражения токов статора и ротора обратной последовательности в координатах $(\alpha 1,\beta 1)$ имеют вид

$$\dot{I}^f_{sn} = \dot{I}^b_{sn}\, e^{-j2\omega_1 t}\,; \quad \dot{I}^f_{rn} = \dot{I}^b_{rn}\, e^{-j2\omega_1 t}\,.$$

С учетом этого результирующий электромагнитный момент (7) можно представить как

$$M_э = M_1 + M_2 + M_3 = pM\,\mathrm{Im}\,((\dot{I}_{rp}\dot{I}_{sp} + \dot{I}_{rn}\dot{I}_{sn}) + $$
$$+ \dot{I}_{rn}\dot{I}_{sp}\, e^{-j2\omega_1 t})). \qquad (20)$$

Подставив в (20) проекции токов на оси координат (15) и выполнив преобразования, получим

$$M_э = pM\,((i_{r\alpha 1}\, i_{s\beta 1} - i_{r\beta 1}\, i_{s\alpha 1}) + (i_{r\alpha 2}\, i_{s\beta 2} - i_{r\beta 2}\, i_{s\alpha 2}) + $$
$$+ ((i_{r\alpha 1} i_{s\beta 2} - i_{r\beta 1}\, i_{s\alpha 2}) + (i_{r\alpha 2}\, i_{s\beta 1} - i_{r\beta 2}\, i_{s\alpha 1}))\cos(2\omega_1 t) + $$
$$+ ((i_{r\alpha 2}\, i_{s\alpha 1} + i_{r\beta 2}\, i_{s\beta 1}) - (i_{r\alpha 1}\, i_{s\alpha 2} + $$
$$+ i_{r\beta 1}\, i_{s\beta 2}))\sin(2\omega_1 t))\,. \qquad (21)$$

Здесь первые два слагаемых, заключенные в скобки, соответствуют постоянно действующим на ротор моментам: вращающему M_1 и тормозному M_2; последние слагаемые, содержащие гармонические функции двойного угла $(2\omega_1 t)$, соответствуют пульсирующему моменту M_p, обусловленному взаимодействием токов прямой и обратной последовательностей. При $\theta = \omega_1 t = 0$, что соответствует отсутствию вращения обеих координатных систем, выражение (21) переходит в известное уравнение электромагнитного момента для симметричных составляющих [2].

Дополнив систему (16)—(17) уравнением движения (2), получим полную математическую модель, описывающую динамику ОАД на основе метода симметричных составляющих во вращающихся с синхронными угловыми скоростями системах координат.

При отключении фазы B, двигатель из двухфазного режима, когда включены две фазы A и B, переходит в однофазный. Будем полагать, что в момент отключения ток фазы i_B мгновенно спадет до нуля. Выведем систему дифференциальных уравнений для этого режима. Поскольку в однофазном режиме ток фазы $i_B = 0$, то [9]

$$\dot{I}_{sp} = \dot{I}_{sn}\,. \qquad (22)$$

Это равенство приводит к следующим соотношениям для симметричных составляющих токов статора:

$$i_{s\alpha 1} = i_{s\alpha 2} = i_{s\alpha}/2\,; \quad i_{s\beta 1} = -i_{s\beta 2}\,. \qquad (23)$$

Дифференциальные уравнения в однофазном режиме для временных векторов получим, по

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ложив в системе (5)—(6) $R_u=L_u=0$ и сложив первое и третье уравнения этой системы с учетом (22). В результате система примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{U} &= 2\dot{I}_{sp} R_s + D\,\dot{\Psi}_{rp} + D\,\dot{\Psi}_{rn}\,; \\ 0 &= \dot{I}_{rp} R_r + D\,\dot{\Psi}_{rp} - j\omega_r\,\dot{\Psi}_{rp}\,; \\ 0 &= \dot{I}_{rn} R_r + D\,\dot{\Psi}_{rn} - j\omega_r\,\dot{\Psi}_{rn}\,. \end{aligned} \qquad (24)$$

Здесь $\dot{\Psi}_{kp}=L_k\dot{I}_{kp}+M\dot{I}_{qp}$; $\dot{\Psi}_{kn}=L_k\dot{I}_{kn}+M\dot{I}_{qn}$ при $k=s$, $q=r$; при $k=r$, $q=s$; $u=\sqrt{2}\,U_A$.

Уравнения во вращающихся системах координат для однофазного режима найдем, перейдя от временных векторов к пространственным и умножая соответственно каждое уравнение системы (24) на свой оператор поворота. Разложив векторы на составляющие по осям $\alpha 1,2$ и $\beta 1,2$, после преобразования получим уравнения однофазного режима в скалярной форме записи во вращающихся системах координат:

$$\begin{aligned} U_{mA} &= 2R_{s\alpha}\,i_{s\alpha 1} + D\,(\psi_{s\alpha 1}+\psi_{s\alpha 2}) + \omega_1\,(\psi_{s\beta 1}-\psi_{s\beta 2}); \\ 0 &= 2R_{s\alpha}\,i_{s\beta 1} - D\,(\psi_{s\beta 1}-\psi_{s\beta 2}) - \omega_1\,(\psi_{s\alpha 1}+\psi_{s\alpha 2}); \\ 0 &= R_r\,i_{r\alpha 1} - \omega_r\,\psi_{r\beta 1} + D\psi_{r\alpha 1} + (\omega_1-\omega_r)\,; \\ 0 &= R_r\,i_{r\beta 1} - \omega_r\,\psi_{r\alpha 1} + D\psi_{r\alpha 2} - (\omega_1+\omega_r)\,\psi_{r\beta 2}\,; \\ 0 &= R_r\,i_{r\beta 2} + \omega_r\,\psi_{r\beta 2} + (\omega_1-\omega_r)\,\psi_{r\alpha 2}\,. \end{aligned} \qquad (25)$$

Выражение для момента в однофазном режиме находим из (21) при подстановке в него соотношений (23):

$$M_э = pM\,(i_{s\beta 1}\,(i_{r\alpha 1}-i_{r\alpha 2}) - i_{s\alpha 1}\,(i_{r\beta 2}+i_{r\beta 1}) + (i_{s\beta 1}(-i_{r\alpha 1}+ +i_{r\alpha 2}) - i_{s\alpha 1}\,(i_{r\beta 1}+i_{r\beta 2}))\cos(2\omega_1 t) + (i_{s\alpha 1}\,(i_{r\alpha 1}-i_{r\alpha 2}) + + i_{s\beta 1}\,(i_{r\beta 2}+i_{r\beta 1}))\sin(2\omega_1 t)\,. \qquad (26)$$

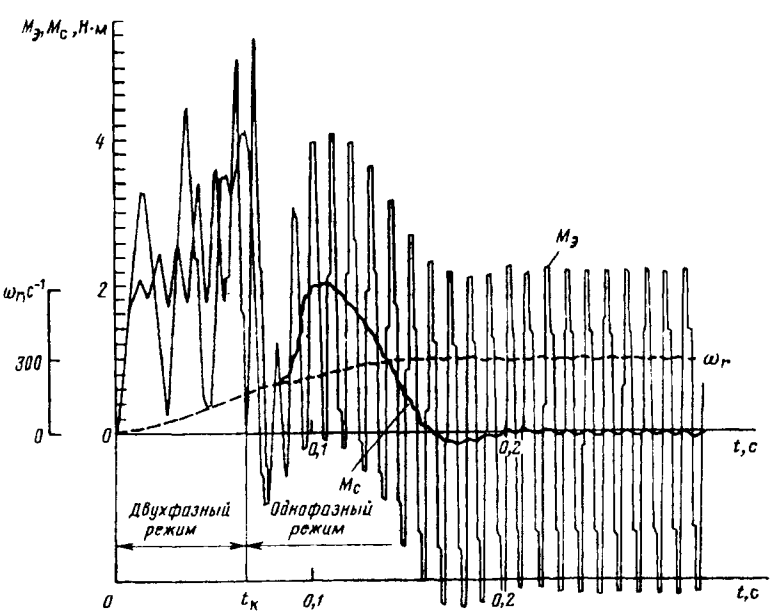


Рис. 4

Определенный интерес представляет ЭДС e_b, наведенная в разомкнутой фазе B. Найдем ее, записав выражение для результирующего пространственного вектора потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_δ:

$$\begin{aligned} \psi_\delta &= \dot{\Psi}_{\delta p}\,e^{\omega_1 t} + \dot{\Psi}_{\delta n}\,e^{-j\omega_1 t}\,; \\ \dot{\Psi}_{\delta k} &= M\,(\dot{I}_{sk} + \dot{I}_{rk})\,, \quad k=p,n\,. \end{aligned} \qquad (27)$$

Так как $e_b=\mathrm{Im}\,(D\dot{\Psi}_\delta)$, то, продифференцировав (26) по времени и взяв мнимую часть от производной, получим

$$e_b = M\Big\{(D\,(i_{\mu\beta 1}-i_{\mu\beta 2}) + \omega_1\,(i_{\mu\alpha 1}-i_{\mu\alpha 2}))\cos(\omega_1 t) + +(D\,(i_{\mu\alpha 1}-i_{\mu\alpha 2}) - \omega_1\,(i_{\mu\beta 1}-i_{\mu\beta 2}))\sin(\omega_1 t)\Big\}\,, \qquad (28)$$

Здесь $i_{\mu kl}=i_{skl}+i_{rkl}$, где $k=\alpha,\beta=1,\ 2$ — намагничивающие токи симметричных составляющих по осям α и β.

Для перехода от решения системы уравнений двухфазного режима (18)—(17) к решению системы уравнений однофазного режима (25) необходимо записать сохранения постоянства потокосцеплений по осям ($\alpha 1,2$; $\beta 1,2$) и угловой скорости вращения в момент отключения пусковой обмотки B. Эти условия формулируются следующим образом:

$$\psi_{s\alpha 1(-0)} + \psi_{s\alpha 2(-0)} = \psi_{s\alpha 1(+0)}\,;$$

$$\psi_{s\beta 1(-0)} + \psi_{s\beta 2(-0)} = \psi_{s\beta 1(+0)}\,;$$

$$\psi_{r\alpha 1(-0)} = \psi_{r\alpha 1(+0)}\,, \quad \psi_{r\beta 1(-0)} = \psi_{r\beta 1(+0)}\,;$$

$$\psi_{r\alpha 2(-0)} = \psi_{r\alpha 2(+0)}\,, \quad \psi_{r\beta 2(-0)} = \psi_{r\beta 2(+0)}\,;$$

$$\omega_{r(-0)} = \omega_{r(+0)}\,,$$

Здесь потокосцепления в левой части равенства (27) $\Psi_{k(-0)}$ соответствует двухфазному режиму, а потокосцепления $\Psi_{k(+0)}$ — однофазному.

Системы уравнений (16)—(17) и (24), а также (25) и (26) были решены с помощью ЭВМ. Моделировался процесс пуска ($M_н=0$) серийного однофазного двигателя типа 4АИРШ56А4 мощностью 60 Вт. Пусковая обмотка отключалась, когда частота вращения ротора достигала $\omega_p=150$ 1/с, что соответствовало времени отключения $t_к=0{,}068$ с.

На рис. 4 показаны зависимости результирующего электромагнитного момента $M_э$, суммарного момента $M_c=M_1+M_2$ и угловой скорости вращения ротора ω_r в режиме пуска. Из кривых следует, что момент M_c, равный сумме прямого и обратного моментов,

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

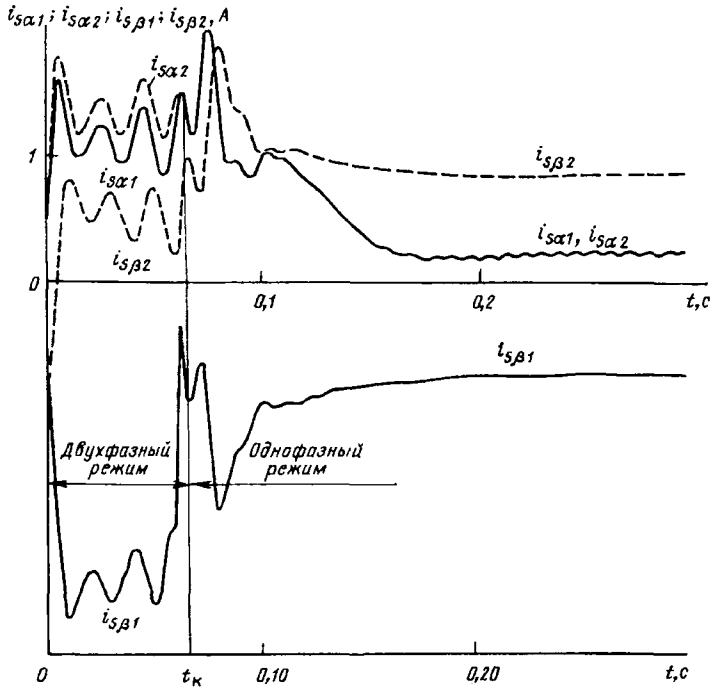


Рис. 5

является средним моментом для результирующего момента $M_э$ во время пуска.

Зависимости составляющих электромагнитного момента — вращающего M_1, тормозного M_2 и пульсирующего M_p — от времени показали, что амплитуда пульсирующего момента M_p возрастает по мере разгона и в установившемся режиме ее значение в 3 раза превышает номинальный момент.

На рис. 5 представлены зависимости от времени составляющих токов фаз $i_{s\alpha1}, i_{s\alpha2}, i_{s\beta1}, i_{s\beta2}$ прямой и обратной последовательностей. Из кривых следует, что токи в рассматриваемых системах координат изменяются менее резко. Это характерно для синхронно вращающихся координат и гораздо удобнее для анализа токов.

Значения токов и моментов по окончании пуска сходятся к их значениям в установившемся режиме, которые рассчитываются по известным схемам замещения [7—9].

Практическое значение представленных здесь моделей заключается в том, что они позволяют исследовать в переходных режимах как токи фаз прямой и обратной последовательностей, так и составляющие электромагнитного момента, обусловленные взаимодействием этих последовательностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Уайт Д., Вудсон Г.** Электромеханическое преобразование энергии. — М.: Л.: Энергия, 1964.
2. **Копылов И.П.** Математическое моделирование электрических машин. — М.: Высшая школа, 1994.
3. **Страхов С.В.** Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. — М.: Л: Госэнергоиздат, 1960.
4. **Ковач К.П., Рац И.** Переходные процессы в машина переменного тока. — М.: Л.: Госэнергоиздат, 1963.
5. **Иванов-Смоленский А.В., Абрамкин Ю.В., Кузнецов В.А.** Универсальный метод расчета электромагнитны процессов в электрических машинах. — М.: Энергоатомизда 1986.
6. **Хрущев В.В.** Электрические машины автоматическ устройств. — М.; Л.: Энергия, 1985.
7. **Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А.** Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ. — М.: Энергия, 1980.
8. **Адаменко А.Н.** Несимметричные асинхронные машины. — Киев: Изд-во АН УССР, 1962.
9. **Хэнкок Н.** Матричный анализ электрических машин. М.: Энергия, 1967.
10. **Павлюк К., Беднарек Ц.** Пуск и асинхронные режим синхронных двигателей. — М.: Энергия, 1971.

[10.02.9

Авторы: ***Мощинский Юрий Анатольев*** *окончил в 1965 г. электромеханический факультет Московского энергетического институт (МЭИ). В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование синхронно двигателя с постоянными магнитами с асинхронно-гистерезисным пуском». Заведующий лабораторией кафедры электромеханики МЭИ.*

Бессмертных Нина Александровна *оконч в 1976 г. электромеханический факультет МЭ В 1984 г. защитила кандидатскую диссерта на тему «Автоматизация проектирования стотно регулируемых тяговых асинхронных двигателей для автономных транспортных средств Старший научный сотрудник кафедры электр механики МЭИ.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Синтез следящих электроприводов на основе частотного подхода

ЛИХОМАНОВ А.М., ПАНИН С.Ю., ПИСАРЕВ А.Ю.

Рассматривается синтез следящих электроприводов, выполненных на базе структур модально-подчиненного управления, с учетом инерционности обратной связи. Приводятся примеры синтеза.

Ключевые слова: *обратная задача динамики, инерционность обратной связи, искусственная периодизация, переходный процесс*

The paper considers a synthesis of servodrives designed on the basis of modal-subordinated control structures, with account taken of the feedback inertia examples of the synthesis are given.

Key words: *dynamic inverse problem, feedback inertia, artifical periodization, transient process*

При проектировании следящих электроприводов самое широкое применение нашли методы на основе модального управления [1, 2] либо на основе оптимального управления по среднеквадратичному критерию качества путем решения задач Летова—Калмана или Красовского [3, 4]. Оба метода исходят из принципа безынерционности обратной связи [5], что ограничивает область их использования. Так, приводы подач современных металлорежущих станков имеют быстродействие порядка сотен-десятков миллисекунд, а порядок постоянной времени фильтра в цепи обратной связи по скорости вала двигателя — десятки миллисекунд [3, 6]. Приведенные значения говорят о том, что использование вышеуказанных методов с целью получения высокого быстродействия привода приводит к неудовлетворительным показателям качества управления, что в практическом плане вызывает необходимость снижения быстродействия привода. Кроме того, на качество управления могут оказать влияние постоянные времени, например в цепи обратной связи по току якоря и канале рассогласования, обусловленные включением соответствующих фильтров, а также инерционность усилителя мощности.

Применение известных методов на основе обратных задач динамики затруднительно из-за сложных оптимизационных процедур поиска минимума функционала, характеризующего степень приближения реальной траектории к назначенной [4, 7].

В статье рассматривается синтез следящих электроприводов с учетом инерционности обратной связи на основе частотного подхода к решению обратных задач динамики путем искусственной периодизации желаемых переходных процессов [8—15].

Постановка задачи. Пусть управляемый объект описывается уравнениями

$$\dot{X}(t)=AX(t)+BV(t);\ Y(t)=Q^{\mathrm{T}}X(t);\ X(0)=0, \qquad (1)$$

где $X(t)$ —n-мерный вектор координат состояния; $V(t)$ — управляющая функция; $Y(t)$ — скалярная выходная переменная. Параметры математической модели постоянны и заданы:

$$Q^{\mathrm{T}}=[q_1q_2...q_n];\ B^{\mathrm{T}}=[b_1b_2...b_n];\ A=[a_{ij}],\ i,j=1,2,...,n.$$

Уравнение измерителя $Z(t)=HX(t)$, где структура матрицы $H(r,n)$ задается в зависимости от информационных ограничений, накладываемых на ресурсы системы. Закон управления примем в виде:

$$\begin{aligned} &V_1(x) = C^{\mathrm{T}}R(t)+nE(t) + m\int E(t)\,dt;\\ &(T_ip+1)\,r_i(t) = k_i z_i(t);\\ &(T_\partial p+1)\,E(t) = k_\partial[X_3(t)-Y(t)];\\ &(T_> p+1)\,V(t) = k_> V_1(t);\ \ p=\frac{d}{dt}, \end{aligned} \qquad (2)$$

где $R(t)$ — n-мерный вектор выходных координат фильтров в обратной связи; $E(t)$ — выходная координата фильтра в канале рассогласования; $V_1(t)$— входная координата усилителя мощности; $X_3(t)$ — задающее воздействие вида $X_3(t)=$ $=1(t)$; $T_i, T_\partial, T_>, k_i, k_\partial, k_>$ — постоянные времени и коэффициенты передач i-й обратной связи, датчика рассогласования и усилителя мощности. Коэффициенты $n, m, c_1, ..., c_r$ подлежат определению из условия

$$J=\int_0^{T_1}[Y^*(t)-Y(t)]^2\,dt \leqslant \delta, \qquad (3)$$

где $Y^*(t)$ — желаемый переходный процесс; T_1 — интервал сравнения; δ — допустимое значение погрешности.

Решение поставленной задачи базируется на следующем утверждении: траекторию движения устойчивости линейной системы, зафиксированную во время переходного процесса для заданного выходного воздействия, можно практически воспроизвести этой же системой во время соответствующего периодического установившегося движения [8, 9]. Для этой цели задающее воз-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

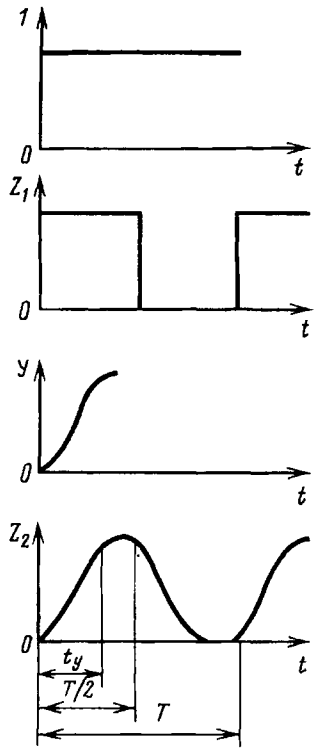


Рис. 1

действие $X_3(t)$ и желаемый переходный процесс $Y^*(t)$ подвергаются искусственной периодизации (рис. 1) в соответствии с правилом:

$$Z_1(t) = 1(t);\quad Z_2(t) = Y^*(t) \quad \text{при} \quad 0 \leqslant t \leqslant \frac{T}{2} = T_1;$$

$$Z_1(t) = 0;\quad Z_2(t) = Y^*\left(\frac{T}{2}\right) - Y^*\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad \text{при} \quad \frac{T}{2} \leqslant t \leqslant T,$$

и соответствующие периодические движения $Z_1(t)$, $Z_2(t)$ аппроксимируются тригонометрическими рядами Фурье:

$$\begin{gathered} Z_1(t) = D_0 + \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sin k\omega t;\quad D_0 = 0{,}5; \\ D_k = \frac{2}{\pi k};\quad \omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{m t_y}; \\ Z_2(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin k\omega t; \\ k = 2e + 1;\quad e = 0, 1, 2, \ldots, \end{gathered} \tag{4}$$

где T — период искусственной периодизации; m — отношение T ко времени переходного процесса t_y. Движение i-й фазовой координаты объекта; i-й выходной координаты измерителя, i-й выходной координаты фильтра в обратной связи, выходной координаты в канале рассогласования, выходной координаты усилителя мощности и управляющего воздействия будем определять из формул:

$$x_i(t) = A_{i0} + \sum_{k=1}^{\infty} A_{ik} \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} B_{ik} \sin k\omega t; \tag{5}$$

$$z_i(t) = Z_{i0} + \sum_{k=1}^{\infty} ZA_{ik} \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} ZB_{ik} \sin k\omega t;$$

$$[ZA_{ik}] = H[A_{ik}];\quad [ZB_{ik}] = H[B_{ik}];$$

$$r_i(t) = R_{i0} + \sum_{k=1}^{\infty} RA_{ik} \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} RB_{ik} \sin k\omega t; \tag{6}$$

$$E(t) = EA_0 + \sum_{k=1}^{\infty} EA_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} EB_k \sin k\omega t; \tag{7}$$

$$V_1(t) = V_{10} + \sum_{k=1}^{\infty} P_{1k} \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} T_{1k} \sin k\omega t; \tag{8}$$

$$V(t) = V_0 + \sum_{k=1}^{\infty} P_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t; \tag{9}$$

$$RA_{ik} = \frac{k_i ZA_{ik} - T_i k\omega k_i ZB_{ik}}{T_i^2 k^2 \omega^2 + 1};$$

$$RB_{ik} = k_i ZB_{ik} + T_i k\omega ZA_{ik};$$

$$R_{i0} = k_i A_{i0};\quad EA_0 = k_\partial (D_0 - A_0);$$

$$EA_k = \frac{-A_k k_\partial - T_\partial k\omega k_\partial (D_k - B_k)}{T_\partial^2 k^2 \omega^2 + 1};$$

$$EB_k = k_\partial (D_k - B_k) + T_\partial k\omega EA_k;\quad V_{10} = \frac{V_0}{k_>};$$

$$P_{1k} = \frac{P_k + T_> k\omega T_k}{k_>};\quad T_{1k} = \frac{T_k - T_> k\omega P_k}{k_>}.$$

Подставляя в (2) $r_i(t)$, $E(t)$, $V(t)$ в виде (6)–(8), получаем для нахождения вектора $[nmc_1 c_2 \ldots c_r]$ систему алгебраических уравнений:

$$\begin{gathered} P_k = C^{\text{т}}[RA_{ik}] + nEA_k - \frac{m}{k\omega} EB_k; \\ T_k = C^{\text{т}}[RB_{ik}] + nEB_k + \frac{m}{k\omega} EA_k, \end{gathered} \tag{10}$$

порядок которой определяется числом оптимизируемых коэффициентов. Значения A_{ik}, B_{ik}, P_k, T_k вычисляются в соответствии с алгоритмической процедурой. Уравнение (1) преобразуется к виду

$$-A_1 x_r(t) + D_1 \dot{x}_r(t) = A_2 x_1(t) - D_2 \dot{X}_1(t) + BV(t), \tag{11}$$

где r — номер любой фазовой координаты выходного сигнала системы. Элементы матриц $A_1(n, 1)$, $D_1(n, 1)$, $A_2(n, n-1)$, $X_1(n-1, n)$, $D_2(n, n-1)$

$$a_{1_{i1}} = a_{ir};\quad i = \overline{1, n} \qquad d_{1_{i1}} = 0;\quad d_{1_{r1}} = 1;\quad i = \overline{1, n},\ i \neq r \qquad X_{1_{i1}} = X_i;\quad i = \overline{1, n},\ i \neq r \qquad a_{2_{ij}} = a_{ij};\quad i = \overline{1, n},\ j = \overline{1, n},\ i \neq r$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$d_{2_{ij}}=0;$	$d_{2_{ij}}=0;$	$d_{2_{ij}}=1;$	$d_{2_{ij}}=1;$	$d_{2_{ij}}=0.$
$i=r$	$i<r$	$i<r$	$i>r$	$i>r$
	$i\neq j$	$i=j$	$j=i-1$	$j\neq i-1$

Координата

$$x_r(t)=\frac{1}{q_r}\left[Y^*(t)-\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} q_i x_i(t)\right]=\frac{1}{q_r}Y^*(t)-D_3^{\mathrm{T}}X_1(t). \quad (12)$$

Уравнение (11) с учетом (12) примет вид

$$\frac{-A_1}{q_r}Y^*(t)+\frac{D_1}{q_r}\dot{Y}^*(t)=(A_2-A_1D_3^{\mathrm{T}})X_1(t)+$$

$$+(D_1D_3^{\mathrm{T}}-D_2)X_1(t)+BV(t). \quad (13)$$

Подставляя в (13) $Y^*(t)$, $x_i(t)$, $V(t)$ в виде (4), (5), (9), получаем систему алгебраических уравнений для k-й гармоники:

$$\begin{aligned}&\frac{-A_1}{q_r}A_k+\frac{D_1}{q_r}k\omega B_k=(A_2-A_1D_3^{\mathrm{T}})[A_{ik}]+\\&+k\omega(D_1D_3^{\mathrm{T}}-D_2)[B_{ik}]+BP_k;\\&\frac{-A_1}{q_r}B_k-\frac{D_1}{q_r}k\omega A_k=(A_2-A_1D_3^{\mathrm{T}})[B_{ik}]-\\&-k\omega(D_1D_3^{\mathrm{T}}-D_2)[A_{ik}]+BT_k.\end{aligned} \quad (14)$$

Решая систему (14), определяем вектор

$$[G_k]^{\mathrm{T}}=[A_{1k}A_{2k}\ldots A_{nk}B_{1k}B_{2k}\ldots B_{nk}P_kT_k].$$

Таким образом, решая систему (10) при различной структуре матрицы H, получаем многообразие законов управления (2). При этом в качестве условий доопределения выступает точность реализации желаемого переходного процесса, т.е. количество гармоник, участвующих в синтезе, а в качестве условия решаемости задачи — устойчивость синтезированной системы [11, 12].

Примеры расчета. Рассмотрим синтез следящего привода, структурная схема которого приведена на рис. 2. Уравнение (1) примет вид

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & a_{12} & 0\\ 0 & 0 & a_{23}\\ 0 & a_{32} & a_{33}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ b_3\end{bmatrix}V;$$

$$H=\begin{bmatrix}0&0&0\\0&1&0\\0&0&1\end{bmatrix};\quad \begin{aligned}&Q^{\mathrm{T}}=[1\ 0\ 0];\ a_{12}=1;\ a_{23}=\frac{c_{\mathrm{м}}}{J};\\&a_{32}=-\frac{c_e}{L_{\mathrm{я}}};\ a_{33}=-\frac{r_{\mathrm{я}}}{L_{\mathrm{я}}};\ b_3=\frac{1}{L_{\mathrm{я}}}.\end{aligned}$$

Здесь x_1, x_2, x_3 соответственно угол поворота, скорость выходной координаты и ток якорной цепи; c_e, $c_{\mathrm{м}}$ — конструктивные постоянные двигателя; $r_{\mathrm{я}}$, $L_{\mathrm{я}}$ — сопротивление и индуктивность якорной цепи; $T_{\mathrm{я}}$ — электромагнитная постоянная двигателя; J — момент инерции двигателя совместно с моментом инерции исполнительного органа, приведенным к валу двигателя.

Пусть

$c_e=0{,}4377$ В·с/рад; $r_{\mathrm{я}}=2{,}5$ Ом; $T_{\mathrm{я}}=0{,}013$ с; $L_{\mathrm{я}}=0{,}0324$ Гн; $k_>=10$; $c_{\mathrm{м}}=0{,}322$ Н·м/А; $T_>=0{,}003$ с; $J=16{,}11\cdot10^{-4}$ кг·м^2; $T_\partial=T_3=0{,}02$ с; $T_2=0{,}01$ с; $k_3=1\ \frac{\text{В}}{\text{А}}$; $k_2=1\ \frac{\text{В·с}}{\text{рад}}$.

В качестве желаемой настройки выбираем следующую передаточную функцию:

$$W(s)=\frac{a_3s+a_4}{s^4+a_1s^3+a_2s^2+a_3s+a_4};$$

$$a_1=5{,}2\omega;\quad a_2=17{,}68\omega^2;$$
$$a_3=22{,}83\omega^3;\quad a_4=0{,}5258\omega^4. \quad (15)$$

Пусть желаемое время переходного процесса $t_{\mathrm{y}}\approx0{,}08$ с, что соответствует $\omega\approx20$ с$^{-1}$ [14]. Гармоники периодического движения (4) рассчитываются по формулам [11]:

$$A_k=\frac{F_1D_ka_4+a_3k\omega D_kF_2}{F_1^2+F_2^2};\quad B_k=\frac{D_kF_2a_4-a_3k\omega D_kF_1}{F_1^2+F_2^2};$$

$$F_1=a_1k^3-a_3k;\quad F_2=k^4-a_2k^2+a_4.$$

На рис. 3 кривой *1* показан желаемый переходный процесс. Матрицы уравнений (11), (14)

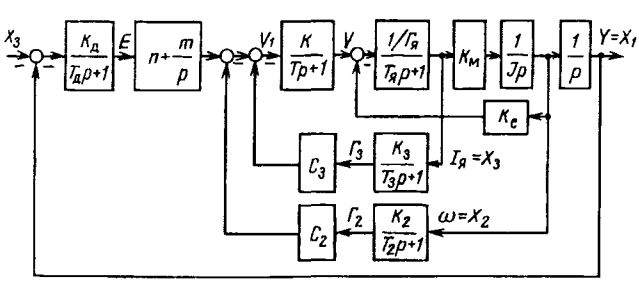


Рис. 2

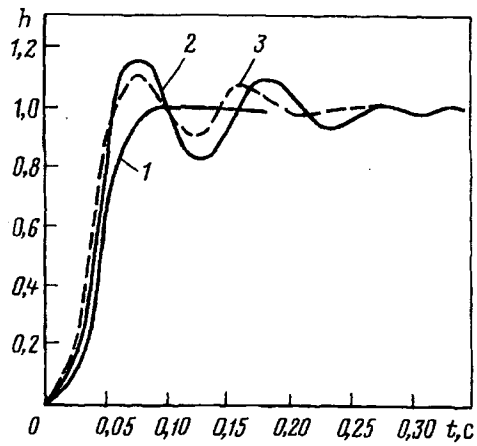


Рис. 3

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

имеют вид

$$A_1^{\mathrm{T}}=[0\ 0\ 0];\ D_1^{\mathrm{T}}=[1\ 0\ 0];\ X_1^{\mathrm{T}}=[x_2 x_3];\ D_3^{\mathrm{T}}=[0\ 0];$$

$$A_2=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & a_{23}\\ a_{32} & a_{33}\end{bmatrix};\ D_2=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & -k\omega & a_{23} & 0 & 0 & 0\\ a_{32} & 0 & a_{33} & -k\omega & b_3 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ k\omega & 0 & 0 & a_{23} & 0 & 0\\ 0 & a_{32} & k\omega & a_{33} & 0 & b_3\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}A_{2k}\\ B_{2k}\\ A_{3k}\\ B_{3k}\\ P_k\\ T_k\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}k\omega B_k\\ 0\\ 0\\ -k\omega A_k\\ 0\\ 0\end{bmatrix}.$$

Система (11) имеет вид

$$\begin{bmatrix}EA_1 & \dfrac{-EB_1}{\omega} & RA_{21} & RA_{31}\\ EB_1 & \dfrac{EA_1}{\omega} & RB_{21} & RB_{31}\\ EA_3 & \dfrac{-EB_3}{3\omega} & RA_{23} & RA_{33}\\ EB_3 & \dfrac{EA_3}{3\omega} & RB_{23} & RB_{33}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}n\\ m\\ c_2\\ c_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}P_1\\ T_1\\ P_3\\ T_3\end{bmatrix}.$$

Решение дает вектор [6,07; 3,5; −0,2; −0,72]. Переходный процесс практически совпадает с желаемым в соответствии с передаточной функцией (15). Для сравнения на рис. 3 (кривая *2*) показан переходный процесс привода (рис. 2), синтезированного по принципам модального управления без учета $T_д$, T_2, T_3, $T_>$. В данном случае

$$n=\frac{a_3 L_я J}{k_> c_м}=2{,}92;\quad m=\frac{a_4 L_я J}{k_> c_м}=1{,}386;$$

$$c_2=\frac{a_2 L_я J-c_e c_м}{k_> c_м}=0{,}072;\quad c_3=\frac{a_1 L_я-r_я}{k_>}=0{,}093.$$

Теперь синтезируем (2) при $m=0$. Система (11) примет вид

$$\begin{bmatrix}EA_1 & RA_{21} & RA_{31}\\ EB_1 & RB_{21} & RB_{31}\\ EA_3 & RA_{23} & RA_{33}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}n\\ c_2\\ c_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}P_1\\ T_1\\ P_3\end{bmatrix}.$$

Решение дает вектор [8, 47; −0,29; −1,22]. График переходного процесса практически совпадает с кривой *1*, рис. 3. Для сравнения показан график переходного процесса рис. 3 (кривая *3*) привода, синтезированного рассмотренным способом без учета $T_д$, T_2, T_3, $T_>$. В данном случае вектор оптимизируемых коэффициентов [3,396; −0,089; −0,178].

Заключение. Рассмотренный подход с достаточной степенью точности реализует концепцию обратных задач динамики и может рассматриваться как хорошее нулевое приближение в задачах оптимизации функционала (3). При этом, используя простейшую итерационную процедуру, включающую решение системы (10) и анализ устойчивости, может быть минимизирована структура матрицы измерителя $H(r,n)$, а сама задача решена по частотным характеристикам управляемого объекта, т.е. без использования полной математической модели. В силу принципа суперпозиции рассмотренный подход может быть распространен на задачи синтеза многомерных систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г.** Автоматизированный электропривод с упругими связями. — С-П.: Энергоатомиздат, 1992.
2. **Бургин Б.Ш.** Анализ и синтез двухмассовых электромеханических систем. — Новосибирск: Министерство науки, высшей школы и технической политики РФ, 1992.
3. **Башарин А.В., Постников Ю.В.** Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.
4. **Крутько П.Д., Максимов А.И., Скворцов Л.М.** Алгоритмы и программы проектирования автоматических систем. — М.: Радио и связь, 1988.
5. **Справочник** по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. — М.: Наука, 1987.
6. **Электромеханические** системы управления тяжелыми металлорежущими станками / Под ред. С.В. Демидова. — Л.: Машиностроение, 1986.
7. **Крутько П.Д.** Обратные задачи динамики управляемых систем: Линейные модели. — М.: Наука, 1987.
8. **Андреенко С.Н., Ворошилов М.С., Петров Б.А.** Проектирование приводов манипуляторов. — Л.: Машиностроение, 1975.
9. **Лихоманов А.М.** Параметрический синтез линейных систем на основе искусственной периодизации переходных характеристик. — Изв. вузов. Приборостроение, 1990, № 2.
10. **Лихоманов А.М.** Параметрический синтез систем с кусочно-непрерывными нелинейностями на основе искусственной периодизации сигнала ошибки управления. — Изв. вузов. Приборостроение, 1991. № 7.
11. **Лихоманов А.М., Дмитриев Б.Ф.** Частотный подход к решению обратных задач динамики: Линейные одномерные модели. — Изв. вузов. Электромеханика, 1993, № 4.
12. **Лихоманов А.М., Тарасов С.В.** Структурно-параметрический синтез законов управления вынужденным движением. — Изв. вузов. Приборостроение, 1994, № 2.
13. **Лихоманов А.М., Власов В.И.** Синтез стандартных настроек для следящих электроприводов при линейном управляющем воздействии. — Электротехника, 1995, № 1.
14. **Лихоманов А.М., Куцанов Л.А.** Синтез стандартных настроек для следящих электроприводов по назначенным переходным характеристикам. — Электричество, 1995, № 7.
15. **Лихоманов А.М., Панин С.Ю., Писарев А.Ю.** Синтез стандартных настроек для систем стабилизации скорости. — Электротехника, 1996, № 1.

[13.05.96]

Автор: ***Лихоманов Андрей Михайлович*** *окончил приборостроительный факультет Ленинградского института авиационного приборостроения в 1975 г. В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Параметрический синтез следящих электроприводов на основе искусственной периодизации переходных характеристик» в Санкт-Петербургском техническом университете. Доцент кафедры «Автоматизация производственных систем» Санкт-Петербургского института машиностроения (втуз ЛМЗ).*

Панин Сергей Юрьевич *— студент Санкт-Петербургского института машиностроения.*

Писарев Алексей Юрьевич *— студент Санкт-Петербургского института машиностроения.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Двухскоростной орбитальный электропривод

ЛИТВИНЕНКО А.М.

Приведено описание новой конструктивной схемы электроприводов с внешними магнитными системами — орбитальных приводов на основе планетарных или волновых редукторов. Приведены основные расчетные соотношения для таких электромеханических модулей. Рассмотрены результаты испытаний макетного образца привода. Конструктивная преемственность с обычными асинхронными двигателями благоприятно влияет на надежность привода.

Ключевые слова: *электропривод, орбитальный привод, волновой и планетарный редуктор, конструкция, расчет*

The paper presents a new design of electrical drives with external magnetic systems — orbital drives based on planetary or wave reduction gears. Formulae for calculating such electromechanical moduls are deduced. Results of testing a dummy drive sample are considered. The continuity of a conventional induction motor construction favourably affects a drive reliability.

Key words: *electrical drive, orbital drive, design, wave reduction gear, planetary reduction gear, construction, calculation*

Для многих технологических процессов не требуется широкого диапазона регулирования частоты вращения электрической машины, входящей в состав электропривода. Оказывается достаточным наличие лишь двух скоростей — основной и пониженной. Примером могут служить многие механизмы подъемно-транспортных устройств (в частности, грузовые лебедки башенных кранов), бытовые приборы (например, стиральные машины барабанного типа, имеющие режимы стирки и сушки), механизмы строительной индустрии, механизмы металлургической промышленности (например, приводы кареток электродержателей в установках электрошлакового переплава для получения рабочей и маршевой скоростей перемещения расходуемого электрода), а также многие судовые механизмы.

К традиционным путям получения двух скоростей при использовании обычных асинхронных двигателей относятся: применение полюсопереключаемых и дополнительных независимых обмоток или применение механических коробок передач.

В первом случае наблюдается увеличение числа выводов, а также фиксированное отношение между скоростями, вызванное фиксированным числом пар полюсов или катушечных групп (при полюсно-амплитудной модуляции).

Во втором случае требуется применение дополнительного механического узла.

Для устранения указанных недостатков предложена многоэлементная электромеханическая система (двухскоростной мотор-редуктор) на основе орбитального привода [1—4] с внешней магнитной системой кольцевого типа [5, 6].

В статье приводятся результаты исследования данной конструктивной схемы электропривода, определения основных соотношений и опытной проверки полученных результатов.

Рассмотрим конкретный пример выполнения привода. Привод (рис. 1) состоит из корпуса *1*, задней крышки *2*, коробки выводов *3*, упора *4*, пружины тормоза роторов *5*, упорного кольца *6*, подшипников тормоза роторов *7*, сердечника тормоза роторов *8*, каркаса катушки *9*, катушки тормоза роторов *10*, тормозного диска тормоза роторов *11*, накладки диска *12*, тормозных накладок роторов *13*, роторов *14*, посадочного кольца *15*, статора *16*, вала ротора *17*, обмотки статора *18*, подшипника центральной шестерни *19*, центральной шестерни *20*, тормозной накладки шестерни *21*, ответной тормозной накладки *22*, катушки *23* тормоза шестерни, тормозного диска *24* тормоза шестерни, передней крышки *25*, пружины *26* тормоза шестерни, шлицов *27* передней крышки и диска тормоза шестерни, подшипников вала *28*, вала-водила *29* с подшипниками *30* роторов-сателлитов, роторы-сателлиты имеют зубцы *31*, между роторами расположены шихтованные вставки *32*.

Работа привода. *Режим пониженной скорости.* В этом случае тормоз роторов не работает. Катушка *10* отключена от сети, пружина *5* через

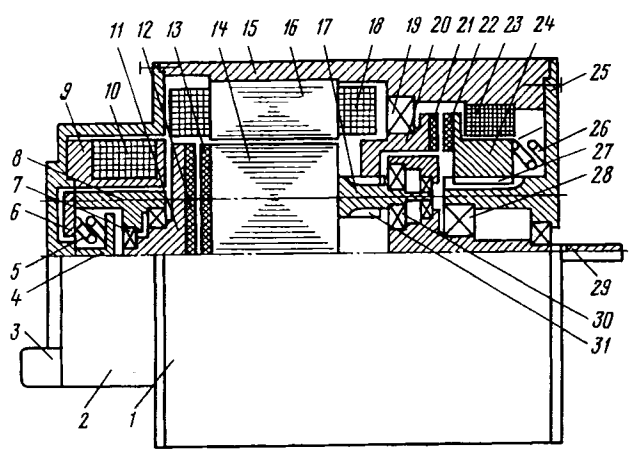


Рис. 1. Схема двухскоростного орбитально-планетарного привода с центральным колесом внутреннего зацепления

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

кольцо *6* отжимает сердечник *8* вместе с диском *11* от накладок роторов *13*. Тормоз центральной шестерни *20* также отключен. Катушка *23* обесточена, пружина *26* прижимает тормозной диск с накладкой *22* к накладке *21* шестерни *20*. В результате шестерня заторможена, т.е. она не может вращаться в подшипнике *19*. Статорная обмотка *18* включена, в короткозамкнутых роторах *14* индуцируются токи, которые, взаимодействуя с полем статора, создают моменты, приводящие роторы *14* во вращение. Роторы вращаются, соответственно вращаются и сидящие на одном валу с ними сателлиты, имеющие зубцы *31*. Зубцы сателлитов входят в зацепление с зубцами шестерни *20*, которая заторможена. Сателлиты, обкатываясь по шестерне, совершают орбитальное движение, приводя во вращение водило *29*, которое одновременно является и выходным валом.

Режим повышенной скорости — пониженного передаточного отношения. В этом режиме оба тормоза включены, катушки *10* и *23* находятся под током. Катушка *10*, втягивая сердечник *8*, прижимает диск *11* и накладки *12* к накладкам *13* ротора *14*. В результате оба ротора *14* теряют способность вращаться вокруг своих осей в подшипниках *30*. Оба заторможенных ротора *14* составляют вместе как бы один ротор. Этот составной ротор, существующий только в режиме повышенной скорости, вращается в подшипниках *7* диска *11* в подшипниках *19* колеса *20* и в подшипниках *28* вала *29*. Вращение в подшипнике *19* возможно потому, что катушка *23* включена, диск-сердечник *24* притянут, пружина *26* сжата, а накладка *22* отведена от накладки *21* центрального колеса *20*, тем самым освобождает его и дает возможность вращаться в подшипнике *19*. Таким образом, передаточное отношение от «составного» ротора — заторможенных роторов *14* к валу *29* равно единице: вал вращается с подсинхронной скоростью.

При переходе опять на пониженную скорость катушки *10* и *23* отключены, диск *11* растормаживает роторы, отходя от накладок *13* под действием пружины *5*, а диск *24* прижимается пружиной *26* к накладкам *22* и *21*, затормаживая тем самым колесо *20*. Сателлиты, сидящие на валу *17*, начинают совершать планетарные движения, приводя во вращение водило-вал *29* с передаточным отношением планетарной пары.

Режим пониженной скорости иллюстрирует рис. 2,*а* где показано, что роторы *14* участвуют в двух движениях: собственном вращении и вращении относительно центральной оси вала *29*. Режим повышенной скорости иллюстрирует рис. 2,*б*, где показано, что заторможенные роторы вокруг своих осей не вращаются, а вращаются только вокруг центральной оси. Для улучшения распределения потокосцепления возможно применение шихтованных вставок *32* между роторами, показанных на рис. 2.

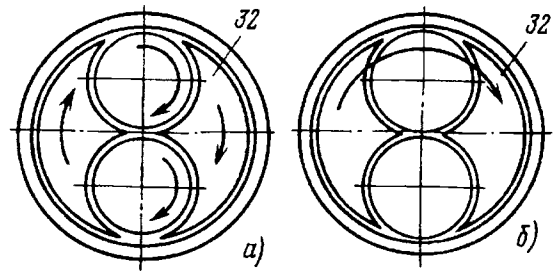


Рис. 2. Режимы пониженной скорости с заторможенным центральным колесом и отсутствии функции роторов (*а*) и повышенной (основной) скорости с вращающимся центральным колесом и фиксированными роторами, вращающимися вокруг центральной оси (*б*)

На основе данной базовой конструкции возможно использование различных вариантов конструктивных схем с теми или иными отличиями. Так, введение осевой подвижности сателлитов позволяет применить не два, а один тормозной электромагнит с сохранением двух тормозных дисков. Также введение центральной шестерни не венцового (внутреннего зацепления), а солнечного типа (внешнего зацепления) упрощает крепление и исключает реверс при переходе на вторую скорость. Могут быть использованы модификации ротора орбитального привода, выполненные на базе основного ротора исходного двигателя с просверленными аксиальными каналами, в которые помещены роторы-сателлиты. Короткозамкнутая обмотка может быть сохранена на сегментных участках исходного ротора.

Орбитальные машины (в асинхронном варианте) представляют собой обычный статор в комбинации с составным ротором, который, в свою очередь, состоит из нескольких роторов, расположенных по окружности. Существует ряд предложений, относящихся к данной конструктивной схеме, начиная от шарика, перемещающегося по внутренней расточке статора, и кончая многороторными машинами с внутренним статором. Известны также и комбинации орбитальных машин с планетарными редукторами. Многороторные машины рассмотрены в [8].

Рассматриваемые орбитальные машины характеризуются тем, что составной ротор выполняет две основные функции. При пониженной скорости составляющие роторы-сателлиты вращаются и вокруг своей оси, и совершают орбитальное движение, реализуя редукцию подсинхронной скорости в планетарном (или волновом) редукторе. При повышенной скорости составляющие роторы-сателлиты фиксируются относительно своих осей тормозом, но совершают кру

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

говое движение относительно оси выходного вала в качестве стержней беличьей клетки составного ротора, обеспечивая его вращение с подсинхронной скоростью, причем это вращение передается на вал непосредственно без механической редукции. Механические элементы редуктора при этом растормаживаются.

Краткий анализ конструктивных схем позволяет отметить следующие основные особенности орбитального привода.

1. При обеих частотах вращения рабочие роторы вращаются при номинальном скольжении.

2. Поток, сцепленный с рабочими роторами, меньше номинального из-за геометрических факторов, в первую очередь — эксцентриситета рабочих роторов и расточки статора.

3. Ротор орбитальной машины, особенно без ферромагнитных вставок (или базового ротора), обладает магнитной анизотропией, что позволяет рассматривать машину при повышенной скорости как асинхронизированную синхронную.

4. При пониженной скорости, при неактивном базовом роторе (рис. 2) орбитальная машина является синхронной.

5. При пониженной скорости и активном базовом роторе асинхронный момент сегментных участков будет развиваться при повышенном скольжении.

6. Если имеется необходимость сохранять направление движения при переходе с одной скорости на другую без изменения порядка чередования фаз, то необходимо применять схему с солнечным колесом, в противном случае допустимо использовать венцовое колесо с внутренним зацеплением.

7. Подобные машины могут иметь исполнения и с волновым редуктором, и роликовым генератором волн [6], а также с двумя концентрическими статорами, в кольцевом зазоре которых располагаются роторы, что позволяет отказываться от фиксатора роторов.

8. Увеличение числа впадин в основном роторе, вызванное необходимостью размещения планетарных роторов, увеличивает число высших гармоник поля, что приводит к провалам в кривой вращающегося момента. Эта же причина может вызвать такую суперпозицию статорного и роторного полей, которая создает асимметричное поле, и, как следствие, одностороннее магнитное притяжение, вибрацию, шум и тормозящее действие.

9. С технологической точки зрения следует различать полностью составной ротор, набранный на основе самостоятельных роторов-сателлитов (рис. 2), и ротор на основе базового с пазами или вообще меньшего диаметра, дополненный внешними роторами-сателлитами.

10. Статор унифицирован со статором обычного асинхронного двигателя.

11. Ротор-сателлит также является унифицированным с ротором асинхронного двигателя.

Задача синтеза подобных электромеханических систем начинается с анализа технических требований и технических условий, среди которых особое место занимает передаточное отношение редуктора, определяющее соотношение между повышенной скоростью (обычно нормированной и определяемой числом пар полюсов) и пониженной, которая для данных машин может быть выбранной любой, а не обязательно кратной числу пар полюсов. Для простейшей планетарной пары оптимальное передаточное отношение составляет от 3 до 12. Для реализации передаточного отношения от 60 и выше целесообразно применение волновых редукторов. Промежуточные отношения требуют применения двухступенчатых планетарных пар.

Следующим является установление определенности в том, какой режим является рабочим, а какой — вспомогательным. Здесь имеют место три основных случая.

1. Основной режим — режим повышенной скорости (грузоподъемные механизмы). Целесообразно применение короткозамкнутых обмоток на сегментных вставках для улучшения энергетики.

2. Основной режим — режим пониженной скорости (например, привод в электрометаллургии). Возможно вообще отсутствие сегментных вставок, улучшающее отвод тепла от роторов.

3. Оба режима в равной мере являются основными (например, привод стиральной машины). Данный режим является комбинацией первых двух и допускает, например, присутствие сегментных вставок без токопроводящих обмоток.

Наиболее распространенным и важным, с точки зрения практики, все-таки является первый режим. Он является общим для всех асинхронных и асинхронизированных машин, работающих в составе привода с механизмом, имеющим повышенный пусковой момент. Известно много конструктивных схем асинхронных двигателей с повышенным пусковым моментом. Наиболее распространены среди них (для короткозамкнутого ротора) двигатели с вытеснением тока — с двойной беличьей клеткой и глубокопазные.

Известно [7], что кратность пускового момента для таких двигателей составляет лишь 1,3—1,7, а применение глубокопазных роторов для машин малой мощности и микромашин практически невозможно из-за малых размеров пазов. Все эти ограничения для орбитальных машин отсутствуют.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Каждый из названных трех режимов имеет, как и в любом двух- и многоскоростном приводе, две модификации: постоянного момента и постоянной мощности.

После определения режима и конструктивной схемы производится расчет привода. Его основным этапом являются: геометрический и компоновочный расчет ротора, электромагнитный, тепловой, механический и окончательный проверочный расчеты. Рассмотрим эти этапы подробнее.

Геометрический и компоновочный расчеты. Определение главных размеров.

При рассмотрении расчетной схемы рис. 3,*а* без учета размера зазоров из треугольника OAO_2 определим:

$$O_2A \approx r = \frac{\sin \pi/n}{1 + \sin \pi/n} R, \qquad (1)$$

где r — радиус ротора-сателлита; n — число роторов; R — внутренний радиус внешнего статора.

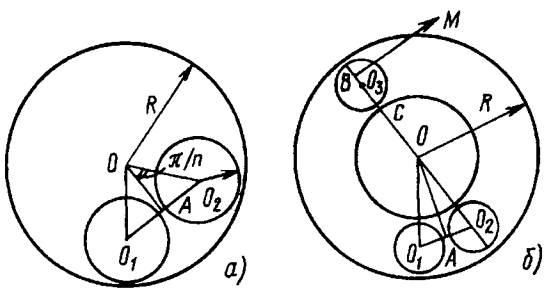


Рис. 3. Расчетная схема: компоновочная (*а*) и с внешним и внутренним статорами (*б*)

Аналогичная формула справедлива и для случая с внутренним статором (см. рис. 3,*б*). При заданных R и r можно найти максимальное число роторов:

$$n = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{r}{R-r}.$$

График функции $\sin \pi/n/(1+\sin \pi/n)$ в зависимости от n приведен на рис. 4.

Определим соотношение между радиусом основного ротора орбитального двигателя R_0 и радиусом ротора обычного (исходного) двигателя R для случая заторможенных сателлитов.

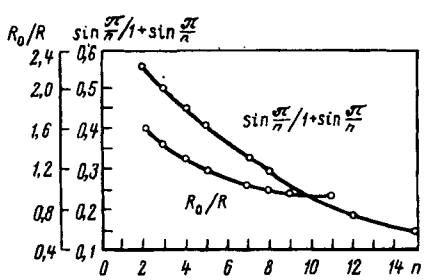


Рис. 4. Зависимости соотношения между радиусом расточки статора, радиусом роторов исходного и орбитального двигателей в функции числа роторов-сателлитов

Предположим, что вращающий момент создается лишь на половине окружности сателлита и радиальная сила приложена к половине радиуса r сателлита, т. е. общее плечо равно отрезку OB, причем $O_3B=r/2$ — (рис. 3,*б*) без учета внутреннего статора. Исходя из того, что момент исходного двигателя пропорционален произведению окружной силы на радиус ротора, имеем:

$$M_{\text{исх}} = 2\pi R^2 F, \qquad (2)$$

где F — удельное усилие на единицу длины окружности ротора.

Предположим, что усилие в точке C (рис. 3,*б*) отсутствует из-за экранирующего действия ротора. Тогда момент орбитального двигателя будет пропорционален числу сателлитов и разности R_0 и $r/2$:

$$M_{\text{орб}} = \pi n r (R_0 - r/2) F. \qquad (3)$$

Используя (1) и приравнивая (2) и (3), имеем:

$$2\pi R^2 F = \pi n \frac{\sin \pi/n}{1 + \sin \pi/n} R_0 \left[R_0 - \frac{R_0 \sin \pi/n}{2(1+\sin \pi/n)} \right] F,$$

откуда:

$$R_0 = \frac{2(1 + \sin \pi/n)}{\sqrt{(2 + \sin \pi/n)\, n \sin \pi/n}} R.$$

График данной функции в зависимости от n (в отн. ед.) приведен на рис. 4.

Анализируя его, можно заметить, что при условии равенства индукции исходного и орбитального двигателя, на чем основано приравнивание моментов, радиус основного ротора орбитального двигателя при увеличении числа сателлитов приближается к радиусу исходного ротора. Практически, однако, имеем уменьшение и индукции, и момента орбитального варианта, что приведет к перемещению кривой (рис. 4) вверх.

Электромагнитный расчет. Алгоритм расчета рабочих характеристик распадается минимум на три ветви в зависимости от конфигурации составного ротора: 1) ротор без вставок; 2) ротор со вставками без короткозамкнутой обмотки; 3) ротор со вставками с короткозамкнутой обмоткой.

Кроме этого, каждая из ветвей алгоритма разделяется на две: для основной и пониженной скорости. Отдельную ветвь составляет расчет машин с дополнительным внутренним статором.

Проведем расчет рабочих характеристик с использованием методики, приведенной в [7], с дополнениями, характерными для орбитальной

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

многороторной машины.

1. Ротор без вставок. *А. Основная скорость.* Ротор представляет собой набор барабанного типа из нескольких роторов-сателлитов. Заданными считаются следующие параметры статора и машины в целом: мощность, число пар полюсов, номинальные напряжение и ток, механические потери, сопротивления (активное и реактивное) и число витков обмотки статора.

Далее находится намагничивающий ток в долях номинального, причем более значительных, чем у двигателей обычного исполнения из-за большого значения магнитного напряжения воздушного зазора. По намагничивающему току определяется реактивная и активная составляющие тока синхронного холостого хода.

Затем находят расчетные значения c_1, a', a, b' приведенной схемы замещения. Определение b проводится с учетом индуктивного сопротивления обмотки короткозамкнутого ротора, составленного из сателлитов.

При этом при нахождении коэффициента магнитной проводимости дифференциального рассеяния коэффициент воздушного зазора $k\delta$ (коэффициент Картера) должен быть скорректирован введением не только коэффициентов, учитывающих влияние зубцов статора $k\delta_1$ и ротора $k\delta_2$, но и введением частичного коэффициента $k\delta_3$, учитывающего влияние эксцентриситета. Определение рабочих характеристик далее происходит в обычном порядке.

Б. Пониженная скорость. Расчет удобно производить на один ротор-сателлит, для которого (с учетом введения передаточного числа редуктора) задаются мощность, ток, механические потери и сопротивления.

Остальные параметры остаются без изменений. Однако частота вращения выходного вала (водила) должна быть скорректирована с учетом передаточного отношения и соотношений для планетарных передач. Также большое влияние оказывает тип зацепления — внешнее или внутреннее, поскольку от него зависит направление вращения выходного вала.

2. Ротор с ферромагнитными шихтованными вставками без короткозамкнутых обмоток. *А. Основная скорость.* Основные изменения общего алгоритма расчета касаются необходимости уменьшения намагничивающего тока и реактивной составляющей тока синхронного холостого хода. Частичный коэффициент $k\delta_3$ также меньше, чем в предыдущем случае, поскольку он учитывает лишь увеличение примерно в 2 раза воздушного зазора для той части окружности роторов, которая находится не в непосредственной близости от статора.

Б. Пониженная скорость. При прочих равных условиях по сравнению с п. *1Б* произойдет увеличение полезного момента из-за уменьшения намагничивающего тока.

3. Ротор с шихтованными вставками с короткозамкнутыми обмотками. *А. Основная скорость.* В данном случае мощность, передаваемая на вал, имеет две составляющие: мощность, реализованная на роторах согласно п. *1А* и мощность, реализованная на вставках, которые являются в данном случае сегментами составного ротора. Поэтому дальнейший расчет целесообразно разделить на расчет, аналогичный п. *1А* с учетом уменьшения намагничивающего тока согласно п. *2А*, и расчет для сегментных вставок. Для каждого случая определяются параметры соответствующей схемы замещения, в частности, коэффициента воздушного зазора.

Далее, при получении рабочих характеристик основные результаты суммируются, поскольку и момент роторов, и момент вставок направлены в одну сторону, частота тока в них одинакова и при действии тормоза-фиксатора они представляют собой в механическом отношении единое целое.

Б. Пониженная скорость. Расчет в основном аналогичен п. *2Б*, однако имеется существенное дополнение, вызванное наличием вставок. В случае внешнего зацепления моменты роторов и вставок направлены в одну сторону, но частота тока в них различная. Поэтому суммарная характеристика получается аналогичной характеристике двухдвигательного привода, причем оба «двигателя» работают в двигательном режиме. В случае внутреннего зацепления моменты роторов и вставок противоположны, один из «двигателей» работает в тормозном режиме, что увеличивает потери, представляет возможность получения ползучей скорости.

Тепловой и вентиляционный расчеты. На характер теплообмена в составном роторе существенное влияние оказывает наличие или отсутствие ферромагнитных сегментных вставок между составляющими роторами-сателлитами. Поэтому алгоритм расчета разделяется на две ветви.

Составной ротор без вставок. Соответствующая в первом приближении данному случаю расчетная схема (рис. 5) приведена, например, в [9] и характеризует n одинаковых цилиндров — роторов-сателлитов длиной l с радиусом $2R_0$, расположенных на глубине x_0 параллельно изотермической поверхности полуограниченного тора (статоры), расстояние y_0 между цилиндрами одинаково. В общем случае тепловое сопротивление находится как

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

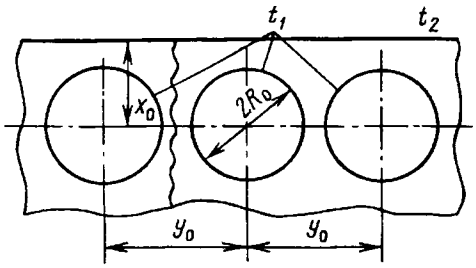


Рис. 5. Расчетная тепловая схема

$$R_l \approx \frac{\ln\frac{2x_0}{r} + (n-1)\ln\frac{2x_0}{y_0} - 2.303\,n\,(D + B_n)}{2\pi n\lambda},$$

где значения $D=f(l/2x_0)$ и $B_n=\varphi(n)$ в интересующем нас диапазоне приведены на рис. 6.

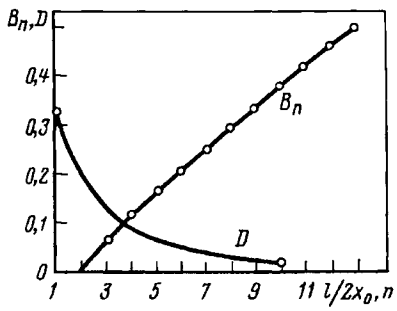


Рис. 6. Зависимости $D=f(l/2x)$ и $B=f(n)$

В случае двух роторов радиусом r, с радиусом статора R, расстоянием между центрами роторов d (т. е. имеем два одинаковых цилиндра, расположенных внутри третьего симметрично его оси) тепловое сопротивление находится в пределах

$$\frac{\ln\frac{R^2}{r\sqrt{d^2+4r^2}}}{4\pi\lambda} < R_l < \frac{\ln\frac{R^2}{rd}}{4\pi\lambda}.$$

Значения R_l могут быть использованы при расчете с помощью эквивалентных тепловых схем замещения теплораспределения при основной скорости при учете вращения.

Характерной особенностью рассматриваемого расчетного случая является наличие потерь на трение о воздух цилиндрических роторов. Эти потери можно оценить по формуле [10]:

$$P_{\text{ц.тр}} = C_f \pi \rho \omega^3 r^4 l,$$

где C_f — коэффициент трения; ρ — плотность среды; ω — угловая скорость.

На значение коэффициента трения влияет расположение роторов, зависящее от их числа. Точные значения коэффициента трения могут быть получены опытным путем. Дальнейшие тепловые расчеты ведутся традиционным путем для одного ротора-сателлита, а далее корректируются с учетом их числа.

Составной ротор с вставками. Данный случай и в тепловом, и в аэродинамическом отношении отличается от предыдущего и эквивалентен теплообмену вращающегося тела с разным внутренним тепловыделением в зависимости от наличия или отсутствия короткозамкнутой обмотки на вставках. Кроме этого, такое сложное тело имеет радиальные дугообразные каналы щелевидного сечения с собственным вращением одной из стенок (ротором-сателлитом). На повышенной скорости это вращение отсутствует. Наибольшее приближение для такого варианта ротора известно по данным [10], где приводятся зависимости сопротивления выхода и входа в заборники криволинейных каналов гладкого и негладкого роторов от скорости.

Далее следует иметь в виду, что радиальные каналы обеспечивают собственные напоры центробежного потока, суммирующиеся с гидравлической характеристикой составного ротора, Кроме того, эти радиальные каналы одновременно являются и аксиальными. При этом должно быть учтено сопротивление боковых щелей составного ротора.

Условия баланса тепла в составном роторе можно представить в виде

$$\sum P_{\text{р}} + \sum P_{\text{в}} = P'\alpha + P'\alpha_2 + P''\alpha + P''\alpha_2 + \Delta P' + \Delta P'' + P'\alpha_3 + P''\alpha_3,$$

где $\sum P_{\text{р}}$, $\sum P_{\text{в}}$ — сумма греющих потерь в роторах и во вставках соответственно; $P'\alpha$ — тепловой поток от части цилиндрической поверхности роторов к статору через воздушный зазор; $P'\alpha_2$, $P''\alpha_2$ — теплоотвод через торцы роторов и вставок соответственно; $P''\alpha$ — теплоотвод от цилиндрической части вставок; $\Delta P'$ и $\Delta P''$ — теплоотводы на вал от роторов и вставок соответственно; $P'\alpha_3$ и $P''\alpha_3$ — теплоотводы через радиальный канал от роторов и вставок соответственно.

Имеющиеся аналитические выражения для данных тепловых потоков должны быть дополнены коррекцией эффективного теплоотдающего периметра.

При этом длина пакета, коэффициенты теплоотдачи, эквивалентные сечения торцов, коэффициенты теплопроводности, средний подогрев воздуха полагаются известными.

Механические расчеты. Следует выделить три подветви: расчет валов, расчет элементов зубчатой передачи и расчет тормозов.

Расчет валов. Расчету подлежат валы роторов с консольным креплением, основной вал водила также с консольным креплением и вал центрального колеса. Для каждого из валов определяются прогиб под действием силы тяжести, под действием поперечной силы и под действием силы одностороннего магнитного притяжения, а

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

также критическая частота вращения, изгибающие моменты и напряжения в сечении каждой ступени вала.

Расчет зубчатой передачи. Рассмотрим планетарный вариант редуктора как основной. При передаточных отношениях, больших 80, возможно применение волнового редуктора.

Для рассматриваемого трехзвенного планетарного механизма (рис. 7), в котором колесо *1* является опорным, колесо *2* — сателлитом, звено *H* — водилом, имеем мгновенный центр вращения *P*, вокруг которого вращается колесо *2*, обегая неподвижное колесо *1*.

Для скорости v_{O_2} точки O_2, являющейся общей для колеса *2* и водила *H* (рис. 7), имеем

$$v_{O_2} = \omega_2 r_2 = \omega_H (r_1 + r_2),$$

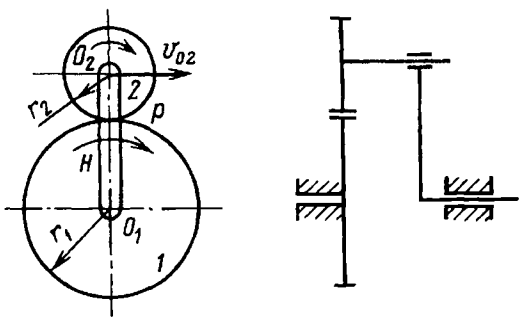


Рис. 7. Вариант схемы планетарного механизма

где ω_2 — угловая скорость колеса *2*; ω_H — угловая скорость водила.

Следовательно, передаточное отношение от колеса *2* к водилу равно

$$i_{2H} = \frac{\omega_2}{\omega_н} = \frac{r_1 + r_2}{r_2} = 1 + \frac{r_1}{r_2} = 1 + i_{21},$$

где i_{21} — передаточное отношение при неподвижном водиле.

По классификации планетарных передач проф. В.Н. Кудрявцева такой механизм имеет индекс *K-H*.

Хотя данный тип передачи наиболее прост в изготовлении, монтаже, надежен в работе, имеет КПД до 0,997, очень малые габариты и вес, в принципе возможно применение и других типов планетарных передач, таких как *2K-H*, *K-H-V*, *3K*, *c-I* замкнутых и *2K-V*.

Расчет тормозов. В качестве приводов тормозов используются обычно электромагниты переменного тока, рассчитываемые по известным методикам. В случае применения орбитального привода для бытовых приборов допустимо использование ручного включения. Предпочтительны тормоза дискового типа, обладающие хорошими компоновочными характеристиками.

Динамический расчет. Оценим возможности применения орбитальной машины в исполнительном приводе. Конструктивное исполнение при этом может отличаться от показанного на рис. 1. В частности, целесообразно применение полых алюминиевых роторов для уменьшения момента инерции, дополнительного внутреннего статора для компенсации уменьшения потока. Кроме того, иными являются и критерии выбора передаточного отношения.

Орбитальная машина обладает повышенными динамическими характеристиками вследствие реализации фактически многодвигательного соединения. При этом возможно как дифференциальное (соединение вала центральной шестерни с дополнительным двигателем), так и жесткое многодвигательное соединение, поскольку каждый ротор-сателлит может рассматриваться как отдельный двигатель. Параметры эквивалентного двигателя записываются в виде:

$$M_n = nM_{n1} i; \quad F_{дв} = nF_{дв1} i^2;$$

$$I_{дв} = nI_{дв} i^2; \quad \omega_{хх} = \omega_{хх1}/i;$$

$$\varepsilon_{хх} = \varepsilon_{хх1}/i; \quad P_m = nP_{m1};$$

$$П_m = nП_{m1}; \quad T_{дв} = nT_{дв1},$$

где $M_п$ и $M_{п1}$ — пусковые моменты соответственно эквивалентного и элементарного двигателя; *n* — число одинаковых двигателей; $F_{дв}$ и $F_{дв1}$ — коэффициенты собственного демпфирования; $\omega_{х.х}$ и $\omega_{х.х1}$ — скорости холостого хода; $\varepsilon_{х.х}$ и $\varepsilon_{х.х1}$ — ускорения холостого хода; P_m и P_{m1} — максимальные полезные текущие механические мощности; $П_m$ и $П_{m1}$ — максимальные приемистости по скорости; $T_{дв}$ и $T_{дв1}$ — электромеханические постоянные времени.

Данная система параметров справедлива для пониженной скорости. Для основной скорости динамические параметры определяются для составного ротора в целом.

После завершения всех расчетов целесообразно провести окончательный проверочный расчет привода с выбранными статором, роторами и механической частью. На рис. 8 приведены расчетные и экспериментальные характеристики орбитального привода, собранного на базе статора АЕР-16-УЧ номинальной мощностью 180 Вт (частота вращения 142 рад/с, КПД=52%, коэффициент мощности 0,66, пусковой ток 12 А, номинальный ток 2,2 А, отношение пускового момента к номинальному 1,15, отношение максимального момента к номинальному 1,7) и двух роторов КД-50-УЧ с внешним диаметром 43,8 мм, длиной активной части 53 мм, длиной пакета 40,5 мм. Дополнительно изготовленными деталями являются фланцы ротора и тормозное устройство.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

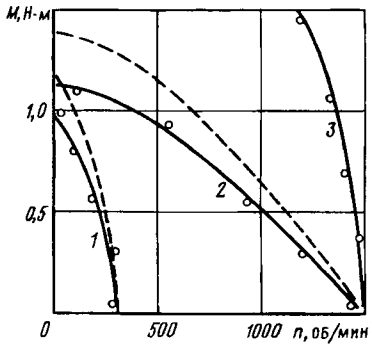


Рис. 8. Рабочие характеристики спроектированного орбитального двигателя: *1* — пониженная скорость; *2* — основная скорость; *3* — характеристики штатного двигателя с обычным ротором; ——— — эксперимент; — — — — расчет

Кроме того, в состав привода входит цилиндрическая зубчатая пара с передаточным отношением, равным пяти. Нагружение машины производилось с помощью электромагнитного моментомера. Пуск осуществлялся, так же как и у двигателя АЕР-16, с помощью пусковой обмотки. Контроль скорости производился тахогенератором на базе микромашины ДПМ-25.

Из рассмотрения экспериментальных и расчетных характеристик можно сделать следующие выводы. Как при работе составного ротора при заторможенных составляющих роторах на основной скорости, так и при работе на пониженной скорости наблюдается уменьшение момента по сравнению со штатным ротором. Это вызвано как увеличением числа воздушных зазоров, так и уменьшением числа и размеров стержней ротора. Кроме этого, лишь относительно небольшая часть стержней расположена на радиус основного ротора, остальные удалены от этого радиуса и сообщают составному ротору на основной скорости гораздо меньший момент из-за уменьшения плеча. Эти же причины вызывают и увеличение тока холостого хода на 30—35% по сравнению с паспортными данными. В свою очередь, это увеличивает перегрев двигателя, особенно в период пуска. В этой связи представляется целесообразным выполнение обмотки статора проводом меньшего сечения, что позволит ликвидировать перегрев. Для увеличения номинального момента можно перейти на больший типоразмер основного статора и составных роторов.

Таким образом, данные приводы, как и приводы с многоскоростными полюсопереключаемыми двигателями, обладают повышенными массой и габаритами по сравнению с односкоростными. Однако преимуществом орбитального электропривода является использование обычного однообмоточного статора, что резко уменьшает трудоемкость обмоточных работ и создает предпосылки для широкой унификации с асинхронными машинами массовых серий и уменьшения как стоимости привода, так и эксплуатационных издержек.

Конечно, это сопровождается определенным усложнением конструкции за счет встраивания планетарных преобразователей и электромеханизмов осевого перемещения и торможения роторов и рабочего колеса. Однако вводимые элементы обладают повышенной надежностью и конструктивной простотой. Повышенная надежность связана с рассредоточением нагрузки по сателлитам и, как следствие, уменьшением усилий в зацеплении. Кроме того, при переключении скоростей, шестерни все время остаются в зацеплении, что также повышает надежность. Наиболее эффективно применение данных конструкций в подъемно-транспортных механизмах и в бытовой технике, т. е. там, где требуется повышенная надежность, а к массе и габаритам не предъявляются повышенные требования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Литвиненко А.М.** Электроприводы промышленных роботов с внешними магнитными системами. — Воронеж: Изд-во ВГУ, 1989.
2. **Литвиненко А.М.** Обмотки изменяемой геометрии в электроприводе роботов. — Электричество, 1985, № 11.
3. **Литвиненко А.М.** Электромеханический манипулятор с внешними магнитными системами. — Электричество, 1988, № 7.
4. **Литвиненко А.М.** Монотонность переходных процессов в электромеханических системах. — Электричество, 1991, № 4.
5. **Литвиненко А.М.** Орбитально-планетарный электропривод с внешними магнитными системами. — Электричество, 1994, № 3.
6. **Патент РФ № 2009880.** Электромеханический волновой привод / А.М. Литвиненко. — Опубл. в БИ, 1994, № 6.
7. **Проектирование** электрических машин: Учебник для вузов, кн 1. / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев. Под ред. И.П. Копылова. — М.: Электроатомиздат, 1993.
8. **Применение** вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах (Электрические машины). Учебник. — М.: Высшая школа, 1980.
9. **Пехович А.И., Жидких В.М.** Расчеты теплового режима твердых тел. — Л.: Энергия, 1976.
10. **Аэродинамика** и теплопередача в электрических машинах / А.И. Борисенко и др.— М: Энергия, 1974.
11. **Основы** расчета и конструирования деталей и механизмов летательных аппаратов: Учебное пособие / Н.А. Алексеева и др. Под ред. В.Н. Кестельмана, Г.В. Рощина. — М.: Машиностроение, 1989.
12. **Кудрявцев В.Н.** Планетарные передачи. — Л.: Машиностроение, 1966.
13. **Иванов М.Н.** Детали машин. Учебное пособие. — М.: Высшая школа, 1991.
14. **Заплетохин В.А.** Конструирование деталей механических устройств. Справочник. — Л.: Машиностроение, 1990.
15. **Динамические** свойства релейных и импульсных электроприводов / В.В. Бальбух, Л.Д. Панкратьев, В.А. Полковников и др. — М.: Энергия, 1972.
16. **Литвиненко А.М.** Универсальный орбитальный электропривод. — Автоматизация и современные технологии, 1992, № 6.

[28.03.95]

*Автор: **Литвиненко Александр Михайлович** окончил электротехнический факультет Воронежского политехнического института в 1973 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка и исследование электроприводов с термокомпенсирующими устройствами» в Горьковском политехническом институте. Доцент кафедры автоматики и телемеханики Воронежского государственного технического университета.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Статическая устойчивость одномостового преобразователя с регуляторами тока, напряжения и мощности

БОРОДУЛИН М.Ю.

Выполнен анализ статической устойчивости одномостового преобразователя с регулятором тока пропорционально-инерционного и пропорционально-интегрально-дифференциального типов и регуляторами напряжения и мощности пропорционально-интегрального типа. Преобразователь рассматривается как импульсная система с дискретно реализованным регулятором. Матрицы коэффициентов и соотношения, характеризующие устойчивость, получены для выпрямительного и инверторного режимов работы в универсальной форме, удобной для использования в инженерных расчетах. Методами численного моделирования исследованы особенности развития электромагнитных процессов в неустойчивых режимах.

Ключевые слова: *статическая устойчивость, одномостовой преобразователь, регулятор тока, регулятор напряжения, регулятор мощности, электромагнитные процессы, расчеты*

The paper presents an analysis of static stability of a singlebridge converter with proportional-time lag and proportional-integral-derivative current controller and proportional-integral voltage and power controllers. The converter is considered as a sampled-data system with digital controllers. Matrices of coefficients and correlations, characterizing stabillity of the converter, are obtainod for rectifier and inverter modes of operation in an universal form, which is convenient for engineering calculations. Features of electromagnetical transients under unstable modes are investigated by means of a digital simulation method.

Key words: *static stability, single-bridge converter, current controller, voltage controller, power controller, electromagnetical transients, calculations*

Введение. Вентильные преобразователи, работающие в силовых схемах электроэнергетических объектов, оснащаются быстродействующими регуляторами, которые стабилизируют тот или иной режимный параметр путем воздействия на фазу импульсов управления вентилями. Наряду с распространенными регуляторами тока (РТ) и угла отключения (РУО) [1, 2] применяются также регуляторы напряжения (РН) и мощности (РМ) [2], стабилизирующие соответственно напряжение и мощность на стороне выпрямленного тока. Однако условия статической устойчивости, которые должны учитываться при проектировании систем быстродействующего регулирования, исследовались преимущественно для случаев РТ [3—5] и РУО [5—7]. Причем, как правило, рассматривались регуляторы пропорционально-интегрального (ПИ) типа, в то время как для выпрямителей электропередач постоянного тока могут использовать регуляторы тока пропорционально-инерционного (ПИ1) [8, 9], инерционного (И1) [10], пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) [9, 11] типов. В тех случаях, когда наличие указанных каналов регулирования принималось во внимание, это делалось при использовании допущений, существенно ограничивающих применимость полученных результатов, как, например, в [10] был исследован случай И1-регулятора при допущении о мгновенном характере процесса коммутации вентилей (или при учете его длительности приближенно) и без учета активных сопротивлений схемы преобразователя.

Задачей данной работы, продолжающей исследование [5], является анализ статической устойчивости одномостового преобразователя, оснащенного РТ, РН или РМ, при работе в выпрямительном и инверторном режимах, и изучение особенностей электромагнитных процессов при развитии неустойчивости. Причем для РТ, в дополнение к полученным в [5] результатам, выясняется влияние параметров инерционного и дифференциального каналов, а для РН и РМ рассмотрение ограничено регуляторами с ПИ-законом. Будем считать, что регуляторы реализованы на основе дискретных алгоритмов — так, как это делается в современных системах прямого цифрового управления, ориентированных на применение микропроцессорной техники [12]. Далее при обозначении каждого регулятора будем сначала указывать его название (тип стабилизируемого параметра), затем — закон регулирования, например РТ-ПИ1, РН-ПИ. Отметим, что аббревиатура И1 (в дополнение к обозначению И) принята в связи с тем, что в знаменателе передаточной функции непрерывно реализованного инерционного канала находится величина $1+pT$ (T — постоянная времени), в то время как интегральному каналу отвечает величина pT.

Исходные положения. Для анализа устойчивости используем подход, основанный на представлении преобразователя импульсной системой и описании процессов с помощью разностных уравнений. В [13] Л.Р. Нейманом выведено разностное уравнение для выпрямительного тока

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

симметричного вентильного преобразователя с произвольной схемой; далее в [4, 5] на его основе получено разностное уравнение для приращений тока одномостового преобразователя. В [5] показано, что математическое описание одномостового преобразователя с РТ и РУО и соотношения, определяющие условия устойчивости, могут быть получены в универсальной, оперирующей обобщенными параметрами форме, удобной для использования в инженерных расчетах. Результаты анализа, выполненного на основе этого подхода для РТ и РУО, хорошо совпадают с данными численного моделирования [4, 5].

Рассмотрим одномостовой преобразователь (схема Ларионова) с идеальными вентилями, работающий в режиме 2—3 при угле запаздывания (задержки) α и среднем значении выпрямленного тока i_d, равном I_{d0} (схема и обозначения соответствуют принятым в [1, 4, 5]. Пусть ЭДС на стороне переменного тока синусоидальны, имеют амплитуду E_m и образуют симметричную трехфазную систему прямой последовательности, а ЭДС на стороне выпрямленного тока постоянна. Следуя [4, 5], будем считать одинаковыми добротности контура коммутации и цепи выпрямленного тока (обозначим эту добротность через d); обозначим $q=X_d/X_\gamma$, где X_d — индуктивное сопротивление цепи выпрямленного тока (сглаживающего реактора), X_γ — индуктивное сопротивление коммутации.

Разностное уравнение для приращений выпрямленного тока преобразователя, полученное в [5], имеет вид

$$A_1\,\Delta i_{d(n+1)} - A_0\,\Delta i_{dn} = B_1\,\Delta\alpha_{n+1} - B_0\,\Delta\alpha_n\,. \quad (1)$$

Здесь n — номер интервала повторяемости, длительность которого в идеальном установившемся режиме составляет $\pi/3$ (или 60°); A_l, B_l (l=0,1) — коэффициенты, являющиеся функциями обобщенных параметров α_0, I_{d0}, d, q (выражения для этих функций приведены в [5]).

Уравнение (1) и остальные формулы записаны в относительных единицах, угловые величины при записи формул измеряются в радианах, а при изложении результатов (для удобства) — в градусах промышленной частоты. При переходе к относительным единицам в качестве базовых значений тока, напряжения и мощности используются величины $I_б=E_m/X_\gamma$, $U_б=\frac{3\sqrt{3}}{\pi}E_m$, $P_б=I_б U_б$.

Линеаризованное разностное уравнение быстродействующего регулятора связывает приращения угла $\Delta\alpha$ и тока Δi_d на интервалах повторяемости с номерами $n+1$ и n. Задав приращение $\Delta\alpha_{n+1}$ как сумму трех компонент — пропорциональной, интегральной (или инерционной) и дифференциальной, обобщим уравнение для всех рассматриваемых регуляторов в виде

$$\Delta\alpha_{n+1} = \Delta\alpha_{n+1}^{(П)} + \Delta\alpha_{n+1}^{(И)} + \Delta\alpha_{n+1}^{(Д)}\,, \quad (2)$$

где

$$\Delta\alpha_{n+1}^{(П)} = zk_{sП}\,\Delta S_n\,, \quad (3)$$

$$\Delta\alpha_{n+1}^{(И)} = zk_{sИ}\,\Delta S_n + G\,\Delta\alpha_n^{(И)}\,, \quad (4)$$

$$\Delta\alpha_{n+1}^{(Д)} = zk_{sД}\,(\Delta S_n - \Delta S_{n-1})\,. \quad (5)$$

Здесь S — стабилизируемый параметр (i, u, p — для РТ, РН, РМ соответственно); $z=+1$ для РТ и $z=-1$ для РН, РМ; $k_{sП}$, $k_{sИ}$, $k_{sД}$ — коэффициенты соответствующих каналов в относительных единицах; G — положительный параметр: $G=1$ означает наличие интегрального, а $G<1$ — инерционного канала (индекс «И» для величин $\Delta\alpha^{(И)}$, $k_{sИ}$ понимается соответственно). При $G=1$, $k_{iД}=0$ формулы (2)—(5) описывают РТ-ПИ [4,5]; при $G<1$, $k_{iД}=0$ получаем РТ-ПИ1; при $G<1$, $k_{iД}=k_{iД}=0$ — РТ-И1; при $G=1$, $k_{iД}\neq 0$ — РТ-ПИД; для РН и РМ будем считать, что $G=1$, $k_{sД}=0$. Если для РТ в качестве входного сигнала можно непосредственно использовать мгновенное значение тока i_{dn}, то для РН и РМ необходимо использовать среднее значение напряжения u_d или мощности p_d или значение сигнала, получаемого после пропускания мгновенных значений u_d или p_d через низкочастотный фильтр [14].

Объединяя уравнения (1) и (2) — (5), после преобразований получаем для каждого из регуляторов систему линейных разностных уравнений первого порядка, оперирующую обобщенными параметрами преобразователя, матрица которой Q характеризует устойчивость преобразователя и имеет универсальный характер. Для более компактной записи ее элементов обозначим:

$$a_0 = A_0/A_1\,,\ b_l = B_l/A_l\quad (l=0,1)\,,$$

$$k_\Sigma = k_{sП} + k_{sИ} + k_{sД}\,.$$

Находя (с помощью численных методов) собственные значения λ_Q матрицы Q и сравнивая их модули с единицей, можно получать области устойчивости преобразователя в плоскостях различных коэффициентов. Отметим, что при $|\lambda_Q|>1$ и $\mathrm{Im}\,\lambda_Q\neq 0$ частота неустойчивой колебательно расходящейся составляющей (в герцах) для шестипульсного преобразователя определяется как

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$f_{\text{н}} = \frac{150}{\pi} \arg \lambda_Q ,$$

а при $\lambda_Q = \mathrm{Re}\,\lambda_Q < -1$ в спектре процессов появляется расходящаяся знакопеременная составляющая (с изменением знака на каждом интервале повторяемости), обусловливающая колебания режимных параметров на частоте 150 Гц; условие $\lambda_Q = \mathrm{Re}\,\lambda_Q > 1$ отвечает апериодическому характеру неустойчивости.

Устойчивость преобразователя с РТ-ПИ1, РТ-И1. Объединяя уравнения (1) и (2)—(5) при $S=i$, получаем для случая РТ-ПИ1

$$Q_{\text{РТ-ПИ1}} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline G & k_{i\text{И}} & 0 \\ \hline b_1 G & b_1 k_\Sigma + a_0 & -b_0 \\ \hline G & k_\Sigma & 0 \\ \hline \end{array}$$

и для случая РТ-И1

$$Q_{\text{РТ-И1}} = \begin{array}{|c|c|} \hline b_1 k_{i\text{И}} + a_0 & b_1 G - b_0 \\ \hline k_{i\text{И}} & G \\ \hline \end{array}$$

Области устойчивости, построенные на основе расчетов спектров показанных матриц, приведены на рис. 1. Здесь и далее, если иное не оговорено, показанные кривые являются верхними границами, а выше расположены области колебательной неустойчивости ($\mathrm{Im}\,\lambda_Q \neq 0$); $d=\infty$, $q=10$. Рис. 1,*а* иллюстрирует влияние тока нагрузки I_{d0}, рис. 1,*б* — параметра G для выпрямительного и инверторного режимов. Положительная полуось $k_{i\text{П}}$ во всех случаях находится внутри областей устойчивости, а нижние границы последних, имеющие апериодический характер, лежат ниже полуоси $k_{i\text{П}}$ и почти не зависят от величины α_0, I_{d0}. Правая ветвь жирной кривой *1* рис. 1,*а* отвечает знакопеременной составляющей $\lambda_Q = \mathrm{Re}\,\lambda_Q < -1$. Проведенные расчеты показали, что области устойчивости расширяются для выпрямителя при уменьшении угла α_0, для инвертора (в меньшей степени) при увеличении угла α_0; для обоих режимов области расширяются при уменьшении I_{d0}, d и при увеличении q. Частота $f_{\text{н}}$, отвечающая колебательным границам, имеет порядок десятков герц; характерные диапазоны: 20÷100 Гц для выпрямителя, 10÷60 Гц для инвертора. Эта частота заметно увеличивается с ростом коэффициента $k_{i\text{П}}$ (в 3—4 раза при изменении $k_{i\text{П}}$ в диапазоне 0÷5000°/отн. ед.); для фиксированного $k_{i\text{П}}$ она растет при уменьшении α_0, I_{d0}, d и увеличении q, однако в меньшей степени, чем при изменении коэффициента $k_{i\text{П}}$. Параметр G почти не влияет на положение колебательной границы для достаточно больших значений коэффициента $k_{i\text{П}}$, при

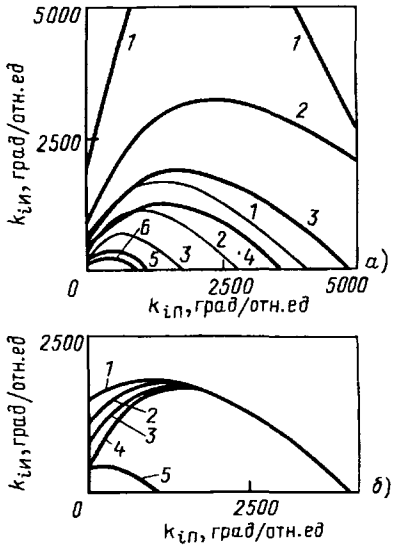


Рис. 1. Области устойчивости преобразователя с РТ-ПИ1. *а* — $G=0{,}96$. Жирные линии: кривые *1—4* — $\alpha_0=10°$: *1* — $I_{d0}=0{,}05$, *2* — $I_{d0}=0{,}1$, *3* — $I_{d0}=0{,}15$, *4* — $I_{d0}=0{,}2$; кривые *5*, *6* — $\alpha_0=150°$; *5* — $I_{d0}=0{,}05$, *6* — $I_{d0}=0{,}2$. Тонкие линии: $I_{d0}=0{,}1$; *1* — $\alpha_0=15°$, *2* — $\alpha_0=20°$, *3* — $\alpha_0=30°$; *б* — $I_{d0}=0{,}1$. Кривые *1—4* $\alpha_0=15°$; *1* — $G=0{,}7$, *2* — $G=0{,}8$, *3* — $G=0{,}9$, *4* — $G=0{,}99$; кривая *5* — $\alpha_0=150°$, $G=0{,}7$

меньших его значениях область устойчивости незначительно сужается с ростом G; частота $f_{\text{н}}$ увеличивается с уменьшением G, например, для РТ-И1 при $\alpha_0=15°$ — от 24 до 49 Гц при изменении G от 0,99 до 0,7.

Устойчивость преобразователя с РТ — ПИД. Для этого случая

$$Q_{\text{РТ-ПИД}} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 1 & & 0 \\ \hline -b_1 k_{i\text{Д}} & b_1 & b_1 k_\Sigma + a_0 & -b_0 \\ \hline -k_{i\text{Д}} & 1 & k_\Sigma & 0 \\ \hline \end{array} ;$$

области устойчивости показаны на рис. 2 (при описании этого рисунка размерность коэффициентов °/отн. ед. опущена). В плоскости ($k_{i\text{И}}$, $k_{i\text{Д}}$) каждая жирная кривая *1—5* состоит из двух участков: участок левее штриховой отметки отвечает знакопеременной составляющей $\lambda_Q = \mathrm{Re}\,\lambda_Q < -1$, участок правее является колебательной границей ($\mathrm{Im}\,\lambda_Q \neq 0$). Верхняя (правый участок) и нижняя границы областей устойчивости в плоскости ($k_{i\text{И}}$, $k_{i\text{Д}}$) для выпрямителя (жирные кривые *1—4*) являются колебательными и замыкаются при очень больших значениях $k_{i\text{И}} > 5000$, так что конфигурация областей для выпрямителя и инвертора (жирные кривые *6—8*) оказывается сходной. С увеличением $k_{i\text{Д}}$ области устойчивости расширяются, а частота $f_{\text{н}}$ растет, например, для выпрямителя при $\alpha_0=10°$, $I_{d0}=0{,}1$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

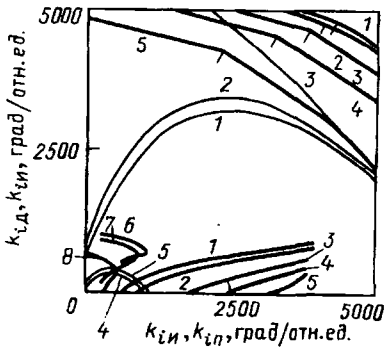


Рис. 2. Области устойчивости преобразователя с РТ-ПИД, $I_{d0}=0{,}1$. Жирные линии — плоскость ($k_{iИ}$, $k_{iД}$): кривые *1—5* — $\alpha_0=10°$: *1* — $k_{iП}=0$, *2* — $k_{iП}=100$, *3* — $k_{iП}=500$, *4* — $k_{iП}=1000$, *5* — $k_{iП}=2000$, кривые *6—8* — $\alpha_0=150°$, *6* — $k_{iП}=0$, *7* — $k_{iП}=100$, *8* — $k_{iП}=500$. Тонкие линии — плоскость ($k_{iП}$, $k_{iИ}$): кривые *1—3* — $\alpha_0=10°$; *1* — $k_{iД}=1$, *2* — $k_{iП}=100$, *3* — $k_{iП}=1000$; кривые *4*, *5* — $\alpha_0=150°$, *4* — $k_{iП}=1$, *5* — $k_{iП}=100$

для $k_{iП}=3000$ изменение $k_{iД}$ от 1 до 1000 приводит к росту частоты $f_н$ от 83 до 103 Гц.

Сопоставление данных, полученных для случаев РТ-ПИ1, И1 и ПИД, с данными [4, 5] показывает, что как замена интегрального канала на инерционный, так и дополнение РТ-ПИ дифференциальным каналом приводят к расширению областей устойчивости и к некоторому увеличению частоты $f_н$, на которой развиваются колебательно неустойчивые процессы. Отметим, что если РТ-И1 (т.е. РТ-ПИ1 при $k_{iП}=0$) может быть устойчив, то РТ-ПИ всегда неустойчив при $k_{iП}=0$.

Устойчивость преобразователя с РН-ПИ и РМ-ПИ. Пусть u_d, p_d — мгновенные, а U_{d0}, P_{d0} — средние значения напряжения и мощности на стороне выпрямленного тока, причем

$$p_d = i_d u_d; \quad P_{d0} = I_{d0} U_{d0} \tag{6}$$

(последнее — если $i_d=I_{d0}=\text{const}$). Примем, в отличие от [1], условные положительные направления величин u_d и i_d всегда одинаковыми, тогда $u_d<0$ для выпрямителя, $u_d>0$ для инвертора и выражение для величины U_{d0} в обоих режимах имеет вид

$$U_{d0} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{d0} - \cos\alpha_0 . \tag{7}$$

В идеальном установившемся режиме преобразователя, когда $i_d=I_{d0}=\text{const}$, кривые напряжения u_d и мощности p_d подобны (т.е. совпадают с точностью до постоянного множителя I_{d0}). Для преобразователей мощных электроэнергетических объектов индуктивное сопротивление сглаживающего реактора обычно велико и ток i_d практически идеально сглажен (в реальных установившихся режимах), так что форма кривых u_d и p_d почти одинакова. Как будет показано ниже, математическое описание преобразователя с РН и РМ также имеет сходную структуру, однако характеристики устойчивости и особенности протекания неустойчивых процессов для обоих регуляторов несколько различаются.

Режим преобразователя с РН задается параметрами α_0, U_{d0}; тогда из формулы (7) вытекает, что

$$I_{d0} = \sqrt{3}\,(U_{d0} + \cos\alpha_0) .$$

Режим для случая РМ задается параметрами α_0, P_{d0}. Поскольку мощность P_{d0} является квадратичной функцией тока I_{d0}, каждому сочетанию параметров α_0, P_{d0} могут соответствовать два режима с различными значениями $I_{d0}^{(r)}$, $U_{d0}^{(r)}$ ($r=1$, 2):

$$I_{d0}^{(r)} = \frac{\sqrt{3}}{2}\left[\cos\alpha_0 + (-1)^{r+1}\sqrt{D}\right];$$

$$D = \cos^2\alpha_0 + \frac{4\sqrt{3}}{3} P_{d0};$$

$$U_{d0}^{(r)} = P_{d0}/I_{d0}^{(r)} .$$

Для существования режима необходимо одновременное выполнение трех условий:

$D\geqslant 0$ (неотрицательность дискриминанта),

$I_{d0}^{(r)}>0$ (положительность тока через вентили),

$I_{d0}^{(r)}<\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\left(\alpha_0+\frac{\pi}{6}\right)$ (условие работы в пределах режима 2—3 [1]).

Анализ этих условий показывает, что оба режима ($r=1$, 2) существуют одновременно лишь при углах $\alpha=70\div80°$ и значениях P_{d0}, равных нескольким сотым долям относительной единицы, что не представляет практического интереса. Для выпрямителя при $\alpha_0=5\div60°$ возможны только режимы, отвечающие $r=2$, для инвертора при $\alpha_0=130\div165°$ — режимы, отвечающие $r=1$.

Временну́ю зависимость входного сигнала регуляторов от угла α и тока i_d будем аппроксимировать исходя из выражения (7) [для РМ — с учетом формул (6)]. Тогда при вычислении величины ΔS приращения напряжения и мощности находятся как

$$\Delta u_{dn} = \sin\alpha_0\,\Delta\alpha_n + \frac{1}{\sqrt{3}}\Delta i_{dn}; \tag{8}$$

$$\Delta p_{dn} = \varkappa_\alpha\,\Delta\alpha_n + \varkappa_i\,\Delta i_{dn}, \tag{9}$$

где

$$\varkappa_\alpha = \sin\alpha_0 I_{d0}, \quad \varkappa_i = \frac{2I_{d0}}{\sqrt{3}} - \cos\alpha_0 . \tag{10}$$

Объединяя уравнения (1) и (2) — (5) при $S=u$ и $S=p$ и учитывая формулы (8)—(10), получаем для обоих регуляторов матрицу Q_S с общей структурой:

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$Q_S = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 \\ \hline b_1 k_{s\Pi} \varkappa_{13s} & b_1 k_{s\Pi} \varkappa_{24s} & a_0 - b_1 \times \times k_\Sigma \varkappa_{13s} & b_1 (1 - k_\Sigma \times \times \varkappa_{24s}) - b_0 \\ \hline k_{s\Pi} \varkappa_{13s} & k_{s\Pi} \varkappa_{24s} & -k_\Sigma \varkappa_{13s} & 1 - k_\Sigma \varkappa_{24s} \\ \hline \end{array},$$

где для РН

$$\varkappa_{13u} = \frac{1}{\sqrt{3}}, \quad \varkappa_{24u} = \varkappa_\alpha / I_{d0}$$

и для РМ

$$\varkappa_{13p} = \varkappa_i, \quad \varkappa_{24p} = \varkappa_\alpha.$$

Области устойчивости для преобразователя с РН и РМ показаны соответственно на рис. 3 и 4; здесь и далее $d=\infty$, $q=30$. Нижние границы областей рис. 3 имеют апериодический характер и параллельны оси абсцисс, приближаясь к ней при увеличении угла α_0 для выпрямителя и уменьшении угла α_0 для инвертора; верхняя граница для инвертора соответствует знакопеременным составляющим $\lambda_Q = \mathrm{Re}\,\lambda_Q < -1$. На рис. 4 таким составляющим отвечает правая ветвь каждой из показанных кривых; левые ветви являются колебательными границами, причем частота $f_н$ находится в диапазоне $10 \div 90$ Гц, увеличиваясь в 3—4 раза при изменении $k_{p\Pi}$ от 0 до 1000°/отн. ед.; ось абсцисс является апериодической границей.

Расчеты показали, что для инвертора с РМ область устойчивости имеет значительно меньший размер, чем для выпрямителя, и располагается в третьем квадранте плоскости ($k_{p\Pi}$, $k_{pИ}$); верхняя граница каждой области (ось абсцисс) — апериодическая, нижняя граница — колебательная, причем частота $f_н$ находится в диапазоне $10 \div 30$ Гц, увеличиваясь при уменьшении $k_{p\Pi}$ (например, для $\alpha_0 = 150°$ $f_н = 11$ Гц при $k_{p\Pi} = -240°$/отн. ед. и $f_н = 29$ Гц при $k_{p\Pi} = -800°$/отн. ед.).

Из анализа характеристик устойчивости, полученных для РН и РМ, следует, что, как и в случае РТ, статическая неустойчивость, как правило, возможна при завышенных значениях коэффициентов, существенно превосходящих значения, целесообразные по условиям поддержания нормальных коммутаций (для инвертора) и снижения пульсаций параметров с установившихся режимах, возникающих в условиях реальной эксплуатации энергетических объектов; преобладающим видом неустойчивости является колебательная. Подчеркнем, что этот вывод относится к преобразователю, работающему при неискаженных напряжениях на стороне переменного тока.

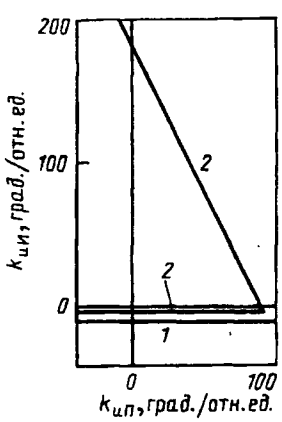


Рис. 3. Области устойчивости преобразователя с РН-ПИ: *1* — $\alpha_0 = 10°$, $U_{d0} = -(0{,}7 \div 0{,}9)$, *2* — $\alpha_0 = 140°$, $U_{d0} = 0{,}8 \div 0{,}9$

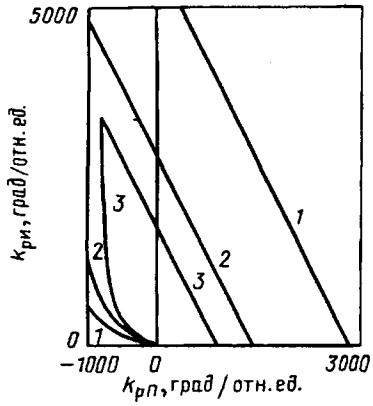


Рис. 4. Области устойчивости выпрямителя с РМ-ПИ при $P_{d0} = -0{,}1$: *1* — $\alpha_0 = 10°$, *2* — $\alpha_0 = 20°$, *3* — $\alpha_0 = 30°$

Проверка полученных результатов методом численного моделирования. Для проверки и уточнения полученных результатов анализа устойчивости была использована численная (цифровая) модель одномостового преобразователя, описанная в [15] (при $E_m = 8{,}75\sqrt{2}$ кВ, $X_\gamma = 1{,}74$ Ом). При моделировании РН и РМ в качестве входного сигнала использовалось среднее значение параметра на интервале времени T_s ($S=u$ или $S=p$).

Проверка областей устойчивости для РТ показала, что их границы воспроизводятся с высокой точностью, когда значение q велико, т. е. если велика индуктивность сглаживающего реактора, и несколько хуже при меньших значениях q. Например, при $q<10$ полученные для РТ-ПИ1 оценки максимально допустимого (при данном $k_{i\Pi}$) значения $k_{iИ}$ ($k_{iИmax}$) в зависимости от сочетания схемно-режимных параметров завышены на 10—15% по сравнению со значениями, экспериментально найденными с помощью численной модели. Однако эта погрешность не имеет особого практического значения, поскольку значения $k_{iИ}$, целесообразные для РТ-ПИ1, исходя из названных выше режимных соображений, на порядок меньше, чем $k_{iИmax}$. При больших значениях q (40—50 и более харак-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

терных для мощных энергетических преобразователей, погрешность определения значений $k_{iИmax}$ для РТ не превышает нескольких процентов. Апериодические границы для РТ точно воспроизводятся во всех случаях.

Численное моделирование преобразователя с РН и РМ показало, что границы устойчивости воспроизводятся несколько хуже, чем для РТ, можно объяснить способом задания в модели входного сигнала. Для РТ не возникает необходимости в его аппроксимации (непосредственно используется величина i_{dn}) и система уравнений (1), (2)—(5) точно описывает регулируемый преобразователь при малых возмущениях, а решение исходных разностных уравнений и численное интегрирование дифференциальных уравнений преобразователя [15] дают идентичные результаты. Для РН и РМ аппроксимация входного сигнала, которая соответствует формулам (8)—(10), не вполне адекватна его заданию в численной модели, где используется среднее значение стабилизируемого параметра S на интервале T_s; отметим, что реальная граница устойчивости, которую выявляет моделирование, зависит от значения T_s.

Однако получение линеаризованной системы разностных уравнений, характеризующих устойчивость, при уточнении представления входного сигнала, тем более при попытке отобразить низкочастотную фильтрацию параметра S, очень трудоемко. В то же время погрешность определения границ устойчивости на основе анализа спектра матриц Q_S становится заметной, если граница устойчивости проходит в области больших не имеющих практического значения настроек. Для практически же значимых настроек, когда значения $k_{sП}$, $k_{sИ}$ находятся вблизи осей координат, получаемые оценки устойчивости оказываются вполне удовлетворительными.

Исследование неустойчивых режимов регулируемого преобразователя. Проведенные с помощью численной модели расчеты электромагнитных процессов преобразователя с РТ-ПИ1, И1 и ПИД показали, что характер неустойчивых режимов почти не отличается от наблюдавшегося для случая РТ-ПИ в [4, 5]. В частности, колебательная неустойчивость для инвертора приводит к нарушению нормальных коммутаций вентилей и выходу за пределы режима 2—3, для выпрямителя — к возникновению автоколебаний (при сохранении режима 2—3), обусловленных наличием нижнего ограничения угла α (α_{min}), причем размах автоколебаний увеличивается с ростом отношения α_0/α_{min}. Автоколебания выпрямителя обычно устанавливаются за несколько миллисекунд, так что процессы на частоте $f_н$ можно наблюдать только на очень коротком интервале времени. Развитие апериодической неустойчивости приводит либо к нарушению нормальных коммутаций, либо к погасанию преобразователя.

Неустойчивые режимы для случаев РН и РМ в общем аналогичны, однако имеют особенности, которые иллюстрируют рис. 5 и 6 (в дополнение к указанным выше параметрам моделируемого преобразователя здесь $d=\infty$, $q=30$). Из рис. 5,*а* видно, что «период» автоколебаний выпрямителя с РН-ПИ существенно зависит от значения T_u, причем если среднее значение напряжения u_d сохраняется в этом режиме примерно постоянным, то ток i_d колеблется очень значительно (размах около 30%). Из рис. 6 видно, что для РМ-ПИ не только «период» автоколебаний выпрямителя (на показанном интервале времени еще не установились), но и форма кривых i_d, p_d существенно зависят от значения T_p. При меньших T_p оба указанных параметра испытывают относительно небольшие пульсации, при больших T_p размах колебаний доходит почти до 100%. Тонкая кривая α' относится к случаю, когда отношение α_0/α_{min} велико (здесь — $\alpha_0/\alpha_{min}\approx 6$): при этом нарастание угла α приводит к нарушению нормальных коммутаций и автоколебания не устанавливаются.

Для инвертора типичную картину развития колебательной неустойчивости иллюстрирует

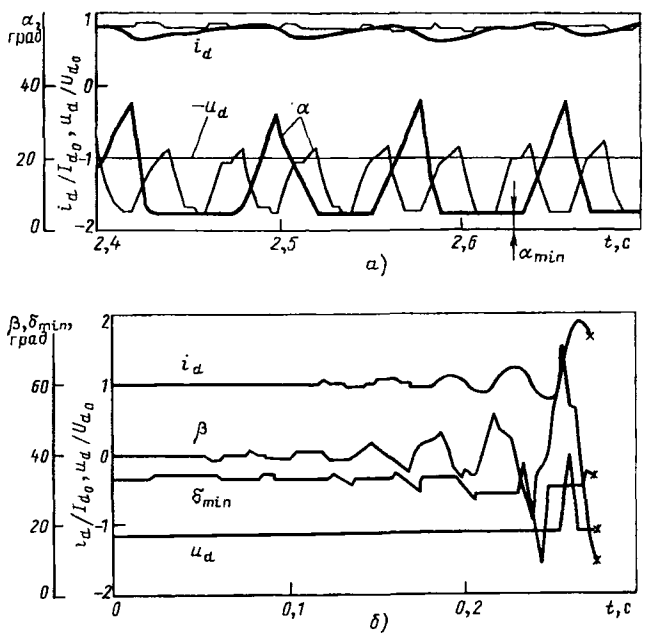


Рис. 5. Электромагнитные процессы преобразователя с РН-ПИ:

а — выпрямитель, $\alpha_0=10°$, $U_{d0}=-0.9$, $k_{uП}=100°$/отн. ед., $k_{uИ}=170°$/отн. ед. Жирные линии — $T_u=360°$, тонкие — $T_u=180°$;

б — инвертор, $\alpha_0=140°$, $U_{d0}=0.8$, $k_{uП}=50°$/отн. ед., $k_{uИ}=80°$/отн. ед., $T_u=180°$. Здесь $\beta=180°-\alpha$ — угол опережения, δ_{min} — минимальное за период значение угла отключения; звездочкой здесь и далее отмечаются моменты нарушения коммутаций

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

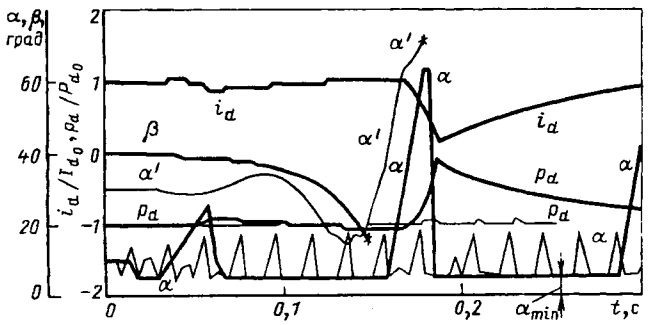


Рис. 6. Электромагнитные процессы преобразователя с РМ-ПИ. Кривые α, i_d, p_d — выпрямитель, $\alpha_0=10°$, $P_{d0}=-0.1$, $k_{p\Pi}=2000°$/отн. ед., $k_{pИ}=1800°$/отн. ед. Жирные линии — $T_p=270°$, тонкие — $T_p=90°$. Тонкая линия α' — то же, но $\alpha_0=30°$, $k_{p\Pi}=-500°$/отн. ед., $k_{pИ}=225°$/отн. ед., $T_p=180°$. Кривая β (жирная) — инвертор, $\alpha_0=140°$, $P_{d0}=0.1$, $k_{p\Pi}=200°$/отн. ед., $k_{pИ}=50°$/отн. ед., $T_p=180°$

рис. 5,*б*: видно, что до некоторого момента РН справляется со стабилизацией величины u_d, однако нарастающие колебания тока i_d и угла отключения δ приводят к нарушению коммутаций. Очевидное из рис. 5 и 6 различие неустойчивых режимов для случаев РН и РМ (например, в форме кривых u_d при автоколебаниях) связано с тем, что напряжение u_d, определяемое линейными ЭДС на стороне переменного тока преобразователя, менее чувствительно к изменению угла α по сравнению с мощностью $p_d=i_d u_d$ (второй сомножитель этого произведения сильно изменяется при изменении угла α); как следствие, входной сигнал для РМ в рассматриваемых режимах изменяется сильнее, чем для РН.

Выводы. 1. Полученные матрицы коэффициентов линеаризованных систем разностных уравнений, характеризующих статическую устойчивость, имеют универсальную форму и предназначены для использования в инженерных расчетах настроек дискретно реализованных регуляторов тока, напряжения и мощности пропорционально-интегрального типа, причем для регулятора тока также в случае замены интегрального канала на инерционный или дополнения его дифференциальным каналом.

2. Для указанных регуляторов, как правило, неустойчивость наблюдается при завышенных значениях их параметров, имеет колебательный характер и развивается на частотах порядка десятков герц, приводя к нарушению нормальных коммутаций вентилей для инвертора и установлению автоколебательного режима для выпрямителя.

3. Для регулятора тока пропорционально-интегрального типа замена интегрального канала на инерционный или дополнение его дифференциальным каналом приводит к расширению областей устойчивости и некоторому увеличению частоты, на которой развивается колебательная неустойчивость.

4. Для регуляторов напряжения и мощности характер электромагнитных процессов в неустойчивых режимах (в частности, уровень пульсаций режимных параметров в условиях автоколебаний выпрямителя) существенно зависит от интервала усреднения стабилизируемой величины при вычислении входного сигнала регулятора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Поссе А.В.** Схемы и режимы электропередач постоянного тока. — Л.:Энергия, 1973.
2. **Liss G.** Control techniques to improve the perfomance of HVDC systems connected to weak AC networks. — CIGRE Colloquium on Interaction between AC and DC Systems. — England, 1985, CIGRE SC 14—07.
3. **Ольшванг М.В., Ермолович Э.С.** Устойчивость регулирования тока вентильного преобразователя при работе на индуктивность и ЭДС. — ЭП. Преобразовательная техника, 1973, вып. 7, (42).
4. **Бородулин М.Ю.** Анализ статической устойчивости трехфазного мостового выпрямителя с регулятором тока. — Техническая электродинамика, 1991, № 1.
5. **Бородулин М.Ю.** Статическая устойчивость регулируемого одномостового преобразователя. — Изв. РАН. Энергетика, 1992, № 6.
6. **Берх И.М.** Устойчивость системы регулирования углов погасания инвертора. — Изв. НИИПТ, 1970, № 16.
7. **Цфасман Г.М., Ступель А.И.** Анализ устойчивости инвертора с регулятором угла погасания. — Электричество, 1976, № 5.
8. **Выбор** закона регулирования и параметров регулятора тока передачи постоянного тока / В.А. Андронов, И.Б. Набутовский, В.А. Шлайфштейн, В.Я. Эйдель. — Тр. НИИПТ, 1972, № 18.
9. **Бородулин М.Ю.** Исследование электромагнитных процессов многоподстанционной электропередачи постоянного тока и разработка алгоритмов быстродействующего регулирования преобразователей. — В сб. научн. трудов НИИПТ (Исследования и разработки многоподстанционных электропередач постоянного тока). — СПб.: Энергоатомиздат, 1994.
10. **Набутовский И.Б.** Устойчивость выпрямителя с инерционным регулятором тока. — Изв. НИИПТ, 1969, № 15.
11. **Pillotto L.A.S., Roitman M., Alves J.E.R.** Digital control of HVDC converters.— IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, 1989, vol. 4, No. 2 (May).
12. **Горбонос Г.Ф., Кубарева И.С., Левченко В.В.** Цифровое регулирование тока выпрямителя передачи постоянного тока на базе микроЭВМ. — ЭП. Преобразовательная техника, 1984, вып. 8(166).
13. **Нейман Л.Р.** Обобщенный метод анализа переходных и установившихся процессов в цепях с преобразователями с учетом активных сопротивлений. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. — 1972, № 2.
14. **Kovalsky L.I.** Application of microprocessor — based controls in an AC/DC power conversion systems. — In: 17th Inter-Soc. Energy Convers. Eng. Conf.: Energy Spark and Lifeline Civils (Los Angeles, California, Aug. 8—12, 1982). — N.Y.: 1982, vol. 1.
15. **Бородулин М.Ю.** Цифровая модель для исследований электромагнитных процессов в многоподстанционной электропередаче постоянного тока. — Техническая электродинамика, 1993, № 5.

[24.10.95]

Автор: ***Бородулин Михаил Юрьевич*** *в 1978 г. окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института. В 1986 г. в Ленинградском институте точной механики и оптики защитил кандидатскую диссертацию на тему «Электромагнитные процессы и быстродействующее регулирование преобразователей инверторной подстанции мощного МГД-энергоблока». Ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского НИИ по передаче электроэнергии постоянным током высокого напряжения (АО НИИПТ).*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Переходные процессы в установках электрошлаковой тигельной плавки

МИРОНОВ Ю.М., ЛАВИН И.А.

Проведена идентификация электрошлакового тигля-накопителя как объекта управления на базе математической модели процесса электрошлаковой тигельной плавки (ЭШТП). Определены основные передаточные функции и их параметры. Сделанное с учетом звена источника питания математическое описание установки ЭШТП в целом позволяет рассчитывать электротехнологические переходные процессы при имеющих место на практике сложных входных воздействиях.

Ключевые слова: *электрошлаковое литье, переходные процессы, математические модели*

An indentification of an electroslag crucible installation as a controlled object is carried out on the basis of a mathematical model of an electroslag crucible melting process. Principal transfer functions and their parameters are determined. The mathematical description of an electroslag crucible installation, carried out with account taken of a power supply source circuit makes it possible to calculate electrotechnological transient processes under complex input actions.

Key words: *electroslag crucible melting, transient processes, mathematical model*

Фасонное электрошлаковое литье (ФЭЛ) — высокоэффективная технология, позволяющая получать литые заготовки высокого качества. Сущность технологии ФЭЛ заключается в сочетании специальных видов литья с приготовлением жидкого металла методом электрошлаковой тигельной плавки (ЭШТП). Эффективная реализация ЭШТП с получением высокого и стабильного качества металла может быть достигнута лишь при высоком уровне автоматического управления процессом.

Регулирование электрического режима установки ЭШТП, как и при электрошлаковом переплаве (ЭШП), возможно двумя способами — изменением положения электрода в шлаке и изменением напряжения источника питания. Однако возможности регулирования режима с помощью изменения положения электрода в шлаке ограничены ввиду малой относительной глубины шлаковой ванны, и на практике обычно применяется второй способ. Положение электрода в шлаке при этом с очень высокой степенью точности стабилизируется системой управления приводом подачи электрода [1].

В отличие от ЭШП, где технологический алгоритм управления жестко задан [1], при ЭШТП достижение основного технологического критерия — требуемой температуры металла на сливе — возможно при реализации целого ряда различных технологических алгоритмов.

Выбранный технологический алгоритм управления необходимо конвертировать в алгоритм управления источником питания, для чего требуется знание свойства установки ЭШТП как объекта управления как в статических, так и в динамических режимах. Для их анализа установки может рассматриваться как совокупность электрошлакового тигеля-накопителя и источника питания с токоподводом.

Первое звено отражает процессы преобразования электрической энергии в тепловую, распределения тепла и плавления металла. Звено источника питания отражает электрические процессы, протекающие в контуре установки.

В качестве основных параметров состояния, характеризующих процесс ЭШТП, можно выделить температуры шлаковой ванны (ШВ) и ванны жидкого металла (ЖМВ) — $\Theta_ш$, $\Theta_м$, как наиболее полно характеризующие качество металла.

Интенсивное перемешивание ШВ и ЖМВ, вызванное электродинамическими и конвективными причинами, являющееся неотъемлемой особенностью и преимуществом ЭШТП, приводит к усреднению как температуры шлака, так и температуры жидкого металла по их объемам. Это позволяет считать изменение перечисленных параметров происходящим одновременно по всему объему соответствующей ванны и при анализе оперировать не полем температур, а их усредненными значениями.

Существующие методы измерения температур жидкого металла и шлака не позволяют осуществлять непрерывный контроль их в процессе плавки, что делает проблематичным получение математического описания объекта по результатам экспериментов, поставленных па действующих печах. Поэтому представляет интерес использование для анализа электрошлакового тигля-накопителя как объекта управления математической модели процесса ЭШТП. В основу построения такой модели, пригодной для идентификации объекта, положены принципы интегрального теплового баланса при ЭШТП [2].

Эта модель учитывает теплообмен между ШВ, ЖМВ, расходуемым электродом и футеровкой тигля. Выделяющаяся во время плавки в шлаке мощность отводится в электрод, жидкий металл,

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

расходуется на изменение теплосодержания шлака, а также на потери в футеровку и потери излучением со свободной поверхности шлаковой ванны. Тепло, поступающее в расходуемый электрод от шлака, и джоулево тепло, выделяющееся от протекания в нем тока, идут на нагрев и плавление металла электрода, а также на потери в окружающую среду.

В ЖМВ тепло, приходящее от шлака и поступающее в процессе массопереноса с каплями расплавленного электродного металла, расходуется на изменение внутреннего теплоснабжения металла и на потери в футеровку. Тепло, идущее в футеровку от шлака и металла, тратится на ее нагрев и на потери со свободной поверхности.

Уравнения энергетического баланса для ЖМВ и ШВ:

$$P_{\text{к}}(t) + P_{\text{ш—м}}(t) = P_{\text{м—ф}}(t) - \frac{dH_{\text{м}}(t)}{dt}; \qquad (1)$$

$$P_{\text{ш}}(t)=P_{\text{э}}(t)+P_{\text{ш—м}}(t)+P_{\text{ш—ф}}(t)+P_{\text{изл}}(t)+\frac{dH_{\text{ш}}(t)}{dt}, \qquad (2)$$

где $P_{\text{к}}$, $P_{\text{ш—м}}$ — мощности, передаваемые в ЖМВ с каплями расплавленного металла и конвекцией от ШВ; $P_{\text{ш}}$ — мощность, вводимая в шлак; $P_{\text{м—ф}}$ — мощность потерь от ЖМВ в футеровку; $P_{\text{э}}$, $P_{\text{ш—м}}$, $P_{\text{ш—ф}}$, $P_{\text{изл}}$ — мощности, рассеиваемые на электродной, донной и свободной поверхности ШВ; $H_{\text{м}}$, $H_{\text{ш}}$ — теплосодержание ЖМВ и ШВ.

В целом электрошлаковый тигель-накопитель является нестационарным объектом. Однако анализ семейства графиков изменения основных параметров состояния процесса ЭШТП ($\Theta_{\text{ш}}$, $\Theta_{\text{м}}$) в ходе плавки при неизменной вводимой мощности, полученных в результате математических экспериментов (рис. 1), позволяет условно разделить процесс ЭШТП на два периода — начальный и основной, в которых свойства объекта управления коренным образом различаются.

В начальный период объект проявляет себя как резко нестационарный. Это связано с начальным прогревом футеровки и расходуемого электрода, в результате чего значительно изменяются такие составляющие энергетического баланса, как тепловые потери в футеровку, потери излучением с открытой поверхности шлаковой

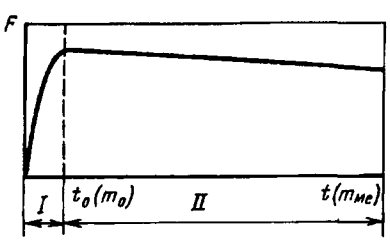


Рис. 1. Вид графика, типичного для изменения основных параметров состояния процесса ЭШТП в ходе плавки: *I* — начальный период; *II* — основной период

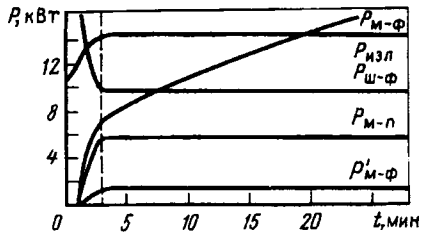


Рис. 2. Изменение мощности тепловых потерь от ШВ и ЖМВ в процессе плавки: $P_{\text{ш—ф}}$ — от ШВ в футеровку; $P_{\text{м—ф}}$ — от ЖМВ в футеровку; $P_{\text{м—п}}$ — от ЖМВ в поддон; $P_{\text{изл}}$ — излучением; $P_{\text{м—ф}}$ — от области ЖМВ, образовавшейся к началу основного периода, в футеровку

ванны и потери на прогрев расходуемого электрода (рис. 2).

Однако длительность начального периода составляет лишь около 8% времени всей плавки при поминальном значении вводимой мощности, незначительно возрастая с ее увеличением. Что еще существеннее, масса накопленного за период жидкого металла очень мала и составляет лишь около 2,5% массы металла, накопленного за всю плавку.

Большая часть плавки с накоплением свыше 95% массы жидкого металла приходится на основной период, поэтому представляет интерес исследование свойств объекта управления именно в этот период.

Основной период характеризуется относительно слабой тепловой нестационарностью. Проведенные математические эксперименты позволяют утверждать, что к его началу устанавливаются температурные поля поддона и футеровки в зоне шлаковой и жидкой металлической ванн, что определяет и стабилизацию тепловых потерь в этих зонах (см. рис. 2). Поэтому слабая тепловая нестационарность, свойственная основному периоду ЭШТП, обусловлена преимущественно действием силового некомпенсированного возмущения — увеличением массы накапливаемого в процессе плавки жидкого металла, ведущего к росту тепловых потерь от ЖМВ в футеровку.

Этот вывод подтверждается также тем, что нормированные характеристики изменения основных параметров состояния процесса ЭШТП в функции массы накопленного металла в основной период аппроксимируются с коэффициентом корреляции свыше 0,98 линейными зависимостями:

$$F^* = 1 + a_F(1 - m^*), \qquad (3)$$

где $F^*=F_i/F_{\text{к}}$ — относительное значение параметра состояния по отношению к его значению в конце плавки; $m^*=m_i/m_{\text{к}}$ — относительная текущая масса жидкого металла по отношению к массе жидкого металла, накопленного к концу плавки; a_F — коэффициент, не зависящий от

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

уровня вводимой мощности, а определяющийся только емкостью тигля; его значения приведены далее:

Температура	Значение коэффициента a_F для различной емкости тигля (кг)		
	50	100	125
$\Theta_ш$	0,021	0,015	0,012
$\Theta_м$	0,058	0,050	0,040

Расчеты показывают, что нормированные характеристики зависят только от емкости тигля и не зависят от уровня вводимой в шлак мощности.

Выражение (3) позволяет для изучения динамических характеристик электрошлакового тигля-накопителя как объекта управления в основной период плавки преобразовывать его в квазистационарный объект. Это дает возможность исследовать динамику при действии основного управляющего воздействия — изменения вводимой в шлак мощности за счет изменения напряжения при стабилизации положения электрода в шлаке, не учитывая искажения переходных процессов за счет изменения массы накопленного жидкого металла.

Для исследования динамики объекта при такой постановке задачи математическая модель процесса ЭШТП и [2] была модернизирована в соответствии с описанными представлениями о природе тепловой нестационарности в основной период. Так как изменение теплового баланса в этот период происходит только за счет роста потерь от ЖМВ при увеличении площадки теплоотдачи металл—футеровка, из энергетического баланса (1) была исключена составляющая тепловых потерь от ЖМВ в футеровку, отражающая их рост с увеличением массы накопленного металла. При использовании модернизированной математической модели процесса тепловая нестационарность в основной период плавки исчезает (рис. 3).

Обработка переходных характеристик объекта, полученных с помощью математических экспериментов, позволила определить передаточные функции (ПФ) объекта по температуре ШВ и ЖМВ при изменении вводимой мощности и неизменном положении электрода в шлаке:

$$W_ш(p) = \frac{\Delta\Theta^*_ш(p)}{\Delta P^*(p)} = K_ш \frac{1+p(a_2 T_{ш1}+a_1 T_{ш2})}{(1+pT_{ш1})(1+pT_{ш2})}; \quad (4)$$

$$W_м(p) = \frac{\Delta\Theta^*_м(p)}{\Delta P^*(p)} = K_м \frac{e^{-p\tau}}{1+pT_м}, \quad (5)$$

где $\Delta\Theta^*_ш(p)$, $\Delta\Theta^*_м(p)$ — изображения относительных приращений температур шлаковой и жидкой металлической ванн; $\Delta P^*(p)$ — изображение относительного приращения вводимой в шлак мощности; $K_ш$, $K_м$ — коэффициенты передачи; $T_ш$, $T_м$ — постоянные времени; τ — время запаздывания; a_1, a_2 — коэффициенты ($a_1=0{,}65$, $a_2=0{,}35$ для тигелей емкостью 50—150 кг).

Параметры ПФ для тиглей емкостью 50—150 кг приведены на рис. 4. Установлено, что они слабо зависят от вводимой мощности, что свидетельствует о линейности объекта.

Зависимости параметров ПФ отражают сложную взаимосвязь режимов шлаковой и металлической ванн. Совпадение по величине постоянной времени ШВ $T_{ш1}$ и времени запаздывания для ЖМВ и их линейная зависимость от массы шлака ($m_ш$) доказывают прямое воздействие теплового режима ШВ на ЖМВ.

Линейная зависимость другой постоянной времени ШВ $T_{ш2}$ от относительной массы накопленного в тигле металла ($m^*_м$) свидетельствует об обратном влиянии ЖМВ на режим ШВ:

$$T_{ш2} = 250m^*_м + 33m_ш - 175. \quad (6)$$

Правильность представления о природе тепловой нестационарности при ЭШТП, обуслов-

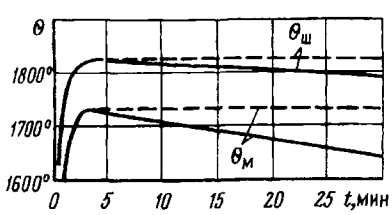


Рис. 3. Графики изменения температур ШВ и ЖМВ, полученные в результате математических экспериментов (тигель емкостью 50 кг): ——— — исходная математическая модель процесса ЭШТП; — — — — модернизированная модель

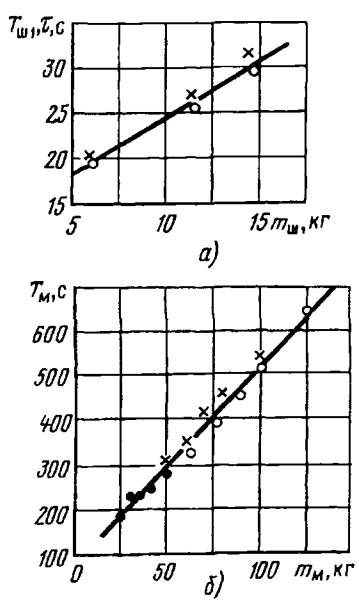


Рис. 4. Зависимости параметров ПФ объекта: *а* — ○ — $T_{ш1}$; × — τ; *б* — значения, полученные для тиглей емкостью: ● — 50 кг; × — 100 кг; ○ — 125 кг

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ленной изменением массы накопленного жидкого металла, подтверждается линейной зависимостью постоянной времени ЖМВ $T_м$ от текущего значения его абсолютной массы ($m_м$).

Полученное математическое описание электрошлакового тигля-накопителя как объекта управления необходимо дополнить математическим описанием звена источника питания.

Схема замещения электрической цепи представляется в виде последовательного соединения активного ($r_{п.с}$) и индуктивного ($x_{п.с}$) сопротивлений источника питания с токопроводом и входного сопротивления ШВ ($R_ш$), являющейся условно нелинейным элементом [3].

Как известно, такая RL-цепь может быть представлена инерционным звеном первого порядка. Однако ввиду малости постоянной времени электрической цепи (единицы и десятки микросекунд) по сравнению с постоянными времени тепловых процессов в шлаковой ванне (единицы минут) инерционностью электрической цепи установки можно пренебречь и считать, что изменение электрических параметров в ней описывается ПФ безынерционного звена.

При питании от источника напряжения можно получить уравнение, связывающее относительное изменение мощности ШВ с параметрами цепи и ванны при постоянстве параметров токопровода [1]:

$$\Delta P^* = 2\Delta U_2^* + \psi \Delta R_ш^*, \qquad (7)$$

где ΔU_2^*, ΔP^*, $\Delta R_ш^*$ — относительные изменения вторичного напряжения источника питания, мощности и сопротивления ШВ; $\psi=(Z_{п.с}^2-R_ш^2)/Z_п^2$ — характерный параметр подводящей сети печи; $Z_п$, $Z_{п.с}$ — полные сопротивления электрической цепи печи и подводящей сети печи.

Согласно представлениям о критериальном сопротивлении ШВ [4]

$$R_ш = \Gamma / d_э \gamma_ш, \qquad (8)$$

где Γ, $R_ш$ — критериальное и абсолютное сопротивление ванны; $\gamma_ш$ — удельная электропроводность шлака.

Исходя из (8) и с учетом того, что критериальное сопротивление неизменно при постоянном положении электрода в шлаке [4], для относительных изменений можно записать

$$\Delta R_ш^* = -\Delta \gamma_ш^*. \qquad (9)$$

Приняв кусочно-линейной температурную зависимость удельной электропроводности шлака, для относительных изменений имеем

$$\Delta \gamma_ш^* = \beta \Theta_ш \Delta \Theta_ш^*, \qquad (10)$$

где β — коэффициент температурной зависимости удельной электропроводности шлака; $\Theta_ш$, $\Delta\Theta_ш^*$ — температура шлака и ее относительное изменение.

Исходя из (4), (9), (10), относительное изменение сопротивления шлаковой ванны

$$\Delta R_ш^* = -\beta \Theta_ш W_ш(p) \Delta P^*. \qquad (11)$$

Тогда уравнение (7) примет вид

$$\Delta P^* = 2\Delta U_2^* - \psi \beta \Theta_ш W_ш(p) \Delta P^*. \qquad (12)$$

Передаточная функция источника питания для мощности шлаковой ванны будет

$$W_{UP}(p) = \frac{\Delta P^*(p)}{\Delta U_2^*(p)} = \frac{2}{1+\psi\beta\Theta_ш W_ш(p)}. \qquad (13)$$

Определим ПФ для напряжения на шлаковой ванне. Относительное изменение напряжения на шлаковой ванне при изменении напряжения источника питания [1]

$$\Delta U_ш^* = \Delta U_2^* + \frac{1+\psi}{2}\Delta R_ш^*. \qquad (14)$$

С учетом (11) можно записать

$$\Delta U_ш^* = \Delta U_2^* - \frac{1+\psi}{2}\beta \Theta_ш W_ш(p) \Delta P^*.$$

Выразив ΔP^* через ΔU_2^* (13), получим

$$\Delta U_ш^* = \Delta U_2^* - \frac{(1+\psi)\beta\Theta_ш W_ш(p)}{1+\psi\beta\Theta_ш W_ш(p)}\Delta U_2^*.$$

Передаточная функция звена источника питания для напряжения на ШВ будет

$$W_{UU}(p) = \frac{\Delta U_ш^*(p)}{\Delta U_2^*(p)} = \frac{1-\beta\Theta_ш W_ш(p)}{1+\psi\beta\Theta_ш W_ш(p)}. \qquad (15)$$

Аналогично, записав уравнение для относительного изменения тока [1]

$$\Delta I^* = \Delta U_2^* + \frac{\psi-1}{2}\Delta R_ш^*, \qquad (16)$$

с учетом (11), (13) определим ПФ звена источника питания для тока:

$$W_{UI}(p) = \frac{\Delta I^*(p)}{\Delta U_2^*(p)} = \frac{1+\beta\Theta_ш W_ш(p)}{1+\psi\beta\Theta_ш W_ш(p)}. \qquad (17)$$

Исходя из уравнения (7), с учетом (11) можно получить выражение для ПФ звена источника питания для сопротивления ШВ:

$$W_{UR}(p) = \frac{\Delta R_ш^*(p)}{\Delta U_2^*(p)} = \frac{-2\beta\Theta_ш W_ш(p)}{1+\psi\beta\Theta_ш W_ш(p)}. \qquad (18)$$

Передаточные функции установки ЭШТП для изменения температур ШВ и ЖМВ с учетом звена источника питания при реально применяемом управляющем воздействии — изменении напряжения источника питания

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$W_{U\Theta_ш}(p) = \frac{\Delta\Theta^*_ш(p)}{\Delta U^*_2(p)} = W_{UP}(p)\,W_ш(p) =$$

$$= \frac{2W_ш(p)}{1+\psi\beta\Theta_ш W_ш(p)}; \qquad (19)$$

$$W_{U\Theta_м}(p) = \frac{\Delta\Theta^*_м(p)}{\Delta U^*_2(p)} = W_{UP}(p)\,W_м(p) =$$

$$= \frac{2W_м(p)}{1+\psi\beta\Theta_ш W_ш(p)}. \qquad (20)$$

Полученное математическое описание установки ЭШТП как объекта управления позволяет с использованием известных методов рассчитывать электротехнологические переходные процессы при сложных входных воздействиях, на практике имеющих место в установках ЭШТП.

В качестве примера на рис. 5 приведены графики переходных процессов, построенных для относительных изменений ряда выходных параметров установки ЭШТП при типовом воздействии — единичном ступенчатом изменении вторичного напряжения печного трансформатора.

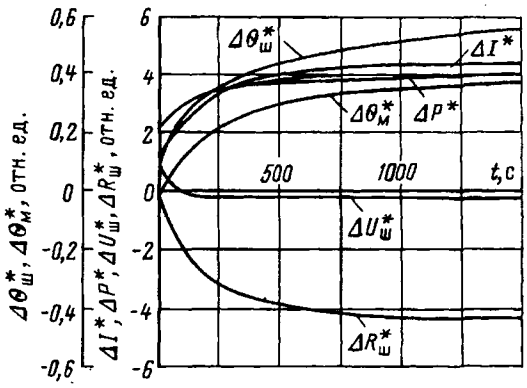


Рис. 5. Графики электротехнологических переходных процессов для относительных изменений выходных параметров установки ЭШТП при типовом воздействии — единичном ступенчатом изменении вторичного напряжения трансформатора (тигель емкостью 100 кг)

Авторы: ***Миронов Юрий Михайлович*** *окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института в 1960 г. В 1977 г. защитил докторскую диссертацию в Ленинградском электротехническом институте по теме «Электрошлаковые печи как объект управления». Заведующий кафедрой автоматизированных электротехнологических установок и систем (АЭТУС) Чувашского государственного университета (ЧГУ).*

Лавин Игорь Аронович *окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности ЧГУ в 1985 г. Старший преподаватель кафедры АЭТУС этого университета.*

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Миронов Ю.М.** Передаточные функции электрической цепи электрометаллургической печи как элемента системы управления. — Электричество, 1978, № 8.

2. **Леонов В.В., Миронов Ю.М.** Математическая модель тепловой работы электрошлакового тигля-накопителя металла. — Автоматизированные электротехнологические установки и системы. — Чебоксары: Чуваш. ун-т, 1989.

3. **Леонов В.В., Миронов Ю.М., Ковалев В.Г.** Особенности нелинейности шлаковой ванны при электрошлаковой тигельной плавке как приемника электроэнергии. — Электротехника, 1993, № 4.

4. **Миронов Ю.М.** Электрошлаковые печи. — Чебоксары: Чуваш. ун-т, 1978.

[11.09.95]

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

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

Справки по телефону 928-88-69

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Соотношения между компонентами импульсного электромагнитного поля на поверхности проводника

БАРАНОВ М.И.

Получены импедансные граничные условия для неограниченных по длине проводящих немагнитных изотропных пластины конечной толщины при ее одно- и двухстороннем импульсном электромагнитном возбуждении и сплошного и полного цилиндров произвольного поперечного сечения с аксиальным или азимутальным импульсными магнитными полями, напряженности которых изменяются во времени по произвольному закону и удовлетворяют условиям Дирихле.

Ключевые слова: *проводящее полупространство, пластина, цилиндр; нестационарные электрические и магнитные поля; диффузия электромагнитного поля; импедансные граничные условия*

Impedance boundary conditions are obtained for infinitely wide isotropic plate of limit thickness under its double-sided pulse electromagnetic excitation and for infinitely long isotropic solid hollow cylinder of arbitrary cross-section with axial and azimutalmagnetic fields.It is tobbe noted that intensities of magnetic fields change in time according to the arbitrary law and meet Dirichle requirements.

Key words: *conducting half-space, plate, cylinder; ansteady electric and magnetic fields diffusion; impedance boundary conditions*

Введение. При исследовании, расчете и анализе переходных электромагнитных процессов в устройствах для получения больших импульсных токов и сильных импульсных магнитных полей, используемых в технике высоких напряжений и плотностей энергии, электрофизических технологиях и научных исследованиях [1—3], решении задач технической электродинамики, связанных с излучением, распространением и дифракцией электромагнитных волн на границах раздела сред [4], крайне важны соотношения между напряженностями электрического и магнитного полей на поверхности проводящих тел. Данные соотношения (граничные условия) позволяют сравнительно легко учесть влияние проводящих тел на протекающие в многофазных средах электродинамические процессы. Потребность в получении эффективных методов расчета электромагнитных полей определяет необходимость разработки приближенных граничных условий, которые в отличие от фундаментальных, упрощают процесс сопряжения функционалов поля на поверхностях раздела сред при сохранении высокой точности результатов их расчета.

Полученное в [5] соотношение между компонентами квазистационарного электромагнитного поля на поверхности хорошо проводящей однородной среды, получившее название «приближенного граничного условия Леонтовича», позволило в свое время выполнить ряд важных исследований по теории антенн и распространения радиоволн над землей поверхностью. В [6] в квазистационарном приближении приведены данные по дальнейшему развитию приближенных граничных условий, используемых в теории экранирующих оболочек. В [7] получены импедансные граничные условия для квазистационарного электромагнитного поля на массивных анизотропных телах. В [8, 9] граничное условие Леонтовича обобщено для нестационарных электромагнитных полей, распространяющихся в массивных изотропных телах. Принятое в [8, 9] допущение о проникновении электромагнитной волны в изотропное тело, как плоской волны в проводящее полупространство существенно ограничивает область применения разработанных приближенных граничных условий.

Для решения ряда практических задач в импульсном режиме необходимо составить указанные граничные условия применительно к реальным размерам и конструкциям проводников различных геометрических форм. Данная статья посвящена формулировке импедансных граничных условий для неограниченных по длине изотропных немагнитных плоских и цилиндрических проводников конечной толщины, испытывающих воздействие импульсного электромагнитного поля.

Формулировка и общее решение задачи. Рассмотрим неподвижные плоские и цилиндрические проводники произвольной толщины и неограниченной длины с линейными и однородными электрофизическими характеристиками, значения удельной электрической проводимости γ материала которых позволяют в уравнениях Максвелла пренебречь токами смещения. Считаем, что магнитная проницаемость μ материала проводников равна магнитной постоянной $\mu_0=4\pi\cdot10^{-7}$ Гн/м. Необходимо выразить касательную к поверхности S проводников составляющую напряженности импульсного электрического поля E_S через соответствующую касательную составляющую напряженности однородного импульсного магнитного поля H_S, осесим-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

метрично воздействующей извне на проводящую поверхность S проводников, изменяющейся во времени по произвольному закону и удовлетворяющей условиям Дирихле.

Используя интеграл Дюамеля [10], искомое выражение для E_S в функции времени t для немагнитных проводников, ограниченных аналитическими поверхностями S, можно представить в следующем обобщенном виде:

$$E_S(t) = H_S(0)\, e_s(t) + \int_0^t e_s(t-\tau)\frac{\partial H_s(\tau)}{\partial \tau}\, d\tau\,, \qquad (1)$$

где $H_s(0)$ — значение напряженности импульсного магнитного поля на поверхности S проводника при $t=0$; $e_s(t)=E_s^1(t)/1_H(t)$ — приведенное значение электрической составляющей реакции $E_s^1(t)$ поверхности проводника на воздействие единичного ступенчатого импульса напряженности магнитного поля $1_H(t)$ (единичной функции Хевисайда), удовлетворяющего граничному условию

$$1_H(t) = \begin{cases} 0 \text{ для } -\infty < t < 0\,; \\ 1 \text{ для } 0 \leqslant t < \infty\,. \end{cases}$$

В соответствии с соотношением (1) «приведенная» электрическая составляющая реакции $e_s(t)$ поверхности S должна быть численно равна поверхностному импедансу $Z_s(t)$ проводника. В этом нетрудно убедиться памятуя, что при воздействии на поверхность S проводника единичной функции магнитного поля $1_H(t)$ при $t \geqslant 0$ выражение для $Z_s(t)$ принимает вид

$$Z_s(t) = \frac{du_s(t)}{di_s(t)} = \frac{E_s^1(t)\, dl_s}{1_H(t)\, dl_s} = e_s(t)\,, \qquad (2)$$

где $du_s(t)$, $di_s(t)$, dl_s — соответственно дифференциалы напряжения, тока и длины на поверхности S проводника.

1. Импульсное возбуждение проводящего полупространства. Для проверки достоверности и удобства в практическом использовании приведенного в общем виде соотношения (1) получим с его помощью известное импедансное граничное условие для импульсного магнитного поля, проникающего извне в неограниченную проводящую среду ортогонально ее поверхности S (рис. 1) и удовлетворяющего в декартовой системе координат следующим граничному и начальному условиям:

$$H_{sy}(0,t) = \begin{cases} 0 \text{ для } -\infty < t < 0\,; \\ H_{sy}(0,t) \text{ для } 0 \leqslant t < \infty\,; \end{cases} \qquad (3)$$

$$H_y(z,0) = 0 \text{ для } 0 < z < \infty\,. \qquad (4)$$

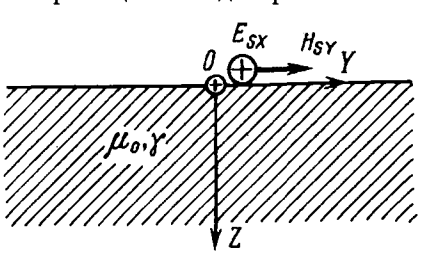


Рис. 1. Проводящее полупространство, испытывающее воздействие внешнего импульсного электромагнитного поля

Известное классическое решение одномерной задачи проникновения единичного ступенчатого импульса напряженности магнитного поля $1_H(t)$ в проводящее полупространство имеет вид [11]

$$H_y^1(z,t) = 1_H(t)\left[1 - \Phi\left(\frac{z\sqrt{\mu_0\gamma}}{2\sqrt{t}}\right)\right], \qquad (5)$$

где $\Phi(x)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x e^{-y^2}dy$ — интеграл вероятности ошибок [10].

Из (5) и первого уравнения Максвелла в дифференциальной форме для напряженности электрического поля в проводящем полупространстве при ступенчатом изменении на его границе магнитного поля получаем

$$E_x^1(z,t) = 1_H(t)\sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\gamma t}}\exp\left[-\left(\frac{z\sqrt{\mu_0\gamma}}{2\sqrt{t}}\right)^2\right]. \qquad (6)$$

В результате из (6) при $z=0$ следует, что на поверхности S проводящего полупространства напряженность электрического поля в рассматриваемом случае равна

$$E_{sx}^1(0,t) = 1_H(t)\sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\gamma t}}\,. \qquad (7)$$

Тогда из (2) и (7) для «приведенной» электрической составляющей реакции $e_{s1}(t)$ поверхности S проводящего полупространства и его поверхностного импеданса $Z_{s1}(t)$ получаем

$$e_{s1}(t) = Z_{s1}(t) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\gamma}}\,\frac{1}{\sqrt{t}}\,. \qquad (8)$$

Подставляя (8) в (1) и принимая во внимание нулевое начальное условие $H_{sy}(0,0)=0$, получаем известное импедансное граничное условие для проводящего полупространства с нестационарным электромагнитным полем [8, 9, 12]:

$$E_{sx}(0,t) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi\gamma}}\int_0^t \frac{1}{\sqrt{t-\tau}}\,\frac{\partial H_{sy}(0,\tau)}{\partial \tau}\, d\tau\,. \qquad (9)$$

2. Неограниченная пластина при двустороннем импульсном возбуждении. Рассмотрим плоскую проводящую пластину (рис. 2), геометрические размеры которой выбраны так, что ее ширина (длина) b значительно больше толщины h ($b \gg h$). Пусть импульсное электромагнитное поле одновременно воздействует на обе поверхности S пластины, причем векторы одинаковых напряженностей магнитного поля $H_{sy}(0,t)$ и

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

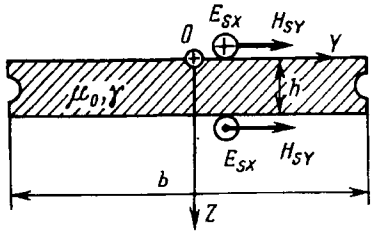


Рис. 2. Неограниченная по длине (ширине) проводящая пластина толщиной h, испытывающая одно- и двустороннее воздействие импульсного электромагнитного поля

$H_{sy}(h,t)$ на них направлены в одну сторону и удовлетворяют условиям (3) и (4). Решение в рассматриваемом случае одномерной задачи диффузии единичного ступенчатого импульса напряженности магнитного поля $1_H(t)$ в неограниченную пластину имеет вид [12, 13]:

$$H_y^1(z,t)=1_H(t)\left\{1-\frac{4}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^{k-1}}{(2k-1)}\exp\left[-\frac{\pi^2(2k-1)^2 t}{\mu_0\gamma h^2}\right]\times\right.$$
$$\left.\times\cos\left[\frac{\pi(2k-1)(2z-h)}{2h}\right]\right\}. \qquad (10)$$

Из (10) аналогично (6) нетрудно получить выражение для соответствующей напряженности электрического поля в неограниченной пластине:

$$E_x^1(z,t)=-1_H(t)\frac{4}{\gamma h}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{k-1}\exp\left[-\frac{\pi^2(2k-1)^2 t}{\mu_0\gamma h^2}\right]\times$$
$$\times\sin\left[\frac{\pi(2k-1)(2z-h)}{2h}\right]. \qquad (11)$$

Из выражений (10) и (11) видно, что для неограниченной пластины при заданном возбуждение плоских границ при $t\to\infty$, т.е. в установившемся режиме, как и для проводящего полупространства напряженность магнитного поля по сечению пластины изменяется по закону $H_y^1(z,t)=1_H(t)$, а напряженность электрического поля $E_x^1(z,t)=0$.

Из (11) при $z=0$ и $z=h$ для напряженностей электрического поля на поверхностях S неограниченной пластины получаем:

$$E_{sx}^1(t)\Big|_{\substack{z=0,\\ z=h}}=\pm 1_H(t)\frac{4}{\gamma h}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{k-1}\times$$
$$\times\exp\left[-\frac{\pi^2(2k-1)^2 t}{\mu_0\gamma h^2}\right]\sin\left[\frac{\pi(2k-1)}{2}\right], \qquad (12)$$

где знак «плюс» относится к поверхности пластины при $z=0$, а знак минус — к ее поверхности при $z=h$.

Тогда с учетом выражений (2) и (12) «приведенные» электрические составляющие реакций $e_{s2}(t)$ поверхностей S неограниченной пластины и ее поверхностные импедансы $Z_{s2}(t)$ будут равны:

$$e_{s2}(t)\Big|_{\substack{z=0,\\ z=h}}=Z_{s2}(t)\Big|_{\substack{z=0,\\ z=h}}=\pm\frac{4}{\gamma h}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{k-1}\times$$
$$\times\exp\left[-\frac{\pi^2(2k-1)^2 t}{\mu_0\gamma h^2}\right]\sin\left[\frac{\pi(2k-1)}{2}\right]. \qquad (13)$$

Используя (1), (13) и учитывая, что в начальный момент времени $H_{sy}(0,0)=H_{sy}(h,0)=0$, запишем импедансные граничные условия для неограниченной пластины при ее двустороннем импульсном электромагнитном возбуждении:

$$E_{sx}(t)\Big|_{\substack{z=0,\\ z=h}}=\pm\frac{4}{\gamma h}\int_0^t\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{k-1}\exp\left[-\frac{\pi^2(2k-1)^2(t-\tau)}{\mu_0\gamma h^2}\right]\times$$
$$\times\sin\left[\frac{\pi(2k-1)}{2}\right]\frac{\partial H_{sy}(z,\tau)}{\partial\tau}\Big|_{\substack{z=0,\\ z=h}}d\tau. \qquad (14)$$

Приближенные граничные условия (14) могут быть использованы при расчете и анализе переходных процессов в соленоидах и индукторных системах с сердечниками (заготовками) прямоугольного сечения, предназначенных для импульсного нагрева или магнитно-импульсной обработки плоских металлических деталей [15], длина которых значительно больше их поперечных размеров.

3. Неограниченная пластина при одностороннем импульсном возбуждении. Рассмотрим случай, когда на плоскую проводящую пластину при $b>>h$ нестационарное электромагнитное поле воздействует только с одной ее стороны (при $z=0$), а на другой стороне пластины выполняется граничное условие $H_{sy}(h,t)=0$ (рис. 2). В [14] показано, что одномерное проникновение единичного ступенчатого импульса напряженности магнитного поля $1_H(t)$ в неограниченную пластину при рассматриваемом ее возбуждении описывается следующей зависимостью:

$$H_y^1(z,t)=1_H(t)\left\{\frac{h-z}{h}+\frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k}{k}\exp\left(-\frac{\pi^2k^2t}{\mu_0\gamma h^2}\right)\times\right.$$
$$\left.\times\sin\left[\frac{\pi k(h-z)}{h}\right]\right\}. \qquad (15)$$

Дифференцируя (15) по координате z, для напряженности электрического поля в неограниченной пластине находим:

$$E_x^1(z,t)=1_H(t)\frac{1}{\gamma h}\left\{1+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k\exp\left(-\frac{\pi^2k^2t}{\mu_0\gamma h^2}\right)\times\right.$$
$$\left.\times\cos\left[\frac{\pi k(h-z)}{h}\right]\right\}. \qquad (16)$$

Из (15) и (16) следует, что при устано-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

вившемся процессе ($t\to\infty$) напряженность магнитного поля в неограниченной пластине принимает значение $H_y^1(z,t)=1_H(t)(h-z)/h$, а напряженность электрического поля остается неизменной и равной $E_x^1(z,t)=1_H(t)/\gamma h$. Подставляя в (16) $z=0$, получаем выражение для напряженности электрического поля на поверхности S неограниченной пластины, испытывающей воздействие единичного ступенчатого импульса H-поля:

$$E_{sx}^1(0,t) = 1_H(t)\frac{1}{\gamma h}\times$$
$$\times\left\{1+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k\exp\left(-\frac{\pi^2k^2t}{\mu_0\gamma h^2}\right)\cos(\pi k)\right\}. \quad (17)$$

Исходя из (17), находим «приведенную» электрическую составляющую реакции $e_{s3}(t)$ поверхности S рассматриваемой пластины и ее поверхностный импеданс $Z_{s3}(t)$:

$$e_{s3}(t) = Z_{s3}(t) = \frac{1}{\gamma h}\times$$
$$\times\left\{1+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k\exp\left(-\frac{\pi^2k^2t}{\mu_0\gamma h^2}\right)\cos(\pi k)\right\}. \quad (18)$$

Согласно (1) и (18) при $H_{sy}(0,0)=0$ импедансное граничное условие для неограниченной пластины при ее одностороннем импульсном электромагнитном возбуждении принимает вид

$$E_{sx}(0,t) = \frac{1}{\gamma h}\int_0^t\left\{1+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k\exp\left[-\frac{\pi^2k^2(t-\tau)}{\mu_0\gamma h^2}\right]\times\right.$$
$$\left.\times\cos(\pi k)\right\}\frac{\partial H_{sy}(0,\tau)}{\partial\tau}d\tau. \quad (19)$$

Импедансное граничное условие (19) целесообразно применять в задачах расчета переходных процессов и токораспределений в параллельных шинах прямоугольного сечения с противоположными по направлению и равными по величине импульсными токами, создаваемыми путем разряда высоковольтной конденсаторной батареи через плоский шинопровод на нагрузку [1—3, 15], а также в задачах приближенного расчета плоских немагнитных экранов, обеспечивающих значительное снижение внешних импульсных электромагнитных полей [6].

4. Неограниченный сплошной цилиндр при импульсном возбуждении аксиальным магнитным полем. Пусть на внешнюю поверхность S сплошного проводящего цилиндра радиусом b (рис. 3 при $a=0$) воздействует аксиальное магнитное поле, удовлетворяющее в цилиндрической системе координат следующим граничному и начальному условиям:

$$H_{sz}(b,t) = \begin{cases} 0 & \text{для } -\infty<t<0; \\ H_{sz}(b,t) & \text{для } 0\le t\le\infty; \end{cases} \quad (20)$$

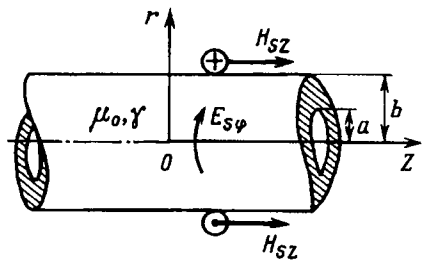


Рис. 3. Неограниченный по длине проводящий полый цилиндр с наружным b и внутренним a радиусами, испытывающий одно- и двустороннее воздействие импульсного аксиального магнитного поля

$$H_z(r,0) = 0 \qquad \text{для } 0\le r<b. \quad (21)$$

Решение одномерного уравнения диффузии единичного ступенчатого импульса напряженности аксиального магнитного поля $1_H(t)$ в сплошной цилиндр может быть записано в виде [12]:

$$H_z^1(r,t)=1_H(t)\left[1-2\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{x_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\frac{J_0(x_kr/b)}{x_kJ_1(x_k)}\right], \quad (22)$$

где J_0, J_1 — функции Бесселя 1-го рода нулевого и первого порядков; x_k — корни уравнения $J_0(x)=0$ [16].

Путем дифференцирования выражения (22) по координате r для напряженности азимутального электрического поля в сплошном цилиндре находим:

$$E_\varphi^1(r,t) = 1_H(t)\frac{2}{\gamma b}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\times$$
$$\times\exp\left(-\frac{x_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\frac{J_1(x_kr/b)}{J_1(x_k)}. \quad (23)$$

Отметим, что при $t\to\infty$ в соответствии с выражениями (22) и (23) напряженность аксиального магнитного поля в сплошном цилиндре равна $H_z^1(r,t)=1_H(t)$, а напряженность азимутального электрического поля $E_\varphi^1(r,t)=0$. Приравнивая в (23) $r=b$, для напряженности азимутального электрического поля на поверхности S сплошного цилиндра запишем:

$$E_{s\varphi}^1(b,t)=1_H(t)\frac{2}{\gamma b}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\exp\left(-\frac{x_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right). \quad (24)$$

В результате для поверхностного импеданса $Z_{s4}(t)$ и «приведенной» электрической составляющей реакции $e_{s4}(t)$ поверхности S сплошного цилиндра на воздействие единичного ступенчатого импульса напряженности аксиального магнитного поля $1_H(t)$ получаем:

$$Z_{s4}(t)=e_{s4}(t)=\frac{2}{\gamma b}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\exp\left(-\frac{x_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right). \quad (25)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Тогда с учетом (1) и (25) при $H_{sz}(b,0)=0$ импедансное граничное условие для неограниченного сплошного цилиндра при внешнем воздействии на него импульсного аксиального магнитного поля принимает вид

$$E_{s\varphi}(b,t)=\frac{2}{\gamma b}\int_0^t\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\times$$

$$\times\exp\left[-\frac{x_k^2(t-\tau)}{\mu_0\gamma b^2}\right]\frac{\partial H_{sz}(b,\tau)}{\partial\tau}d\tau\,. \qquad (26)$$

Импедансное граничное условие (26) может оказаться полезным при определении падения напряжения с учетом поверхностного эффекта на круглых проводниках (сердечниках), размещенных внутри одновитковых массивных соленоидов, при расчетах процессов магнитно-импульсной сварки и напрессовки на них втулок и получении сильных импульсных аксиальных магнитных полей [1—3], а также при расширении изнутри импульсным магнитным давлением индуктора металлических оболочек [15] и расчетах электрических наводок на массивных цилиндрических корпусах и дипольных антеннах объектов, подвергаемых воздействию внешних импульсных электромагнитных помех естественного (токи и поля молнии) и искусственного (например, электромагнитный импульс от современных военных установок и моделирующих мощных высоковольтных испытательных установок) происхождения [17].

5. Неограниченный полый цилиндр при импульсном возбуждении аксиальным магнитным полем. Рассмотрим диффузию аксиального магнитного поля, приложенного одновременно к внешней и внутренней поверхностям полого проводящего цилиндра с внутренним a и наружным b радиусами (рис. 3), при введенных ранее граничном (20) и начальном (21) условиях. Примем, что векторы напряженности рассматриваемого поля снаружи и внутри полого цилиндра имеют одни и те же направление и значение. Используя известное решение из теории теплопроводности [18], запишем выражение, описывающее процесс двустороннего проникновения в стенку полового проводящего цилиндра единичного ступенчатого импульса напряженности аксиального магнитного поля $1_H(t)$:

$$H_z^1(r,t)=1_H(t)\left\{1-\pi\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{\alpha^2\beta_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)V_k^{-1}\times\right.$$

$$\left.\times[J_0(\alpha\beta_k r/b)N_0(\alpha\beta_k)-J_0(\alpha\beta_k)N_0(\alpha\beta_k r/b)]\right\},(27)$$

где $\alpha=b/a$; N_0 — функция Бесселя 2-го рода нулевого порядка; $V_k=1+J_0(\alpha\beta_k)/J_0(\beta_k)$; β_k — корни уравнения $J_0(\beta)N_0(\alpha\beta)-J_0(\alpha\beta)N_0(\beta)=0$ [16].

Подставив (27) в соответствующее уравнение электродинамики, получим формулу для расчета в рассматриваемом случае напряженности азимутального электрического поля в полом цилиндре:

$$E_\varphi^1(r,t)=1_H(t)\frac{\alpha\pi}{\gamma b}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\beta_kV_k^{-1}\exp\left(-\frac{\alpha^2\beta_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\times$$

$$\times[J_1(\alpha\beta_k r/b)N_0(\alpha\beta_k)-J_0(\alpha\beta_k)N_1(\alpha\beta_k r/b)]. \qquad (28)$$

При $t\to\infty$ из выражений (27) и (28) следует, что $H_z^1(r,t)=1_H(t)$, а $E_\varphi^1(r,t)=0$. Из (28) для напряженностей азимутального электрического поля на наружной и внутренней поверхностях полого цилиндра соответственно получаем

$$E_{s\varphi}^1(b,t)=1_H(t)\frac{2}{\gamma b}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}V_k^{-1}\exp\left(-\frac{\alpha^2\beta_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right); \qquad (29)$$

$$E_{s\varphi}^1(a,t)=1_H(t)\frac{\pi}{\gamma a}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\beta_kV_k^{-1}U_k\times$$

$$\times\exp\left(-\frac{\beta_k^2t}{\mu_0\gamma a^2}\right), \qquad (30)$$

где

$$U_k=J_1(\beta_k)N_0(\alpha\beta_k)-J_0(\alpha\beta_k)N_1(\beta_k)\,.$$

Тогда из (2), (29) и (30) для поверхностных импедансов $Z_{s5}(t)$, $Z_{s6}(t)$ и «приведенных» электрических составляющих реакций $e_{s5}(t)$, $e_{s6}(t)$ наружной и внутренней поверхностей полого цилиндра на двустороннее воздействие единичного ступенчатого импульса напряженности аксиального магнитного поля $1_H(t)$ соответственно находим:

$$Z_{s5}(t)=e_{s5}(t)=\frac{2}{\gamma b}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}V_k^{-1}\exp\left(-\frac{\alpha^2\beta_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right); \qquad (31)$$

$$Z_{s6}(t)=e_{s6}(t)=\frac{\pi}{\gamma a}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\beta_kV_k^{-1}U_k\times$$

$$\times\exp\left(-\frac{\beta_k^2t}{\mu_0\gamma a^2}\right), \qquad (32)$$

В результате из (1), (31) и (32) при $H_{sz}(b,0)=H_{sz}(a,0)=0$ для импедансных граничных условий на наружной и внутренней поверхностях неограниченного полого цилиндра

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

при двустороннем воздействии на него импульсного аксиального магнитного поля получаем следующие выражения:

$$E_{s\varphi}(b,t)=\frac{2}{\gamma b}\int_0^t\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}V_k^{-1}\times$$

$$\times\exp\left[-\frac{\alpha^2\beta_k^2(t-\tau)}{\mu_0\gamma b^2}\right]\frac{\partial H_{sz}(b,\tau)}{\partial\tau}d\tau;\qquad(33)$$

$$E_{s\varphi}(a,t)=\frac{\pi}{\gamma a}\int_0^t\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2k-1}\beta_k V_k^{-1}U_k\times$$

$$\times\exp\left[-\frac{\beta_k^2(t-\tau)}{\mu_0\gamma a^2}\right]\frac{\partial H_{sz}(a,\tau)}{\partial\tau}d\tau.\qquad(34)$$

Импедансные граничные условия (33) и (34) могут найти прикладное применение при разработке, создании и анализе работы магнитокумулятивных (МК) генераторов сверхсильных импульсных магнитных полей [12], использующих компрессию начального аксиального магнитного потока цилиндрической немагнитной проводящей оболочкой с азимутальным током в схемах с ϑ-геометрией системы его сжатия.

6. Неограниченный сплошной цилиндр при импульсном возбуждении азимутальным магнитным полем. Примем, что в рассматриваемом случае (рис. 4 при $a=0$) краевые условия для напряженности импульсного магнитного поля $H_\varphi(r,t)$, воздействующей на наружную поверхность S проводящего цилиндра, аналогичны условиям (20) и (21). Проникновение в сплошной цилиндр единичного ступенчатого импульса азимутального магнитного поля $1_H(t)$ описывается следующим выражением [19]:

$$H_\varphi^1(r,t)=1_H(t)\left[\frac{r}{b}+2\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{y_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\frac{J_1(y_kr/b)}{y_kJ_0(y_k)}\right],\quad(35)$$

где y_k — корни уравнения $J_1(y)=0$ [16].

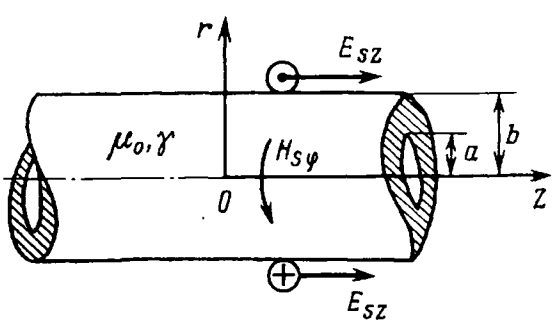


Рис. 4. Неограниченный по длине проводящий полый цилиндр с наружным b и внутренним a радиусами, испытывающий воздействие внешнего импульсного азимутального магнитного поля

Из (35) известным путем можно получить выражение для напряженности аксиального электрического поля в сплошном цилиндре, испытывающем воздействие единичного импульса $1_H(t)$:

$$E_z^1(r,t)=1_H(t)\frac{2}{\gamma b}\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{y_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\frac{J_0(y_kr/b)}{J_0(y_k)}\right].\quad(36)$$

Из (35) и (36) находим, что в установившемся режиме (при $t\to\infty$) $H_\varphi^1(r,t)=1_H(t)\,r/b$, а $E_z^1(r,t)=1_H(t,)\,2/\gamma b$. На поверхности S сплошного цилиндра напряженность аксиального электрического поля в исследуемом случае

$$E_{sz}^1(b,t)=1_H(t)\frac{2}{\gamma b}\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{y_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\right].\qquad(37)$$

Для поверхностного импеданса $Z_{s7}(t)$ и «приведенной» электрической составляющей реакции $e_{s7}(t)$ поверхности S сплошного цилиндра на воздействие единичного ступенчатого импульса азимутального магнитного поля $1_H(t)$ из (37) находим:

$$Z_{s7}(t)=e_{s7}(t)=\frac{2}{\gamma b}\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{y_k^2t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\right].\qquad(38)$$

Так как $H_{s\varphi}(b,0)=0$, то из (1) и (38) получаем следующее импедансное граничное условие для неограниченного сплошного цилиндра, подверженного воздействию импульсного азимутального магнитного поля:

$$E_{sz}(b,t)=\frac{2}{\gamma b}\int_0^t\left\{1+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left[-\frac{y_k^2(t-\tau)}{\mu_0\gamma b^2}\right]\right\}\frac{\partial H_{s\varphi}(b,\tau)}{\partial\tau}d\tau.\quad(39)$$

Приближенное граничное условие (39) применимо при расчетах тока в разрядных цепях высоковольтных электрофизических установок (ВЭФУ) с круглыми сплошными не- и изолированными токопроводами и напряженности генерируемого ими сильного импульсного магнитного поля в одно- и многовитковых соленоидах [1—3, 15], оценке деформации волн атмосферных перенапряжений при их распространении в ЛЭП с неизолированными круглыми немагнитными проводами и определении падений напряжений на стержневых и тросовых молниеотводах при известных амплитудно-временных параметрах протекающего по ним тока молнии [17]. Пример расчета с использованием граничного условия (39) приведен в приложении.

7. Неограниченный полый цилиндр при импульсном возбуждении азимутальным магнитным полем. Для единичного ступенчатого импульса внешнего азимутального магнитного поля

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$1_H(t)$, проникающего в полый проводящий цилиндр с внутренним a и наружным b радиусами (рис. 4), решения одномерных уравнений Максвелла имеют следующий вид [19, 20]:

$$H_\varphi^1(r,t)=1_H(t)\left\{M(r)+2\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{\alpha^2\lambda_k^2 t}{\mu_0\gamma b^2}\right)(\lambda_k P_k)^{-1}\times\right.$$
$$\left.\times[J_1(\lambda_k)N_1(\alpha\lambda_k r/b)-J_1(\alpha\lambda_k r/b)N_1(\lambda_k)]\right\};\qquad(40)$$

$$E_z^1(r,t)=1_H(t)\frac{2\alpha}{\gamma b}\left\{S(\alpha)+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{\alpha^2\lambda_k^2 t}{\mu_0\gamma b^2}\right)P_k^{-1}\times\right.$$
$$\left.\times[J_1(\lambda_k)N_0(\alpha\lambda_k r/b)-J_0(\alpha\lambda_k r/b)N_1(\lambda_k)]\right\},\qquad(41)$$

где

$$M(r)=\frac{(\alpha r/b)^2-1}{(\alpha^2-1)r/b};\quad S(\alpha)=\alpha/(\alpha^2-1);$$
$$P_k=J_0(\lambda_k)N_1(\alpha\lambda_k)-J_1(\alpha\lambda_k)N_0(\lambda_k)+\alpha L_k;$$
$$L_k=J_1(\lambda_k)N_0(\alpha\lambda_k)-J_0(\alpha\lambda_k)N_1(\lambda_k);$$

N_1 — функция Бесселя 2-го рода первого порядка; λ_k — корни уравнения $J_1(\lambda)N_1(\alpha\lambda)-J_1(\alpha\lambda)\times\times N_1(\lambda)=0$ [21].

Для установившегося процесса из (40) и (41) следует, что $H_\varphi^1(r,t)=1_H(t)M(r)$, а $E_z^1(r,t)=1_H(t)2\alpha S(\alpha)/\gamma b$. При $\alpha\gg1$ данные предельные значения для напряженностей электрического и магнитного полей стремятся к соответствующим значениям для сплошного цилиндра, что подтверждает правильность формул (40) и (41). При $r=b$ из (41) для напряженности аксиального электрического поля па наружной поверхности S полого цилиндра получаем:

$$E_{sz}^1(b,t)=1_H(t)\frac{2\alpha}{\gamma b}\times$$
$$\times\left[S(\alpha)+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{\alpha^2\lambda_k^2 t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\frac{L_k}{P_k}\right].\qquad(42)$$

Из выражений (2) и (42) для поверхностного импеданса $Z_{s8}(t)$ и «приведенной» электрической составляющей реакции $e_{s8}(t)$ наружной поверхности S полого цилиндра на воздействие единичного ступенчатого импульса $1_H(t)$ азимутального магнитного поля имеем:

$$Z_{s8}(t)=e_{s8}(t)=\frac{2\alpha}{\gamma b}\times$$
$$\times\left[S(\alpha)+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left(-\frac{\alpha^2\lambda_k^2 t}{\mu_0\gamma b^2}\right)\frac{L_k}{P_k}\right].\qquad(43)$$

При $H_{s\varphi}(b,0)=0$ из (1) и (43) для импедансного граничного условия на наружной поверхности S неограниченного полого цилиндра, испытывающего одностороннее воздействие импульсного азимутального магнитного поля, получаем:

$$E_{sz}(b,t)=\frac{2\alpha}{\gamma b}\int_0^t\left\{S(\alpha)+\sum_{k=1}^{\infty}\exp\left[-\frac{\alpha^2\lambda_k^2(t-\tau)}{\mu_0\gamma b^2}\right]\frac{L_k}{P_k}\right\}\times$$
$$\times\frac{\partial H_{s\varphi}(b,\tau)}{\partial\tau}d\tau.\qquad(44)$$

Импедансное граничное условие (44) может быть использовано при оценочных расчетах и проведении физических экспериментов с применением МК-генераторов сверхсильных импульсных магнитных полей [12] в схемах с Z-геометрией системы сжатия начального аксиального магнитного потока цилиндрической оболочкой с аксиальным током, а также при расчетах переходных процессов в разрядных цепях ВЭФУ и ЛЭП с трубчатыми немагнитными токопроводами [1—3, 15, 20].

Приложение. Рассмотрим задачу по определению с использованием приближенного граничного условия (39) напряженности импульсного аксиального электрического поля $E_{sz}(b,t)$ на поверхности сплошного алюминиевого круглого провода марок А или АПВ воздушной линии (ВЛ) электропередачи или ВЭФУ, моделирующих прямые эффекты молнии, испытывающего воздействие грозового апериодического импульса тока [17]. Примем, что при этом на поверхности провода напряженность импульсного азимутального магнитного поля $H_{s\varphi}(b,t)$ тока молнии имеет вид [20]:

$$H_{s\varphi}(b,t)=\frac{m I_m}{2\pi b}\sum_{n=1}^{2}(-1)^{n+1}\exp(-\alpha_n t),\qquad(45)$$

где I_m — амплитуда импульса тока молнии; α_n — коэффициенты формы импульса тока молнии ($\alpha_1\approx0{,}76/\tau_p$; $\alpha_2\approx2{,}37/\tau_f$); τ_f, τ_p — длительность фронта и длительность импульса тока молнии, определяемые соответственно между уровнями 0,1—0,9 и на уровне 0,5 от его амплитуды; m — нормирующий множитель;

$$m=[(\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_1/(\alpha_2-\alpha_1)}-(\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_2/\alpha_2-\alpha_1)}]^{-1}.$$

Подставив (45) в (39) и выполнив в данном граничном условии необходимые операции дифференцирования и интегрирования, для рассматриваемой напряженности импульсного электрического поля в безразмерном виде получаем:

$$E_{sz}^*(t^*)=\sum_{n=1}^{2}(-1)^{n+1}\exp(-\alpha_n^* t^*)+$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

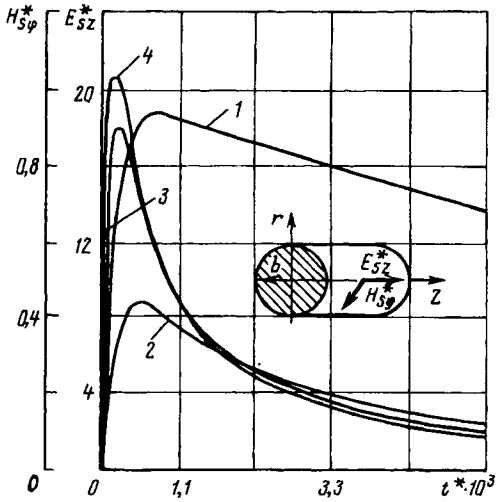


Рис. 5. Нормированные временны́е зависимости напряженностей азимутального магнитного $H^*_{s\varphi}(t^*)$ и аксиального электрического $E^*_{sz}(t^*)$ импульсных полей на поверхности алюминиевого сплошного круглого провода с током молнии 2/50 мкс ($H^*_{s\varphi}(t^*)=2\pi bH_{s\varphi}(t^*)/m\,I_m$; $\gamma=3{,}61\cdot10^7$ См/м; $b=10\cdot10^{-3}$ м; $\alpha_1=1{,}529\cdot10^4$ с$^{-1}$; $\alpha_2=1{,}188\cdot10^6$ с$^{-1}$; $m=1{,}072$: $t_б=45{,}36\cdot10^{-4}$ с); кривая *1* — $H^*_{s\varphi}(t^*)$; *2*, *3*, *4* — $E^*_{sz}(t^*)$; для кривой *2* — $k=10$; *3* — $k=50$; *4* — $k=200$

$$+\sum_{k=1}^{\infty}\left[\frac{\exp(-\alpha_1^* t^*)-\exp(-y_k^2 t^*)}{1-y_k^2/\alpha_1^*}-\right.$$

$$\left.-\frac{\exp(-\alpha_2^* t^*)-\exp(-y_k^2 t^*)}{1-y_k^2/\alpha_2^*)}\right], \qquad (46)$$

где $E^*_{sz}(t^*)=\pi\gamma b^2 E_{sz}(t^*)/m\,I_m$; $t^*=t/t_б$; $\alpha_1^*=\alpha_1 t_б$; $\alpha_2^*=\alpha_2 t_б$; $t_б=\mu_0\gamma b^2$ — базисное значение времени t; y_k → нули $J_1(y)$ [16].

Отметим, что выражение (46) соответствует известным результатам расчета нестационарного поверхностного эффекта в немагнитном сплошном круглом токопроводе с грозовым импульсом тока [20]. Из результатов проведенного на ПЭВМ IBM PC/AT численного эксперимента, а также представленных на рис. 5 нормированных временны́х зависимостей $E^*_{sz}(t^*)$ следует, что для обеспечения в рассматриваемом случае погрешности расчета напряженности импульсного электрического поля на поверхности сплошного алюминиевого круглого провода ВЛ с током молнии 2/50 мкс не более 1% в (46) необходимо использовать не менее 200 нулей y_k функции Бесселя $J_1(y)$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Техника** больших импульсных токов и магнитных полей / П.Н. Дашук, С.Л. Зайенц, В.С. Комельков и др. — М.: Атомиздат, 1970.
2. **Михайлов В.М.** Импульсные электромагнитные поля. — Харьков: Вища школа, 1979.
3. **Шнеерсон Г.А.** Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. — Л.: Энергоатомиздат, 1981.
4. **Никольский В.В., Никольская Т.И.** Электродинамика и распространение радиоволн: Учебное пособие для вузов. — М.: Наука, 1989.
5. **Леонтович М.А.** О приближенных граничных условиях для электромагнитного поля на поверхности хорошо проводящих тел. — В сб.: Исследования по распространению радиоволн, ч. 2.— М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1948.
6. **Аполлонский С.М.** Расчет электромагнитных экранирующих оболочек. — Л.: Энергоиздат, 1982.
7. **Аполлонский С.М., Ерофеенко В.Т.** Импедансные граничные условия на анизотропных телах. — Электричество, 1995, № 4.
8. **Ланеев Е.Б.** Импедансные граничные условия для нестационарной дифракции. — В сб.: Методы вычислительной электродинамики. — М., 1981.
9. **Аполлонский С.М., Ерофеенко В.Т.** Обобщение граничных условий Леонтовича для нестационарных полей. — Электричество, 1993, № 12.
10. **Анго А.** Математика для электро- и радиоинженеров: Пер. с франц. / Под общей ред. К.С. Шифрина. — М.: Наука, 1965.
11. **Аркадьев В.К.** Электромагнитные процессы в металлах, ч. II.— М.: НКТП — ОНТИ, 1936.
12. **Кнопфель Г.** Сверхсильные импульсные магнитные поля. — М.: Мир, 1972.
13. **Mocanu K.I.** Ueber die Zeitkonstante des Skineffektes. — ETZ-A, 1971, Bd 92, H. 3.
14. **Schwab A.** Die Berechnung der Bandbreite und der Anstiegszeit rohrförmiger koaxialer Messwinderätande unter Berücksichtigung der Stromverdrängung. — ETZ-A, 1968, Bd 89, H. 22.
15. **Белый И.В., Хименко Л.Т., Фертик С.М.** Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. — Харьков: Вища школа, 1977.
16. **Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф.** Специальные функции. — М.: Наука, 1977.
17. **Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И.** Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. — М.: Радио и связь, 1987.
18. **Карслоу Г., Егер Д.** Теплопроводность твердых тел: Пер. с англ. / Под ред. А.А. Померанцева. — М.: Наука, 1964.
19. **Баранов М.И., Белый И.В., Хименко Л.Т.** Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током. — Электричество, 1976, № 10.
20. **Баранов М.И., Бондина Н.Н.** Нестационарный поверхностный эффект в цилиндрических токопроводах с грозовым импульсом тока. — Электричество, 1990, № 2.
21. **Баранов М.И., Бондина Н.Н.** О применении и численном решении некоторых типов специальных уравнений в теории расчета электротехнических устройств с импульсными электромагнитными полями. — Теоретическая электротехника, 1988, № 44.

[15.08.95]

*Автор: **Баранов Михаил Иванович** окончил инженерно-физический факультет Харьковского политехнического института (ХПИ) в 1972 г. по специальности «Инженерная электрофизика». В 1978 г. защитил кандидатскую диссертацию по проблеме получения и применения сильных импульсных магнитных полей микросекундного диапазона для технологических целей. Начальник отдела научно-исследовательского и проектно-конструкторского института «Молния» Харьковского государственного политехнического университета (ранее ХПИ), Украина.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Интегрированные системы управления подстанциями за рубежом

ДЬЯКОВ А.Ф., ИШКИН В.Х., СЕМЕНОВ В.А.

Все более широкое применение находят интегрированные микропроцессорные системы управления (ИСУ) подстанциями (ПС). Быстрое внедрение микропроцессорной техники объясняется большими возможностями, открывающимися при этом для повышения надежности, гибкости и экономичности систем оперативного и автоматического управления.

Интегрированной системой управления ПС называется организованная на базе микропроцессорной техники централизованная система управления, основанная на единой информационной базе и реализующая функции диагностирования, измерения, контроля, оперативного и автоматического управления: сбор и обработку, отображение и документирование оперативной информации; контроль параметров на выход их значений за установленные пределы, а также диагностирование и контроль исправности аппаратуры и основного оборудования; передачу информации на верхний уровень управления; выполнение простых вычислений, потребность в которых возникает в процессе эксплуатации: автоматического управление элементами ПС в нормальном и аварийных режимах.

В обобщающем материале рабочей группы 34-07 СИГРЭ определены следующие функции ИСУ ПС [в скобках указаны уровни управления: верхний (подстанционный, В), нижний (элементный, Н), охватывающий оба уровня (В/Н)].

Релейная защита: основная (Н); резервная (Н); телеотключение (Н); защита шин (В); УРОВ (В); прочие защиты (В/Н).

Управление в режимах, отличных от нормальных: автоматическое регулирование напряжения (В/Н); автоматическое регулирование реактивной мощности (В/Н); устранение феррорезонансных явлений (Н); защита от перегрузки (Н); защита от других ненормальных режимов (Н); управление дугогасящей катушкой (В/Н); АВР(В).

Автоматическое управление: АПВ быстродействующее (Н); АПВ медленнодействующее (Н); программные коммутационные операции (В/Н).

Управление оборудованием: отображение схемы ПС (В/Н); оперативные переключения (В/Н); выбор элемента (В/Н); обработка аварийных и предупредительных сигналов (В/Н), блокировка (В/Н); синхронизация (В/Н); связь с диспетчерским центром (В).

Измерения: измерения электроэнергетики, коммерческие (Н); обработка измерений электроэнергии (В/Н); ведение системы измерений (В/Н); оперативные измерения (В).

Контроль и регистрация: определение места повреждения (Н); регистрация переходных процессов (В/Н); регистрация аварийных событий (В/Н); контроль режима (Н); контроль схемы (Н); анализ режима (В); регистрация параметров (В).

Автоматический анализ данных: оперативный анализ (В); эксплуатационный анализ (В).

Технические функции: приемные испытания (В/Н); эксплуатационные функций (В/Н); оценка технических данных (В).

Предложены следующие нормативы надежности для реализации отдельных функций ИСУ ПС: релейная защита — 99,97%; управление в ненормальных условиях — 98%; автоматическое управление — 98%; телеуправление, ручное управление — 99,9%; измерения — 99,97%; контроль и регистрация — 99,9%; автоматический анализ информации — 95%; технические функции — 95%.

Широко распространены ИСУ на ПС высоких и сверхвысоких напряжений во Франции. Общее число ПС в этой стране составляет: 150 для 400 кВ, 800 для 225 кВ и 3300 для 90 и 63 кВ. На конец 1995 г. «электронные» схемы применялись на всех ПС 400 кВ, на большинстве ПС 225 кВ и па последних, недавно введенных в эксплуатацию ПС 63 и 90 кВ. На электромеханических реле выполнены схемы управления ПС питающих распределительных сетей. Первые «электронные» схемы управления появились во Франции в 1975 г.

В перспективе до 2005 г. намечается замена на новые микропроцессорные ИСУ «электромеханических» схем управления, а также устаревших «электронных» схем управления ПС 400 кВ, введенных в эксплуатацию в конце 70-х годов.

ИСУ подстанциями в Японии. В докладе, представленном на сессию СИГРЭ 1996 г. тремя крупнейшими японскими энергокомпаниями (Токио, Тюбу и Кансай) совместно с тремя фирмами — крупнейшими поставщиками электротехнического оборудования (Хитачи, Мицубиси и Тошиба), описан опыт создания и эксплуатации в Японии ИСУ ПС.

Структура ИСУ ПС. Несколько отличающиеся по структуре ИСУ ПС состоят из следующих

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

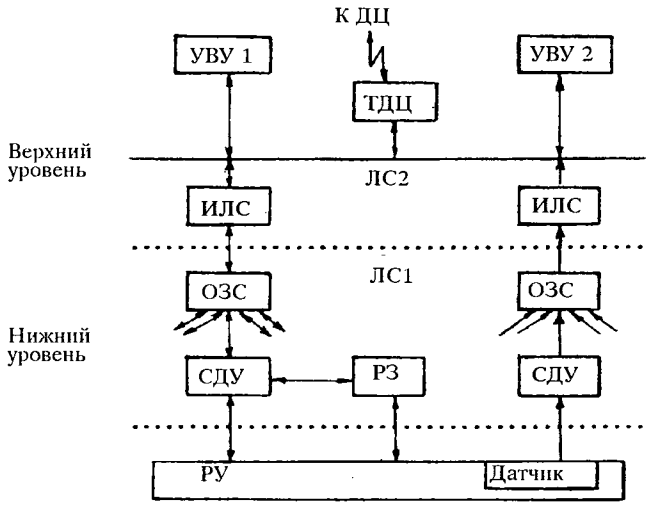


Рис. 1

основных частей (см. рис. 1): централизованный верхний блок; децентрализованные (элементные) нижние блоки; волоконно-оптическая цифровая сеть связи (ВОС).

Схема типовой структуры, показанная на рис. 1, обеспечивает функционирование трех подсистем: контроля и управления, релейной защиты и автоматики (РЗА), поддержки оперативного контроля.

Подсистема контроля и управления содержит следующие блоки: сбора данных и управления (СДУ) — для каждого элемента; управления верхнего уровня (УВУ1); локальные сети (ЛС) для каждого нижнего (элементного) уровня (ЛС1) и для верхнего уровня (ЛС2); интерфейс ЛС (ИЛС); терминал для связи с диспетчерским центром (ТДЦ).

Блок СДУ. установленный на каждом элементе ПС, осуществляет сбор информации (токов, напряжений, положения коммутационной аппаратуры, состояния РЗ); первичную обработку ее и передачу результатов в блок верхнего уровня (УВУ1) через ЛС1 и ЛС2. Блок управляет соответствующим оборудованием по командам, поступающим от УВУ1, через который обеспечивается централизованное управление всеми элементами ПС.

Характеристика ВОС ЛС: система шин, выполненная на оптических звездных соединителях (ОЗС); среда передачи сигналов — волоконно-оптический кабель (ВОК); система доступа — IEE 802.4; скорость передачи информации — 10 Мбит/с.

Волоконно-оптическая ЛС была выбрана исходя из следующих соображений: высокая помехоустойчивость к электромагнитным наводкам (ЭМН); возможность передавать большие объемы информации с высокой скоростью; возможность расширения; возможность синхронной работы с СДУ; простая структура и высокая надежность.

Интерфейс ЛС (ИЛС) согласовывает поток данных между ЛС1 и ЛС2, имеющими разные протоколы, редактирует данные, поступающие от СДУ в УВУ1, и выявляет ошибки в работе обеих ЛС.

Удаленный терминал ТДЦ обеспечивает передачу информации на ДЦ (при необходимости на два ДЦ) и прием команд с ДЦ.

Релейные блоки устанавливаются на низшем уровне для защиты линий электропередачи шин и трансформаторов. По соображениям надежности они прямо связаны с элементами низшего уровня, получают информацию об их состоянии и передают при необходимости команды на их отключение. Вспомогательная информация о состоянии РЗ, о срабатывании РЗ, а также команды на изменение уставок и проверку исправности РЗ передаются через СДУ. Между СДУ и РЗ предусмотрена последовательная связь посредством ВОК со скоростью 54 Кбит/с.

Подсистема поддержки оперативного управления состоит из следующих блоков: датчики (Д); блок сбора и обработки данных (СОД); блок управления высшего уровня (УВУ2); ЛС2 и волоконно-оптическая система передачи данных с ОЗС; интерфейс ЛС (ИЛС).

Датчики, встроенные в трансформаторы и в элегазовые ячейки КРУ, используются для измерения давления газа, утечек тока, частичных разрядов и т.д. Блок СОД собирает показания Д, преобразует их в цифровую информацию и сравнивает с заданными уставками. Затем первично обработанная информация передается в блок УВУ2, который работает в двух режимах: эксплуатационном и восстановительном.

В эксплуатационном режиме блок УВУ2 отображает на дисплее краткосрочную и долгосрочную тенденции изменения электрических и механических характеристик трансформаторов и КРУ, анализирует опасные показатели и дает рекомендации персоналу по осмотру и проверке соответствующего оборудования.

В восстановительном режиме блок УВУ2 на основании информации о давлении газа в элементах оборудования, положении выключателей и действии РЗ определяет поврежденный элемент и дает рекомендации по восстановлению нормального режима. В режиме «точка—точка» через ОЗС данные передаются между блоками СОД и УВУ2 со скоростью 9,6 Кбит. Протокол передачи данных — HDLC.

Как уже отмечалось. в разных энергокомпаниях (ЭК) применяются разные схемы ИСУ ПС, хотя общие принципы их реализации аналогичны системе, рассмотренной выше.

Система управления обслуживаемой ПС в Токийской ЭК. В Токийской ЭК применяется система, отличающаяся следующими особенностями (рис. 1): дублированием структур систем управления и РЗ; все блоки нижнего уровня смон-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

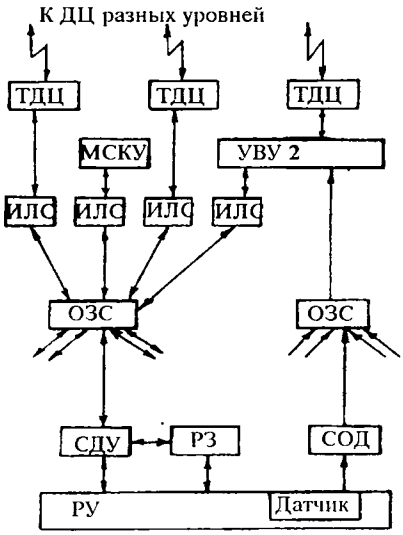


Рис. 2

тированы в распределительном устройстве (РУ); с блока УВУ1 может осуществляться настройка уставок, восстановление и проверка блоков СДУ и устройств РЗ; специальная волоконно-оптическая ЛС использована для РЗ шин.

Дублирование структур систем управления и РЗ соответствует традиционному стремлению Токийской ЭК к повышению надежности и готовности устройств.

С целью экономии все элементы низшего уровня размещены в металлических шкафах, расположенных рядом с РУ. Для защиты размещенной в них аппаратуры от высокой температуры и влажности блоки имеют двойные стенки с тепловой изоляцией между ними. Пространство между стенками постоянно продувается, здесь же размещены электронные осушители. Для борьбы с электромагнитными помехами (ЭМП) отдельные элементы защищены экранами и разделены на две части; первая из них «грязная часть», которая непосредственно подключена к трансформаторам тока (ТТ) и напряжения (ТН), и «чистая часть», участвующая в обработке данных. Вторичные цепи ТТ и ТН проходят из «грязной части» в «чистую» через изолирующие трансформаторы, другие сигналы переходят границу между «грязной» и «чистой» частями через оптическое разделение цепей.

Система управления на необслуживаемых ПС в ЭК Тюбу. Применяется структура, отличающаяся от рассмотренной выше, следующими особенностями (рис. 2): РЗ дублированы, частично дублирована также структура подсистемы управления; телеуправление осуществляется с районных ДЦ (РДЦ) — возможно с двух; для резервирования предусмотрены местные системы контроля и управления (МСКУ); все блоки кроме СДУ установлены в зале управления.

Система управления частично дублирована; СДУ — одиночные без резервирования; ЛС, ИЛС и блоки верхнего уровня дублированы; цепи питания дублированы и их СДУ подключены к разным ЛС.

Ремонты блоков СДУ и установка новых СДУ могут производиться независимо, без нарушения работы других СДУ, находящихся в работе.

Резервная местная система управления состоит из щита управления и дисплеев, смонтированных в компактный комплекс. Так же как в типовой схеме, подготовка информации для передачи ее на ДЦ осуществляется в блоке УВУ2. В случае возникновения в комплектном РУ (КРУ) повреждения, сопровождающегося действием РЗ шин, УВУ2 сообщает оператору информацию о поврежденном секторе и запускает комплекс автоматических операций, обеспечивающих изоляцию поврежденного участка, отключение его от поврежденной системы шин и подключение неповрежденной. Блок УВУ2 подключен к ВОС подсистемы управления, через которую передается информация о состоянии РУ, действиях РЗ и командах на переключение разъединителей. Однако включение выключателей осуществляется вручную посредством телеуправления с РДЦ после подготовки схемы на ПС.

Система управления на обслуживаемой ПС в ЭК Кансай. Структура системы имеет следующие особенности (рис. 3). Подсистема РЗ дублирована, подсистема управления дублирована частично; блоки СДУ и СОД установлены в РУ; подсистема РЗ подключена к ОЗС через терминал РЗ (ТРЗ); в подсистеме оперативной поддержки данные передаются от СОД к УВУ через ВОС подсистемы управления; для восстановления нормального режима используется экспертная система.

Блоки УВУ и ИЛС дублированы, поскольку их неисправность может нарушить систему управления более чем одного элемента ПС. В структуре используется только одна ЛС и один СДУ, поскольку надежность ЛС очень высока, а неисправность СДУ нарушит систему управления одного элемента.

Наряду с рассмотренной цифровой системой для резерва предусмотрена аналоговая система. Блоки СДУ и СОД для экономии установлены в РУ, а РЗ — в зале управления с целью повышения надежности.

Информация о срабатывании и неисправностях РЗ передается к УВУ через ТРЗ, подключенный к ОЗС. По одному ТРЗ предусматривается для каждой РЗ дублированного комплекса для сбора информации о каждой РЗ; ТРЗ преобразует информацию в последовательный набор данных и передает его ВОС.

Для того чтобы обеспечить быстрое и надежное восстановление нормального режима после отключения короткого замыкания (КЗ), используется экспертная система. В связи с этим УВУ2 оснащен микропроцессором, решающим

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

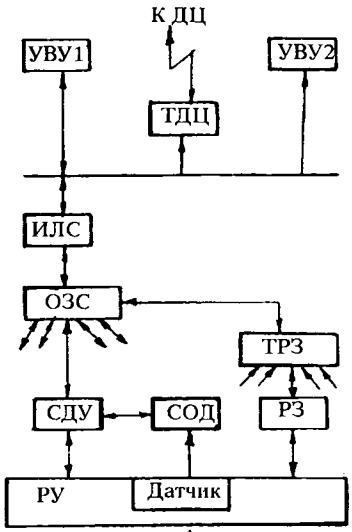


Рис. 3

эту задачу. С помощью экспертной системы реализуются четыре функции, обеспечивающие восстановление нормального режима:

анализ текущего (послеаварийного) режима для оценки необходимости восстановления нормального режима:

определение места повреждения, при этом учитывается возможность неправильного срабатывания РЗ; подготовка рекомендаций персоналу по осмотру места повреждения;

подготовка рекомендаций по восстановлению нормального режима с учетом результатов осмотра.

Опыт эксплуатации. Интегрированные системы управления установлены на 21 ПС сверхвысокого напряжения в трех ЭК.

В целом опыт эксплуатации ИСУ ПС можно считать удовлетворительным. Поскольку повреждений на шинах ПС не было, РЗ шин не работала и программа формирования рекомендаций по восстановлению нормальной схемы ПС не работала. По четырем системам Токийской ЭК (СДУ установлены в РУ) был отмечен 51 случай повреждений СДУ и РЗ за пять лет эксплуатации (с 1990 по 1994 гг.). Удельные показатели повреждаемости в год составили: 0,061 — для СДУ и 0,039 — для РЗ. Последний показатель практически такой же, как у автономных цифровых РЗ. Из 51 случая неисправностей шесть приходится на программное обеспечение, в том числе пять по вине разработчиков и один из-за ошибки в задании. Причиной последней ошибки послужила несогласованность между двумя поставщиками.

Из общего числа неисправностей 89% было выявлено с помощью автоматического контроля. Остальные случаи проявились в результате пуска осциллографов и в моменты обращения операторов к системе. Для выявления места повреждения при некоторых неисправностях, зафиксированных автоматическим контролем, потребовалось достаточно много времени. К таким неисправностям относятся случаи, когда эффект неисправности через ЛС распространялся на другие блоки, что затрудняло поиск места повреждения. С целью ускорения поиска места повреждения в подобных случаях была дополнительно введена экспертная система, встроенная в комплекс программ автоматического обнаружения неисправностей.

Случаев неисправностей элементов ЛС и ИЛС не было.

Надежность блоков, расположенных в пределах РУ, характеризуется следующими данными и соображениями:

удельная повреждаемость РЗ составляла 0,039 на один элемент в год. С другой стороны, тот же показатель для автономных РЗ за 12 лет (1980—1991 гг.) составил 0,038. Таким образом, можно считать, что размещение РЗ на РУ не привело к снижению их надежности;

не было отмечено неправильных действий РЗ по причине ЭМП.

По результатам наблюдений прошлых лет были приняты меры, исключающие отрицательное влияние на аппаратуру при максимальных значениях температуры 40°С на территории РУ и 60°С в конструкции соответственно. Однако, поскольку летом 1994 г. были зафиксированы более высокие значения температуры (51 и 66°С соответственно), были приняты дополнительные меры по снижению температуры в конструкции на 5—10°С соответственно.

На четырех действующих ПС ЭК Тюбу была осуществлена реконструкция устаревшей системы управления. При этом были оставлены в работе автономные цифровые РЗ. Система оперативной поддержки не выполнялась, так как в ячейках КРУ не использовался элегаз.

Реконструкция системы управления осуществлялась по ячейкам. При этом ячейка, на которой проводилась реконструкция, выводилась из работы, а остальные ячейки оставались в работе. В системах управления использовались блоки, изготовленные разными поставщиками оборудования. На первом этапе были некоторые затруднения из-за несогласованности в документации. В дальнейшем эти несогласованности были устранены.

На основании накопленного опыта в Японии проводится разработка стандарта для волоконно-оптических ЛС, предназначенных для использования в системах РЗА. При этом будут подробно обозначены все физические и информационные уровни и часть прикладных уровней. Физический уровень и подуровень управления средствами доступа уровня информационной свя-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

зи будут основаны на стандарте ISOЛУС 8802-4. При этом будет добавлено положение об ОЗС.

Таким образом, опыт эксплуатации ИСУ ПС подтвердил высокий уровень их надежности и высокую эффективность. Другие ЭК намерены применить подобные системы на своих ПС сверхвысокого напряжения.

Подобные системы, по-видимому, найдут также применение на ПС высоких и средних напряжений с целью повышения их надежности и снижения затрат на эксплуатацию и ремонт, что, однако, потребует соответствующих обоснований. Разрабатываются новые ИСУ, внедрение которых потребует меньших затрат.

ИСУ ПС в Канаде. Накоплен некоторый опыт эксплуатации микропроцессорных ИСУ питающих распределительных ПС в канадской ЭК Онтарио Гидро. Подводя итоги эксплуатации, специалисты этой ЭК отмечают как важное достижение создание на этих ПС и в ЭК мощной базы данных (БД), содержащей следующие сектора: аварийной информации, включающей регистрацию событий и параметров переходных процессов; замеров значений токов, отключаемых выключателями — I^2t; замеров значений аварийных и перегрузочных токов, протекающих по обмоткам трансформаторов — It; замеров токов нагрузки в элементах ПС, напряжений на шинах, а также дополнительных параметров (например температуры окружающего воздуха).

Разнообразная информация, накапливаемая в БД, успешно используется разными департаментами ЭК: оперативным, релейной защиты и управления, ПС, линий электропередачи, планирования.

Аварийная информация формируется на основании показаний сигнальных и запоминающих элементов устройств РЗ, также специальных микропроцессоров: регистраторов аварийных событий, регистраторов переходных процессов — осциллографов, устройств определения расстояния до места повреждения. Первыми пользователями этой информации является оперативный персонал ПС и ДЦ, получающий аварийную информацию после разной степени обработки: исходную, фиксирующую факты срабатывания устройств РЗА; аналитическую, представляющую последовательность протекания аварийного нарушения, с оценкой правильности срабатывания устройств РЗА; рекомендательную, содержащую советы диспетчеру по устранению аварийной ситуации и восстановлению нормального режима.

Впоследствии конкретная и обобщенная аварийная информация широко используется специалистами по РЗА для анализа конкретного аварийного нарушения с детальной оценкой правильности действия устройств РЗА; формирования обобщенных, в том числе отчетных данных, характеризующих показатели надежности устройств РЗА «на срабатывание» и на «несрабатывание»; моделирование аварийных переходных процессов при эксплуатационных и заводских испытаниях РЗА.

По мнению канадских специалистов, оперативная система контроля в реальном времени за состоянием устройств РЗА существенно повышает надежность этих устройств на «срабатывание» и «несрабатывание» благодаря: своевременному выявлению неисправностей, чреватых излишними срабатываниями и отказами устройств РЗА; сокращению продолжительности вывода РЗА из работы для проведения плановой проверки.

Накопление аварийной информации о токах, разрываемых при отключении выключателей и протекающих по обмоткам силовых трансформаторов, позволяет оптимизировать графики ремонтов выключателей и силовых трансформаторов по обобщению значений параметров I^2t и It соответственно.

Плановый департамент использует замеры токов и мощностей для формирования моделей прогнозирования нагрузок и перспективного планирования режимов.

Замеры напряжений на шинах ПС позволяют оперативному департаменту оценивать качество электроэнергии.

Перечисленные примеры не исчерпывают больших возможностей, предоставляемых БД эксплуатационному и ремонтному персоналу для совершенствования технического обслуживания и ремонтов электрических сетей.

*Автор: **Дьяков Анатолий Федорович** окончил электромеханический факультет Северо-Кавказского горно-металлургического института в 1959 г. В 1989 г. защитил в Московском энергетическом институте (МЭИ) докторскую диссертацию по концепции работы персонала в системах управления объектами энергетики. Президент Российского Акционерного общества энергетики и электрификации «ЕЭС России».*

***Ишкин Вячеслав Хусаинович** в 1966 г. окончил радиотехнический факультет Московского электротехнического института связи (МЭИС). В 1981 г. в МЭИС защитил кандидатскую диссертацию по высокочастотной связи по линиям электропередачи. Начальник отдела связи и телемеханики ЦДУ ЕЭС России.*

***Семенов Владимир Александрович** окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1950 г. В 1991 г. в МЭИ защитил докторскую диссертацию по повышению надежности энергообъединений на базе АСДУ. Советник генерального директора ЦДУ ЕЭС России.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Список статей из журнала «Электричество» 1996 г., включенных в ежеквартальные сборники «Electrical Technology», выпускаемые издательством «Elsevier Science Ltd»

№ 1

Дятлов В.Л., Коняшкин В.В., Потапов Б.С., Пьянков Ю.А. Планарные электрические микродвигатели

Каримов Х.Г., Бобожанов М.К. Новые полюсопереключаемые обмотки для асинхронных двигателей

Борисов Р.К., Колечицкий Е.С., Горшков А.В., Балашов В.В. Методика и технические средства диагностики состояния заземляющих устройств

Долматов Н.В. Ферромагнитный стальной цилиндр в полигармоническом магнитном поле

№ 2

Худяков В.В., Гусейнов Н.М. Способы предотвращения крутильных колебаний валопроводов турбогенераторов, работающих на преобразовательную нагрузку

Бояр-Созонович С.П. Биротативные генераторы переменного тока

Полещук В.И. Многоконтурный скоростной и позиционный электропривод с подчиненным инвариантным регулированием

Чучалин А.И., Сипайлов Г.А. Электромашинные импульсные генераторы дисковой конструкции с активным экранированием обмоток

Шушкевич Г.Ч., Шушкевич С.В. Электростатическое поле сплюснутого эллипсоида и диска между двумя тонкими незамкнутыми сферическими оболочками

№ 3

Кутузов С.И. Особенности ограничения высших гармоник, вносимых с автономную энергосистему синхронной машиной

Шувалов М.Ю., Ромашкин А.В., Маврин М.А., Овсиенко В.Л. Видеомикроскопия трииинга

Топорков В.П., Федотов Е.В. Эквивалентные сопротивления и ЭДС двухроторных электрических машин в динамических режимах

Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т., Михальченко С.Г. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием

№ 4

Гуревич Ю.Е., Каспаров Э.А., Лабунец И.А., Хвощинская З.Г., Шакарян Ю.Г. О применении турбогенераторов различных типов на парогазовых и газотурбинных электростанциях

Вазюлин М.В., Левиуш А.И. Синхронизация часов в задачах релейной защиты

Данилевич Я.Б., Кочнев А.В. Синхронный генератор небольшой мощности с постоянными магнитами

Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е. Улучшение качества энергопотребления промышленными полупроводниковыми преобразователями

№ 5

Якимец И.В., Винокуров В.А., Наровлянский В.Г. Магнитный подвес на основе высокотемпературных сверхпроводников для транспортных систем

Зеленохат Н.И., Барагути Х.С., Левченко С.А. Оценка колебательности электромеханического переходного процесса в электроэнергетической системе

Никаноров В.Б., Останин С.Ю., Шмелева Г.А. Модель гистерезисного электродвигателя при несинусоидальном и несимметричном питании

Шляхтенко П.Г. Новый метод и устройства для контроля электрических свойств порошковых квазидиэлектрических структур

№ 6

Герих В.П., Окин А.А., Портной М.Г., Бейм Р.С., Литкенс И.В., Сыромятников С.Ю., Филиппова Н.Г., Штробель В.А. Исследование динамических свойств энергосистемы протяженной структуры

Данько В.Г., Милых В.И. Естественная коммутация вентилей в линейном двигателе постоянного тока

Борцов Ю.А., Савилов А.В. Моделирование адаптивных взаимосвязанных электромеханических систем на транспьютерном вычислительном комплексе

Пентегов И.В. К теории тесловских процессов зарядки емкостных накопителей энергии

№ 7

Фокин Ю.А., Александров С.О. Метод расчета надежности источников электроэнергии при планировании развития электроэнергетических систем

Иофьев Б.И. Определение экстремума активной мощности в трехузловой схеме энергосистемы

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Александров Г.Н., Герасимов Ю.А. Электрическая прочность трехфазных изоляционных систем на опорах компактной линии электропередачи

Зыкин Ф.А., Казаков М.К. Распределение токов и напряжений в электролизных сетях алюминиевых заводов

№ 8

Орлов А.В., Темников А.Г. Определение электрического поля затопленной турбулентной струи заряженного аэрозоля

Дузкенова Ж.А., Кадомская К.П. Передача информации по силовым кабелям высокого напряжения

Ставинский А.А. Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением элементарных слоев стали статора

Никаноров В.Б., Останин С.Ю., Шмелева Г.А. Моделирование гистерезисного электродвигателя на ЭВМ и исследование его характеристик

Терехов В.М., Барышников А.С. Стабилизация движения тихоходных электроприводов на основе Fuzzy-логики

№ 9

Якимец И.В., Глускин И.З., Наровлянский В.Г. Выявление асинхронного режима энергосистемы на основе измерения угла между ЭДС эквивалентных генераторов

Иванов В.Т., Шамсутдинова Т.М. Метод расчета электрических полей в системах электрохимической защиты параллельных трубопроводов

Малинин В.И., Тюков В.А. Анализ механической работы электромагнитных двигателей

Лабунцов В.А., Чаплыгин Е.Е. Компенсаторы неактивной мощности на вентилях с естественной коммутацией

Быков Ю.Г., Иньков Ю.М., Симонов М.Д. Регулировочные характеристики однофазного обратимого преобразователя напряжения

№ 10

Рубинраут А.М., Бурбаева Н.В. Сверхпроводниковый индуктивный накопитель энергии для повышения динамической устойчивости энергосистемы с синхронной нагрузкой

Ковалев Л.К., Полтавец В.Н., Семенихин В.С., Егошкина Л.А., Вильданов К.Я., Игнатов В.А., Гавалек В. Гистерезисный двигатель с дисковым составным ротором из текстурированной ВТСП керамики

Понов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных дробных электромашинных обмоток

Филаретов В.В. Оптимальная реализация дешифраторного метода анализа электрических цепей

№ 11

Дубовой В.Г. Моделирование переключений в электроустановках

Корявин А.Р., Волкова О.В. Разряд в длинных воздушных промежутках при наличии в них изолированных тел

Изосимов Д.Б., Лопухина Е.М., Захаренко А.Б. Предварительная оптимизация размеров активных частей асинхронных электродвигателей для регулируемого привода

Мецик М.С., Щербаченко Л.А. Поверхностная электропроводность кристаллов слюды

№ 12

Лямец Ю.А., Ильин В.А., Подшивалин Н.В. Программный комплекс анализа аварийных процессов и определения места повреждения ЛЭП

Обабков В.К., Никифоров А.П. Точность автоподстройки частоты свободных колебаний в симметричных сетях с компенсированной нейтралью

Тарасов А.Н. Моделирование высоковольтных тиристорных преобразователей в динамических режимах

Изергин Н.А. Вентильный многопакетный индукторный электродвигатель

Ерофеев С.А. Синтез и проектирование пьезотрансформаторов

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Подготовка рукописей для журнала «Электричество»

1. Материал статьи должен быть изложен в строгой и вместе с тем понятной форме для широкого круга научных работников и инженеров. В частности, необходимо пояснить все малоизвестные термины и понятия. Надо помнить, что читателя прежде всего интересует физический смысл рассматриваемых явлений. Если в статье сообщаются новые разработки (научных и технических проблем), то должны быть показаны их технико-экономические преимущества по сравнению с ранее известными. При изложении новых методов расчетов исследований и т. п. необходимо давать их сравнительную оценку (по отношению к известным способам) с точки зрения их простоты и затрат времени на изучение и пользование ими.

Для того чтобы облегчить работу читателя с журналом, авторам необходимо придерживаться следующей структуры статей:

а) краткое изложение состояния рассматриваемого вопроса и постановки задачи, решаемой в статье;

б) метод решения задачи и принятые допущения;

в) основное содержание статьи — физическая сущность, исходные и конечные математические выражения, эксперименты и расчеты, примеры, иллюстрации;

г) обсуждение полученных результатов и сопоставление с известными ранее;

д) выводы и рекомендации;

е) приложения: доказательства использованных в статье положений, математические выкладки и преобразования;

ж) список литературы.

2. При написании статьи необходимо избегать применения громоздкого математического аппарата. Сведения, приводимые в статье, должны содержать лишь самый минимум формул.

3. Статья представляется в двух экземплярах (первой и второй), отпечатанных через два интервала с полями 4—5 см (можно на дискетах в любом текстовом редакторе).

4. Формулы должны быть четко и ясно напечатаны или вписаны. В том случае, если прописные и строчные буквы имеют одинаковое начертание, прописные буквы рекомендуется подчеркивать двумя чертами снизу, строчные — двумя чертами сверху. Греческие буквы следует заключать в красный кружок.

При вписывании индексов следует указывать. какие из них латинские и какие русские.

5. Библиографический указатель (список литературы) составляется в порядке последовательности ссылок в тексте, при этом указываются:

а) для журнальных статей — фамилия и инициалы автора, название статьи, наименование журнала или сборника, год издания, том, номер;

б) для книг — фамилия и инициалы автора или всех авторов, название книги, наименование издательства и город, в котором оно находится, год издания.

Названия иностранных работ, а также фамилии их авторов должны быть приведены в оригинальной транскрипции и напечатаны на машинке.

В список литературы не следует включать неопубликованные материалы, а также материалы, отпечатанные литографическим и подобным ему способами.

6. Рисунки не должны содержать лишних данных, а все обозначения на рисунках должны соответствовать стандарту. Поясняющие надписи следует по возможности выносить в подпись к рисунку, причем они должны дополнять текст статьи и не повторять его.

Цифровые или буквенные обозначения, имеющиеся на рисунках, необходимо объяснять либо только в подписи к рисунку, либо только в тексте.

Следует учитывать, что при печати рисунки уменьшаются, поэтому детали их не должны быть мелкими, однако размер каждого рисунка не должен превышать 20×30 см.

Фотоснимки должны быть отпечатаны на глянцевой бумаге. Изображение должно быть контрастным, с резкой проработкой деталей. На одном экземпляре осциллограмм не должно содержаться никаких надписей.

Рисунки и фотоснимки не следует вклеивать в текст статьи; на обороте каждого из них необходимо указывать фамилию автора.

7. В таблице все наименования следует указывать полностью, не сокращая слов.

8. В конце статьи должны быть указаны сведения об авторе(ах):

а) какой факультет, какого вуза и когда закончил;

б) когда получил ученую степень, где и по какой тематике была защита;

в) место настоящей работы и должность;

г) адрес и номера домашнего и служебного телефонов.

9. Необходимо представить краткую аннотацию статьи на русском и английском (включая название статьи) языках, а также ключевые слова.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Евгений Львович Львов

10 сентября прошлого года на 77-м году жизни скончался Евгений Львович Львов — крупный ученый в области электромеханики и систем управления, блестящий педагог, человек многогранного таланта и огромного обаяния, доктор технических наук, профессор кафедры управления и информатики МЭИ.

Евгений Львович в 1934 г. с отличием окончил электромеханический факультет Московского энергетического института. Учебу в вузе он сочетал с работой в системе Мосэнерго и на оборонных предприятиях. Уже в тот период Евгений Львович проявил незаурядные способности ученого, поэтому был направлен в аспирантуру МЭИ и в 1948 г. защитил кандидатскую диссертацию.

С 1947 г. и до последних дней жизни творческая деятельность Евгения Львовича проходила в Московском энергетическом институте. Им было поставлено и прочитано более десяти новых учебных курсов, основанных на последних достижениях науки и тенденциях ее развития. Его лекции были чрезвычайно содержательны, безупречны по ясности изложения и легко воспринимались слушателями. Широк был круг научных интересов Евгения Львовича. В кандидатской диссертации им была разработана общая теория расчета статических характеристик электромагнитов, а докторская диссертация, защищенная в 1966 г., посвящена проблемам динамики линейных систем регулирования с изменяющимися параметрами. Общеизвестно изящное решение им задачи точного определения автоколебаний в релейных системах методом гармонического баланса с учетом высших гармоник. Он увлеченно занимался проблемой управляемости машин переменного тока и разработал новую конструкцию машины с хорошими регулировочными характеристиками. Перечень научных разработок Е.Л. Львова можно было бы продолжить. В науке Евгений Львович не терпел поверхностного подхода и всегда требовал от своих учеников строгости исследования и многократной проверки полученных результатов. Он — автор более 100 научных трудов, в том числе более 10 учебников и научных монографий.

Евгений Львович щедро делился своими знаниями, для него это было смыслом жизни. До последних дней он не снижал интенсивности работы со студентами. Всегда принимал активное участие в работе факультета повышения квалификации, факультета переподготовки специалистов, читал циклы лекций в различных вузах страны. выезжал для научно-педагогической работы в КНР, Индию, Венгрию. Под его руководством защитили кандидатские диссертации около 20 аспирантов, в том числе 9 — из зарубежных стран.

Евгений Львович относился к числу лучших представителей российской интеллигенции. Он обладал высочайшим интеллектом, твердыми жизненными принципами. Иногда это создавало преграды во взаимоотношениях с некоторыми коллегами и учениками, по отношению к которым Евгений Львович продолжал оставаться доброжелательным, скромным и деликатным.

Светлый образ Евгения Львовича Львова навсегда останется в сердцах его друзей, коллег и учеников.

Адреса редакции: *103012 Москва, К-12, Б.Черкасский пер., 2/10*
Тел. 924-24-80, 928-88-69, факс 315-06-98
101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 25.10.96. Подписано в печать 28.11.96. Формат 60×88 1/8
Бумага офсетная № 1 Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Заказ 14

ЗАО «Знак», 103012 Москва, Б.Черкасский пер., 2/10
Отпечатано в АО «Электропривод»
Москва, 107078, Садовая-Спасская ул., д. 1/2, корп. 2

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Зарубежные читатели могут оформить подписку на наш журнал (на русском языке) через следующие зарубежные фирмы:

Foreign readers can take a subscription to our magazine (in Russian) through the following foreign companies:

Albania

Botimpex
Publications Import—Export
Agency
Rr. «Naim Frasheri»
P.84
Sh.2 Ap.37
Tirana
Tel./Fax: 26886

Australia

C.B.D. Library and
Subscriptions Service
P.O. Box 255
Plympton
South Australia 5038
Fax: 82938 150

Centre for Russian and
Euro-Asian Studies
135, Barry street
Cariton, Vic. 3052
Tel.: 344-5956
Fax: 344-5590

Cordon and Gotch Ltd.
Private bag 290
Burwood Vic. 3125
Tel.: 805-1650
Fax: 808-0437

Eastern Europe Trading
Company
136 Balaclava Road
Caulfield North Victoria 3161
Melbourne

Azerbajdzhan

Firma «Yurd»
37001 Baku,
Niyazi, 11
Tel.: 92-89-57
Fax: 92-91-55

Беларусь

220004 Минск,
ул. Короля,16

Изд-во «Красико-Принт»
Тел.: 20-55-54
Факс: 20-26-14

Belgique

Librarie du Monde Entier
Rue du Mide, 162
B-1000, Bruxelles
Fax: 502-7805

Brasil

Livraria V.Rozov
Rua 24 de Maio, 35
Sala 1812
Cep. 01041 São Paulo
Fax: 578-2074

България

«Hemus» Books & Press
1000 София
1B «Raiko Daskalov Sguare»
Fax: 88-34-19

«Razprostranenie na petchata»
1202 София
Klokotnitza, 2A
Fax: 31-60-37

Canada

Troyka Limited
799 College Street
Toronto, Ontario
Canada M6G 1C7

China

China National Publications
Import-Export Corp.
P.O. box 88, 16 Congthi E.Road
Chaoyang District, Beijing
100704, PRC

Croatia

Tamaris
Book Imported and
Subscription Agent
Petrinjska, 11
41000 Zagreb

Česká Republika

«Prvni Novinova Spolecnost A.S.»
Hvozdanska, 5-7
14831 Praha 4

Danmark

Arnold Busck
International Boghandel A/S
49 Kobmagergade
DK-1150 København K

MUNKSGAARD

Subscription Service
35 Norre Sogade
P.O. Box 2148
DK-1016 København K

G.E.C.GAD Stakbogladen
Slavic Department
NDR. Ringgade 3
DK-8000 Aarhus C

RHODOS

International
Subscription Agency
Niels Brocks Gard
36 Strandgade
DK-1401 København K

Slavisk Boghandel
5 Christian IXs Gade
DK-1111 København K

Eesti

eesti Ajakirjanduslevi
Tuukri Poik 6, EE 0102
Tallinn
Tel.: 42-93-46

England

Dawson UK Ltd.
Cannon House
Folkestone
Kent CT 19 5EE

W.H.Everett and Son Ltd.
Sulivan Road
London SW6 3DU

B.H.Blackwell Ltd.
Periodicals Division
P.O. Box 40
Hythe Bridge Street
Oxford
England OX1 2EV

Nordic Subscription
Consultants
P.O. Box 2029
Sturminster Newton
Dorset DT 10 1YE

Thornton's of Oxford Ltd.
11 Broad Street
Oxford OX1 3AR

España

Libreria Rubinos
Alcala 98
Madrid 28009
Tel.: 435-2239
Fax: 575-3272

France

«MK Librairie du Globe»
2 Rue de Buci
75006 - Paris
Fax: 43 25 50 55

Dawson France
Rue de la Prairie
B.P.57
91871 Palaiseau Cedex
Tel.: 69 10 47 00
Fax: 64 54 83 26

«Lavoisier Abonnement»
14 Rue de Provigny
94236 Cachan Cedex

Deutschland

Kubon & Sagner
Buchexport-Import GmbH
Abt. Zeitschriftenimport
D-80328 Muenchen
Tel.: 54-218-0
Fax: 54-218-218

Lange & Springer
Wissenschaftliche
Buchhandlung GmbH &
Co.KG
Otto-Suhr-Allee 26/28
D-10 585 Berlin
Tel.: 340-05-0
Fax: 342-06-11

Buchhandlung «Raduga»
zu Hd. Frau Nina Gebhard
Friedrichstrasse 176-179
D-10117 Berlin
Tel./Fax: 203-02321

Zeitungs-Vertrieb
Gebrueder Petermann
Medien Handel GmbH,
Kurfuerstenstrasse 111
D-10787 Berlin
Tel.: 21-99-92-0
Fax: 213-86-92

Hellás

«Giannicis S.A.»
18 Fidiou str.
Athens 10678

«Hellenic Distribution»
Agency Ltd.
1 Digeny Str.
17456 Alimo
Tel.: 995-5383
Fax: 993-6043

Hong Kong

Apollo Books Co. Ltd.
T.S.T.P.O. Box 95170
Kowloon
Fax: 369-5282

Great Eastern Book Co.
P.O. Box 20005
HENNESSY Post Office
Tel.: 527-7459
Fax: 527-2172

Sinminchu Publishing Co. Ltd.
Rm.1015, Tower A
Hunghom Commercial
Centre
39 Ma Tau Wai Road
Hunghom, Kowloon
Tel.: 334-9327
Fax: 765-8471

Island

Skakhusid-the Chess House
Laugavegi 118
105 Reykjavik
Iceland
Tel.: 9768
Fax: 9768

India

International Journals
Distribution Agency, 4-E/15
Jhandewalan, New-Delhi
110005

Israel

Knizhnaia Lavka Ltd.
P/O/Box 11626
Tel-Aviv, 61116
Fax: 528-9735

«Steimatzky Ltd.»
11 Hakishon Str.
P.O. Box 1444
BNEI-BRAK, 51114
Fax: 579-4567

TELDAN
P.O.Box 18094
Tel-Aviv, 61180
Tel.: 695-0073
Fax: 695-6359

Italia

Libreria Edest
Via Cairoli 12/4
16124 Genova
Fax: 297703

Il Punto Editoriale
di Vincenzo Bernardi & Co.
Via della Cordonata 5
00187 Roma
Fax: 679-5805

Editoriale Stampa
Triestina SpA
Via Montecchi 6
34132 Trieste

Japan

Nauka Ltd.
2-30-19 Minami Ikebukuro
Toshima-ku, Tokyo, 171

Nisso-Tosho Ltd.
1-5-16 Suido
Bunkyo-ku
Tokyo, Japan

Југославија

Jugoslovenska Knjiga
Pretplata
P.O. Box 36
11000 Београд

Korea

Universal Publications
Agency Ltd.
C.P.O. Box 9084
Seoul, 100-690
Tel.: 735-7809
Fax: 723-3890

Kýpros

Odigitis Bookshop
1A Romanos Str.
Nicosia
Fax: 45-37-57

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Latvija

Latvijas Pasts
LV-1000 Riga
Brivibas bulvari, 21
Tel.: 701-8842
Fax: 701-8754

000 «SCS» 7, Riga,
LV-1010, Valkas, 4

Luxembourg

Messageris «Paul Kraus»
B.P.2022

11, Rue Christophe Plantin

Magyarország

MKM Dunatrade KFT
1035 Budapest III.
Kerek u.80
Tel.: 250-0194
Fax: 250-0233

Македонија

Knjigoizdatelstvo Makedonska
Knjiga
ul. 11 Oktomvri, b.b.
91000 Скопје

Nederland

Pegasus Subscription
Department
P.O.Box 11470
1001 GL Amsterdam
Tel.: 623-1138
Fax: 620-3478

Martinus Nijhoff International
P.O. Box 269
2501 AX 's-Gravenhage
Tel.: 684-400
Fax: 615-698

New Zealand

Mercury Direct Marketing
P.O. Box 24013 and 24235
Royal
OAK Auckland
2 Carr Road MT Roskill
Auckland
Tel.: 625-3010
Fax: 625-3006

Norge

NIC Info A/S
Attn.: LIV SKOG
P.O.Box 6512-Etterstad
0606 Oslo

Österreich

Gerold & Co.
Graben 31
1011 Wien
Tel.: 533-50-140
Tex: 533-50-1412

Polska

«Ars Polona»
Centrala Handlu
Zagranicznego
Krakowskie Przedmiescie, 7
Warszawa

IPS JOURNALS
K.Kaleta,
ul. Piekna, 24/26
00 549 Warszawa
Fax: 621-5470

Orpan
Biuro Importu
Palas Kultury i Nauki
00-901 Warszawa
Fax: 626-8670

«RUCH» S.A.
Oddzial Warszawa
ul. Towarowa, 28
00958 Warszawa
Fax: 620-1762

PRESS
Pl. Na Rozdrozu, 3
00 584 Warszawa
Fax: 628-8399

Romania

Rodipet S.A.
Piață Presei Libere No 1
Sector 1,
București

Србија

PROEX EXPORT-IMPORT
AGENCY
TERAZIJE, 16/1,
1001 Београд

Slovakia

PNS S.P.
Pribinova 25
813 81 Bratislava

«Slovart» G.T.G. Ltd.
Krupinska, 4
852 99 Bratislava 5

Slovenia

Cankarjeva Zalozba
P.O. Box 201-IV
61001 Ljubljana

Drzavna Zalozba Slovenije
P.O. Box 50-I
61000 Ljubljana

Markom d.o.o.
Prvomajska, 9
61110 Ljubljana

Suisse

Pinkus Genossenschaft
Froschaugasse 7
Postfach 8025 Zürich
Tel.: 251-2674
Fax: 251-2682

Librarie Cobram
Rue Louis Favre 37
1201 Geneve
Tel.: 733-9512
Fax: 740-1530

Dynapress Marketing S.A.
Subscription Dept.
38 Avenue Vibert, CH-1227
Carouge, Geneve
Tel.: 308-0444
Fax: 308-0859

Suomi

OY TIBO-TRADING AB
Subscriptions Department
P.O. Box 33
SF-21601 Pargas

SUOMALAINEN
KIRJAKAUPPA
Subscription Department
P.O. Box 2
SF-01641 Vantaa

Akateeminen Kirjakauppa
Services
Subscription
P.O. Box 23
Sf-00371 Helsinki
Tel.: 12141
Fax. 121-4450

Hansel Ltd.
P.O.Box 108
00381 Helsinki

Translatio Rustica
Isonnitynkatu 3A
SF-00520 Helsinki
Tel.: 777-2357

Sverige

Wennergren-Williams
Informationsservice AB
Subscription Department
Box 1305, 17125 Solna

USA

Victor Kamkin
Bookstore INC
4956 Boiling Brook Parkway
Rockville, MD 20852
Tel. 881-5973
Fax: 881-1637

Znanie Book Store
5237 Geary Bulevard
San Francisco, CA 94118
Tel.: 752-7555

Almanac Press, Inc.
501 South Fairfax Avenue
Suite 206
Los Angeles, CA 90036
Tel.: 931-2692
Fax: 931-7748

Vietnam

XUNHASABA
32 Hai Ba Trung
Hanoi, S.R.V.

В Москве вы можете оформить подписку на наш журнал с доставкой по любому адресу в любой стране по адресу: 117049 Москва, Б.Якиманка, 39, АО «Международная книга» фирма «Периодика».
Контактный телефон 238-4967
Факс 238-4634
Преимущества такого рода подписки — скидка с экспортной цены, отправка не позже чем через две недели после подписки.

In Moscow You can take a subscription to our magazine with a delivery to any address in any country all over the world at: 117049 Moscov, Bolshaya Yakimanka, 39, AO «Mezhdunarodnaya kniga», «Periodika» company.
Contact tel.: (095) 238-4967
Fax: (095) 238-4634
Advantages of such a subscription are the following:
— a discount from the export price;
— a dispatch of the magazine not later than in two weeks after taking a subscription.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru