



ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1982

·ЭНЕРГОИЗДАТ·

10

УДК 621.311

Единая энергетическая система СССР в XI пятилетке

МАКСИМОВ А. И.

ЦДУ ЕЭС СССР

Единая энергетическая система (ЕЭС) СССР охватывает большую часть обжитой территории страны, кроме районов Средней Азии, Востока и Севера. В ней производится около 90% всей вырабатываемой в стране электроэнергии. С включением на параллельную работу ЕЭС СССР и объединенных энергосистем европейских стран-членов СЭВ (НРБ, СРР, ЧССР, ВНР, ГДР, ПНР) и энергосистемы МНР образовано межгосударственное энергетическое объединение социалистических стран с общей мощностью электростанций свыше 320 млн. кВт.

Единая энергетическая система является высшей формой организации энергетического хозяйства страны и представляет собой развивающийся по государственному плану в масштабе страны комплекс электростанций и сетей, объединенных общим технологическим режимом с единым оперативным управлением. Это важнейшая часть топливно-энергетического комплекса страны, имеющая следующие характерные особенности:

непрерывность процессов производства, распределения и потребления электроэнергии;

строгое соответствие генерации и потребления в каждый момент времени;

резкая неравномерность производственного процесса, обусловленная суточными и сезонными изменениями потребляемой электрической и тепловой энергии;

жесткое взаимодействие в едином производственном процессе большого количества энергетических объектов, размещенных на громадной территории;

повышенные требования к обеспечению устойчивости и живучести.

Указанные свойства требуют особого подхода к планированию развития ЕЭС СССР и обеспечению ее надежной работы.

Современное состояние ЕЭС СССР. В состав ЕЭС СССР входят 9 объединенных энергосистем (ОЭС) Сибири, Казахстана, Урала, Средней Волги, Центра,

Северо-Запада, Закавказья, объединяющие 81 энергосистему из 96 по стране на территории в 7000 км с востока на запад и 3000 км с севера на юг, с населением более 220 млн. чел. Мощность электростанций ЕЭС СССР превышает 230 млн. кВт, а выработка электроэнергии достигла в 1981 г. 1178 млрд. кВт·ч.

Тепловые электростанции составляют 74,2% общей мощности станций ЕЭС СССР (в том числе ТЭЦ — 29%), АЭС — 6,5%, гидростанции — 19,3% (в том числе 13,4% в европейской части ЕЭС и 43,3% в восточной).

Мощность 68 электростанций превышает 1000 тыс. кВт, а 35 электростанций имеют мощность выше 2000 тыс. кВт.

В объединенных энергосистемах Юга, Северо-Запада и Центра развивается сеть высшего напряжения 750 кВ, в остальной части ЕЭС основная системаобразующая сеть имеет высшее напряжение 500 кВ. С объединенными энергосистемами стран-членов СЭВ ЕЭС СССР соединяет электропередача 750 кВ СССР — ВНР, линии 400 кВ и 220 кВ. Из Единой энергосистемы СССР осуществляются поставки электроэнергии в Норвегию, Турцию и Финляндию, на границе с которой сооружена «вставка» постоянного тока.

С созданием Единой энергетической системы достигнут большой народно-хозяйственный эффект за счет снижения потребности в установленной мощности из-за разновременности наступления максимума нагрузки по отдельным регионам и сокращения расчетной величины резерва мощности; лучшего использования гидроресурсов и топлива путем улучшения режимов работы электростанций; возможности применения более крупных агрегатов и электростанций и, как следствие, повышения производительности труда в энергетическом строительстве и эксплуатации; улучшения надежности энергоснабжения при питании потребителей от единой электроснабжающей сети, обеспечения взаимопомощи энергосистем в

нормальных и аварийных ситуациях и маневрирования энергоресурсами.

Снижение мощности электростанций ЕЭС СССР по сравнению с той же величиной в энергосистемах, если бы они работали изолированно, оценивается в настоящее время в 12 млн. кВт. За 1975—81 гг. удельный расход условного топлива в ЕЭС СССР снизился с 340 г/(кВт·ч) до 327,4 г/(кВт·ч). Более половины этой экономии достигнуто за счет оптимизации режимов работы.

Вместе с тем ограничения по пропускной способности электрических связей между объединениями не позволяют пока еще в полной мере использовать преимущества параллельной работы электростанций в составе ЕЭС СССР. Так, например, недостаточная пропускная способность одностороннего транзита 500 кВ между ОЭС Урала, Казахстана и Сибири затрудняет использование пиковой мощности сибирских ГЭС в европейской части СССР.

Характеристики отдельных регионов ЕЭС СССР

Объединенная энергосистема Средней Волги включает территорию Прибалтийских союзных республик, Белорусской ССР и Северо-Западных областей РСФСР. Установленная мощность электростанций составляет 27,6 млн. кВт, из которых 14,9% приходится на долю ГЭС, а остальная мощность распределена между тепловыми и атомными электростанциями. Для энергосистемы характерен высокий удельный вес АЭС (свыше 19% всей мощности). Тепловые электростанции в основном работают на привозном мазуте, за исключением Эстонской и Прибалтийской ГРЭС, сжигающих местные сланцы. Из энергообъединения осуществляется передача электроэнергии в ОЭС Центра и на экспорт. Потребители ОЭС имеют наиболее неравномерный суточный график нагрузки, что при сложившейся структуре энергомощностей создает определенные трудности в покрытии графика. Удельный расход условного топлива составил в 1981 г. 320,7 г/(кВт·ч).

Основная электрическая сеть образована линиями электропередачи 330 кВ и в отдельных районах — 220 кВ, намечается развитие сети напряжением 750 кВ. Энергосистема связана с ОЭС Центра сетями напряжением 330—750 кВ и с ОЭС Юга по ВЛ 330 кВ.

Объединенная энергосистема Центра, одно из крупнейших энергообъединений, является ядром ЕЭС и имеет электрические связи 220—330—500—750 кВ с ОЭС Северо-Запада, Средней Волги, Юга и Северного Кавказа. Установленная мощность электростанций составляет 40,6 млн. кВт, из которых 9% приходится на долю ГЭС и 10,9% на долю АЭС. Тепловые электростанции работают большей частью на привозном топливе (мазут, природный газ, кузнецкий уголь), а также на местных видах топлива (подмосковный уголь, торф). Удельный расход его составил в 1981 г. 302,3 г/(кВт·ч). Основные электрические сети работают на напряжении 220—500 кВ, развивается сеть 750 кВ.

Объединенная энергосистема Юга — крупнейшее энергообъединение, действующее на территории Украинской и Молдавской союзных республик. Установленная мощность электростанций — 46,2 млн. кВт, из которых 9,3% приходится на ГЭС и 8,4% на АЭС. Из энергообъединения осуществляется экспорт электроэнергии в страны СЭВ. Тепловые электростанции ра-

ботают на донецком и львовско-волынском углях, мазуте и природном газе. Удельный расход условного топлива в 1981 г. составил 344,9 г/(кВт·ч). Основные системообразующие сети ОЭС работают на напряжении 330—750 кВ, энергообъединение связано с ОЭС Центра по сетям 330—500 кВ и с ОЭС Северного Кавказа по сетям 220—330 кВ. Связь со странами — членами СЭВ осуществляется на напряжении 220—400—750 кВ.

Объединенная энергосистема Северного Кавказа осуществляет централизованное электроснабжение потребителей этого региона. Установленная мощность электростанций составляет 10,3 млн. кВт, в том числе 18,8% на ГЭС. На тепловых электростанциях сжигается мазут и природный газ, а также донецкий уголь. Удельный расход топлива по объединению составил в 1981 г. 341,7 г/(кВт·ч). Основные электрические сети работают на напряжении 330—220 кВ.

Объединенная энергосистема Закавказья включает в себя энергосистемы Азербайджанской, Армянской и Грузинской республик с суммарной установленной мощностью электростанции 10,8 млн. кВт. Энергообъединение отличается высоким удельным весом ГЭС — 36,7%, мощность АЭС составляет 7,5%. Тепловые электростанции в основном работают на газо-мазутном топливе, удельный расход которого в 1981 г. составил 361,9 г/(кВт·ч). Основные сети образованы электропередачами 220—330 кВ, развивается сеть 500 кВ. Связь с ОЭС Северного Кавказа осуществляется по ВЛ 220—330 кВ.

Объединенная энергосистема Средней Волги включает энергосистемы областей и автономных республик Среднего Поволжья. Установленная мощность электростанций достигла 16,4 млн. кВт, из которых 27,5% приходится на долю ГЭС. Тепловые электростанции, составляющие остальную часть мощности, используют мазут, природный газ и в меньших количествах кузнецкий уголь с удельным расходом по ОЭС 280,1 г/(кВт·ч) (его относительно низкое значение обусловлено высоким удельным весом ТЭЦ). Системообразующие сети работают на напряжении 500—220 кВ. Энергообъединение связано с ОЭС Центра и Урала сетями 500—220 кВ.

Объединенная энергосистема Урала имеет установленную мощность электростанций 31,3 млн. кВт с самым низким удельным весом ГЭС — 5,6%. На тепловых электростанциях используются экибастузский и угли местных видов, мазут и газ, в том числе попутный газ Тюмени. Удельный расход топлива по ОЭС за 1981 г. — 317,9 г/(кВт·ч). Энергосистема имеет достаточно развитые сети 500 кВ, образующие несколько колец.

Объединенная энергосистема Казахстана обеспечивает электроснабжение потребителей на севере республики. Установленная мощность электростанций достигла 9,4 млн. кВт. В составе объединения развивается Экибастузский энергокомплекс с энергоблоками 500 МВт. Тепловые электростанции, на которых сжигаются местные виды угля, составляют основную часть генерирующей мощности; удельный расход топлива на них в 1981 г. составил 350,9 г/(кВт·ч). Основная сеть образована протяженными электропередачами 500 кВ и ВЛ 220 кВ. Энергообъединение связано с ОЭС Урала и Сибири линиями 500—220 кВ.

Объединенная энергосистема Сибири расположена на обжитой территории Западной, Центральной и Вос-

точной Сибири, протяженность которой в широтном направлении составляет 3,5 тыс. км. Структура энергомощностей ОЭС отличается наиболее высоким удельным весом ГЭС. При общей установленной мощности электростанций 36,2 млн. кВт мощность ГЭС составляет 53,2%. Тепловые электростанции сжигают в основном кузнецкий и другие местные угли. Удельный расход условного топлива 324,3 г/(кВт·ч). Основная системообразующая сеть базируется на протяженных электропередачах 500 кВ.

Основные направления развития ЕЭС СССР. В соответствии с решениями XXVI съезда КПСС, развитие ЕЭС СССР должно осуществляться, исходя из определяющего роста электроэнергетики и обеспечения надежного и экономичного энергоснабжения народного хозяйства.

Развитие ЕЭС СССР должно осуществляться в соответствии со следующими основными направлениями.

Обеспечение оптимальной структуры энергомощностей. В соответствии с условиями формирования топливно-энергетического баланса страны развитие генерирующих мощностей должно осуществляться в основном за счет развития ядерной энергетики, экономичных ГЭС, теплоэлектроцентралей и крупных энергетических комплексов на базе экибастузского, канского-ачинского углей и тюменского газа. Для покрытия переменной части суточных графиков нагрузки необходимо наряду с форсированным строительством ГЭС, создание специальных маневренных ГАЭС, газотурбинных и парогазовых установок.

Концентрация энергомощностей. Необходимым условием обеспечения намечаемого ввода энергомощностей является увеличение единичной мощности энергоблоков и электростанций, а также создание крупных энергетических комплексов. Средняя мощность тепловых и атомных электростанций, вводимых в текущем десятилетии возрастет до 2200 МВт, а средняя мощность блоков на них до 680 МВт против соответственно 900 МВт и 425 МВт в X пятилетке. Мощность более 30 электростанций ЕЭС СССР превысит 3 млн. кВт; самые крупные АЭС достигнут 6—7 млн. кВт, а ТЭС — 6,4 млн. кВт. Мощность самого крупного энергоблока на тепловых электростанциях составит 1200 МВт, а на АЭС — 1500 МВт.

Обеспечение энергетической сбалансированности экономических районов. Одним из важнейших условий надежного и экономичного электроснабжения является максимальное взаимное соответствие производства и потребления электроэнергии в крупных экономических районах. Оптимальным размещением АЭС является сооружение их вблизи центров электропотребления так, чтобы энергия и мощность их распределялись в радиусе до 500 км. Это направление является определяющим для европейских районов страны. В восточных районах страны тепловые электростанции должны сооружаться в местах добычи топлива в составе мощных энергокомплексов.

Развитие магистральных сетей и повышение класса напряжения линий электропередачи. Резкое увеличение единичной мощности электростанций, возрастание величины и дальности потоков мощности потребует увеличения пропускной способности основной сети ЕЭС. Поэтому в текущем десятилетии необходимо сооружение более 40 тыс. км линий электропередачи напряжением 500 кВ и выше.

К 1990 г. должна быть создана кольцевая сеть 750 кВ, обеспечивающая усиление связи между ОЭС Северо-Запада, Центра и Юга и надежную выдачу и распределение мощности АЭС. К ней примкнут межгосударственные электропередачи 750 кВ, усиливающие связи ЕЭС СССР с ОЭС стран — членов СЭВ. Дальнейшее повышение пропускной способности основной сети в районах, где ныне развиваются сети 500 кВ, должно обеспечиваться за счет сооружения электропередач 1150 кВ в первую очередь по направлению Сибирь — Казахстан — Урал.

Важной задачей является сооружение линии электропередачи 1500 кВ постоянного тока Экибастуз — Центр.

Дальнейшее совершенствование управления энергетическими объектами и Единой энергосистемой. Основными задачами совершенствования систем управления и управляемости ЕЭС СССР являются создание и развитие:

автоматизированных систем диспетчерского управления и систем управления технологическими процессами на энергообъектах;

централизованных систем автоматического регулирования частоты и активной мощности и противоаварийной автоматики;

управляющих вычислительных центров во всех энергосистемах и единой автоматизированной сети связи.

Важнейшие задачи развития ЕЭС СССР в XI пятилетке. Главной задачей является наращивание темпов строительства. Наряду со строящимися АЭС до 1985 г. необходимо также расширить действующие. Предстоит форсировать строительство Экибастузского, Тюменского и Канско-Ачинского энергокомплексов. Для обеспечения полного использования АЭС должны быть введены Загорская и Кайшядорская ГАЭС.

Одной из главных задач предстоящего пятилетия является строительство электропередач сверхвысокого напряжения 1150 и 750 кВ, а также электропередачи 1500 кВ постоянного тока Экибастуз — Центр.

Для уменьшения потерь электроэнергии и улучшения условий регулирования напряжения в электрических сетях ЕЭС СССР необходимо в ближайшие годы установить свыше 30 млн. квадратных метров реактивной мощности, в том числе 5—6 млн. квадратных метров синхронных компенсаторов.

Для повышения экономичности и надежности работы ЕЭС СССР следует демонтировать не менее 6 млн. кВт устаревшего оборудования, а также выполнить реконструкцию энергооборудования ТЭС общей мощностью 8 млн. кВт.

Укрупнение электростанций и развитие электрических сетей вызывает увеличение токов короткого замыкания в существующих сетях ЕЭС СССР. Поэтому в течение ближайших лет необходимо модернизировать свыше 3500 выключателей в сетях 110 кВ и выше, а также заменить 1000 выключателей, отключающая способность которых не соответствует уровням токов короткого замыкания.

Обеспечение надежности, устойчивости и живучести Единой энергосистемы при предельном использовании пропускной способности основной сети требует принятия специальных мер от оснащению энергосистем системными средствами управления в нормальных аварийных условиях.

В европейской части ЕЭС преобладающее влияние на характер перетоков мощности между энергосистемами будут оказывать режимы работы атомных электростанций и крупных энергоблоков, в азиатской части — режимы электростанций Экибастузского и Канско-Ачинского комплексов и крупных ГЭС.

Надежность энергоснабжения потребителей определяется устойчивостью и живучестью энергосистемы. Степень устойчивости и живучести зависит от уровня пропускной способности и загрузки основных межсистемных связей, имеющихся резервов энергомощностей и оснащения энергосистем средствами управления нормальными и аварийными режимами.

Основная роль в обеспечении надежности Единой энергосистемы возлагается на противоаварийную автоматику, которая должна обеспечить ограничение развития аварийных процессов и локализацию аварий.

Система противоаварийной автоматики уже в настоящее время повышает пропускную способность межсистемных электропередач примерно на 12 млн. кВт и обеспечивает предотвращение значительного количества тяжелых системных аварий.

В основной сети ЕЭС СССР установлено более 1000 комплексов устройств противоаварийной автоматики с воздействием на 300 турбогенераторов и 200 гидрогенераторов. Большое значение для предотвращения развития аварий имеют устройства специальной автоматики отключения нагрузки (САОН) и автоматической частотной нагрузки (АЧР).

Дальнейшее развитие системы противоаварийного управления должно происходить в следующих направлениях: привлечения АЭС к управлению аварийными процессами; внедрения аварийной разгрузки тепловых электростанций (вместо отключения энергоблоков); дальнейшего расширения и совершенствования системы САОН (за счет передачи сигналов по распределительным сетям, применения АПВ после САОН и т. п.); создания 20—25 централизованных комплексов противоаварийной автоматики (на базе ЦВМ).

В текущей пятилетке появляются новые задачи противоаварийного управления, имеющие особое значение:

обеспечение устойчивости, надежности и живучести ЕЭС СССР в целом и отдельных энергообъединений при аварийном отключении больших блоков или секций электростанций (например при потере 1000—2000 МВт);

обеспечение устойчивости электропередач, передающих мощность от новых крупных электростанций.

Для обеспечения устойчивости ЕЭС СССР при аварийных отключениях больших мощностей (энергоблоков 1000—1500 МВт, ВЛ 1150 кВ с перетоками 1500—2000 МВт и т. п.), объемы воздействий противоаварийной автоматики должны быть значительно увеличены. Решение задач противоаварийного управления будет осуществляться в основном за счет дальнейшего развития успешно используемого в настоящее время принципа сбалансированных управляющих

воздействий, т. е. отключения или разгрузки генераторов в передающих частях ЕЭС и автоматического отключения потребителей (САОН) в приемных частях ЕЭС.

Техническая реализация новых устройств автоматики в первую очередь предполагается с помощью комплексов, устанавливаемых на крупных электростанциях.

Важную роль должно сыграть внедрение автоматической циркулярной разгрузки (АЦР) потребителей, позволяющей автоматически или по команде диспетчера энергосистемы отключать наименее ответственных потребителей и предотвращать серьезное развитие аварий.

Особое значение имеет дальнейшее совершенствование управления энергосистемами, развитие автоматизированной системы диспетчерского управления ЕЭС СССР в увязке с общеотраслевой автоматизированной системой управления.

В текущем пятилетии будут продолжены работы по совершенствованию системы оперативно-диспетчерского управления и автоматизации с целью повышения надежности и экономичности энергообъединений и ЕЭС в целом. Основные направления этих работ:

дальнейшее развитие систем автоматического управления нормальными и аварийными режимами, широкое использование для этих целей управляющих мини- и микро-ЭВМ;

завершение работ по созданию во всех ОДУ и в большинстве энергосистем многомашинных комплексов, обеспечивающих работу в реальном времени с развитыми диалоговыми системами: освоение новых более совершенных ЭВМ серий СМ и РЯД-2; освоение систем телеобработки, широкое внедрение абонентских пунктов для решения задач планирования режимов и оперативного управления в режиме разделения времени;

организация единой информационной сети ЕЭС СССР; существенное повышение объема, надежности передачи и достоверности телематической информации;

дальнейшее развитие сети связи — увеличение протяженности наиболее надежных кабельных и радиорелейных линий связи, завершение автоматизации телефонных станций;

совершенствование систем оптимизации энергетического режима на основе комплекса взаимосвязанных программ, охватывающих все временные уровни управления;

создание систем обучения и тренировки оперативного персонала на базе ЦВМ;

развертывание работ по автоматизации управления распределительными сетями; усиление контроля за потреблением электроэнергии, централизация его на диспетчерских пунктах энергонадзоров и энергосистем; создание на основе микро-ЭВМ систем телемеханики и сбора информации, автоматизированных систем управления технологическими процессами на подстанциях.



Интервалы неопределенности расчетных значений потерь электроэнергии в сетях

ЖЕЛЕЗКО Ю. С., канд. техн. наук

ВНИИЭ

Значения потерь энергии, используемые в отчетных документах, представляют собой так называемые отчетные потери, определяемые как разность между энергией, отпущеной в сеть с шин электростанций, и энергией, оплаченной потребителями. Отчетные потери состоят из двух составляющих: технических потерь, представляющих собой энергию, физически расходуемую в элементах сети, и коммерческих потерь, определяемых недостатками системы учета энергии: погрешностями приборов учета, неравномерностью оплаты счетов, случаями неоплачиваемого потребления и т. п.

Задачей персонала, эксплуатирующего сеть, является снижение технических потерь до их экономически обоснованного уровня, а коммерческих — до их допустимого значения, определяемого нормированными погрешностями приборов учета [1].

Мероприятия, проводимые для снижения обеих составляющих потерь, различны по существу и выполняются различными подразделениями энергосистем. Для правильного распределения усилий персонала по снижению потерь и ответственности за их значение необходимо разделить суммарную величину на указанные составляющие. Это возможно единственным путем — выделением технических потерь, поддающихся расчету.

Прямой расчет коммерческой составляющей затруднен из-за отсутствия формализованных алгоритмов учета факторов, перечисленных выше. Поэтому оценка их как разницы между известной суммарной величиной и рассчитанными техническими потерями предъявляет повышенные требования к достоверности такого расчета, особенно если учесть, что на его базе должна строиться система материального стимулирования персонала различных подразделений энергосистемы.

Определенное недоверие к результатам расчета технических потерь вызывается как недостаточно высокой точностью информации о нагрузках узлов, так и представлением с низкой точности применяемых методов расчета. Поэтому целесообразно иметь возможность количественно оценивать интервалы неопределенности расчетных значений технических потерь в зависимости от точности исходной информации и применяемого метода расчета.

Расчеты интервалов неопределенности потерь вместе псевдоточных их детерминированных значений не только реально отражают возможную точность оценки технических потерь расчетным путем, но и позволяют улучшить организацию работ в области их снижения, повысив обоснованность принимаемых решений. В частности, использование интервалов неопределенности потерь при выборе мероприятий по их снижению позволяет оценивать степень экономического риска, сопровождающего производство затрат на их внедрение, а следовательно, и ставить задачу о его минимизации. Использование гарантированных зна-

чений расчетных потерь при установлении плановых заданий создаст базу для стимулирования работ в этом направлении и приведет к повышению обоснованности принимаемых решений и культуры эксплуатации сети [2].

В данной статье рассмотрены погрешности, вносимые неточностью исходной информации о нагрузках узлов, и выявлена аналитическая зависимость между точностью задания нагрузок и точностью расчета потерь энергии в сети произвольной конфигурации. Способы определения погрешностей, вносимых в расчет неточностью суммарной нагрузки сети, выходят за рамки данной статьи.

Структура погрешностей. Погрешности информации о нагрузках узлов можно представить в виде случайных величин с нормальным законом распределения, поэтому данная информация может быть отнесена к классу вероятностно-определенной информации. При отсутствии систематической ошибки в ее задании относительная среднеквадратическая погрешность расчета потерь

$$\Delta_n = \sqrt{D_n} / m_n = \sigma_n / m_n, \quad (1)$$

где D_n , σ_n и m_n — соответственно дисперсия, среднеквадратическое отклонение и математическое ожидание потерь.

Нагрузочные потери мощности в сети, не содержащей э. д. с. в ветвях или приведенной к таковой,

$$\Delta P_n = 3 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \hat{I}_i R_{ij} \hat{I}_j = 3 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (I_{ai} R_{ij} I_{aj} + I_{pi} R_{ij} I_{pi}), \quad (2)$$

где I — фазные значения задающих токов в узлах (I_a и I_p — активная и реактивная составляющая комплексного значения I); R_{ij} — собственные и взаимные сопротивления узлов сети; n — число узлов сети.

Потери мощности могут быть выражены также через ток балансирующего узла I_b (для разомкнутых сетей равный току головного участка линии I_r) и некоторое эквивалентное сопротивление сети R_s :

$$\Delta P_n = 3 \hat{I}_b R_s \hat{I}_b = 3 R_s (I_{a,6}^2 + I_{p,6}^2), \quad (3)$$

где

$$I_b = \sum_{i=1}^n I_i.$$

В целях упрощения дальнейшего изложения все выводы вначале будем производить по отношению к одному из слагаемых формул (2) и (3), а затем рассматривать их приложение к суммарной величине. В рамках этого изложения индекс «а» (или «р») опускается.

Для большинства встречающихся на практике случаев значения задающих токов в узлах — I_i известны

с гораздо меньшей точностью, чем ток балансирующего узла. Особенно это проявляется в разомкнутых сетях 6—110 кВ. Анализ информации, используемой для расчетов потерь в этих сетях, показывает, что сумма токовых нагрузок узлов, получающих питание от одного центра питания (балансирующий узел), отличается от нагрузки головного участка иногда в 1,5—2 раза, хотя последняя физически является суммой нагрузок всех узлов. Это объясняется неодновременностью проведения замеров на подстанциях вследствие ограниченной численности персонала, а также неточностями снятия показаний приборов.

Меньшая точность данных об узловых нагрузках приводит к тому, что их значения можно использовать лишь как некоторые величины, пропорционально которым следует распределять нагрузку головного участка. Этот вывод верен при однородной информации о нагрузках узлов, обладающей одинаковой достоверностью. Если достоверность информации различна для различных узлов, то балансировку производят таким образом, чтобы наиболее достоверная информация подвергалась наименьшей корректировке, и наоборот.

Скорректированное значение токовой нагрузки i -го узла

$$I'_i = I_i \frac{I_6}{\sum_{i=1}^n I_i} \quad (4)$$

Для сетей 6—10 кВ данными о нагрузках трансформаторных подстанций 6—10/0,4 кВ расчетчик часто вообще не располагает. В качестве величин, пропорционально которым распределяют нагрузку головного участка, в этих случаях используют номинальные мощности трансформаторов.

Обозначим для общности пропорциональные величины через h_i . Тогда токовые нагрузки узлов, сбалансированные с нагрузкой головного участка, определяются по формуле:

$$I'_i = h_i \frac{I_6}{\sum_{i=1}^n h_i} \quad (5)$$

Выражение для потерь мощности (2) приобретает вид:

$$\Delta P_h = 3I_6^2 \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i h_j R_{ij}}{\left(\sum_{i=1}^n h_i \right)^2}, \quad (6)$$

откуда с учетом (3) имеем

$$R_3 = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i h_j R_{ij}}{\left(\sum_{i=1}^n h_i \right)^2}. \quad (7)$$

Из выражений (6) и (7) следует, что интервал неопределенности нагрузочных потерь мощности зависит от двух факторов — неопределенности значения тока головного участка и неопределенности его распределения между узлами сети. Относительная сред-

неквадратическая погрешность, вносимая последним фактором, в соответствии с (7) численно равна относительной погрешности эквивалентного сопротивления.

Для определения погрешности, вносимой неточностью параметров, относящихся к головному участку Δ_h , достаточно провести преобразования погрешностей исходных величин по определенным правилам [3].

Погрешность, вносимая неопределенностью значения R_3 , зависит как от погрешности нагрузок узлов, так и от схемы сети.

Для конкретной сети эта погрешность, далее называемая погрешностью эквивалентирования Δ_3 , может быть определена с помощью метода Монте — Карло. Последовательное применение алгоритма этого метода при различных значениях среднеквадратической погрешности в величинах h_i позволяет получить ряд соответствующих друг другу значений Δ_{3i} и Δ_{hi} и затем путем аппроксимации получить зависимость

$$\Delta_3 = \varphi(\Delta_h). \quad (8)$$

Однако для решения ряда задач в области расчета и анализа потерь в условиях ограниченной полноты и точности информации целесообразно иметь аналитический вид зависимости (8), имеющий следующие преимущества.

При разных значениях среднеквадратической погрешности Δ_h для различных узлов зависимость (8) становится многомерной, определяемой как схемой сети, так и значениями Δ_h в узлах. Построение ее в виде аппроксимирующего выражения возможно лишь на основе многочисленных расчетов при различных сочетаниях разных значений Δ_h в узлах с помощью метода планирования эксперимента. Каждый из этих расчетов в свою очередь должен содержать алгоритм метода Монте — Карло, который сам по себе достаточно трудоемок. В результате длительность расчета превышает разумные пределы даже для современных ЦВМ. Аналитическая зависимость автоматически решает эту задачу.

Упрощая аналитическую зависимость путем фиксации устранимых параметров на уровне их максимально возможных значений, можно получить максимальные оценки интервалов неопределенности R_3 по обобщенным параметрам, характеризующим сеть в целом (число участков линий, число трансформаторов, суммарная мощность их и т. п.), минуя ее конкретную схему, что особенно важно для сетей 6—20 кВ и ниже.

И, наконец, аналитическая зависимость «безошибочна», в то время как точность зависимости, получаемой с помощью метода Монте — Карло, зависит как от числа реализаций расчета, так и от точности подбора аппроксимирующей зависимости.

Для получения аналитической зависимости вида (8) разложим функцию (7) в ряд Тейлора с удержанием первых трех членов разложения:

$$R_3 = \varphi_m + \varphi'_m (h - m_h) + \frac{1}{2} \varphi''_m (h - m_h)^2, \quad (9)$$

где φ_m , φ'_m и φ''_m — соответственно функция (7) и ее первая и вторая производные, вычисленные в точке $h = m_h$.

В соответствии с [3] математическое ожидание и дисперсия такой функции:

$$M[R_3] = R_{3m} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial^2 R_3}{\partial h^2} \right)_{m_h} D_{hi}; \quad (10)$$

$$D[R_s] = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial R_s}{\partial h_i} \right)_m^2 D_{hi} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left(\frac{\partial^2 R_s}{\partial h_i \partial h_j} \right)^2 D_{hi} D_{hj}. \quad (11)$$

Для вычисления производных используем правила их определения для частного и произведения:

первая производная по индексу l

$$\frac{\partial R_s}{\partial h_l} = 2 \frac{\sum_{i=1}^n h_i R_{li} \sum_{i=1}^n h_i - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i h_j R_{lj}}{\left(\sum_{i=1}^n h_i \right)^3}; \quad (12)$$

вторая производная берется по h_k от выражения (12):

$$\frac{\partial^2 R_s}{\partial h_l \partial h_k} = 2 \frac{R_{lk} \left(\sum_{i=1}^n h_i \right)^2 - 2 \left(\sum_{i=1}^n h_i R_{ki} + \sum_{j=1}^n h_j R_{lj} \right) \sum_{j=1}^n h_j + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i h_j R_{ij}}{\left(\sum_{i=1}^n h_i \right)^4} + 3 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i h_j R_{ij}. \quad (13)$$

Подставляя (12) и (13) в (10) и (11), получим окончательные формулы:

$$M[R_s] = \frac{a}{b^2} + \frac{1}{b^4} \sum_{l=1}^n (R_{ll} b^2 - 4c_l b + 3a) D_l; \quad (14)$$

$$D[R_s] = \frac{4}{b^6} \sum_{l=1}^n (c_l b - a)^2 D_l + \frac{2}{b^8} \sum_{l=1}^n \sum_{k=1}^n [R_{lk} b^2 - 2(c_l + c_k) b + 3a]^2 D_l D_k = D_1 + D_2, \quad (15)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n m_i m_j R_{ij}; & b &= \sum_{i=1}^n m_i; \\ c_l &= \sum_{i=1}^n m_i R_{li}; & c_k &= \sum_{i=1}^n m_i R_{ki}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Интерес представляет получение более простых аналитических выражений, позволяющих оценивать погрешность эквивалентирования разомкнутых сетей 6–20 кВ но известным обобщенным их параметрам. Для этого вначале выведем эти зависимости для идеализированной схемы, в которой все участки имеют одинаковое сопротивление R , к концу каждого из которых подключены нагрузки с одинаковыми значениями пропорциональных величин h , а затем проанализируем влияние на величину Δ_s реально возможных отступлений от идеализированной схемы и в случае необходимости скорректируем зависимость таким образом, чтобы она с большой степенью достоверности отражала максимально возможные значения среднеквадратической погрешности потерь в реальной сети.

Топологически разомкнутая сеть представляет собой компоновку лучевых и цепочечных схем [4]. Для

первых нагрузки ветвей взаимно независимы, так как по каждой ветви протекает нагрузка лишь одного узла, для вторых — максимально зависимы, так как по каждой ветви передается нагрузка всех последующих узлов. Данные типы схем определяют крайние значения диапазона возможных значений Δ_s для схем, составленных из одинаковых участков линий и одинаковых трансформаторов. Физически же лучевой схеме соответствует распределение нагрузки между трансформаторами сети, а цепочечной — по участкам магистрали.

Учитывая, что для рассматриваемой лучевой схемы матрица узловых сопротивлений представляет собой диагональ с одинаковыми элементами R , выражения (16) приобретают вид:

$$a = m^2 n R; \quad b = m n; \quad c_l = c_k = m R.$$

Тогда

$$M[R_{s, \text{луч}}] = R \left(\frac{1}{n} + \frac{n-1}{n^2} \Delta_h^2 \right); \quad (17)$$

$$D[R_{s, \text{луч}}] = \frac{2}{n^5} \Delta_h^4 \sum_{l=1}^n \sum_{k=1}^n (R_{lk}^2 n^2 - 2n R_{lk} R + R^2). \quad (18)$$

Учитывая, что $\sum_{l=1}^n \sum_{k=1}^n R_{lk}^2 = n R^2$, получим

$$D[R_{s, \text{луч}}] = 2R^2 \frac{n-1}{n^4} \Delta_h^4. \quad (19)$$

После подстановок получим выражение для среднеквадратической погрешности эквивалентирования идеализированной лучевой схемы:

$$\Delta_{s, \text{луч}} = \frac{\Delta_h^2 \sqrt{2(n-1)}}{n + (n-1) \Delta_h^2}. \quad (20)$$

Матрица узловых сопротивлений для идеализированной цепочечной схемы

$$R = R \left| \begin{array}{cccccc} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 2 & 2 & \dots & 2 \\ 1 & 2 & 3 & \dots & 3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 2 & 3 & \dots & n \end{array} \right| = R \mathbf{K}. \quad (21)$$

В этом случае

$$\begin{aligned} a &= m^2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_{ij} = m^2 R \left[\frac{n(n+1)}{2} + \frac{(n-1)n(n+1)}{3} \right] = \\ &= m^2 \frac{n(n+1)(2n+1)}{6} R. \end{aligned} \quad (22)$$

Учитывая, что

$$\sum_{l=1}^n c_l = m \sum_{l=1}^n \sum_{i=1}^n R_{li} = m \frac{n(n+1)(2n+1)}{6} R;$$

и

$$\sum_{l=1}^n R_{ll} = \frac{n(n+1)}{2} R,$$

¹ Выражение (20) было ранее получено И. З. Шапиро (Белорусский политехнический институт) непосредственно для идеализированной схемы минуя общие формулы (14) и (15).

получаем

$$M[R_{\text{з.цеп}}] = R \frac{n+1}{6n} \left(2n + 1 + \frac{n-1}{n} \Delta_h^2 \right). \quad (23)$$

При выводе выражения для дисперсии ввиду громоздкости формулы (15) целесообразно рассматривать слагаемые D_1 и D_2 отдельно.

Из формы матрицы (21) следует, что

$$c_l = m \sum_{i=1}^n R_{li} = mR \frac{l(2n+1-l)}{2}. \quad (24)$$

Тогда с учетом $D_1/m^2 = \Delta_h^2$, имеем

$$D_1 = \frac{\Delta_h^2}{n^4} R^2 \sum_{l=1}^n \left[l(2n+1-l) - \frac{(n+1)(2n+1)}{3} \right]^2. \quad (25)$$

С помощью промежуточных подстановок и преобразований получим

$$D_1 = \Delta_h^2 R^2 \frac{(n^2-1)(4n^2-1)}{545n^3}. \quad (26)$$

Выражение (15) для D_2 более сложно, чем для D_1 . Поэтому целесообразно вначале оценить весомость этого слагаемого в величине $D[R_{\text{з.}}]$. Расчеты численных значений соотношения D_2/D_1 привели к следующим результатам:

n	2	3	4	5	6	7	8	9
$D_2/D_1, \%$	6,8	4,1	3,3	2,7	2,3	2	1,9	1,8

Приведенные данные показывают, что относительный вес составляющей D_2 в суммарном значении дисперсии $D[R_{\text{з.}}]$ мал, в связи с чем последняя может определяться лишь составляющей D_1 . Тогда

$$\Delta_{\text{з.цеп}} \frac{\sqrt{D_1}}{M[R_{\text{з.цеп}}]} = 2\Delta_h \sqrt{\frac{(n-1)(2n-1)}{5n(n+1)(2n+1)}}. \quad (27)$$

Рассмотрим значения $\Delta_{\text{з.луч}}$ и $\Delta_{\text{з.цеп}}$, рассчитанные для различных n при $\Delta_h=0,25$ по формулам (20) и (27):

n	1	2	3	4	5	10	15
$\Delta_{\text{з.луч}}, \%$	0	3,7	3,4	3,1	2,8	2,1	1,8
$\Delta_{\text{з.цеп}}, \%$	0	6,4	7,4	7,4	6,7	5,5	4,8

Из приведенных данных видно, что даже при значительном интервале неопределенности нагрузок ($\Delta_h=0,25$ означает, что с вероятностью 95% нагрузки находятся в диапазоне $\pm 50\%$ заданных значений) интервалы неопределенности потерь мощности оказываются приемлемыми для решения практических задач. Так, при числе участков магистрали $n_m=10$ интервал неопределенности нагрузочных потерь в магистрали с вероятностью 95% составит $\pm 11\%$, а в трансформаторах $\pm 4,2\%$.

Аналитические выражения (20) и (27) позволяют получить тот же результат, что по методу Монте-Карло [5], но более легким путем.

Математическое ожидание суммарного эквивалентного сопротивления участков линий и трансформаторов идеализированной схемы

$$M[R_{\text{з.}}] = M[R_{\text{з.цеп}}] + M[R_{\text{з.луч}}]. \quad (28)$$

Для определения дисперсии $D[R_{\text{з.}}]$ необходимо

знать коэффициент корреляции слагаемых $R_{\text{з.цеп}}$ и $R_{\text{з.луч}}$. Так как его значение неизвестно, выведем аналитическое выражение для искомой дисперсии.

Матрица \mathbf{R} для схемы, включающей в себя участки линий и трансформаторов, получается непосредственно из (21) добавлением к диагональным членам

сопротивления $R_{\text{т}}$. Численное значение D_1 при этом не изменится так как c_l увеличится в соответствии с (24) на величину $mR_{\text{т}}$, произведение $c_l b$ — на $m^2 n R_{\text{т}}$. На такую же величину увеличится и вычитаемая величина a по выражению (22).

Для определения влияния на D_2 добавления к диагональным членам матрицы \mathbf{R} сопротивления $R_{\text{т}}$ вначале преобразуем (15), подставляя в него значения c_l (24), c_k , имеющее аналогичное (24) выражение, а также a :

$$D_2 = \frac{2}{n^6} \Delta_h^4 R^2 \sum_{l=1}^n \sum_{k=1}^n \{ nK_{lk} - [l(x-l) + k(x-k)] + z \}^2, \quad (29)$$

где

$$z = (n+1)(2n+1)/2.$$

Расчет численных значений составляющих (29) показал, что сумма внедиагональных членов $s_{\text{в.д}}$ связана с суммой диагональных членов $s_{\text{д}}$ эмпирическим соотношением

$$s_{\text{в.д}} = \frac{n^2}{20} s_{\text{д}}, \quad (30)$$

верным с точностью до 1%.

Поэтому вывод аналитического выражения произведен лишь для суммы диагональных членов. Опуская громоздкие промежуточные преобразования, приводящие к сумме рядов нечетных чисел со степенями от 1 до 4, запишем сразу результаты вывода:

$$s_{\text{д}} = \frac{8n^6 - 15n^3 + 7n}{60}. \quad (31)$$

Добавление к диагональным членам матрицы \mathbf{R} сопротивления $R_{\text{т}}$ приводит к тому, что первый член в фигурных скобках (29) при $l=k$ увеличится на $nR_{\text{т}}$, а при $l \neq k$ не изменится; второй член увеличится на $4R_{\text{т}}$, а третий на $3R_{\text{т}}$. Каждый из диагональных членов (29) увеличится в связи с этим на $nR_{\text{т}} - 4nR_{\text{т}} + 3R_{\text{т}} = (n-1)R_{\text{т}}$, а каждый из внедиагональных уменьшится на $R_{\text{т}}$.

Дальнейшие преобразования, аналогичные произведенным при выводе (31), приводят к выражению:

$$D_2 = \frac{\Delta_h^4}{2n^5} \left[\frac{8n^4 - 15n^2 + 7}{15} \left(1 + \frac{n^2}{20} \right) R^2 + \frac{2(10n^2 - 1)(n-1)}{3} RR_{\text{т}} + 4n(n-1)R_{\text{т}}^2 \right]. \quad (32)$$

Данное выражение при $R=0$ превращается в (19), выведенное для лучевой схемы, так как для последней $D_1=0$, а при $R_{\text{т}}=0$ — к (29). Из (32) непосредственно определяется корреляционный момент случайных величин $R_{\text{з.луч}}$ и $R_{\text{з.цеп}}$.

$$K_{\text{л.ц}} = \Delta_h^4 \frac{(10n^2 - 1)(n-1)}{6n^5} RR_{\text{т}}. \quad (33)$$

Учитывая, что в соответствии с (19) и (26)

$$\sigma_{R_{\text{луч}}} = \Delta_h^2 \frac{R_{\text{т}}}{n^2} \sqrt{2(n-1)},$$

$$\sigma_{R_{\text{цеп}}} = \Delta_h \frac{R}{3n} \sqrt{\frac{(n^2-1)(4n^2-1)}{5n}},$$

коэффициент корреляции величин $R_{\text{з.луч}}$ и $R_{\text{з.цеп}}$

$$r_{\text{л.ц}} = \Delta_h \frac{10n^2 - 1}{2n^2} \sqrt{\frac{5n}{2(n+1)(4n^2-1)}}. \quad (34)$$

При $n \geq 4$ с погрешностью не более 2%

$$r_{\text{л.ц.}} = \frac{4}{n} \Delta_h. \quad (35)$$

Тогда среднеквадратическая погрешность определения суммарного эквивалентного сопротивления линий и трансформаторов с учетом (35) и [3]

$$\Delta_s = \sqrt{\alpha_{\text{л.}}^2 \Delta_{\text{л.}}^2 + (1 - \alpha_{\text{л.}})^2 \Delta_{\text{т.}}^2 + \frac{8}{n_{\text{м}}} \alpha_{\text{л.}} (1 - \alpha_{\text{л.}}) \Delta_{\text{л.}} \Delta_{\text{т.}} \Delta_h}, \quad (36)$$

где $\Delta_{\text{л.}}$ и $\Delta_{\text{т.}}$ определяют по выражениям, выведенным для лучевой и цепочечной схем соответственно;

$$\alpha_{\text{л.}} = R_{\text{э.л.}} / R_{\text{э.с.}} \quad (37)$$

Отличия реальных схем от идеализированных выражаются в наличии в сети ответвлений от магистрали, различных сопротивлениях участков и мощностях нагрузок в узлах.

Максимальному значению среднеквадратической погрешности, вносимой в $R_{\text{э.л.}}$ учетом ответвлений, соответствует представление их в виде цепочечной схемы, т. е. при предположении, что все участки, не входящие в магистраль, расположены на одном ответвлении. При известных значениях эквивалентных сопротивлений магистрали $R_{\text{э.м.}}$ и ответвлений $R_{\text{э.о.}}$ и числе участков линий в магистрали $n_{\text{м}}$ и ответвлений n_{o} можно определить взвешенное значение

$$\Delta_{\text{л.в.}} = \alpha_{\text{м.}} \Delta_{\text{л.м.}} + (1 - \alpha_{\text{м.}}) \Delta_{\text{л.о.}}, \quad (38)$$

где $\alpha_{\text{м.}} = R_{\text{э.м.}} / R_{\text{э.л.}}$, а $\Delta_{\text{л.м.}}$ и $\Delta_{\text{л.о.}}$ определяют по (27) при $n = n_{\text{м}}$ и $n = n_{\text{o}}$ соответственно.

Однако уточнение, получаемое при этом, не оправдывает вызываемого усложнения расчета. При малом n_{o} удельный вес потерь мощности в ответвлении настолько мал, что практически не оказывает влияния на $\Delta_{\text{л.}}$ и $\Delta_{\text{л.в.}} \approx \Delta_{\text{л.}}$. Если же $n_{\text{o}} > n_{\text{м}}$, то $\Delta_{\text{л.м.}} > \Delta_{\text{л.о.}}$ и $\Delta_{\text{л.м.}}$ можно использовать как максимальную оценку для $\Delta_{\text{л.}}$ в целом.

Различие сопротивлений участков и мощностей трансформаторов может привести к превышению значением $\Delta_{\text{л.}}$ определенным для реальной сети, аналогичного значения для идеализированной сети с тем же числом участков только в случае, если наблюдается закономерность увеличения сопротивлений участков и мощности нагрузок по мере удаления от центра питания. Расчеты более 300 линий 6–20 кВ показали, что указанные параметры практически не зависят от расстояния до центра питания. Для получения оценок $\Delta_{\text{т.}}$ и $\Delta_{\text{л.}}$, превышение которых может произойти не более чем в 5% случаев, необходимо увеличить значения, получаемые по формулам (20) и (27) соответственно в 1,07 и 1,11 раза. Учитывая, что при $n_{\text{т.}} \neq n_{\text{м.}}$ погрешность, определенная по (27), уменьшается в $\sqrt{n_{\text{т.}} / n_{\text{м.}}}$ раз, окончательные формулы для среднеквадратических погрешностей эквивалентирования участков линий и трансформаторов

$$\Delta_{\text{л.}} = \Delta_h \sqrt{\frac{(n_{\text{м.}} - 1)(2n_{\text{м.}} - 1)}{(n_{\text{м.}} + 1)(2n_{\text{м.}} + 1)n_{\text{т.}}}}; \quad (39)$$

$$\Delta_{\text{т.}} = 1,5 \frac{\Delta_h^2 \sqrt{n_{\text{т.}} - 1}}{n_{\text{т.}} + (n_{\text{т.}} - 1)\Delta_h^2}. \quad (40)$$

Среднеквадратическая погрешность в потерях электроэнергии определяется совокупностью погрешностей потерь мощности во всех режимах и зависит от коррелированности графиков нагрузок узлов. Максимальное значение она имеет при максимальном положительном коэффициенте корреляции нагрузок,

т. е. когда графики нагрузок узлов подобны (однородные нагрузки). В этом случае $R_{\text{э.}}$, вычисленное по (7), имеет одинаковую погрешность для всех режимов. При неоднородных нагрузках фактические значения $R_{\text{э.}}$ оказываются расположенным по обе стороны от рассчитанного по (7) значения. При этом погрешность расчета интегральной величины — потерь электроэнергии — уменьшается за счет частичной компенсации составляющих погрешностей. В связи с этим максимальные оценки погрешностей в потерях электроэнергии целесообразно определять по (39) и (40), подставляя в них Δ_h соответствующее режиму наибольшей нагрузки сети. По этим же причинам вычисленные значения погрешностей можно применять к суммарным нагрузочным потерям, обусловленным обеими составляющими (2).

Пример. Определить интервал неопределенности, в котором с вероятностью 95% окажется фактическое значение нагрузочных потерь электроэнергии в линии 10 кВ с числом участков магистрали $n_{\text{м.}} = 7$ и числом трансформаторов $n_{\text{т.}} = 11$. Эквивалентное сопротивление линии определялось по формуле (7) с использованием в качестве h коэффициентов загрузки трансформаторов, заданных с погрешностью $\Delta_h = 20\%$. Погрешность нагрузки головного участка линии $\Delta_h = 3\%$.

Решение. Погрешность эквивалентирования определяем по формуле (39): $\Delta_{\text{л.в.}} = 4,8\%$.

Нагрузочные потери определяются квадратом нагрузки, поэтому погрешность, вносимая в величину потерь неточностью нагрузки головного участка линии $\Delta_{\text{т.}} \approx 2\Delta_h = 6\%$, а суммарная погрешность

$$\Delta_{\text{л.в.}} = \sqrt{\Delta_{\text{л.}}^2 + \Delta_{\text{т.}}^2} = 7,6\%.$$

Границы интервала неопределенности потерь:

$$\Delta W_{\text{н.мин.}} = \Delta W_{\text{н.}} (1 - 2 \cdot 0,076) = 0,848 \Delta W_{\text{н.}}$$

$$\Delta W_{\text{н. макс.}} = \Delta W_{\text{н.}} (1 + 2 \cdot 0,076) = 1,152 \Delta W_{\text{н.}}$$

где $\Delta W_{\text{н.}}$ — расчетное значение потерь.

Фактическое значение потерь может оказаться любым внутри рассчитанного интервала неопределенности, а с вероятностью 5% даже выйти за его пределы. Однако при принятой точности исходной информации потери не могут быть рассчитаны более точно. Расчетное значение потерь $\Delta W_{\text{н.}}$, представляемое в виде одной величины, создает ложное впечатление о его точности, а ориентация на это значение может приводить к необоснованным решениям как при определении плановой величины потерь, так и при выборе мероприятий по их снижению.

Выводы. Полученные в статье аналитические выражения (14)–(16) позволяют определять доверительные интервалы расчетных значений потерь мощности и энергии в сети произвольной конфигурации при известной точности информации о нагрузках узлов. Их использование уменьшает время счета на ЦВМ по сравнению с применением для этих целей метода Монте — Карло и программ расчета рабочих режимов более чем в $20N$ раз, где N — число вариантов значений величин Δ_h .

Аналитические выражения (36), (39) и (40) дают возможность получить максимальные оценки доверительных интервалов потерь в разомкнутых сетях 6–20 кВ по обобщенным характеристикам их схем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Инструкция по расчету технико-экономической эффективности и планированию мероприятий по снижению расхода электроэнергии на ее транспорт в электрических сетях энергосистем. — М.: Изд. Союзтехэнерго, 1979.

2. Железко Ю. С., Воротницкий В. Э. По поводу статьи А. З. Красновского, В. Г. Пекелиса, Л. П. Анисимова, И. З. Шапиро «Планирование потерь энергии в электрических сетях». — Электрические станции, 1979, № 1.

3. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1969.

4. Железко Ю. С. Компенсация реактивной мощности в сложных электрических системах. — М.: Энергоиздат, 1981.

5. Поступов Г. Е., Шапиро И. З. Оценка погрешностей приближенного эквивалентирования распределительных сетей 6–10 кВ. — Электричество, 1982, № 5.

Пути снижения потерь электроэнергии в трансформаторах распределительных сетей

ЛАНДА М. Л., канд. техн. наук, МЕЛЬНИК В. А., инж.
Киев

Разработка способов и средств, позволяющих экономно и рационально использовать топливно-энергетические ресурсы, является актуальной научной проблемой. Данная статья посвящена одному из частных вопросов этой проблемы — экономии потерь электроэнергии в трансформаторах сельских электрических сетей; полученные результаты могут быть использованы также в городских и промышленных электрических сетях.

Как подчеркивается в [1], потери электроэнергии в трансформаторах составляют 32% расхода электроэнергии в сетях Минэнерго СССР и 38% в сетях всей страны.

В сельских электрических сетях эксплуатируется около 900 тыс. трансформаторов напряжением 10/0,4 кВ, пропускающих в течение года 110 млрд. кВт·ч электроэнергии с потерями около 4,5 млрд. кВт·ч. Стоимость этих потерь составляет примерно 100 млн. руб. в год. Поэтому уменьшение потерь электроэнергии в трансформаторах сельских сетей даже на несколько процентов позволит получить существенный экономический эффект.

Методика выбора установленной мощности силовых трансформаторов на стадии проектирования [2] предполагает оптимальное их использование в эксплуатации; однако в силу различных обстоятельств, основным из которых является неточность прогнозирования расчетных электрических нагрузок, загрузка трансформаторов зачастую не соответствует установленной мощности, в результате чего трансформаторы работают не в оптимальных режимах.

Оптимизация режимов работы трансформаторов может выполняться двумя способами.

В первом случае производится замена недогруженных трансформаторов на трансформаторы меньшей мощности. При этом целесообразность замены определяется экономическими интервалами нагрузки при реконструкции, учитывающими разницу в годовых издержках на потери электроэнергии в стали и меди, разницу в стоимости сравниваемых трансформаторов, а также дополнительные затраты на монтаж и демонтаж в связи с заменой трансформаторов.

При использовании этого способа общее снижение потерь достигается за счет уменьшения потерь холостого хода. При этом уменьшается суммарная установленная мощность трансформаторов, а нагрузочные потери увеличиваются.

Второй способ уменьшения потерь основан на перемещении действующих трансформаторов с целью перераспределения их загрузки. В результате суммарная установленная мощность, потери холостого хода и структура номинальных мощностей трансформаторов остаются неизменными; положительный эффект достигается только за счет снижения нагрузочных потерь.

Очевидно, что оба способа не противоречат, а дополняют друг друга; однако следует отметить, что реализация первого из них связана с необходимостью использования резервных трансформаторов.

Учитывая, что электросетевые предприятия из-за недостаточных поставок трансформаторов для нужд эксплуатации и сравнительно высокого аварийного их выхода фактически не имеют резервных единиц, возможности применения первого способа ограничены.

Первый способ реализован в выпущенных в 1980 г. рекомендациях по рациональному использованию трансформаторов сельских подстанций [3], предназначенных для разработки мероприятий эксплуатационным персоналом. Однако содержащиеся в [3] значения минимальной загрузки трансформаторов получены без учета затрат на монтаж, демонтаж и разницу в стоимостях трансформаторов.

Принятые допущения справедливы только в случаях, когда $K_n - K_{n-1} = D_n + M_{n-1}$, т. е. разность стоимостей демонтируемого и устанавливаемого трансформаторов равна дополнительным затратам на монтаж и демонтаж.

В [3] рекомендуется производить замену трансформаторами меньшей мощности, если фактический коэффициент загрузки $K_3 \leq K_{3,g}^* = K_{3,g} : K_n$, где $K_{3,g}$ — минимальная загрузка трансформатора; K_n — коэффициент роста нагрузки за расчетный период (5 лет).

Эта рекомендация является приближенной, так как при определении расчетного значения нагрузки не учтена разновременность ежегодных издержек на потери электроэнергии. Можно показать, что при учете последней коэффициент приведения нагрузки должен рассчитываться по формуле:

$$a_s = \sqrt{\frac{1}{K^2} \left[\frac{E_{nn}(K^{2T_p} - \alpha^{T_p})}{\alpha^{T_p}(K - \alpha)} + \frac{K^{2(T_p-1)}}{\alpha^{T_p}} \right]}, \quad (1)$$

где $E_{nn} = 0,08$ — коэффициент приведения затрат к расчетному году; $\alpha = 1 + E_{nn} = 1,08$; K — коэффициент ежегодного роста нагрузки; T_p — продолжительность расчетного периода.

В соответствии с расчетами, выполненными по формуле (1) для $K = 1,08$ и $T_p = 5$ лет, $a_s = 0,95$, т. е. $1/a_s = 1,05$. В [3] для тех же условий $K_n = 1,52$. Таким образом, рекомендации [3] нуждаются в существенной корректировке.

Второй способ уменьшения потерь электроэнергии в существующих трансформаторах состоит в их перестановке с целью упорядочения загрузки с учетом режимных характеристик графиков нагрузки, затрат на монтаж, демонтаж и транспортировку. Для решения такой задачи в рамках одного электросетевого предприятия (150—300 трансформаторов) простой перебор вариантов расстановки трансформаторов практически невозможен даже с использованием ЦВМ. Поэтому решение задачи можно получить лишь с привлечением методов математического программирования.

При решении задачи о целесообразных перестановках трансформаторов по существу сравниваются два варианта: вариант I — трансформаторы не переставляются; вариант II — трансформаторы переставляются.

Используемый критерий сравнительной экономической эффективности — приведенные затраты — для каждого из вариантов могут быть записаны в виде $Z_1 = T_{\text{ок.н.}} \cdot I_1$ и $Z_{\text{II}} = K_{\text{II}} + T_{\text{ок.н.}} \cdot I_{\text{II}}$, где $T_{\text{ок.н.}} = 1/E_n$ — нормативный срок окупаемости, величина, обратная нормативному коэффициенту эффективности капитальных вложений.

Следовательно, при сравнении вариантов ежегодные издержки рассчитываются за нормативный срок окупаемости.

При расчетном сроке окупаемости $T_{\text{ок}} < T_{\text{ок.н.}}$ целесообразным оказывается меньшее количество перестановок, однако, от каждой перестановки получается больший эффект. Поэтому в методике целесообразно предусматривать решения при различных $T_{\text{ок}} \leq T_{\text{ок.н.}}$, что позволяет эксплуатационному персоналу при ограниченных возможностях осуществления перестановок выбрать наиболее эффективную первую очередь. Очевидно, оптимальным является решение при $T_{\text{ок}} = T_{\text{ок.н.}}$. Рассмотрим математическое описание задачи.

Пусть N — количество трансформаторов электросетевого предприятия, обслуживающего N потребителей электроэнергии в районе. Каждая нагрузка (потребитель) характеризуется следующими параметрами: S — мощность нагрузки; K — коэффициент ежегодного роста; τ — число часовых годовых потерь и z — удельные затраты на нагрузочные потери электроэнергии. Кроме того, в расчетах используется величина $z_{\text{р.п.}}$ — удельные затраты на потери реактивной мощности.

Параметры трансформатора: S_n — номинальная мощность; P_k — мощность потерь короткого замыкания; u_k — напряжение короткого замыкания.

В случае, когда i -й трансформатор обслуживает j -ю нагрузку, затраты на потери и перестановку определяются по формуле:

$$a_{ij} = a'_{ij} + a''_{ij}, \quad (2)$$

где a'_{ij} — затраты на потери электроэнергии и реактивной мощности;

$$a'_{ij} = \sum_{t=1}^{T_{\text{ок}}} \left(\frac{S_j K^{t-1}}{S_{hi}} \right)^2 \tau_j P_{ki} z_t + z_{\text{р.п.}} \frac{u_k}{100},$$

$i = 1, 2, \dots, N$; $j = 1, 2, \dots, N$; a''_{ij} — затраты на перестановку трансформатора

$$a''_{ij} = \begin{cases} D_i + M_i + T_{ij} & \text{если } i \neq j \text{ (трансформатор необходимо переставить),} \\ 0 & \text{если } i = j \text{ (в противном случае);} \end{cases}$$

$a = 1,08$ — коэффициент приведения разновременных затрат; M_i , D_i — затраты на монтаж и демонтаж i -го трансформатора; T_{ij} — затраты на транспортировку i -го трансформатора на j -ю нагрузку. Кроме того, необходимо учитывать ограничение

$$K_{\text{з.ср.}} \leq K_{\text{з.н.}}, \quad (3)$$

где $K_{\text{з.ср.}}$ — фактический коэффициент загрузки; $K_{\text{з.ср.}} = \frac{S_j K_j^{t-1}}{S_{hi}}$; $K_{\text{з.н.}}$ — коэффициент загрузки, допустимый

по условиям теплового износа изоляции (принимается в соответствии с [2]).

Если при установке i -го трансформатора на j -ю нагрузку получим $K_{\text{з.ср.}} > K_{\text{з.н.}}$, такая перестановка считается запрещенной.

Матрица затрат на потери электроэнергии:

$$A = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1} & a_{N2} & \dots & a_{NN} \end{vmatrix}.$$

При существующей расстановке трансформаторов затраты на потери электроэнергии равны сумме диагональных элементов матрицы $\sum_{i=1}^N a_{ii}$ (i -й трансформатор обслуживает i -ю нагрузку). Задача заключается в том, чтобы среди всех элементов матрицы определить такие a_{ij} , сумма которых будет минимальной (по одному элементу в каждом столбце и в каждой строке, так как каждый трансформатор может обслуживать одну нагрузку, и каждая нагрузка получает энергию от одного трансформатора). Допустим, такие элементы определены и отмечены чертой:

$$A = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \underline{a_{13}} & \dots & a_{1, N-1} & a_{1, N} \\ \underline{a_{21}} & a_{22} & a_{23} & \dots & a_{2, N-1} & a_{2, N} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & \dots & a_{3, N-1} & a_{3, N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N-1, 1} & a_{N-1, 2} & a_{N-1, 3} & \dots & a_{N-1, N-1} & a_{N-1, N} \\ a_{N, 1} & a_{N, 2} & a_{N, 3} & \dots & a_{N, N-1} & a_{NN} \end{vmatrix}.$$

Зная положение этих элементов, делаем следующий вывод: для минимизации затрат на потери электроэнергии и, следовательно, самих потерь нужно 1-й трансформатор переставить на 3-ю нагрузку; 2-й трансформатор — на 1-ю нагрузку; 3-й трансформатор — на N -ю нагрузку, ..., ($N-1$)-й трансформатор — на 2-ю нагрузку, N -й трансформатор — на ($N-1$)-ю нагрузку. Эта задача известна в математическом программировании под названием «задача о назначениях». Алгоритм ее решения состоит из четырех этапов:

1. Уменьшение размерности задачи путем определения количества и номеров трансформаторов, потенциально подлежащих перестановке.

2. Построение матрицы затрат на потери электроэнергии для трансформаторов, подлежащих перестановке, номера которых были определены на 1-м этапе.

3. Решение полученной задачи о назначениях «венгерским» методом [6].

4. Определение технико-экономического эффекта от результатов, полученных на предыдущем этапе.

Рассмотрим подробнее содержание каждого этапа.

На 1-м этапе существенную роль играет выбор критерия сокращения исходной матрицы затрат на потери, дающий возможность исключить на рассмотрение значительную часть трансформаторов, затраты на потери которых незначительно отличаются от оптимальных и поэтому затраты на их перестановку не смогут окупиться.

Минимальные затраты на потери электроэнергии соответствуют варианту, когда ранжированному в возрастающем порядке ряду величин, характеризующих нагрузки, соответствует ранжированный в возрастающем порядке ряд номинальных мощностей трансформаторов. При этом ранжируются величины

$$d = S^* \tau_3 \sum_{t=1}^{T_{\text{ок}}} \frac{K^{2t-2}}{\alpha^{t-2}}; \quad \text{ряд номинальных мощностей}$$

трансформаторов также ранжируется в возрастающем порядке при сборе и обработке исходных данных.

Затем строится ряд действительных значений:

$$\left[\frac{S_i^2 \left(\tau_i z_i P_{ki} + z_{p,n} \frac{u_{ki}}{100} \right)}{S_{hi}^2} \sum_{t=1}^{T_{ok}} \frac{K_{ji}^{2t-2}}{\alpha^{t-1}} \right]_d,$$

где $i=1, 2, \dots, N$ — номер трансформатора и нагрузки.

После этого определяем такой же ряд значений для ранжированного ряда характеристик нагрузок

$$\left[\frac{S_{ji} \left(\tau_{ji} z_{ji} P_{ki} + z_{p,n} \frac{u_{ki}}{100} \right)}{S_{hi}^2} \sum_{t=1}^{T_{ok}} \frac{K_{ji}^{2t-2}}{\alpha^{t-1}} \right]_p,$$

где $i=1, 2, \dots, N$ — номер трансформатора; $j_i=1, 2, \dots, N$ — номер нагрузки, соответствующей i -му трансформатору в ранжированном ряде величин d .

Абсолютное значение разности между членом действительного ряда затрат и соответствующим ему членом ранжированного ряда характеризует несоответствие мощности трансформатора и обслуживаемой им нагрузки. Это значение и принимаем за критерий несоответствия мощности трансформатора и нагрузки.

Экономическое содержание этого критерия состоит в следующем: если абсолютное значение разности между действительными затратами на потери электроэнергии и ранжированными затратами превосходит затраты на перестановку трансформатора, умноженные на некоторый коэффициент δ , то трансформатор следует включать в рассмотрение при решении задачи оптимальной перестановки трансформаторов; если эта разность меньше затрат на перестановку и транспортировку с тем же коэффициентом, то трансформатор переставлять нецелесообразно, и он исключается из рассмотрения. При выборе значения критерия δ необходимо найти компромисс между отклонением от оптимального решения и временем счета, зависящим от быстродействия используемой ЭВМ.

Для определения δ были выполнены пробные расчеты на ЦВМ М-222 для района электрических сетей, в котором эксплуатируются 163 подстанции 10/0,4 кВ. В расчетах δ изменялась от 2 до 4, а срок окупаемости был равен 7 годам.

Результаты расчетов приведены в табл. 1.

Из табл. 1 следует, что эффективность принимаемых решений при значениях $\delta=2$ и 2,5 изменяется незначительно, тогда как время счета уменьшилось с 70 до 45 мин. Поэтому в разработанной программе для ЭВМ М-222 использовалось значение $\delta=2,5$.

В дальнейшем при использовании более быстродействующих ЦВМ возможно будет применять $\delta=2$ и даже $\delta=1$.

Таблица 1

Критерий δ	Размер матрицы	Количество переставляемых трансформаторов	Относительный экономический эффект, %	Время, счета, мин
2,0	66	37	100	70
2,5	56	33	98,5	45
3,3	45	24	94,5	24
4,0	35	18	86	15

Каждый элемент матрицы затрат, составляемой на 2-м этапе решения задачи, представляет собой сумму затрат на потери электроэнергии и реактивной мощности в случае, когда i -й трансформатор обслуживает j -ю нагрузку, и определяется по формулам:

$$a_{ij} = \sum_{t=1}^T \left(\frac{S_j K_j^{t-1}}{S_{hi}} \right)^2 \tau_j P_{ki} z_j + z_{p,n} \frac{u_{ki}}{100} + D_i + M_i + T_{ij},$$

если $i \neq j$;

$$a_{ii} = \sum_{t=1}^T \left(\frac{S_j K_j^{t-1}}{S_{hi}} \right)^2 \tau_j P_{ki} z_j + z_{p,n} \frac{u_{ki}}{100},$$

если $i=j$, где r — количество трансформаторов, не соответствующих нагрузкам, i_1, i_2, \dots, i_r — номера этих трансформаторов; j_1, j_2, \dots, j_r — номера нагрузок, где возможна замена трансформаторов.

На этом же этапе осуществляется проверка условия (3). Если оказывается, что $K_{z,cr} > K_{z,n}$, то запрет перестановки осуществляется признаком соответствующему элементу матрицы a_{ij} значения, увеличенного в 10 раз по сравнению с вычисленным. Это приводит к тому, что при дальнейшем решении этот трансформатор не будет назначен на обслуживание данной нагрузки.

На 3-м этапе производится решение «задачи о назначениях», которая для рассматриваемого случая формулируется следующим образом: расставить N трансформаторов на N нагрузок так, чтобы минимизировать суммарные затраты на потери электроэнергии и перестановки. Для этого имеющейся матрице затрат $A = (a_{ij})$, $i=1, 2, \dots, N$; $j=1, 2, \dots, N$, необходимо поставить в соответствие некоторую матрицу назначений $X = (x_{ij})$, $i=1, 2, \dots, N$; $j=1, 2, \dots, N$, элементы которой

$$x_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-й трансформатор назначается на} \\ & \text{обслуживание } j\text{-й нагрузки.} \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Математическая формулировка задачи:

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_{ij} x_{ij} \rightarrow \min \text{ (целевая функция)}$$

при

$$\sum_{j=1}^N x_{ij} = 1; i = 1, 2, \dots, N; \quad (4)$$

$$\sum_{i=1}^N x_{ij} = 1; j = 1, 2, \dots, N; \quad (5)$$

$$x_{ij} = \begin{cases} 1 & i = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, N. \\ 0 & \end{cases}$$

Здесь ограничение (4) обозначает, что каждый трансформатор может обслуживать только одну нагрузку; ограничение (5) — что каждая нагрузка получает электроэнергию только от одного трансформатора.

Для определения матрицы назначений, обеспечивающей минимум целевой функции, использован «венгерский» метод [6], состоящий из ряда последовательных эквивалентных преобразований матрицы затрат, в результате которых получаем оптимальные назначения.

Таблица 2

Параметры заменяющего трансформатора			Параметры заменяемого трансформатора		
Диспетчерский номер	Мощность трансформатора, кВ·А	Мощность нагрузки, кВ·А	Диспетчерский номер	Мощность трансформатора, кВ·А	Мощность нагрузки, кВ·А
175	40	47	244	100	14
259	40	31	218	100	5
35	50	56	259	40	31
55	50	50	243	100	20
89	50	45	241	100	20
169	60	90	89	50	45
10	63	83	164	100	63
16	63	98	83	100	65
31	63	84	84	100	66
39	63	92	1	100	50
57	63	89	55	50	50
144	63	100	35	50	55
173	63	10	175	40	47
1	100	50	193	160	99
84	100	66	173	63	100
83	100	65	169	60	91
125	100	109	144	63	100
167	100	63	57	63	89
218	100	5	39	63	92
141	100	20	31	63	84
143	100	20	16	63	98
244	100	14	10	63	83
4	160	158	255	250	109
11	160	209	6	250	121
193	160	99	125	100	109
6	250	122	4	160	158
255	250	109	11	160	209

Технико-экономическая эффективность, определяемая на 4-м этапе, характеризуется величиной уменьшения потерь электроэнергии и годового экономического эффекта.

Расчет годового экономического эффекта производится на основании [7].

В качестве примера рассмотрим применение разработанной методики для определения целесообразных перестановок трансформаторов на одном из электросетевых предприятий Винницаэнерго, эксплуатирующим 259 трансформаторов напряжением 10/0,4 кВ.

Полученные на основании расчетов рекомендации по перестановкам трансформаторов приведены в табл. 2.

Благодаря рекомендованным перестановкам годовые потери электроэнергии в трансформаторах уменьшаются на 41620 кВт·ч.

Рекомендованная в [7] формула для расчета годового экономического эффекта для рассматриваемого случая может быть представлена в виде:

$$\mathcal{E} = \frac{\Delta u_{\text{пот}} - pK'_{2} - E_{\text{н}}K'_{2}}{p_{2} + E_{\text{н}}}, \quad (6)$$

где $\Delta u_{\text{пот}}$ — уменьшение ежегодных издержек на потери электроэнергии; K'_{2} — затраты на монтаж, демонтаж и транспортировку переставляемых трансформаторов; p — норма амортизационных отчислений на капитальный ремонт и полное восстановление; p_{2} — норма амортизационных отчислений на полное восстановление.

Если принять затраты на монтаж, демонтаж и транспортировку в соответствии с действующими нормами на капитальный ремонт, удельные затраты на потери электроэнергии — по [4], то эффект от упорядочения загрузки трансформаторов в рамках одного района в соответствии с (6) составит 6,1 тыс. руб.

При осуществлении перестановок целесообразно иметь один резервный трансформатор, что позволяет свести к минимуму перерывы электроснабжения.

В рассматриваемом примере (табл. 2) резервный трансформатор мощностью 63 кВ·А вначале устанавливается на диспетчерский № 253, а высвободившийся трансформатор мощностью 250 кВ·А устанавливается на диспетчерской № 11 и т. д. Таким образом, одновременно обесточиваются только потребители, присоединенные к одному трансформаторному пункту, при этом может быть выбрано наиболее удобное время перерывов.

Выводы. 1. Снижение потерь электроэнергии в трансформаторах распределительных сетей может быть достигнуто как за счет уменьшения потерь холостого хода путем замены недогруженных трансформаторов, так и за счет уменьшения нагрузочных потерь путем оптимальных перестановок трансформаторов.

2. Рекомендации [3] в связи с принятыми при их разработке допущениями нуждаются в существенной корректировке.

3. Оптимальные перестановки трансформаторов с целью уменьшения нагрузочных потерь могут быть определены по методике, изложенной в настоящей статье.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антипов К. М. Задачи предприятий и организаций Минэнерго СССР по снижению расхода электроэнергии на ее передачу по электрическим сетям. — Энергетик, 1979, № 6.
2. Руководящие материалы по проектированию электроснабжения сельского хозяйства. — М.: Сельэнергопроект, 1975, июль.
3. Рекомендации по рациональному использованию трансформаторов подстанций 35/10 кВ и 10/0,4 кВ сельскохозяйственного назначения с учетом их фактической загрузки. — М.: Изд. Союзтехэнерго, 1980.
4. Руководящие материалы по проектированию электроснабжения сельского хозяйства. — М.: Сельэнергопроект, 1974, вып. 11.
5. Справочник по проектированию электроэнергетических систем. Под ред. С. С. Рокотяна и И. М. Шапиро. — М.: Энергия, 1977.
6. Линейное и нелинейное программирование. Под ред. И. Н. Лященко. — Киев: Вища школа, 1975.
7. Методика (основные положения) определения экономической эффективности использования в народном хозяйстве новой техники, изобретений и рацпредложений. — М.: Экономика, 1977.

[24.03.82]



Расчет эффективности работы электрофильтра при питании знакоизмененным напряжением низкой частоты

МИРЗАБЕКЯН Г. З., доктор техн. наук, ШЕВАЛЕНКО И. С.,
ОРЛОВ А. В., ДОГАДИН Г. С., инженеры

Москва

Одной из насущных проблем газоочистки является проблема улавливания высокомонных пылей. При осаждении последних в электрофильтре заряд на слое пыли непрерывно растет, пока напряженность не достигает пробивного значения. Слой пробивается и возникает обратная корона, приводящая к внедрению в межэлектродный промежуток ионов со знаком заряда, обратным полярности приложенного напряжения. В результате частицы пыли, находящиеся у поверхности осадительного электрода, разряжаются, и эффективность очистки газа резко падает. Следует также отметить, что обратная корона приводит также к снижению пробивных, а, следовательно, и рабочих напряжений в электрофильтре.

В [1] предложен способ питания электрофильтра знакоизмененным напряжением низкой частоты прямоугольной формы, позволяющий устранить обратную корону. Суть способа заключается в том, что полярность приложенного напряжения меняется каждый раз, когда напряженность в слое приближается к пробивному значению. После переключения полярности слой на электроде перезаряжается, заряд частиц в межэлектродном промежутке также меняет свой знак, и сила, действующая на частицы, по-прежнему оказывается направлена к осадительному электроду. Согласно [2], а также с учетом того, что в момент переключения полярности заряд слоя имеет знак, противоположный полярности приложенного напряжения, выражение для длительности интервала переключения полярности, при превышении которого возникает обратная корона, приближенно запишется в виде

$$t_{0,k\pm} = \frac{2E_{\text{пр}\pm}\epsilon_c\epsilon_0}{j_{\pm}}, \quad (1)$$

где $E_{\text{пр}\pm}$ — пробивная напряженность в слое при приложении напряжения соответственно положительной и отрицательной полярности; j_{\pm} — плотность тока у осадительного электрода; ϵ_c — диэлектрическая проницаемость осажденного слоя.

При типичных для электрофильтров плотностях токов $j_{\pm} = (1-5) \cdot 10^{-4} \text{ А/м}^2$ и $E_{\text{пр}\pm} \approx 10-30 \text{ кВ/см}$ времена $t_{0,k\pm}$, рассчитанные по (1), составляют 0,1-2 с. При удельном сопротивлении слоя $\rho_v \geq 2,5 \rho_{v\text{кр}}$ (где $\rho_{v\text{кр}}$ — критическое сопротивление, при котором становится возможным возникновение обратной короны) погрешность в расчете $t_{0,k}$ по (1) не превосходит 5%.

В [3] было показано, что если учесть частичное запирание коронного разряда, обусловленное падением напряжения на осажденном слое, а также при сопротивлении ρ_v , близком к $\rho_{v\text{кр}}$, предельно допустимые времена $t_{0,k\pm}$ оказываются большими вычисленных по (1). При временах переключения, меньших предельных, существует область допустимых значений $t_{0,k\pm}$. Однако соотношения, позволяющие построить

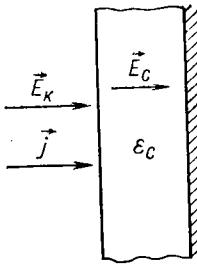


Рис. 1

области допустимых значений $t_{0,k\pm}$, были выведены для цилиндрической геометрии коронирующего и осадительного электродов.

Ниже приведен вывод уравнений, позволяющих рассчитать области допустимых значений $t_{0,k\pm}$ для любой системы электродов (в том числе применительно к пластинчатым электрофильтрам), вольт-амперная характеристика которой представима в форме Дейча [2]:

$$j_{0\pm} = K_1 U_{\pm} (U_{\pm} - U_{0\pm}), \quad (2)$$

где $j_{0\pm}$ — плотность тока у поверхности чистого осадительного электрода; K_1 — геометрический фактор; U_{\pm} и $U_{0\pm}$ — приложенное и начальное напряжения.

С учетом потенциала слоя ΔU_{\pm} плотность тока при наличии осажденного слоя

$$j_{1\pm} \approx K_1 (U_{\pm} - \Delta U_{\pm}) (U_{\pm} - \Delta U_{\pm} - U_{0\pm}). \quad (3)$$

Отбрасывая в (3) член, содержащий ΔU_{\pm}^2 , получаем

$$\begin{aligned} j_{1\pm} &= K_1 [U_{\pm} (U_{\pm} - U_{0\pm}) - \Delta U_{\pm} (2U_{\pm} - U_{0\pm})] = \\ &= j_{0\pm} \left\{ 1 - \Delta U_{\pm} \left[\frac{2U_{\pm} - U_{0\pm}}{U_{\pm} (U_{\pm} - U_{0\pm})} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

В полученном выражении знаки $j_{0\pm}$ и U_{\pm} , $U_{0\pm}$ совпадают, в то время как ΔU_{\pm} после изменения полярности напряжения из-за перезарядки слоя меняет свой знак. С учетом сказанного (4) можно переписать в виде

$$j_{1\pm} = j_{0\pm} - |j_{0\pm}| \frac{2U_{\pm}^* - 1}{U_{\pm}^* (U_{\pm}^* - 1)} \Delta U_{\pm}^* \quad (5)$$

или

$$j_{1\pm} = j_{0\pm} - |j_{0\pm}| \frac{2U_{\pm}^* - 1}{U_{\pm}^* (U_{\pm}^* - 1)} \cdot \frac{E_c H}{|U_{0\pm}|},$$

где $U_{\pm}^* = U_{\pm} / U_{0\pm}$; $\Delta U_{\pm}^* = \Delta U_{\pm} / |U_{0\pm}|$; E_c — напряженность в слое (положительные направления E_c и j показаны на рис. 1); H — толщина слоя.

Легко показать, что при наиболее часто встречающихся на практике значениях удельной проводимости пыли $\gamma_v \geq 10^{-12} (\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$, заряд слоя сосредоточен в основном на поверхности последнего.

Уравнение, описывающее изменение поверхностной плотности σ заряда слоя, запишется в виде

$$\begin{aligned} \frac{d\sigma}{dt} &= j_{1\pm} - \gamma_v E_c = j_{0\pm} - \\ &- E_c \left[\gamma_v + |j_{0\pm}| \frac{2U_{\pm}^* - 1}{U_{\pm}^* (U_{\pm}^* - 1)} \frac{H}{|U_{0\pm}|} \right]. \end{aligned}$$

Учитывая, что $\sigma = \epsilon_0 (\epsilon_c E_c - E_k)$ и $\frac{dE_c}{dt} \gg \frac{dE_k}{dt}$, получаем

$$\frac{d\sigma}{dt} \approx \epsilon_0 \epsilon_c \frac{dE_c}{dt}$$

или

$$\frac{dE_c}{dt} = \frac{j_{0\pm}}{\epsilon_0 \epsilon_c} - E_c \left[\frac{\gamma_V}{\epsilon_0 \epsilon_c} + \frac{|j_{0\pm}|}{\epsilon_0 \epsilon_c} \frac{2U_{\pm}^* - 1}{U_{\pm}^*(U_{\pm}^* - 1)} \frac{H}{|U_{0\pm}|} \right]. \quad (6)$$

Найдем периодическое решение уравнения (6) на отрезке $0-T$, где $T=t_+ + t_-$. Предварительно запишем (6) в относительных единицах, принимая за базисные следующие величины:

$$E_6 = E_{\text{пр-}}; j_6 = |j_{0-}|; t_6 = 0,5t_{\text{o.k.}} = \frac{E_{\text{пр-}} \epsilon_c \epsilon_0}{|j_{0-}|},$$

где $E_{\text{пр-}}$ — пробивная напряженность в слое при отрицательном знаке заряда последнего.

Обозначая $\gamma_{V\text{кр}} = |j_{0-}|/E_{\text{пр-}}$, перепишем (6) в виде:

$$\frac{dE_{\pm}^*}{dt^*} = j_{\pm}^* - E_{\pm}^* \beta_{\pm}. \quad (7)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \beta_{\pm} &= -\frac{\gamma_V}{\gamma_{V\text{кр}}} + \frac{2U_{\pm}^* - 1}{U_{\pm}^*(U_{\pm}^* - 1)} \frac{E_{\text{пр-}} H}{U_{0\pm}}; \\ j_{\pm}^* &= j_{0\pm} / |j_{0-}|; j_{-}^* = -1. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В первом приближении при определении β_{\pm} можно пренебречь разницей между U_+ , U_{0+} и U_- , U_{0-} и при вычислении β подставлять в формулу (8) значения $U_{\text{ср1}}^* = 0,5(U_+^* + U_-^*)$ и $U_{\text{ср2}}^* = 0,5(U_{0+} + U_{0-})$, тогда

$$\beta \approx \beta_+ \approx \beta_- = -\frac{\gamma_V}{\gamma_{V\text{кр}}} + \frac{2U_{\text{ср1}}^* - 1}{U_{\text{ср1}}^*(U_{\text{ср1}}^* - 1)} \frac{E_{\text{пр-}} H}{U_{\text{ср2}}^*}. \quad (9)$$

Первое слагаемое в (9) отражает влияние конечной проводимости слоя, второе — запирание коронного разряда, обусловленное падением напряжения на слое.

Решая уравнение (7) последовательно на отрезках $0-t_+^*$ и $t_+^*-(t_+^*+t_-^*)$ (где t_+^* и t_-^* — относительные времена приложения напряжения соответственно положительной и отрицательной полярностей) и, находя постоянные интегрирования из условия периодичности решения, получаем выражения для максимальных значений напряженности поля в слое в конце указанных интервалов:

$$E_{+m}^* = \frac{j_+^* (1 + e^{-\beta t_+^*}) + e^{-\beta t_+^*} (1 + e^{-\beta t_-^*})}{\beta [1 - e^{-\beta(t_+^* + t_-^*)}]}; \quad (10)$$

$$E_{-m}^* = \frac{j_+^* + 1 + j_+^*}{\beta} \frac{1 - e^{-\beta t_-^*}}{1 - e^{-\beta(t_-^* + t_+^*)}}. \quad (11)$$

Область допустимых значений t_+^* и t_-^* будем строить следующим образом. Зададимся каким-либо значением t_+^* . Очевидно, что если t_-^* будет слишком мало, будет преобладать зарядка слоя положительными ионами, и пробой слоя произойдет при положительной полярности приложенного напряжения. Таким образом, минимально допустимое значение t_{min} можно будет определить из условия

$$E_{+m}^* \leq E_{\text{пр+}}^*. \quad (12)$$

Соответственно максимально допустимое значение t_{max} найдется из условия

$$|E_{-m}^*| \leq E_{\text{пр-}} = 1$$

или

$$E_{-m}^* \geq -1. \quad (13)$$

Из (12) и (13) получаем:

$$t_{-}^* > t_{\text{min}}^* = -t_+^* - \frac{1}{\beta} \ln \left[1 - \frac{j_+^* + 1}{\beta E_{\text{пр+}}} (1 - e^{-\beta t_+^*}) \right]; \quad (14)$$

$$t_{-}^* \leq t_{\text{max}}^* = \frac{1}{\beta} \ln \left[1 + \frac{j_+^* + \beta}{1 - \beta} (1 - e^{-\beta t_+^*}) \right]. \quad (15)$$

Легко убедиться, что при $\beta \rightarrow 0$ ($\gamma_V \rightarrow 0$) и $E_{\text{пр+}}^* = 1$ из (14) и (15) следует очевидное соотношение

$$t_{-}^* = j_+^* + t_+^*.$$

Предельные значения t_+^* и t_{-}^* найдем из пересечения зависимостей $t_{\text{min}}^* = f_1(t_+^*)$ и $t_{\text{max}}^* = f_2(t_+^*)$.

Приравнивая (14) и (15), получаем

$$t_{+ \text{пред}}^* = \frac{1}{\beta} \ln \frac{j_+^* + \beta}{j_+^* + \beta E_{\text{пр+}}^*}; \quad (16)$$

$$t_{- \text{пред}}^* = \frac{1}{\beta} \ln \frac{1 + \beta E_{\text{пр+}}^*}{1 - \beta}. \quad (17)$$

Выражение (1) получается из (16) и (17) при $\beta = 0$ и $E_{\text{пр+}}^* = 1$. Области допустимых значений t_+^* и t_{-}^* для двух значений j_+^* и различных значений β приведены на рис. 2, из которого видно, что при $\beta \rightarrow 0$ область вырождается в отрезок прямой $t_{-}^* = j_+^* + t_+^*$. Расширение пределов изменения интервалов t_{-}^* и t_+^* становится заметным при $\beta \geq 0,4$, т. е. либо при γ_V , близких к $\gamma_{V\text{кр}}$, либо, если ориентироваться на значения $U_{\text{ср1}}^* \approx 2$, $E_{\text{пр}} = 20$ кВ/см, $U_{\text{ср2}} \approx 20$ кВ, при толщинах осажденного слоя [см. (9)] $H \geq 0,25-0,3$ см.

Перейдем теперь к оценке эффективности работы электрофильтра при питании его знакопеременным напряжением. В первом приближении не будем учитывать неравномерность распределения концентрации дисперсной фазы по сечению электрофильтра и подзарядку частиц в зоне с высокой напряженностью поля возле коронирующих электродов. Положим далее, что влиянием концентрации дисперсной фазы на эффективность работы электрофильтра можно пренебречь [4]. При сделанных допущениях выражение для степени очистки газа $\eta_{\text{б.у}}$ без учета вторичного уноса при питании электрофильтра постоянным напряжением U записывается в виде [4 и 5]:

$$\begin{aligned} \eta_{6,y} = 1 - S_a^* \frac{\alpha_a - 1 + \sqrt{1 + 2 \frac{\alpha_a - 1}{\alpha_a^{3/2}} P_{\text{уд}}}}{\alpha_a \left(1 + 2 \frac{\alpha_a - 1}{\alpha_a^{3/2}} P_{\text{уд}} \right)^{3/2}} \times \\ \times \exp \left(- \frac{\sqrt{1 + 2 \frac{\alpha_a - 1}{\alpha_a^{3/2}} P_{\text{уд}}}}{\alpha_a - 1} - P_{\text{д}} \right) + \\ + (1 - S_a^*) \frac{\alpha_a - 1 + \sqrt{1 + \frac{\alpha_a - 1}{2\alpha_a^{3/2}} P_{\text{уд}}}}{\alpha_a \left(1 + \frac{\alpha_a - 1}{2\alpha_a^{3/2}} P_{\text{уд}} \right)^{3/2}} \times \\ \times \exp \left(- \frac{\sqrt{1 + \frac{\alpha_a - 1}{2\alpha_a^{3/2}} P_{\text{уд}}}}{\alpha_a - 1} - 0,5P_{\text{д}} \right). \end{aligned} \quad (18)$$

Здесь S_a^* — относительная площадь активной зоны электрофильтра [4]; $\alpha_a = \exp(\ln^2 \sigma_1)$; σ_1 — стандартное отклонение; $P = \frac{\omega L}{u H k_a}$ — параметр Дейча; ω — скорость дрейфа, вычисленная при значении напряженности поля у осадительного электрода $E_{\text{ос}}$ и радиусе частиц, равном среднемедианному весовому \bar{a}_{50} .

Индексы «уд» и «д» показывают, что скорость дрейфа и параметр P вычисляются при зарядах ча-

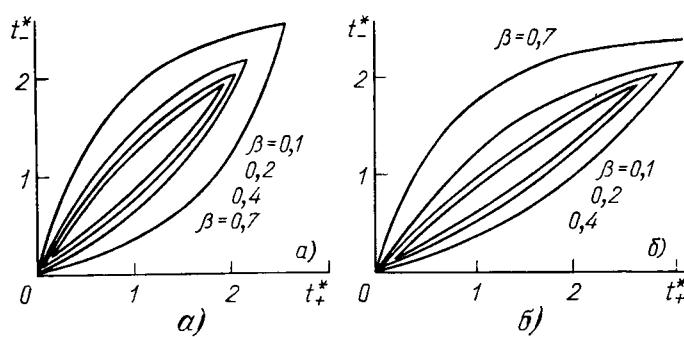


Рис. 2

стиц, вычисленных соответственно по формулам [2]:

$$q_{\text{уд}} = 12\pi\epsilon_0 \bar{a}_{\text{зо}}^2 E_{\text{ос}};$$

$$q_{\text{д}} = 32\pi\epsilon_0 \frac{KT}{e} \bar{a}_{\text{зо}},$$

где ϵ_0 — диэлектрическая постоянная; K — постоянная Больцмана; T — температура; e — заряд электрона; L — длина активной зоны электрофильтра; \bar{a} — средняя скорость газа; H — межэлектродное расстояние; $k_{\text{и}}=1,1 \div 1,2$ — коэффициент неравномерности поля скоростей газа в электрофильтрах.

С учетом уноса имеем

$$\eta = 1 - \exp [k_{\text{ун}} \ln (1 - \eta_{\text{б.у}})],$$

где $k_{\text{ун}} < 1$ — коэффициент уноса.

При питании электрофильтра знакопеременным напряжением следует учесть, что частицы за время приложения напряжения определенной полярности не успевают приобрести предельный заряд, а также то, что в общем случае $U_+ \neq U_-$. Предположим сначала, что $U_+ = U_-$. Кинетика «ударной» зарядки частицы описывается уравнением [2]

$$d\xi/dt^* = (\xi - 1)^2, \quad (19)$$

где

$$\xi = q/q_{\text{уд}}; \quad t^* = t/t_6;$$

$t_6 = \frac{4\epsilon_0 F_{\text{ос}}}{j}$ — характерное время зарядки частицы.

Времена t^*_{\pm} , для которых надо определять заряд частиц, можно найти, используя выражение (1) для предельных времен $t_{0, \text{к.}\pm}$:

$$t^*_{\pm} = t_{0, \text{к.}\pm} / t_6 = \frac{\epsilon_c E_{\text{пр.}\pm}}{2E_{\text{ос}}}.$$

Нетрудно убедиться, что для характерных значений ϵ_c , $E_{\text{пр.}\pm}$ и $E_{\text{ос}}$ значения $t^*_{\pm} = 3 \div 20$.

Решая уравнение (19), например, при положительной полярности приложенного напряжения, получаем:

$$\xi = \frac{t^*_{\pm}(1 - \xi_{\pm}) + \xi_{\pm}}{t^*_{\pm}(1 - \xi_{\pm}) + 1}, \quad (20)$$

где $\xi_{\pm} \approx -1$ — относительный заряд в начальный момент после изменения полярности напряжения с отрицательной на положительную.

При указанных выше значениях t^*_{\pm} конечное значение $\xi = \xi_{\pm} = -\xi_{\mp}$, как следует из (20), лежит в пределах $0,75 \div 1$. Скорость дрейфа определяется значением заряда ξ , усредненного на интервале $0 \div t^*_{\pm}$. В частности *

* Независимо аналогичное выражение было получено Лчинным Ю. А.

$$\xi_{\pm} = \frac{1}{t^*_{\pm}} \int_0^{t^*_{\pm}} \xi dt^* = 1 - \frac{\ln [t^*_{\pm}(1 - \xi_{\pm}) + 1]}{t^*_{\pm}}. \quad (21)$$

Результаты расчетов по формуле (21) приведены ниже:

$$\xi_{\pm} \left\{ \begin{array}{l} \xi_{\pm} = -0,8 \quad 0,352 \quad 0,696 \quad 0,814 \\ \xi_{\pm} = -1 \quad 0,383 \quad 0,705 \quad 0,82 \end{array} \right.$$

Из приведенных результатов видно, что с погрешностью не более 5% в расчетах можно полагать $\xi_{\pm} = -\xi_{\mp} \approx 0,9$. Значения $\xi_{\pm} < 1$, т. е. из-за ограниченности времен t_{1+} и t_{1-} средний заряд, а значит и средняя скорость дрейфа к осадительному электроду меньше, чем при питании постоянным напряжением при условии отсутствия обратной короны. С учетом того, что в общем случае $U_+ \neq U_- \neq U_{\text{раб}}$ (где $U_{\text{раб}}$ — рабочее напряжение электрофильтра при питании постоянным напряжением), а также того, что $\omega_{\text{уд}} \sim U^2$ и $\omega_{\text{д}} \sim U$, изменение скорости дрейфа, а значит и параметра Дейча, обусловленное недозарядкой частиц

$$\left. \begin{array}{l} k_{\text{уд}} = \frac{P_{\text{уд}}}{P_{\text{уд}}} = \frac{U^2 + \xi_{\pm} t_{\pm} + U^2 - \xi_{\mp} t_{\mp}}{U^2 = (t_{\pm} + t_{\mp})}; \\ k_{\text{д}} = \frac{P_{\text{д}}}{P_{\text{д}}} = \frac{U_{\pm} \xi_{\pm} t_{\pm} + U_{\mp} \xi_{\mp} t_{\mp}}{U = (t_{\pm} + t_{\mp})}, \end{array} \right\} \quad (22)$$

где

$$\left. \begin{array}{l} \xi_{\pm} = 1 - \frac{\ln \left[t^*_{\pm} \left(1 + 0,9 \frac{U_{\mp}}{U_{\pm}} \right) + 1 \right]}{t^*_{\pm}}; \\ \xi_{\mp} = 1 - \frac{\ln \left[t^*_{\mp} \left(1 + 0,9 \frac{U_{\pm}}{U_{\mp}} \right) + 1 \right]}{t^*_{\mp}}. \end{array} \right\} \quad (23)$$

Индексы «~» и «=» означают, что данная величина берется при питании электрофильтра соответственно знакопеременным и постоянным напряжением.

Таким образом, расчет степени очистки газа при питании электрофильтра знакопеременным напряжением может приближенно производиться по (18), где значения параметров $P_{\text{уд}}$ и $P_{\text{д}}$ вычисляются с помощью соотношения (22). При этом без достаточного на это обоснования полагаем, что относительное уменьшение скорости дрейфа частиц в полуактивной зоне электрофильтра такое же, как и в активной, вследствие чего достоверность расчета по (18) будет тем выше, чем меньше относительная площадь полуактивной зоны $1 - S^*_{\text{а}}$.

В качестве примера была рассчитана эффективность улавливания одним и четырьмя полями электрофильтра УГ2-4-37, установленного на одном из магнезитовых комбинатов, где наблюдается развитая обратная корона и предполагается внедрить питание фильтра знакопеременным напряжением. Расчеты производились в предположении $U_+ = U_- = U_{\text{раб}}$. Исходные данные для расчета приведены ниже.

	$U_{\text{раб}}$, кВ	U_0 , кВ	H , см	a , см	r_0 , см	L , м	T , К
Значение	35	20	13,7	17,5	0,03	4×2,5	453

	μ , кг/мс	\bar{a} , м/с	a_{50} , мкм	σ_1	κ_1	S^*	$\kappa_{\text{ш}}$
Значение	$0,246 \times 10^{-4}$	0,7	6	1,7	1,15	0,883	0,8

Здесь μ — вязкость газа; d — расстояние между коронирующими электродами; r_0 — эквивалентный радиус коронирующего электрода. При определении t^*_{\pm} принято $E_{\text{пр.}\pm} \approx 30$ кВ/см; $\epsilon_c = 4$. Расчетная частота знако-

переменного напряжения при плотности тока $j=3 \times 10^{-4} \text{ А/м}^2$ оказалась равной 0,714 Гц. Результаты расчетов представлены ниже:

S^*_a	1	0,883
$L, \text{ м}$	2,5	10
η_{\sim}	0,914	0,9988
η_{\sim}	0,94	0,9995
	0,864	0,983
	0,894	0,993

При анализе этих данных следует учитывать, что степень очистки при постоянном напряжении из-за обратной короны значительно ниже значений η_{\sim} , рассчитанных без учета этого фактора. Так, при $S^*_a = 0,883$ и $L=10 \text{ м}$ измеренная в промышленных условиях степень очистки не превышала $\eta=0,92$, т. е. с учетом недозарядки частиц их просок в результате устранения обратной короны должен снизиться по крайней мере в несколько раз. Кроме того, следует учесть, что, устранив обратную корону, можно будет поднять рабочее напряжение 4 по сравнению с напряжением при условии существования обратной короны.

Выводы. 1. Определены области допустимых значений интервалов t_+ и t_- . Размеры этой области увеличиваются по мере уменьшения отношения ρ_V/ρ_{VCP} и увеличения падения напряжения на осажденном слое.

2. Расчеты степени очистки газа по предложенной упрощенной методике показывают, что недозарядка

частиц, обусловленная конечными значениями времен переключения полярности питающего знакопеременного напряжения, ведет к некоторому снижению эффективности улавливания по сравнению со случаем питания постоянным напряжением в условиях отсутствия обратной короны. Однако в целом из-за устранения обратной короны и увеличения рабочего напряжения использование питания знакопеременным напряжением позволит существенно снизить просок пыли через электрофильтр.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 548315 (СССР). Способ питания электрофильтров, улавливающих высокомоные пыли / К. Ш. Шустер, И. С. Шеваленко, Г. З. Мирзабекян. Опубл. в Б. И. 1977, № 8.
2. Верещагин И. П., Левитов В. И. и др. — Основы электротехники дисперсных систем. — М.: Энергия, 1974.
3. Дзиган В. П., Мирзабекян Г. З., Шеваленко И. С. Определение условий, исключающих возникновение обратной короны при питании электрофильтра напряжением переменной полярности. — Электричество, 1978, № 11, с. 25—30.
4. Левитов В. И., Решидов И. К., и др. — Дымовые электрофильтры. — М.: Энергия, 1980.
5. Мирзабекян Г. З. — Методика учета полидисперсности частиц аэрозоля при анализе процессов осаждения в устройствах электронно-ионной технологии. — В кн.: Сильные электрические поля в технологических процессах. — М.: Энергия, 1979, вып. 3.

[15.08.80]



УДК 621.314.21.013.1.014.2:537.312.62

Переключатели магнитного потока в электротехнических устройствах трансформаторного типа

ЯКИМЕЦ И. В., канд. техн. наук
ЭНИН им. Г. М. Кржижановского

В настоящее время развитие физики сверхпроводников сделало возможным создание индукционных преобразователей магнитного потока на основе замкнутого многостержневого магнитопровода сверхпроводящими экранами. Компенсация или локализация магнитного потока, проходящего через сверхпроводящий контур, позволяют рассматривать его в роли переключателя магнитного потока (ПМП), аналогичного по своим характеристикам вентильным элементам. Принцип действия таких устройств не требует изменения характеристик намагничивания магнитопровода и целиком основан на зависимости магнитной связи обмоток от значений потоков и последовательности их суммирования.

Возможные области применения ПМП многообразны: выключатели индукционного типа, токоограничители, устройства регулирования напряжения трансформаторов под нагрузкой, органы управления автоматической системой, логические элементы и т. д. Особенно перспективно применение ПМП в сверхпроводящих электротехнических устройствах, поскольку в отличие от криотрона они могут использоваться для управления в цепях с нулевым активным сопротивлением.

В качестве одной из ближайших областей применения могут рассматриваться комбинированные

устройства, объединяющие функции регулируемого трансформатора, выключателя и токоограничителя [1]. Общие требования, которым должно отвечать такое устройство: преобразование и регулирование напряжения в нормальном режиме, ограничение аварийного тока, многократное отключение линии. При использовании в сверхпроводящих ВЛ оно должно удовлетворять также требованиям эффективного теплового разделения тепловой и холодной зон линии и обеспечения уровня и времени ограничения тока, необходимых для стабилизации сверхпроводящего состояния ВЛ.

Регулируемые трансформаторы со сверхпроводящими экранами. Принципиальные схемы одного из вариантов одно- и трехфазного регулируемого трансформатора показаны на рис. 1 и 2. В однофазном исполнении устройство выполнено в виде трехстержневого магнитопровода с размещенными на нем односекционной, двухсекционной и экранирующей обмотками. Односекционная w_1 и экранирующая w_3 обмотки расположены на разных стержнях. Секции w_2 и w_4 объединены так, что при отсутствии экранирования (сверхпроводящий экран разомкнут) суммарная э. д. с. двухсекционной обмотки равна нулю, т. е. магнитной связи между двухсекционной и односекционной обмотками нет. В общем случае соответствующим подбором

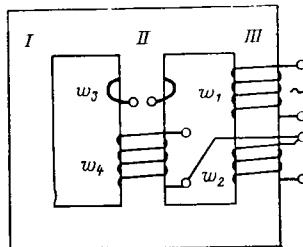


Рис. 1. Принципиальная схема однофазного регулируемого трансформатора

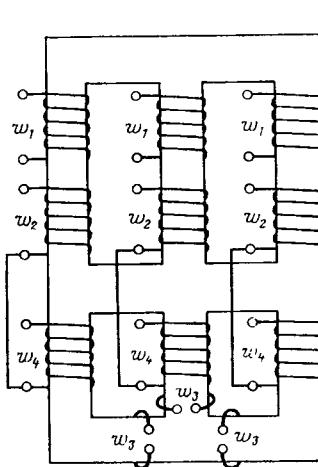


Рис. 2. Принципиальная схема трехфазного регулируемого трансформатора

витков w_2 , w_4 или распределением потоков в магнитопроводе можно обеспечить различное значение суммарной э. д. с. (вплоть до отрицательного). Устройство является обратимым, т. е. питающими могут быть как односекционная, так и двухсекционная обмотки. При замкнутом сверхпроводящем экране поток не проходит в стержень секции w_4 и устройство работает как обычный трансформатор. При использовании устройства в качестве регулируемого ввода электрической энергии в сверхпроводящую линию одна из обмоток выполняется сверхпроводящей.

Трехфазная конструкция (рис. 2) выполнена на базе трехстержневого магнитопровода с дополнительными ярмами. Вторичная обмотка разделена на секции w_2 и w_4 , причем секция w_2 расположена на части стержня с первичной обмоткой, а w_4 — на другой части, отделенной от первой дополнительным ярмом. Экранирующие обмотки w_3 расположены на нижних ярмах магнитопровода. В аварийном режиме напряжение на трех фазах устройства либо одно из линейных или фазных напряжений на защищаемой стороне обмотки трансформатора становится равным нулю. Одно- или трехфазный режим отключения при различных схемах соединения обмоток обеспечиваются соответствующей топологией экранов. В нормальном режиме устройство работает как обычный трансформатор с несколько увеличенной индуктивностью рассеяния одной из обмоток.

Для обеспечения приемлемых тепловых характеристик переключателя магнитного потока в режиме длительного токоограничения целесообразно последовательно с устройством включать пофазные разъединители. Поскольку принцип отключения сводится к шунтированию места к. з., то ограничения, накладываемые на многократность действия АПВ обычными выключателями, в данном случае отсутствуют.

Для построения схемы замещения устройства рассмотрим уравнения электрического равновесия обмоток однофазного трансформатора с сверхпроводящим экраном в качестве третьей обмотки:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ -\dot{V}_2 \\ -V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & -z_{12} & -z_{13} \\ -z_{21} & z_{22} & -z_{23} \\ -z_{31} & -z_{32} & z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $z_{11}=r_1+jx_{11}$; $z_{22}=r_2+j(x_{22}+x_{44}-2x_{24})$; $z_3=r_3+jx_{33}$ — полные сопротивления первичной, вторичной обмоток и экрана; $z_{21}=z_{12}=j(x_{12}-x_{14})$; $z_{13}=z_{31}=jx_{13}$, $z_{32}=z_{23}=j(x_{23}-x_{34})$ — взаимные сопротивления обмоток.

На рис. 3, а представлена эквивалентная схема замещения устройства, соответствующая уравнению (1). Параметры схемы, содержащей три независимых контура a , b , c , следующие:

$$\begin{aligned} z_a &= z_{11} - z_{13} - z_{12}; & z_{ab} &= z_{12}; \\ z_b &= z_{22} - z_{23} - z_{12}; & z_{ac} &= z_{13}; \\ z_c &= z_{33} - z_{13} - z_{23}; & z_{bc} &= z_{23}. \end{aligned} \quad (2)$$

Сопротивления z_a , z_b , z_c соответствуют индуктивностям рассеяния и активным сопротивлениям первичной, вторичной обмоток и экранам; сопротивления z_{ac} , z_{ab} , z_{bc} характеризуют магнитную связь. Режим работы устройства определяется изменением сопротивления экрана z_c . Учитывая условие $z_{ab}=0$, эквивалентную схему рабочего режима можно представить в виде, показанном на рис. 3, б, или, преобразуя треугольник $z_c z_{ac} z_{bc}$ в звезду, можно получить известную T -образную схему замещения трансформатора. Параметры T -образной схемы представляют собой сопротивления обычного двухобмоточного трансформатора, образованного обмотками w_1 и w_2 на двухстержневом магнитопроводе, т. е. без учета экранированного стержня.

В режиме токоограничения, когда сопротивление z_c становится достаточно большим, эквивалентная схема устройства распадается на две не связанные друг с другом цепи (рис. 3, в). Передача энергии во вторичную цепь прекращается и процесс затухания тока определяется параметрами вторичной обмотки и нагрузкой. Следует отметить, что в отличие от традиционных способов токоограничения, связанных с включением в цепь большого индуктивного сопротивления, устройство с ПМП дополнительно снижает связь нагрузки с источником питания и в предельном случае работает как выключатель.

Управление потоком в регулируемых трансформаторах с ПМП. По принципу управления ПМП можно разделить на управляемые и неуправляемые. В неуправляемом ПМП переключение магнитного потока осуществляется автоматически при достижении напряженностью переключаемого поля критического значения напряженности переключающего элемента, причем критические параметры этого элемента неизменны. В управляемом ПМП критические параметры переключающего элемента могут изменяться по любому заданному закону. Управление ПМП можно осуществить током, протекающим непосредственно по сверхпроводнику, внешним магнитным полем и тепловым полем. Так как для выполнения переключателя с низкой инерционностью требуется маловитковая конструкция, то для его управления могут быть использованы сильноточные крептотроны с небольшим обратным напряжением.

Для определения условий управления ПМП рассмотрим экранированный участок магнитопровода с сопротивлением R_a , заменив остальной магнитопро-

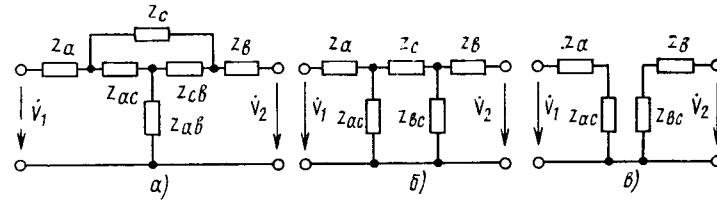


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения устройства

вод с обмотками эквивалентным генератором намагничающей силы F_0 . Поток, проходящий по стержню в отсутствие экрана,

$$\Phi_0 = \frac{F_0}{(R_0 + R_a)}, \quad (3)$$

где R_0 — магнитное сопротивление эквивалентного генератора.

При представлении экрана в виде обмотки, связанной с потоком в стержне Φ_m и потоком рассеяния Φ_s , система электромагнитных уравнений участка будет иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \dot{F}_a + \dot{F}_s &= R_a \Phi_m; \\ \dot{F}_s - \Phi_m R_0 &= \dot{F}_a; \\ \dot{I}_s [r_h + j\omega (L_h + L_s)] + j\omega \dot{\Phi}_m &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где L_h , r_h — внешние индуктивность и активное сопротивление экрана; \dot{I}_s — комплекс тока в экране.

Учитывая, что $\dot{F}_s = \omega_s \dot{I}_s$, $L_s = L_s + \frac{\omega^2 s}{R_0 + R_a}$ и ре-

шая (4) совместно с (3), выразим поток в стержне через исходный поток Φ_0 в виде:

$$\Phi_m = \Phi_0 \sqrt{\frac{(\alpha_s + \alpha_h) + \beta^2}{(1 + \alpha_h)^2 + \beta^2}} e^{j\varphi}, \quad (5)$$

где

$$\varphi = \arctg \frac{\beta(\alpha_s - 1)}{(\alpha_s + \alpha_h)(1 + \alpha_h) + \beta^2}, \quad \alpha_s = L_s / L_s, \quad \alpha_h = L_h / L_s, \\ \beta = r_h / \omega L_s.$$

Из последнего выражения видно, что при отсутствии активного сопротивления в цепи экрана ($\beta = 0$) поток, пропускаемый экраном, определяется индуктивностью рассеяния экрана и нагрузкой, и совпадает по фазе с исходным потоком

$$\Phi_m = \Phi_0 \frac{\alpha_s + \alpha_h}{1 + \alpha_h}. \quad (6)$$

При введении в цепь экрана большого активного сопротивления ($\beta \gg 1$) или индуктивности ($\alpha_h \gg 1$) экран полностью пропускает исходный поток ($\Phi_m = \Phi_0$). В связи с этим можно говорить о двух способах управления потоком: резистивном и индуктивном. Включение в цепь экрана активного сопротивления осуществляет дискретное изменение выходного напряжения (токоограничитель и выключатель), а включение управляемой сверхпроводящей индуктивности открывает перспективу использования устройств в качестве трансформатора с плавным регулированием напряжения под нагрузкой. Следует отметить, что регулирование магнитного потока с помощью управляемой индуктивности исключает дополнительные тепловыделения, связанные с переходом сверхпроводящего экрана в нормальное состояние.

Для количественной оценки условий коммутации можно принять, что пропускание потока, не превосходящего по значению $\epsilon \Phi_0$ (где ϵ — малая величина), соответствует замыканию экрана, а пропускание потока большого ($1 - \epsilon$) Φ_0 — размыканию. Исходя из условий коммутации диапазон изменения величин α_s , α_h , β при значении $\epsilon \ll 1$ определяется соотношениями:

в режиме замкнутого экрана

$$(\alpha_s + \alpha_h)^2 + \beta^2 \ll \epsilon^2 (1 + \alpha_h)^2; \quad (7)$$

в режиме разомкнутого экрана

$$\frac{(\alpha_s + \alpha_h)^2}{(1 + \alpha_h)^2} + \frac{\beta^2}{(1 + \alpha_h)^2 / 2\epsilon} \gg 1. \quad (8)$$

В режиме замкнутого экрана величина α_s и β заключены внутри окружности с радиусом $\rho = \epsilon(1 + \alpha_h)$, причем смещение центра окружности по оси ординат определяется величиной индуктивности нагрузки α_h . Область значений α_s , β , удовлетворяющая условию размыкания экрана, лежит в первом квадранте выше кривой эллипса (8) и ниже уровня $\alpha_s = 1$.

В режиме экранирования отсутствие фазового сдвига между потоками Φ_m и Φ_0 обеспечивается малым значением активного сопротивления в цепи экрана $\beta \ll \alpha_h + \alpha_s$. При этом, если нагрузку экрана составляет управляемый реактор с относительной индуктивностью $\alpha_p = L_p / L_s$, то изменение потока возможно в пределах от λ_{\min} до λ_{\max} , где

$$\lambda_{\max} = \frac{\alpha_p \max}{1 + \alpha_p \max}; \quad \lambda_{\min} = \frac{\alpha_p \max^k}{1 + \alpha_p \max^k}, \quad (9)$$

k — отношение наименьшего значения индуктивности реактора к его наибольшему. В соответствии с (9) оптимальное значение индуктивности реактора, определяющее наибольший диапазон изменения потока $\Delta \lambda_{\max}$, равно

$$\alpha_{p \text{ opt}} = \sqrt{\frac{1}{k}}.$$

Переходные процессы в трансформаторах с ПМП. В [2] проведен подробный анализ характера переходного процесса однофазного трансформатора с ПМП в режиме ограничения и пропускания потока. Анализ показывает, что при размыкании сверхпроводящего экрана токи рабочих обмоток содержат две компоненты: быстрозатухающую, обусловленную параметрами экрана, и составляющие с декрементами затухания, обусловленными параметрами обмоток и нагрузки.

Большая величина декремента затухания, соответствующего условию размыкания экрана (7) — (8), позволяет рассматривать сверхпроводящую экранирующую обмотку на магнитопроводе как вентильное устройство потока, работающее в ключевом режиме. В связи с этим коммутационные процессы в электротехнических устройствах с ПМП могут анализироваться с точки зрения изменения параметров магнитной цепи устройства, вызванного послекоммутационным распределением потоков. При этом для расчета переходного процесса используется принцип непрерывности суммарного потокосцепления, на основе которого рассчитываются независимые начальные условия коммутационного режима.

Рассматривая устройство с ПМП как двухобмоточный трансформатор и учитывая нарушение магнитной связи между обмотками при коммутации экрана имеем для определения начальных токов переходного процесса следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} i_1(0) &= \frac{x_{11} i_1(0_-) + x_{12} i_2(0_-)}{x'_{11}}; \\ i_2(0) &= \frac{x_{22} i_2(0_-) + x_{21} i_1(0_-)}{x'_{22}}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $i_1(0_-)$, $i_2(0_-)$, x_{11} , x_{22} , x_{12} , x_{21} и $i_1(0)$, $i_2(0)$, x'_{11} , x'_{22} — соответственно коммутационные и послекоммутационные значения начальных токов и параметров обмоток.

Для расчета переходных режимов в трехфазном устройстве целесообразно использовать уравнения трансформатора в комплексных переменных [3], которые в оперативной форме (преобразование Хевисай-

да) и относительных единицах имеют вид:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_{10} + \bar{V}_1 \\ \bar{V}_{20} + \bar{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + px_{11} & px_{12} \\ px_{21} & r_2 + px_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где

$$x_{11} = x_{1s} + \frac{3}{2} x_m; \quad x_{22} = x_{2s} + \frac{3}{2} x_m;$$

$$x_{12} = \frac{3}{2} x_m \quad x_{21} = \frac{3}{2} x_m;$$

$I_1, I_2, \bar{V}_1, \bar{V}_2$ — комплексы токов и напряжений в области изображений; $\bar{V}_{10}, \bar{V}_{20}$ — напряжения, соответствующие начальным значениям токов в области изображений;

$$\bar{V}_{10} = p(x_{11}\bar{I}_{10} + x_{12}\bar{I}_{20});$$

$$\bar{V}_{20} = p(x_{22}\bar{I}_{20} + x_{21}\bar{I}_{10}).$$

При симметрии питающих напряжений

$$\bar{V}_1 = \frac{3}{2} u_{\max} e^{j(t+\varphi)},$$

где u_{\max} — амплитудное значение приложенного напряжения; φ — начальная фаза включения напряжений.

Характеристическое уравнение системы (11) имеет вид:

$$\Delta = x_{11}x_{22}\sigma[\sigma\rho'_1\rho'_2 + p(\rho'_1 + \rho'_2) + p^2] = 0, \quad (12)$$

где

$$\rho'_1 = \frac{r_1}{x_{11}\sigma} = \frac{\rho_1}{\sigma};$$

$$\rho'_2 = \frac{r_2}{x_{22}\sigma} = \frac{\rho_2}{\sigma}; \quad \sigma = 1 - \frac{x_{12}x_{21}}{x_{11}x_{22}}.$$

Если активные сопротивления в цепях трансформатора малы, то корни характеристического уравнения с достаточной точностью определяются как

$$p_1 = -\frac{\rho_1\rho_2}{\rho_1 + \rho_2}; \quad p_2 = -(\rho'_1 + \rho'_2). \quad (13)$$

При $\bar{V}_2 = 0$ и нулевых начальных условиях выражения комплексов токов первичной и вторичной обмоток, полученные в результате решения системы уравнений (11) и перехода к функции времени с помощью формул разложения, имеют вид:

$$\begin{aligned} \bar{I}_1(t) = & \frac{3u_{\max}e^{j\varphi}}{2x_{11}\sigma} \left[\frac{(\rho_2 + j)e^{jt}}{(j - \rho_1)(j - \rho_2)} + \frac{(\rho_2 + \rho_1)e^{p_1 t}}{(p_1 - j)(p_1 - \rho_2)} + \right. \\ & \left. + \frac{(\rho_2 + \rho_2)e^{p_2 t}}{(p_2 - j)(p_2 - \rho_1)} \right]; \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_2(t) = & -\frac{3u_{\max}x_{21}e^{j\varphi}}{2x_{11}x_{22}\sigma} \left[\frac{je^{jt}}{(j - \rho_1)(j - \rho_2)} + \right. \\ & \left. + \frac{p_1 e^{p_1 t}}{(p_1 - j)(p_1 - \rho_2)} + \frac{p_2 e^{p_2 t}}{(p_2 - j)(p_2 - \rho_1)} \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

Переход к мгновенным фазным переменным осуществляется с помощью матрицы обратного преобразования T [3]:

$$i_k = \operatorname{Re} \{ \bar{I} \bar{T} \}. \quad (16)$$

Для трехфазной несимметричной обмотки

$$T = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (\sin \alpha_3 - \sin \alpha_2) + j(\cos \alpha_3 - \cos \alpha_2) \\ (\sin \alpha_1 - \sin \alpha_3) + j(\cos \alpha_1 - \cos \alpha_3) \\ (\sin \alpha_2 - \sin \alpha_1) + j(\cos \alpha_2 - \cos \alpha_1) \end{bmatrix}; \quad (17)$$

$$\Delta = \sin(\alpha_1 - \alpha_2) + \sin(\alpha_2 - \alpha_3) + \sin(\alpha_3 - \alpha_1).$$

При симметричном магнитопроводе $\alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 =$

$= 120^\circ, \alpha_3 = 240^\circ$ и тогда

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j240^\circ} \\ e^{j120^\circ} \end{bmatrix}$$

Уравнения (11) и выражения токов (14) — (17) используются для расчета переходных процессов, вызванных внешними возмущениями. При этом режимы к. з. или изменения питающих напряжений можно рассматривать как включение на напряжение соответствующей величины и противоположное тому, которое имелось до момента возмущения.

Переходные процессы, вызванные коммутацией ПМП имеют как бы внутренний характер, поскольку изменяют магнитную связь обмоток. При симметричном размыкании экранов трехфазного устройства система (11) распадается на два независимых уравнения:

$$\begin{aligned} \bar{V}_1 + \bar{V}_{10} &= (r_1 + px_{11}) \bar{I}_1; \\ \bar{V}_2 + \bar{V}_{20} &= (r_2 + px_{22}) \bar{I}_2 \end{aligned} \quad (18)$$

Решая уравнения (18) при условии $\bar{V}_2 = 0$ и переходя из области изображений к функциям вещественного переменного t , имеем

$$\begin{aligned} \bar{I}_1(t) &= \frac{3u_{\max}}{2x_{11}} \left(\frac{e^{jt} - e^{\rho_1 t}}{\rho_1 + j} \right) + \bar{I}_1(0) e^{-\rho_1 t}; \\ \bar{I}_2(t) &= \bar{I}_2(0) e^{-\rho_2 t}, \end{aligned} \quad (19)$$

где $\rho_1 = r_1/x_{11}$; $\rho_2 = r_2/x_{22}$.

При использовании выражений (19) следует учитывать, что начальные значения токов $\bar{I}_1(0), \bar{I}_2(0)$ связаны с документационными значениями $\bar{I}_1(0), \bar{I}_2(0)$ соотношением (10). Переход к мгновенным фазным переменным аналогичен (16), (17).

Одним из преимуществ бесконтактных трансформаторных выключателей является возможность работы в режимах многократного АПВ. В линиях электропередачи условия осуществления многократного отключения определяются временем деионизации пространства электрической дуги и необходимыми запасами сжатого воздуха для обеспечения действия воздушного выключателя в соответствии с установленной кратностью работы. Бесконтактный принцип коммутации трансформатора с ПМП позволяет значительно уменьшить интервалы между последующими коммутациями.

Особый интерес представляет работа трехфазного трансформатора в режиме пофазного АПВ (ОАПВ), который можно обеспечить соответствующей топологией включения экранов. При размыкании одного и последовательном включении двух оставшихся в работе экранов (рис. 2) основной поток в стержне с разомкнутым экраном проходит в дополнительную обмотку, а два других также проходят через дополнительные обмотки, отражаются и изменяются по фазе. При наличии в последовательной цепи двух экранов переменной индуктивности L_p значение отраженного потока уменьшается и в предельном случае становится равным нулю. Общее сопротивление потокам при размыкании одного из экранов определяется практически всей магнитной системой трансформатора, причем наличие нагруженной обмотки на дополнительном магнитопроводе симметрирует магнитную схему [4].

Коммутация экранов обуславливает изменение положений магнитных осей фаз вторичной обмотки трансформатора. В связи с этим использование для

расчета переходных процессов комплексного преобразования переменных, непосредственно учитывая положение магнитных осей, наиболее целесообразно. Переходный процесс отключения одной фазы можно рассматривать как наложение двух режимов: режима размыкания экранов [(18), (19)] и включение трансформатора с неполным числом фаз.

При работе двух фаз операторные уравнения трансформатора в комплексной форме имеют вид:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{V}_1 + \bar{V}_{01} = z_{11} \bar{I}_1 + z_{12} \bar{I}_{12}; \\ \bar{V}_1 + \bar{V}_{01}^* = z_{11} \bar{I}_1 - z_{12} \bar{I}_2 e^{-j(\alpha_{21} + \alpha_{22})}; \\ -\bar{V}_2 + \bar{V}_{02} = z_{22} \bar{I}_2 + z_{21} \bar{I}_1 + z'_{21} \bar{I}_1 - \\ -z'_{22} \bar{I}_2 e^{-j(\alpha_{21} + \alpha_{22})}; \\ -\bar{V}_2 + \bar{V}_{02}^* = -z_{22} \bar{I}_2 e^{-j(\alpha_{21} + \alpha_{22})} + \\ + z_{21} \bar{I}_1^* + z'_{21} \bar{I}_1 + z'_{22} \bar{I}_2, \end{array} \right\} \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} z_1 &= (\rho_1 + p) x_{11}; \quad x_{11} = x_{s1} + \frac{3}{2} x_m; \\ z_{12} &= \frac{3}{2} p x_m; \quad z_{21} = p x_m; \\ z'_{21} &= z'_{22} = \frac{1}{2} p (e^{j2\alpha_{21}} + e^{j2\alpha_{22}}) x_m; \\ z_{22} &= (\rho_2 + p) x_{22}; \quad x_{22} = x_{s2} + x_m; \quad x_m = \frac{2}{3} x_\mu; \\ \rho_1 &= \frac{r_1}{x_{11}}; \quad \rho_2 = \frac{r_2}{x_{22}}; \end{aligned}$$

x_μ — индуктивное сопротивление намагничивающей ветви в схеме замещения трансформатора для симметричного режима; x_{s1} , x_{s2} — индуктивные сопротивления рассеяния первичной и вторичной обмоток; ρ_1 , ρ_2 — коэффициенты затухания; α_{21} , α_{22} — углы, определяющие положение магнитных осей фаз вторичной обмотки.

Комплекс тока вторичной обмотки определялся как

$$\bar{I}_2 = i (e^{j\alpha_{21}} - e^{j\alpha_{22}}) = -\bar{I}_2^* e^{j(\alpha_{21} + \alpha_{22})}.$$

Напряжение вторичной обмотки

$$\bar{V}_2 = z_{12} \bar{I}_2 + \bar{u}_0, \quad (21)$$

где $z_{12} = p x_{12} + r_{12}$; $\bar{u}_0 = \varphi_0 (e^{j\alpha_{21}} + e^{j\alpha_{22}}) = \bar{u}_0^* e^{j(\alpha_{21} + \alpha_{22})}$;

φ_0 — потенциал нулевой точки в цепи нагрузки.

Подставляя (21) в (20), умножая последнее уравнение на $e^{j(\alpha_{21} + \alpha_{22})}$ и вычитая полученный результат из представленного уравнения, получаем приведенную систему:

$$\left[\begin{array}{c} \bar{V}_1 + \bar{V}_{01} \\ \bar{V}_1 + \bar{V}_{01}^* \\ \bar{V}_{02n} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccc} z_{11} & z_{12} & 0 \\ 0 & -z_{12} e^{-j(\alpha_{21} + \alpha_{22})} & z_{11} \\ z_{21n} & z_{22n} & z'_{21n} \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_1^* \end{array} \right], \quad (22)$$

где

$$\begin{aligned} z_{21n} &= \frac{1}{2} p x_{21n}; \quad z'_{21n} = -\frac{1}{2} p e^{j(\alpha_{21} + \alpha_{22})} x_{21n}; \\ x_{21n} &= 2x_m [1 - \cos(\alpha_{21} - \alpha_{22})]; \quad z_{22n} = x_{22n} (\rho_{22n} + p); \\ x_{22n} &= 2x_{s2} + 2x_{12} + 2x_m [1 - \cos(\alpha_{21} - \alpha_{22})]; \end{aligned}$$

$$r_{22n} = 2r_2 + 2r_{12}; \quad \rho_{22n} = \frac{r_{22n}}{x_{22n}};$$

\bar{V}_{01} и $\bar{V}_{02n} = \bar{V}_{02} - \bar{V}_{02}^* e^{j(\alpha_{21} + \alpha_{22})}$ — напряжения, соответствующие начальным значениям токов в области изображений.

Характеристическое уравнение системы (22) имеет вид

$$\Delta = -x_{11} x_{22n} \sigma \left[p^3 + \frac{\rho_{22n} + \rho_1 (1 + \sigma)}{\sigma} p^2 + \right. \\ \left. + \frac{2\rho_1 \rho_{22n} + \rho_1^2}{\sigma} p + \frac{\rho_1^2 \rho_{22n}}{\sigma} \right] = 0, \quad (23)$$

где σ — коэффициент рассеяния обмоток.

Корни характеристического уравнения:

$$p_1 = -\frac{\rho_{22n}}{\sigma}; \quad p_2 = -\frac{\rho_1 (1 + \sigma)}{2\sigma}; \quad p_3 = -\rho_1. \quad (24)$$

Комплексные значения токов обмоток, полученные в результате решения (22) для случая включения трансформатора на двухфазный режим ($\bar{V}_{10} = \bar{V}_{10}^* = \bar{V}_{02n} = 0$) имеют вид:

$$\begin{aligned} \bar{I}_2(t) &= \frac{3u_{\max}\mu}{2x_{12}\sigma} \left(\sin \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} - j \cos \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) \times \\ &\times \left[\sin \psi_1 \sin \psi_2 \cos \left(\psi_1 + \psi_2 + \varphi + t - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) - \right. \\ &- \frac{e^{p_1 t}}{p_2 - p_1} \cos \psi_1 \sin \left(\psi_1 + \varphi - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) + \\ &\left. + \frac{e^{p_2 t}}{p_2 - p_1} \cos \psi_2 \sin \left(\psi_2 + \varphi - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) \right]; \quad (25) \end{aligned}$$

$$\bar{I}_1(t) = \frac{x_{12}}{x_{11}} \bar{I}_2 - j \frac{3u_{\max}}{2x_{11}} + j \frac{3u_{\max} e^{j\varphi} e^{p_2 t}}{2x_{11}}, \quad (26)$$

где $\psi_1 = \arctg \frac{1}{p_1}$; $\psi_2 = \arctg \frac{1}{p_2}$; $\mu = \frac{x_{12} x_{21n}}{x_{11} x_{22n}} = 1 - \sigma$ — коэффициент магнитной связи обмоток.

Переход к мгновенным значениям фазных переменных осуществляется на основе матриц обратного преобразования:

для двухфазной обмотки

$$i = \frac{\bar{I}_2}{e^{j\alpha_{21}} - e^{j\alpha_{22}}};$$

для трехфазной симметричной

$$i_k = \operatorname{Re} \frac{2}{3} \left\{ \begin{array}{c} 1 \\ e^{j240^\circ} \\ e^{j120^\circ} \end{array} \right\} \bar{I}_1.$$

В частности, для мгновенного значения тока вторичной обмотки имеем:

$$\begin{aligned} i_2(t) &= \frac{3u_{\max}\mu}{4x_{12}\sigma \sin \frac{\alpha_{22} - \alpha_{21}}{2}} \left[\sin \psi_1 \sin \psi_2 \cos \left(\psi_1 + \psi_2 + \right. \right. \\ &\left. \left. + \varphi + t - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) - \frac{e^{p_1 t}}{p_2 - p_1} \cos \psi_1 \sin \left(\varphi + \psi_1 - \right. \right. \\ &\left. \left. - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} + \frac{e^{p_2 t}}{p_2 - p_1} \cos \psi_2 \sin \left(\varphi + \psi_2 - \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22}}{2} \right) \right); \quad (27) \right. \end{aligned}$$

При использовании (25) — (27) следует учитывать, что параметры x_{11} , x_{22n} , x_{21n} , x_{12} , σ , μ , p_1 , p_2 , входящие в эти выражения, соответствуют значению x_m , определяемому полной магнитной системой устройства.

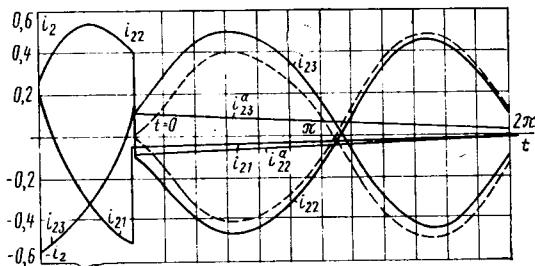


Рис. 4. Изменение фазных токов вторичной обмотки трехфазного трансформатора при отключении одной фазы

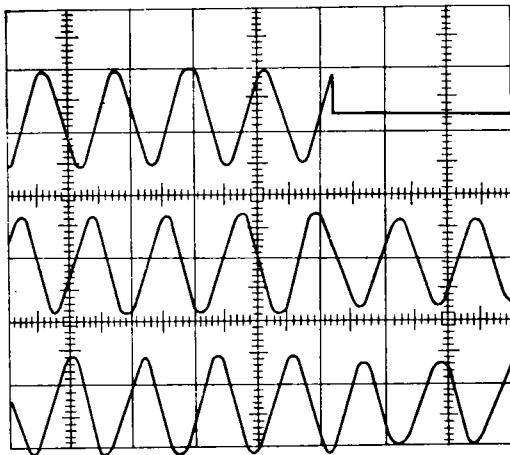


Рис. 5. Осциллограмма токов вторичной обмотки при отключении одной фазы

В токах переходного режима учитывается как топология экранов (углы α), так и возможность плавного регулирования с помощью управляемой индуктивности в цепи экранов (коэффициенты магнитной связи и рассеяния μ и σ).

Последовательность расчета переходного процесса рассмотрим на примере отключения одной фазы модели трехфазного устройства размыканием сверхпроводящего экрана. Фазное напряжение, приложенное к первичной обмотке, 25 В, ток вторичной обмотки 0,83 А, схема соединения λ/λ_0 , сопротивление нагрузки 10 Ом. Параметры модели, определенные экспериментально и приведенные к вторичной обмотке, в относительных единицах имеют следующие значения: $r_1=0,041$, $r_2=0,63$, $r_{12}=1$, $x_{s1}=0,22$, $x_{s2}=0,44$, $x_m=4,4$, $x'_m=4,22$. Параметр x_m соответствует режиму с замкнутыми экранами, x'_m — с разомкнутыми. За базисные значения приняты максимальные значения номинальных токов и напряжений, приведенные к вто-

ричной стороне: $u_6=11,75$ В, $I_6=1,17$ А, $z_6=10$ Ом, $l_6=1/314$.

По выражениям (11) — (19) находим: $x_{11}=6,88$; $x_{22}=7,1$; $x_{12}=6,66$; $x'_{12}=6,33$; $x'_{11}=6,55$; $x'_{22}=6,77$; $\mu=0,908$; $\sigma=0,092$; $\mu'=0,903$; $\sigma'=0,097$; $p_1=-6 \cdot 10^{-3}$; $p'_1=-6,2 \cdot 10^{-3}$; $p_2=-2,49$; $\rho_2=0,23$.

При $\varphi=0$ докоммутационные значения комплексов токов в соответствии с (14) — (15) определяются как

$$\bar{I}_1(0_-)=0,9e^{-j0,8}, \bar{I}_2(0_-)=-0,82e^{-j0,376}.$$

В момент коммутации происходит перераспределение токов обмоток (10):

$$\bar{I}_1(0)=0,229e^{-j1,57}, \bar{I}_2(0)=-0,2e^{j1,214}.$$

Послекоммутационный процесс определяется наложением двух режимов: размыканием экранов (19) и включением трансформатора на двухфазную работу (25) — (27). Параметры режима включения: $x_{11}=6,55$; $x_{12}=6,33$; $x_{21n}=12,66$; $x_{22n}=13,54$; $\alpha_{21}=120^\circ$; $\alpha_{22}=240^\circ$; $\mu=0,903$; $\sigma=0,07$; $p_1=-3,44$; $p_2=-0,047$; $\psi_1=-16,2$; $\psi_2=-87,3$; $\varphi=0$.

Кривые изменения фазных токов вторичной обмотки и осциллограмма токов этой обмотки при отключении одной фазы приведены на рис. 4 и 5. Как видно из кривых и осциллограммы, основное изменение токов обмоток происходит в момент коммутации экрана. Противофазное протекание токов двух оставшихся в работе фаз позволяет исключить при несимметричных отключениях токи нулевой последовательности.

Выводы. 1. Переключатели магнитного потока на основе сверхпроводников обладают достаточно высокими вентильными характеристиками, обеспечивающими как дискретное, так и плавное изменение потока в экранируемом магнитопроводе.

2. Процессы коммутации экранов в многофазных трансформаторах с ПМП приводят к изменению положения магнитных осей фаз, что обуславливает эффективность применения комплексного преобразования переменных для расчета электромагнитных характеристик устройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. № 608205 (СССР). Токоограничивающее устройство/Ш. И. Лутидзе, В. Г. Наровлянский, И. В. Якимец. Опубл. в Б. И. 1978, № 19.
2. Лутидзе Ш. И., Наровлянский В. Г., Якимец И. В. Работа переключателя магнитного потока в токоограничивающем устройстве. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1980, № 6.
3. Якимец И. В. Уравнения переходных процессов в выпрямителях с взаимоиндукцией. МИНХиГП. Электротехнические и электрофизические установки, 1976, № 118.
4. Лутидзе Ш. И., Наровлянский В. Г., Якимец И. В. Схемы замещения магнитных цепей в электромагнитных устройствах. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 5.

[23.03.81]



Энергетические показатели тиристорных регуляторов мощности с импульсно-ступенчатым управлением

ЯЦЕНКО А. А., канд. техн. наук
Отделение ВЭИ им. В. И. Ленина, Тольятти

В системах автоматизированного резистивного электронагрева все большее применение находят точные, быстродействующие надежные тиристорные регуляторы мощности активных нагрузок (ТРМ). От других устройств силовой преобразовательной техники того же класса — полупроводниковых преобразователей переменного напряжения (стабилизаторов, регуляторов, напряжения и тока) — ТРМ отличаются некритичностью элементов (секций) нагрузки к форме кривой протекающего через них тока. Это позволяет упростить задачи синтеза структур и алгоритмов управления ТРМ, повысить их энергетические показатели (увеличить к. п. д. и снизить потери энергии в сети) без значительного усложнения силовой схемы и системы управления, а также без применения специальных фильтро-компенсирующих устройств.

Наиболее распространенными способами управления ТРМ являются: фазоимпульсное (фазовое), заключающееся в отпирании тиристоров с периодичностью питающей сети ($T_p = T_c$), и числоимпульсное (широкоимпульсное) с периодом регулирования T_p , превышающим период питающей сети T_c в целое число раз ($T_p = qT_c$, $q \gg 1$). В первом способе регулирование потребляемой мощности производится изменением угла (фазы) отпирания тиристоров α , во втором — изменением целого числа периодов сети или длительности открытого состояния тиристоров λ в интервале каждого периода T_p ($\lambda T_c \leq T_p$). Как показано в [1 и 2], с точки зрения энергетических показателей, фазовое и широкоимпульсное (ШИМ) управления ТРМ с одним участком полного (от нуля до максимального значения) диапазона регулирования мощности являются эквивалентными, не обладающими какими-либо преимуществами один перед другим. Так, для ТРМ, содержащих параллельно-встречные синфазно управляемые тиристоры, коэффициент мощности, согласно рекомендации МЭК, определяется в виде

$$K_m = P/S = U_n/U_c,$$

где P и S — активная и полная мощности; U_n , U_c — действующие значения напряжения нагрузки и сети.

В известных источниках информации коэффициент мощности K_m рассматривается как энергетический показатель, отражающий уникальное свойство электротехнических систем (деформацию кривых тока и напряжения, сдвиг по фазе между ними), и, как правило, не акцентируется прямая связь этого понятия с общим физическим показателем эффективности преобразования энергии — коэффициентом полезного действия (к. п. д.). В данной статье понятию «коэффициент мощности» K_m придается поясняемый ниже смысл, основанный на физической интерпретации принципа работы ТРМ и других электротехнических систем как частных случаев процесса преобразования любого вида энергии, неизбежно связанного с ее «потерями». При этом особо подчеркивается, что коэффициент мощности K_m или эквивалентный ему по смыслу показатель не является самостоятельной энергетической характеристикой, дополняющей к. п. д., а представляет собой суть, неотъемлемую составную часть

последнего и, таким образом, присущую процессу преобразования (производства, передачи, потребления) любого вида энергии. При решении технических задач по повышению эффективности вентильных электротрансформаторов за счет рационализации их силовых схем и алгоритмов управления ими к. п. д. и коэффициент мощности K_m могут рассматриваться как синонимы.

Основные положения обобщенной теории энергетических показателей тиристорных регуляторов и преобразователей. В соответствии с основным физическим законом сохранения энергии под коэффициентом мощности K_m следует понимать количественный показатель влияния отклонения от оптимального действительного режима преобразования (в данном случае потребления) энергии (мощности) на величину «потерь» мощности P_n и к. п. д. η :

$$\left. \begin{aligned} P_n &= K_n P_1^2; \quad \eta = 1 - K_n P_1 \\ \text{или} \\ P_n &= K_p P_1^2 / K_m^2; \quad \eta = 1 - K_p P_1 / K_m^2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $K_n = K_p K_p$ — коэффициент потерь, зависящий от показателя K_p , характеризующего техническое совершенство системы (трение, вязкость, сопротивление и т. д.), и показателя K_p , характеризующего оптимальность режима преобразования энергии ($K_p = 1/K_m^2$, K_m — коэффициент мощности); P_1 — мощность на входе системы — среднее за единицу времени значение (плотность) энергии на рассматриваемом интервале времени T_p .

В частности для электротехнических систем (трех- и однофазных переменного тока, постоянного тока и т. д.) оптимальным режимом преобразования энергии (режимом, при котором $K_n = K_p$, $K_p = 1$, и $K_m = 1$) является такой режим, при котором обобщенная скорость (ток i) пропорциональна действующей силе (напряжению u) в каждый момент периода T_p (т. е. $i/u = di/du = \text{const}$ или, другими словами, форма кривой тока в соответствующем масштабе повторяет форму кривой напряжения). Всякое «дозирование», регулирование мощности, связанное с нарушением подобия между формами кривых тока и напряжения, является отклонением режима преобразования энергии от оптимального и сопровождается снижением однозначно связанных между собой показателей к. п. д. и K_m , увеличением потерь энергии.

Вывод зависимостей энергетических показателей ТРМ приведем в виде, отличающемся от принятого в [3 и 4] для полупроводниковых преобразователей переменного напряжения, как нам представляется, в более общем и наглядном. Указанные зависимости [5 и 7] справедливы как для фазового, так и для ШИМ управления, а также для импульсно-ступенчатого (непрерывно-ступенчатого) управления ТРМ с полным, ограниченным и состоящим из нескольких участков диапазонов регулирования и, кроме того, могут быть использованы для оценки энергетических показателей различных типов регуляторов постоянного тока, преобразователей переменного тока в постоянный и т. д.

Для упрощения расчета и повышения наглядности графиков необходимых зависимостей введем следующие относительные величины: $P_* = P/P_{\max}$ — относительная активная (полезная) мощность; $S_* = S/P_{\max}$ — относительная полная мощность; $N_* = N/P_{\max}$ — относительная пассивная мощность, где P и S — активная и полная мощность в заданной точке регулировочной характеристики [3 и 5];

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt;$$

$$S = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T u^2(t) dt} \sqrt{\int_0^T i^2(t) dt}; \quad (2)$$

N — пассивная мощность [5];

$$N = \sqrt{S^2 - P^2}; \quad (3)$$

$P_{\max} = P_0$ — принятая за базовую величину активная мощность.

Дальнейший анализ проведем в соответствии с основными связями и допущениями [1 и 2] и принятыми выше положениями обобщенной теории Энергетических показателей. Отметим, что понятие «пассивной» (паразитной — в отличие от полезной активной) мощности (3) является общим для любого из импульсно управляемых ТРМ и других видов регуляторов и преобразователей с постоянным периодом регулирования T_p [5 и 7]. Пассивная (паразитная) мощность N является интегральной фиктивной (расчетной) «мощностью», которая не может быть полезно использована потребителем, но которая вызывает дополнительные потери энергии (мощности) P_d , аналогичные потерям, вызванным полезной энергией (активной мощностью P_a), и тем самым снижает к. п. д. системы. Таким образом, по отношению к к. п. д., потерям энергии в электротехнических системах, пассивная мощность представляет собой объективную реальность, пренебрежение которой недопустимо.

Дополнительные потери (мощность P_d), вызванные в системе пассивной мощностью N , могут быть разложены на любое целесообразное для анализа число слагаемых, например, на потери, вызванные каждой из гармоник тока (напряжения), на потери, вызванные отдельно косинусными и синусными (активными и реактивными) составляющими этих гармоник и т. д. [5]. При этом выделение каждого нового слагаемого

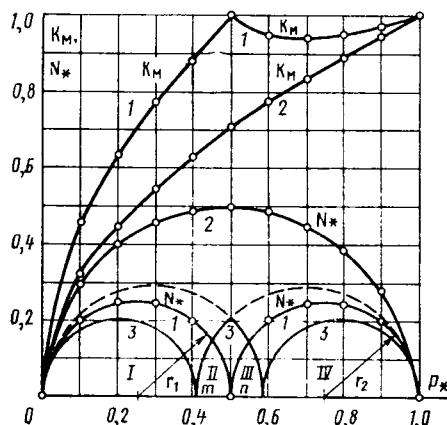


Рис. 1. Графики зависимостей $N_*(P_*)$ и $K_m(P_*)$ импульсных ТРМ.

1 — с непрерывно-ступенчатым управлением двумя ступенями; 2 — с непрерывно-ступенчатым управлением (одной ступенью); 3 — условно идеального импульсного регулятора с одним участком регулирования прямо пропорционален корню квадратному из величины P_* (кривая 2 на рис. 1); при этом коэффициент опти-

з из суммы дополнительных потерь $P_d = \sum_1^k P_{dk}$ связа- но с выделением второй степени соответствующей расчетной мощности в N^2 :

$$N^2 = \sum_1^k N_{dk}^2, \text{ например } N^2 = Q^2 + T^2 + M^2 + \dots,$$

где Q — реактивная мощность основной (первой) гармоники; T — мощность, обусловленная искажением (деформацией) формы тока или напряжения; M — мощность несимметрии (неравномерности) загрузки фаз источника.

В данной статье пассивная мощность рассматривается в своем наиболее общем интегральном виде без выделения отдельных составляющих, т. е.

$$N^2 = S^2 - P^2; P_*^2 = S_*^2 - P_*^2.$$

Зависимость к. п. д. (коэффициента оптимальности режима K_p) не от первой степени, а от K_m^2 ($K_p = 1/K_m^2$) особо подчеркивает важность проблемы повышения коэффициента мощности вентильных электроустановок. Повышение коэффициента K_m (уменьшение потерь энергии, повышение к. п. д.) регулируемых потребителей в общем случае достигается уменьшением производной dN/dP в каждой точке или на каждом из участков зависимости $N_*(P_*)$, например, за счет использования импульсно-ступенчатого управления ТРМ и другими видами вентильных преобразователей.

Энергетические показатели ТРМ с непрерывным и непрерывно-ступенчатым (импульсно-ступенчатым) управлением. Принцип импульсно-ступенчатого управления ТРМ заключается в том, что весь диапазон регулирования ($0 \leq P_* \leq 1$) формируют в виде нескольких участков, на границах которых коэффициент мощности K_m (или коэффициент оптимальности режима $K_p = 1/K_m^2$) близок или равен единице, а пассивная мощность N_* — нулю, что иллюстрируется графиками соответствующих зависимостей на рис. 1 (кривые 1 — для ТРМ с двумя участками регулировочной характеристики; кривые 2 — для ТРМ с полным диапазоном регулирования одной ступенью; кривые 3 — для ТРМ со специальным, описанным ниже, алгоритмом управления). Для ТРМ с несколькими участками регулировочной характеристики в диапазоне каждого n -го участка ($m_n \leq P_* \leq m_{n+1}$) зависимости

$$S_* = \sqrt{(m_n + m_{n+1}) P_* - m_n m_{n+1}}; \quad (4)$$

$$K_m = P_* / \sqrt{(m_n + m_{n+1}) P_* - m_n m_{n+1}}; \quad (5)$$

$$N_* = \sqrt{(m_n + m_{n+1}) P_* - m_n m_{n+1} - P_*^2}; \quad (6)$$

в достаточной степени характеризуют энергетические показатели импульсно-ступенчатых регуляторов [7] и являются общими по отношению к более известным зависимостям S , P , K_m от углов α для исследованных в [1—4] фазоимпульсных ТРМ с одним или двумя участками регулирования. Действительно, при полном диапазоне регулирования ($0 \leq P_* \leq 1$) на одном участке ($m_n = 0$; $m_{n+1} = 1$) из (5) находим $K_m = \sqrt{P_*} = U_h/U_c$, что соответствует рекомендуемому МЭК и может быть сформулировано в виде следующей закономерности: коэффициент мощности импульсного регулятора с одним участком регулирования прямо пропорционален корню квадратному из величины P_* (кривая 2 на рис. 1); при этом коэффициент опти-

мальности режима K_p обратно пропорционален величине P_* ($K_p=1/P_*$).

При секционировании нагрузки двумя элементами на первом (нижнем) участке регулировочной характеристики ($0 \leq P_* \leq m$)

$$K_m = \sqrt{P_*' / m}; \quad S_* = \sqrt{m P_*}; \quad N_* = \sqrt{P_* (m - P_*)}, \quad (7)$$

на втором (верхнем) участке регулирования ($m \leq P_* \leq 1,0$)

$$K_m = P_*' \sqrt{(m+1) P_* - m}; \quad N_* = \sqrt{(m+1) P_* - P_*^2 - m} \quad (8)$$

что также совпадает с известными зависимостями [2 и 6] после следующих преобразований. В ТРМ с фазоступенчатым управлением двумя участками регулирования ($m_1=m$, $m_2=1$) на нижнем участке ($0 \leq P_* \leq m$)

$$P_* = m \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right) \text{ и}$$

$$S_* = m \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha},$$

выражая одну из этих величин через другую $S_*(P_*)$, получаем

$$K_m = P_* / S_* = \sqrt{P_* / m};$$

$$S_* = \sqrt{m P_*}; \quad N_* = \sqrt{P_* (m - P_*)},$$

что полностью соответствует уравнениям (7).

На верхнем участке регулирования ($m \leq P_* \leq 1$) такого регулятора кривая входного тока (тока сети) определяется зависимостью $i_c(\vartheta)$:

$$i_c = \begin{cases} m I_m \sin \vartheta & \text{при } 0 \leq \vartheta \leq \alpha; \\ I_m \sin \vartheta & \text{при } \alpha \leq \vartheta \leq \pi. \end{cases}$$

Отсюда аналогично приведенному выше найдем

$$P_*(\alpha) = 1 + \frac{m-1}{\pi} \left(\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right);$$

$$S_* = \sqrt{1 + \frac{m^2-1}{\pi} \left(\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}$$

или, подставив $1 = (1+m-m)$, $(m^2-1) = (1+m)(m-1)$, получим

$$K_m = P_*' \sqrt{(m+1) P_* - m}; \quad N_* = \sqrt{P_* (m+1) - P_*^2 - m}$$

что, в свою очередь, полностью соответствует уравнениям (8).

В ТРМ с числоимпульсным (широкоимпульсным) управлением двумя участками регулирования ($m_1=m$ и $m_2=1$) на первом участке ($0 \leq P_* \leq m$)

$$P_* = m\gamma; \quad S_* = m \sqrt{\gamma},$$

где $\gamma = t_{pl}/T_p$ — длительность включенного состояния регулятора в интервале каждого периода регулирования T_p .

Выражая соответствующие зависимости через P_* , находим

$$S_* = \sqrt{m P_*}; \quad N_* = \sqrt{P_* (m - P_*)}; \quad K_m = P_* / S_* = \sqrt{P_* / m},$$

что аналогично выражениям для ТРМ с фазоступенчатым управлением.

На втором (верхнем) участке регулирования ($m \leq P_* \leq 1$)

$$P_* = m + (1-m)\gamma; \quad S_* = \sqrt{m^2 + (1-m^2)\gamma}$$

или, подставляя $m^2 = (1+m)m - m$, $(m^2-1) =$

$= (1+m)(m-1)$ получаем

$K_m = P_* / \sqrt{(m+1)P_* - m}; \quad N_* = \sqrt{P_* (m+1) - P_*^2 - m}$, что полностью соответствует зависимостям (8).

Общность зависимостей $S_*(P_*)$, $K_m(P_*)$, $N_*(P_*)$ при различных способах управления ТРМ позволяет сделать важный практический вывод, что в большинстве случаев одни и те же технические решения по повышению эффективности, разработанные для одного вида импульсных ТРМ, могут быть с успехом использованы в других ТРМ, а иногда и в других классах устройств силовой преобразовательной техники (например, в полупроводниковых выпрямителях, регуляторах или компенсаторах реактивной мощности). В качестве общего замечания следует также подчеркнуть, что в соответствии с обобщенной теорией энергетических показателей под относительной величиной полной мощности S_* здесь имеется в виду расчетная величина, вызывающая в системе действительные потери мощности P_{n*} при передаче потребителю заданной активной мощности P_* , т. е. при заданном режиме преобразования энергии ($P_{n*} = K_t P_* / K_m^2$).

Анализируя полученные выше результаты, обращаем внимание, что графиком зависимости (6), представленной в виде

$$N_*^2 + \left(P_* - \frac{m_n + m_{n+1}}{2} \right)^2 = \left(\frac{m_{n+1} - m_n}{2} \right)^2, \quad (9)$$

является полуокружность с радиусом $\tau = (m_{n+1} - m_n) / 2$ (рис. 1). Отметим при этом еще ряд общих положений анализа качества электроэнергии. Источником дополнительных потерь энергии в системе «источник — сеть — потребитель» является пассивная («паразитная») мощность N_* . Коэффициент мощности K_m для характеристики этих потерь, определяющих несовершенство режима преобразования энергии, является менее наглядным показателем, хотя величины N_* и K_m являются однозначно взаимосвязанными. При решении задачи повышения эффективности ТРМ при конкретной схемной его структуре предпочтительным является снижение максимального уровня или среднего значения мощности N_* по сравнению с повышением максимальной величины или среднего значения коэффициента мощности K_m . В общем случае эти две цели не могут быть достигнуты одновременно.

На определенном (n -ом) участке регулирования ТРМ с импульсно-ступенчатым управлением минимальный коэффициент мощности [5]

$$K_{m \min} = \frac{2 \sqrt{m_n m_{n+1}}}{m_n + m_{n+1}} \quad (10)$$

при относительных величинах активной и пассивной мощностей

$$P_* = \frac{2m_n m_{n+1}}{m_n + m_{n+1}}; \quad N_* = \frac{m_{n+1} - m_n}{m_{n+1} + m_n} \sqrt{m_n m_{n+1}}.$$

Аргументы зависимостей $K_m(P_*)$ и $N_*(P_*)$, соответствующие условиям минимальной величины K_m (10) и максимальной величины N_* , где

$$N_{* \max} = \frac{m_{n+1} - m_n}{2} \text{ при } P_* = \frac{m_{n+1} + m_n}{2},$$

не совпадают друг с другом; т. е. задача повышения различных энергетических показателей ТРМ (как и других вентильных электроустановок) не является однозначной.

Анализ технических приемов повышения энергетических показателей однофазных ТРМ с импульсно-

ступенчатым управлением [6—11]. Анализ зависимостей (9) и кривых — полуокружностей $N_*(P_*)$ на рис. 1 показывает, что для минимизации пассивной мощности N_* ТРМ с импульсно-ступенчатым управлением на всем диапазоне регулирования необходимо, чтобы участки регулировочной характеристики были равны ($P_n = P_{n+1}$). В частном случае ТРМ с шунтированием одной из двух секций нагрузки [6] необходимо принимать секции нагрузки с одинаковыми по значению сопротивлениями.

В многоступенчатых однофазных регуляторах указанное условие наиболее целесообразно реализуется в схеме ТРМ, использующей «принцип 1:2:4» и содержащей несколько присоединенных к питающей сети ключами K элементов (секций) нагрузки, мощность каждой последующей из которых отличается от мощности предыдущей в два раза. Путем изменения сочетания замкнутых и разомкнутых ключей $K_1—K_n$, устанавливается дискретно, с точностью наименьшей ступени ΔP_* , значение потребляемой мощности P_* . Так, если подобный регулятор содержит три ключа K , то число ступеней мощности M равно семи, а переключаемая на одной ступени мощность $\Delta P_* = 1/7 = 14,3\%$. При четырех ключах K $\Delta P_* = 1/15 = 6,7\%$ и т. д.; в общем случае при y ключах K число ступеней M и мощность ступени $\Delta P_* \%$ определяются как $M = 2^y - 1$; $\Delta P_* = 100/M$. (11)

Дальнейшее повышение точности регулирования мощности таких ТРМ достигается непрерывным изменением мощности дополнительного импульсно-управляемого звена регулятора, состоящего из пары параллельно-встречных тиристоров и дополнительной секции нагрузки, по значению равной ступени основного регулятора [8]. Максимальное значение пассивной мощности N_* на каждой из ступеней ТРМ [8] $N_{*\max} = 0,5 \Delta P_*$; при $n=3$ $N_{*\max} = 7,2\%$. В общем случае, если дополнительный регулятор состоит из нескольких (y) равных секций, то

$$N_{*\max} = 0,5 \Delta P_* / y. \quad (12)$$

Выражение (12) является справедливым для любого числа n ступеней.

Из анализа зависимостей $N_*(P_*)$ на рис. 1 вытекает дополнительная возможность дальнейшего снижения уровня (среднего значения или максимальной величины) мощности N_* ТРМ за счет рационализации взаимно согласованного управления несколькими секциями одной общей нагрузки соответствующим числом пар параллельно-встроенных тиристоров. Рассмотрим это на примере регулятора [8] в случае использования двух дополнительных секций нагрузки поочередно управляемых двумя ключами; все остальные отсутствуют или постоянно разомкнуты. При одинаковых секциях нагрузки и реализации известного алгоритма управления [1 и 2] на первом участке

$$0 \leq P_* = P_{*1} = \text{var} \leq 0,5 \text{ при } P_{*2} = 0 = \text{const}$$

и на втором участке регулирования

$$0,5 \leq P_* = P_{*2} + 0,5 \leq 1,0 \text{ при } P_{*1} = 0,5; 0 \leq P_{*2} \leq 0,5.$$

При неравенстве между собой установленных мощностей секций нагрузки минимальное значение $N_{*\max}$ обеспечивается в том случае, если на нижнем и верхнем участках непрерывное изменение общего уровня мощности P_* производится изменением мощности меньшей ступени нагрузки (на нижнем участке при полностью отключенном и на верхнем участке при полностью включенном регуляторе большей секции). При этом, как это видно из кривых 3 зависимости

$N_*(P_*)$ рис. 1, регулировочная характеристика содержит два дополнительных промежуточных участка (II и III), обеспечивающих переход с нижнего (1-го) на верхний (IV-й) участки. Пусть величина установленной мощности первой (меньшей) секции нагрузки равна m , а второй (большей) — $n(m+n=1)$. Величина $N_{*\max}$ будет наименьшей при условии равенства экстремумов зависимостей $N_*(P_*)$ на каждом из четырех участков при

$$N_*(P_* = m/2) = N_*(P_* = 0,5) = N_*(P_* = 0,5 + m/2).$$

Подставляя в формулу (8) $P_* = 0,5$, находим

$$m/2 = \sqrt{0,5(m+1) - 0,25 + m}; \quad m^2 + 2m - 1 = 0$$

или

$$m = \sqrt{2} - 1 \approx 0,41; \quad m = 1 - n; \quad n = \sqrt{2}(\sqrt{2} - 1);$$

$$n/m = \sqrt{2}. \quad (13)$$

Такой двухсекционный ТРМ может рассматриваться как условно идеальный (идеальный по условию минимизации среднего значения и максимума N_*).

Алгоритм управления двухсекционным условно идеальным ТРМ по участкам регулировочной характеристики (кривые 3 на рис. 1) имеет вид:

участок I ($0 \leq P_* \leq m$); $P_{*2} = 0 = \text{const}$; $0 \leq P_{*1} = \text{var} \leq m$; участок II ($m \leq P_* \leq 0,5$); $P_{*1} = m = \text{const}$; $0 \leq P_{*2} = \text{var} \leq 0,5 - m$; участок III ($0,5 \leq P_* \leq n$); $P_{*1} = 0 = \text{const}$; $0,5 \leq P_{*2} = \text{var} \leq n$; участок IV ($n \leq P_* \leq 1,0$); $P_{*2} = n = \text{const}$; $0 = P_{*1} = \text{var} \leq m$,

где $n = \sqrt{2}m$; $m = \sqrt{2} - 1$.

В условно идеальном импульсно-ступенчатом регуляторе по сравнению с известным, имеющим равные секции нагрузки, значение $N_{*\max}$ снижается в $\sqrt{2}$ раза. Эффект уменьшения $N_{*\max}$ (соответственно повышения коэффициента мощности и к. п. д.) достигается исключительно за счет рационального взаимно согласованного способа управления двумя тиристорными ключами при соотношении мощностей секций нагрузки (13) без увеличения числа ключей и секций нагрузки. Практический интерес представляет задача выяснения возможности и обоснования целесообразности реализации принципа условно идеального импульсного регулятора в преобразователях, структурно и функционально отличающихся от ТРМ (например, в каскадных схемах эквивалентных многопульсных преобразователей, мощность которых соизмерима с мощностью питающей сети, тиристорно-реакторных регуляторах реактивной мощности и т. д.).

В [8—11] рассмотрены примеры синтеза ряда других технических решений по повышению эффективности однофазных ТРМ. Определенным недостатком ТРМ [8] является неравномерность распределения потребляемой энергии между секциями нагрузки на всем диапазоне, что, в частности, в объемных электронагревателях может приводить к отклонению от оптимального распределения теплового потока. Неоднаково используются и ресурсы наработки секций нагрузки. Положительной стороной таких ТРМ [9—11] является либо равномерное распределение энергии между секциями на каждом из участков регулирования (в первую очередь на участке максимального потребления энергии), либо меньшее число тиристоров и каналов системы управления при тех же функциональных возможностях, что и в известных устройствах [1—6].

В каждой из этих схем, содержащей равные секции, $K_m=1$, $K_p=1$ при $P_*=0,5$. Кроме того, в ТРМ [11] $K_m=1$, $K_p=1,0$ при $P_*=0,67$. В ТРМ [10] вместо двух диодов могут быть использованы два тиристора, общая точка которых соединена с общей точкой секций нагрузки. Это приводит не только к уменьшению общего числа полупроводниковых элементов однофазных ТРМ с ограниченным диапазоном регулирования [7], но и к повышению устойчивости их работы за счет обеспечения более надежного запирания каждого из тиристоров при изменении знака питающего напряжения. Установка в ТРМ [7 и 10] дополнительной пары параллельно-встречных тиристоров, включенной в разрыв общей точки секций нагрузки и шунтирующих тиристоров, позволяет расширить диапазон регулирования, уменьшить установленную мощность полупроводниковых элементов (по сравнению с другими ТРМ, содержащими последовательно с секциями нагрузки пары параллельно-встречных тиристоров). В ТРМ [9 и 11], напротив, при использовании только верхнего участка регулирования ($0,5 \leq P_* \leq 1$) два тиристора можно заменить диодами, значительно упростив при этом систему управления.

Положительные эффекты в разработанных автором однофазных схемах ТРМ [8, 10, 11] достигаются за счет использования свойств, отличающих нагрузки ТРМ (т. е. косвенно и сами регуляторы) от ряда других потребителей электроэнергии и, в первую очередь, их некритичности к форме тока в отдельных элементах и ветвях. Так, при $P_*=1$ и $P_*=0,5$ в схеме [10] и при $P_*=0,5$ и $P_*=0,67$ в схеме [11] через каждую из секций нагрузки протекает односторонний выпрямленный ток. При этом в фазах питающей сети односторонний ток отсутствует полностью.

Каждая из схем однофазных ТРМ [8–11] может рассматриваться как фрагмент (одна фаза) трехфазного ТРМ с импульсно-ступенчатым управлением, к оценке энергетических показателей которых полностью применим приведенный выше анализ.

Особенности синтеза трехфазных ТРМ с импульсно-ступенчатым управлением [7, 12, 13]. Использование одновременно свойств некритичности к форме тока элементов активной нагрузки ТРМ и свойства круговой симметрии питающей трехфазной сети позволяет с помощью ряда технических приемов еще больше упростить схемы трехфазных регуляторов с импульсно-ступенчатым управлением [12, 13]. Это достигается как за счет секционирования каждого плеча нагрузки (рис. 2,а), так и за счет условного разделения силовой схемы ТРМ по управлению (рис. 2,б). В обоих случаях, а также при сочетании этих двух технических приемов (рис. 2,в) повышение энергетических показателей ТРМ обеспечивается формированием большего числа участков регулирования, на каждом из которых в первом приближении справедливы зависимости (4)–(6).

Здесь следует подчеркнуть одно весьма существенное свойство трехфазных ТРМ. При симметричных управлении и включении полупроводниковых элементов ТРМ (тиристоров и диодов) относительно фазных зажимов симметричной трехпроводной питающей сети фазные токи последней принципиально не могут содержать постоянных составляющих при любых значениях односторонних составляющих токов в отдельных ветвях регулятора или секций нагрузки, что является следствием первого закона Кирхгофа.

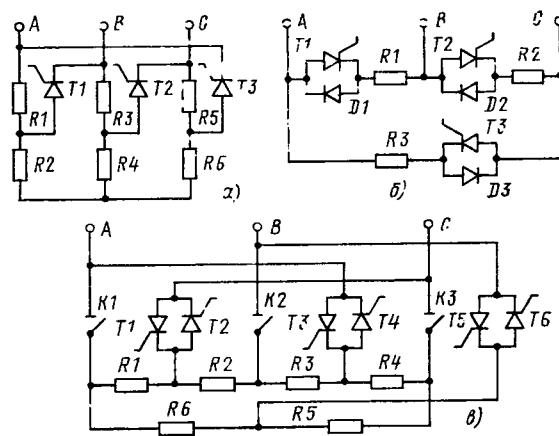


Рис. 2. Схемы трехфазных ТРМ с импульсно-ступенчатым управлением

Алгоритм управления ТРМ по рис. 2 следующий. На первом участке изменение уровня потребляемой мощности P_* производят изменением моментов отпирания одной группы тиристоров, не открывая тиристоры второй группы, а на следующем участке — изменением моментов отпирания второй группы, открывая первую при углах естественного отпирания тиристоров. При этом в ТРМ по рис. 2,а тиристоры второй группы, каждой из которых включен параллельно-встречно одному из тиристоров T_1 – T_3 , не показаны (первый участок регулирования), а для ТРМ по рис. 2,б — изображены при нулевом угле отпирания в виде диодов D_1 – D_3 (второй участок регулирования). В ТРМ по рис. 2,а эквивалентное сопротивление фазы нагрузки равно $2R$ (R — сопротивление одной секции) при полностью закрытых тиристорах ($a=\pi$) и $R/4$ при полностью открытых тиристорах ($a=0$). Диапазон регулирования мощности $D=8:1$.

При поочередном согласованном управлении группами тиристоров формируется два участка регулирования, на границах которых (при $P_*=0,563$) значение N_* близко к нулю. Максимальное значение N_{\max} равно 0,20 (при $P_*=0,344$ и $P_*=0,781$), а минимальное значение $K_{m\min}=0,77$ (при $P_*=0,20$) на нижнем участке регулирования и $K_{m\min}=0,97$ (при $P_*=0,72$) на верхнем участке. Таким образом, формирование в ТРМ по рис. 2,а двух участков регулирования позволяет уменьшить в два раза значение N_{\max} и повысить минимальное значение $K_{m\min}$ в 1,22 раза (соответственно уменьшить K_p и дополнительные потери в 1,6 раза), приблизив величину $K_m(P_*)$ к допустимой по ГОСТ 13109–67 на значительной части диапазона регулирования.

В ТРМ по рис. 2,б принцип формирования биполярных фазных токов на входе регулятора при односторонних токах в каждой из секций нагрузки, как и в других известных или возможных подобных схемах ТРМ, очевиден; ток каждой фазы сети формируется в виде суммы двух односторонних токов ветвей (секций) нагрузки, имеющих противоположные полярности.

При формировании двух участков регулирования в ТРМ по рис. 2,в с поочередным согласованным управлением тиристорами в каждой паре $K_{m\min}=0,9$ (при $P_*=0,35$) на нижнем участке регулирования и $K_{m\min}=0,973$ (при $P_*=0,78$) — на верхнем участке,

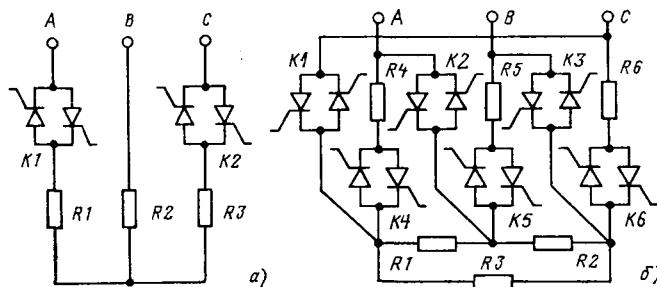


Рис. 3. Схемы трехфазных TPM с использованием двух поочередно-согласованно управляемых серийных агрегатов. а — на базе однофазных преобразователей RHTO; б — на базе трехфазных преобразователей RHTT

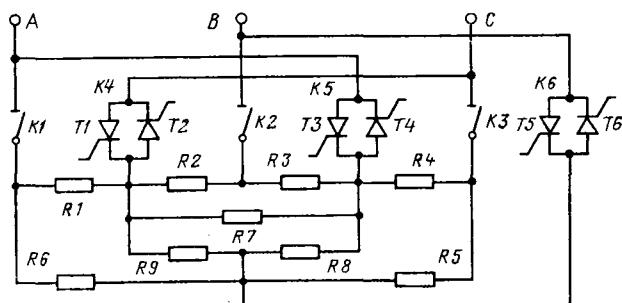


Рис. 4. Схема непрерывно-ступенчатого трехфазного TPM с девятью секциями нагрузки на базе двух преобразователей RHTT (секции R7—R9 соединены по схеме треугольника или звезды)

Так же, как и в предыдущих случаях, уменьшение N_* и повышение K_m (т. е. уменьшение дополнительных потерь энергии и повышение к. п. д.) здесь достигается за счет рассмотриваемого импульсно-ступенчатого управления TPM без увеличения числа и изменения схемы соединения между собой его полупроводниковых элементов и секций нагрузки, что имеет весьма существенное практическое значение. В качестве исполнительных устройств трехфазных TPM с повышенными энергетическими показателями по рис. 2, а также для рассмотренных в [7—12] могут использоваться серийные изделия: мостовые выпрямители и преобразователи (регуляторы) одно- или трехфазного напряжения, например, типов АТЕ, РHTO, РHTT, выпускаемые предприятиями электротехнической промышленности.

На рис. 3 и 4 приведены три, рациональные, по мнению автора, схемы трехфазных TPM, в одной из которых (рис. 3, а) используется два (K_1 и K_2) однофазных серийных преобразователя типа РHTO, а в двух других — два трехфазных преобразователя типа РHTT. Поочередное согласованное управление двумя агрегатами здесь так же, как и в рассмотренных выше TPM, обеспечивает формирование двух участков регулирования и соответствующее повышение энергетических показателей. В TPM по рис. 3, б и рис. 4, в свою очередь, дальнейшее повышение их эффективности возможно за счет разделения по управлению групп тиристоров одного из преобразователей и перевода тиристоров другого агрегата в режим работы «включено — выключено».

Основные показатели трехфазных импульсно-ступенчатых TPM по рис. 2, б и в, рис. 3, б и рис. 4 приведены ниже.

Показатель	Рис. 2, б	Рис. 2, в	Рис. 3, б	Рис. 4
Диапазон регулирования Δ	1:2	1:4	1:8	1:5,2
Среднее значение относительно величины пассивной мощности N_*	0,392	0,491	0,612	0,542
Максимальное значение N_*	0,250	0,375	0,437	0,404
Коэффициент снижения N_*	2,00	1,60	1,28	1,45

П р и м е ч а н и е. Коэффициент снижения N_* показывает отношение среднего значения N_* в импульсных TPM с одним участком регулирования к среднему значению N_* рассматриваемого импульсно-ступенчатого TPM.

Выводы. 1. Использованные в статье зависимости обобщенной теории энергетических показателей $N_* = f(P_*)$, являются справедливыми для всех известных способов импульсного и импульсно-ступенчатого управления, различного рода вентильными электроустановками; при этом понятие «пассивной» (паразитной) мощности N_* является величиной, характеризующей дополнительные потери энергии в системе источник — регулятор — потребитель, вызванные отклонением действительного режима преобразования энергии от оптимального, а понятие «коэффициент мощности» K_m является неотъемлемой составной частью общего физического показателя эффективности преобразования энергии — к. п. д. η ;

2. Использование особенностей тиристорных регуляторов мощности (TPM) активных нагрузок (некритичность элементов к форме тока), уникальных свойств симметричных структур (отсутствие односторонних токов на входе при любой форме тока в отдельных ветвях) позволяет разработать ряд технических приемов по повышению эффективности одно- и трехфазных TPM без существенного усложнения их силовых схем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Обухов С. Г. Коэффициент мощности импульсных регулирующих устройств. — Электричество. 1965, № 11, с. 36—38.
2. Архиереев И. П. О коэффициенте мощности схем регулирования нагрузки переменного тока встречечно-параллельно соединенными тиристорами. — Изв. вузов СССР. Электротехника. 1969, № 12, с. 1354—1359.
3. Бруфман С. С., Трофимов Н. А. Тиристорные переключатели переменного тока. — М.: Энергия, 1965, — 64 с.
4. Стиоп Я. И. Расчет энергетических показателей тиристорных регуляторов переменного тока. — Электротехника, 1973, № 5, с. 36—39.
5. Гельман М. В., Лохов С. П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. — М.: Энергия, 1975, 104 с.
6. Рожанский З. Е. Энергетические показатели фазо-импульсных регуляторов с одной группой тиристоров. — Электротехника, 1978, № 8, с. 33—36.
7. Яценко А. А. Тиристорные регуляторы мощности трехфазных активных нагрузок с ограниченным диапазоном регулирования. — Изв. вузов СССР. Энергетика, 1981, № 9, с. 18—23.
8. А. с. 862335 (СССР). Регулятор тока/ А. А. Яценко. Опубл. в Б. И., 1981, № 33.
9. А. с. 682987 (СССР). Регулируемый тиристорный преобразователь переменного тока для двух активных нагревателей и способы управления им/ А. А. Яценко, И. И. Порублев, В. В. Тропин, М. И. Урвачев. Опубл. в Б. И., 1979, № 32.
10. А. с. 758434 (СССР). Устройство для питания однофазной нагрузки/ А. А. Яценко. Опубл. в Б. И., 1980, № 31.
11. А. с. 886326 (СССР). Регулируемый тиристорный преобразователь переменного напряжения для двух активных нагревателей/ А. А. Яценко. Опубл. в Б. И., 1981, № 44.
12. А. с. 714617 (СССР). Способ фазо-импульсного управления тиристорным регулятором трехфазной активной нагрузки/ А. А. Яценко, И. И. Порублев, В. В. Тропин, М. И. Урвачев. Опубл. в Б. И., 1980, № 5.
13. А. с. 783945 (СССР). Способ управления трехфазным тиристорным регулятором активной секционированной нагрузки/ А. А. Яценко, И. И. Порублев, М. И. Урвачев, В. В. Тропин. Опубл. в Б. И., 1980, № 44.

Метод синтеза систем оптимального регулирования тиристорных преобразователей

АБАКУМОВ П. Н., канд. техн. наук, ЧВАНОВ В. А., доктор техн. наук
Москва

Предлагаемый метод относится к тиристорным преобразователям, процессы в силовой схеме которых на межкоммутационных интервалах¹ (МИ) описываются обычновенными линейными неоднородными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. Состоянию схем на МИ ставится в соответствие точка, координаты которой полностью описывают это состояние. Различаются точки установившегося состояния (УС), возмущенные точки и переходные точки. Возмущенная точка, являющаяся одновременно первой переходной точкой, описывает состояние, возникающее при наложении на УС некоторого возмущения. Переходные точки описывают состояния на том или ином МИ в переходном процессе (ПП). Таким образом, начало ПП в этом представлении есть появление точки с координатами, отличающимися от координат точки в УС. Окончание ПП есть появление точки с координатами, совпадающими с координатами точки УС.

Различные варианты протекания ПП есть варианты расстановки коммутаций на оси времени. Цель — получить расстановку, обеспечивающую ПП минимальной длительности или удовлетворяющую какому-либо другому критерию. Для этого каждой возмущенной точке ставится в соответствие множество переходных точек на следующем по очереди МИ. Каждая точка этого множества — назовем его набор ухода (НУ) — есть результат одного из возможных включений тиристоров при переходе от предыдущего МИ к последующему. Последующий МИ с полученным множеством состояний, в свою очередь, используется для получения соответствий переходная точка — множество переходных точек. Получение указанных соответствий продолжается до того МИ, на котором множеству переходных точек принадлежит точка УС. Таков способ получения ПП минимальной длительности. В самом деле, точка УС принадлежит некоторому НУ, которому соответствует точка на предыдущем МИ, т. е. определено состояние предыдущего МИ, а порядковый номер точки в НУ определяет момент включения тиристора и т. д.

Процесс получения дискретно расширяющихся множеств переходных точек можно ввести в обратном направлении: от точки УС к возмущенной точке. При этом используются наборы подхода (НП), т. е. такие множества точек, из которых каждой соответствует момент включения, приводящий к появлению исходной точки. Чтобы уменьшить объем работы при определении ПП минимальной длительности целесообразно вести оба процесса навстречу до пересечения на некотором МИ двух множеств, из которых одно образовано НУ, а другое — НП.

Введение другого критерия (например, минимума перегулирования) накладывает ограничения на пре-

образуемые точки. В процессе получения дискретно расширяющихся множеств используются только те подмножества переходных точек, которые удовлетворяют введенному критерию.

Не имеет принципиального значения выбор величин в качестве координат; главное, чтобы выполнялось условие полного описания состояния на МИ. При разработке метода использовались координаты, определяющие аналитическое выражение решения обычновенного линейного неоднородного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами. Как известно, решение таких уравнений равно сумме общего решения однородного дифференциального уравнения — свободная составляющая — и частного решения неоднородного уравнения — принужденная составляющая. Свободная составляющая выражается через элементарные функции в виде:

$$\sum_{k=1}^r A_k e^{c_k t} + \sum_{i=1}^m A_i e^{-b_i t} \sin(\omega_i t + \chi_i),$$

где r — число действительных корней c_k ; m — число комплексно-сопряженных пар корней — $b_i \pm j\omega_i$ характеристического уравнения для данного МИ; A_k , A_i , χ_i — постоянные, определяемые из начальных условий; $r+2m$ — порядок дифференциального уравнения данного МИ; t — время (в приведенной записи под $t=0$ обычно понимают момент, для которого заданы начальные условия).

Предлагается в качестве координат точек состояния использовать числа $A_k e^{c_k \Delta t}$, $A_i e^{-b_i \Delta t}$, $\omega_i \Delta t + \chi_i$, где Δt — время от начала МИ до фиксированного момента, называемого в дальнейшем эквивалентным. Эквивалентный момент один для каждого МИ и удовлетворяет условию равенства значений принужденной составляющей и ее производных в эквивалентные моменты одноименных МИ. Для определенности в качестве эквивалентного момента целесообразно выбрать момент, в который принужденная составляющая имеет какое-нибудь примечательное значение, например, максимум или нуль. Введение понятия эквивалентного момента времени позволяет по координатам точки состояния полностью определять состояние схемы на МИ. И, следовательно, по координатам точек сопоставлять переходные и установившиеся состояния на МИ.

Первым шагом решения поставленной задачи должно быть определение координат точек каждого МИ и УС. Для этого может служить математическая модель, в которой моменты коммутаций определяются как в УС. Заданы также эквивалентные моменты. Моменты неуправляемых коммутаций (например, выключение тиристора, определяемое процессом на МИ) определяются обычным образом. Для некоторых произвольно взятых начальных условий (например, нулевых) на первом МИ определяются координаты первой переходной точки. Затем следуют один за другим МИ. Для каждого МИ определяются n -мерные точки до тех пор, пока координаты для одноименных МИ не

¹ Межкоммутационным называется интервал времени между коммутациями тиристоров при предположении, что тиристоры идеальные ключи.

начнут повторяться с наперед заданной точностью. Число координат точки состояния того или иного МИ равно порядку дифференциального уравнения, соответствующего МИ. Получение расширяющихся областей состояния на МИ также может быть обеспечено с помощью математической модели. В результате определяется не только минимальная длительность ПП, но и моменты коммутаций, которые обеспечивают протекание ПП с минимальной длительностью, и аналитическое выражение этого процесса.

Учитывая вышеизложенное, указанный метод целесообразно назвать методом межкоммутационных координат. К трудностям использования данного метода относятся большой объем вычислений и необходимость определения корней характеристических уравнений для схем в каждом МИ. Первая трудность преодолевается путем применения ЦВМ, вторая облегчается тем, что требуемая точность определения корней невысока, поскольку элементы силовых схем преобразователей выбираются с невысокой точностью.

Для пояснения рассмотрим четырехполюсник (рис. 1), на вход которого подключен источник синусоидальной э. д. с., для наиболее тяжелого с точки зрения получения УС и протекания ПП случая $x_1 = x_2 = 0$. В этой схеме возможны два различных МИ. Первый — индуктивность подключена, второй — отключена. Обозначим эти режимы соответственно через P_1 и P_2 , а свободные составляющие в них — через P_{1CC} и P_{2CC} . В каждом из режимов для свободных процессов схема представляет собой LC -контур без потерь, следовательно, СС будут иметь вид:

$A \sin(\omega t + \chi)$, так как $r=0$, $m=1$, $b_1=0$, т. е. P_{1CC} и P_{2CC} представляют собой незатухающие гармоники с частотами

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad \text{и} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}},$$

где $L_1 = \frac{L_a L_k}{L_a + L_k}$, $L_2 = L_a$.

Следует определить выходное напряжение U_c . P_{1CC} записывается как $U_{cc1max} \sin(\omega_1 t + \chi_1)$, $P_{2CC} = U_{cc2max} \sin(\omega_2 t + \chi_2)$. Следовательно, в P_2 и P_1 координатами точек состояния будут пары чисел U_{cc2max} , $\omega_2 \Delta t + \chi_2$ и U_{cc1max} , $\omega_1 \Delta t + \chi_1$.

В этом случае n -мерное пространство становится двумерным, а точка — точкой на плоскости. Целесообразно выбрать в качестве эквивалентных моменты, соответствующие фазе 0 и π входного напряжения $U_{vmax} \cos \omega_0 t$ для P_2 и фазе $\pi/2$ и $3/2\pi$ для P_1 .

Координаты, соответствующие фазам P_{1CC} и P_{2CC} в эквивалентные моменты времени, обозначим через $\chi_{10} = \omega_1 \Delta t + \chi_1$ и $\chi_{2m} = \omega_2 \Delta t + \chi_2$. Эти фазы в дальнейшем называются относительными. Ближайшие одноименные МИ, имея одинаковую конфигурацию схем, различаются принужденным режимом. Это различие теряет свое значение, если изменять относительные фазы на π при определении их в точках π и $3/2\pi$, для P_2 и P_1 соответственно. При этом, во-первых, одноименные МИ, имеющие одинаковую форму кривой, но с противоположным знаком будут представлены точкой с одинаковыми коорди-

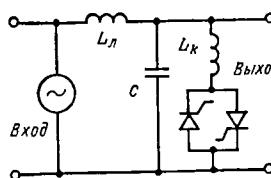


Рис. 1

натами, во-вторых, весь ПП можно представить как последовательность МИ двух видов с двумя эквивалентными моментами времени или как только два МИ, на которых в ходе ПП есть различные точки.

Задача создания математической модели для получения координат точек УС для обоих МИ решена в [1], где приведены алгоритм работы модели и результаты расчета на ЦВМ. Для нулевых начальных условий и различного положения импульсов управления относительно эквивалентного момента времени (т. е. для различных углов α в диапазоне $0-90^\circ$) в [1] были получены координаты МИ в УС в виде зависимостей $U_{cc2max}(\alpha)$ и $U_{cc1max}(\alpha)$. Координаты χ_{2m} и χ_{10} от α не зависят и составляют $3/2\pi$ и π соответственно. В каждом из УС длительность Р2 равна $2\alpha/\omega_0$, а длительность Р1 — $\pi - 2\alpha/\omega_0$.

Задача создания математической модели для получения НУ решена в [2]. Были получены НУ от точек УС для определения оптимального по длительности ПП при переходе от одного УС к другому УС, т. е. при регулировании коэффициента передачи k_p схемы рис. 1. Минимальная длительность таких ПП в схеме без потерь составляет не более трех полупериодов частоты входного напряжения. Причем ПП проходят без перерегулирования. Для получения этого результата не потребовалось определять дискретно расширяющиеся множества точек состояния, так как НУ от исходного УС пересекается с НП к конечному УС. Для определения точки пересечения было использовано графическое представление НУ. Кривые НУ образованы точками с координатами χ_{2m} — абсцисса и U_{cc2max} — ордината.

Каждая точка описывает состояние МИ в Р2, приходящемся на отрицательную полуволну принужденного напряжения. Эти состояния возникают после отключения тиристора, включенного на МИ в Р2 (и тем самым определившего его правую границу), приходящемся на предыдущую положительную полуволну принужденного напряжения. В дальнейшем для краткости в аналогичных случаях говорится просто о состояниях на полуволне. Включения производятся с определенным шагом. Поэтому точки НУ, соединенные отрезками парабол в последовательности, совпадающей с последовательностью вариантов включений на предыдущей полуволне, называются шаговыми. В качестве НП использованы обращенные НУ. Возможность обращения НУ в НП определена отсутствием потерь в схеме рис. 1. Обращение НУ состоит в том, что НУ зеркально отображается относительно эквивалентного момента времени. Моменты включения тиристора становятся моментами отключения, моменты отключения — моментами включения. Координата точек $\chi_{2m} = 270^\circ \pm \Delta$ получает значение $\chi_{2m} = 270^\circ \mp \Delta$. Само исходное состояние при этом становится конечным.

Как показали исследования, в общем случае НУ от возмущений других типов (например, при подключении источника) не пересекает НП к точке УС.

Рассмотрим как образуются дискретно расширяющиеся множества точек состояний, которые в двумерном случае интерпретируются как области на координатной плоскости. Из возмущенной точки на первой полуволне получаем НУ. Кривая НУ представляет собой множество состояний, получаемых из возмущенного состояния за счет варьирования момента включения тиристора на интервале времени, в течении которого напряжение, приложенное к тиристору, полу-

жительно. Интервал значений ординат точек кривой НУ, ограниченный максимальным и минимальным значениями, разбиваем на части с определенным шагом. Точки кривой, соответствующие этой разбивке, используем в качестве исходных для образования из каждой НУ. Таким образом, на третьей полуволне получаем совокупность НУ. Область, заключенную между двумя соседними кривыми НУ считаем множеством состояний, которое может быть занято НУ от внутренних точек интервала разбивки.

Шаговые точки полученных кривых пронумерованы и на графике точки с одинаковым номером соседних кривых соединяются отрезками парабол так, что область распадается на элементарные площадки, ограниченные с двух сторон НУ и с двух других сторон кривыми, соединяющими шаговые точки, которые целесообразно назвать одномоментными, так как они соединяют точки, полученные в результате включения в один и тот же момент времени на предыдущей полуволне.

Получив на третьей полуволне область состояний, за счет перехода к следующей (четвертой) полуволне получаем большую область состояний. В результате получается область состояний, представляющая собой все те и только те состояния, которые могут быть получены за счет управления тиристорами. Преобразование области состояний производится аналогично телевизионной развертке, т. е. область состояний третьей полуволны пересекается строками, уровни которых соответствуют разбивке интервала, ограниченного максимальной и минимальной ординатами точек этой области. Каждая строка, в свою очередь, разбивается на части, причем интервал разбивки определяется границами преобразуемой площади. Таким образом, на каждой строке имеется совокупность точек. При обходе строки последовательно каждая точка преобразуется в кривую НУ. При преобразовании точек разбиения необходимо знать момент их возникновения, чтобы определить интервал, который используется для включений с заданным шагом.

Точки строк последовательно преобразуются до тех пор, пока не развернется вся область состояний на третьей полуволне. Аналогичным образом можно

поступить с четвертой полуволной и так далее, получая в этом процессе расширяющуюся область состояний вплоть до той полуволны, область состояний которой включает точку установившегося состояния. Общее число полуволн в этом процессе определит минимально возможную длительность переходного процесса.

В рассматриваемом случае для построения областей состояний использована сетка исходных состояний, состоящая из строк и вертикалей. Строки соответствуют разбивке диапазона амплитуд, а вертикали—разбивке диапазона относительных фаз исходных Р2СС. Этой сетке соответствует совокупность НУ от точек в узлах этой сетки. Размеры сетки удовлетворяют условию, при котором последовательные области состояний на полуволнах не выходят за пределы этой сетки.

Результаты преобразования узлов сетки исходных состояний удобно привести в графическом представлении. На рис. 2 и 3 приведена совокупность НУ от строки с ординатой 0,5 в качестве примера преобразования строк с ординатами из диапазона $U_{cc,2max} = 0-1,5$. В математической модели для получения НУ использованы следующие значения входных и выходных величин и параметров силовой схемы в относительных единицах: $\omega_0=1$; $U_{av,max}=1$; $\omega_1=2,3$; $\omega_2=1,9$; $x_c=1,25$, $x_L=0,35$, $x_R=0,73$. Амплитуды принужденного напряжения на конденсаторе в Р1 и Р2 соответственно составят $U_{cpr1max}=0,83$ и $U_{cpr2max}=1,39$. Коэффициент передачи по среднему значению напряжения схемы рис. 1 с указанными параметрами в режиме х. х. в зависимости от угла управления α может принимать значения в диапазоне 0,83—1,39.

На рис. 2 и 3 на первой оси абсцисс отложены значения фаз принужденного напряжения в момент достижения гармоникой Р2СС положительного амплитудного значения. Это позволяет наглядно представить взаимное расположение принужденной и свободной составляющих в Р2. На второй оси абсцисс отложены относительные фазы Р2СС, приведенные в положительной полуволне. Кривые НУ отмечены числами, равными относительной фазе Р2СС, из которой получен данный НУ.

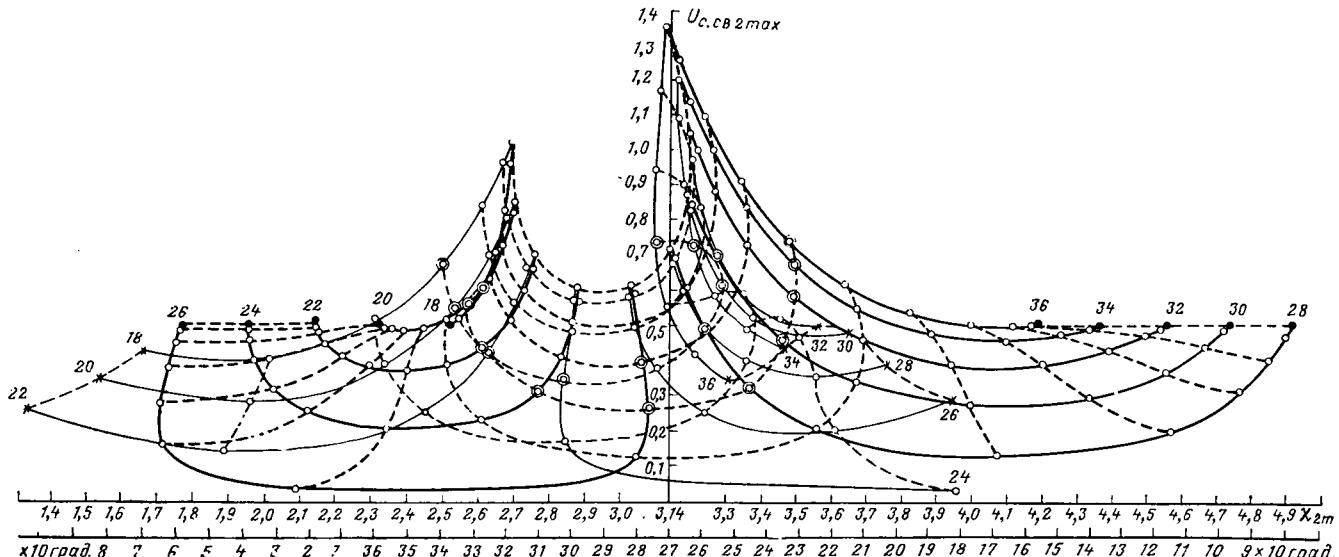


Рис. 2

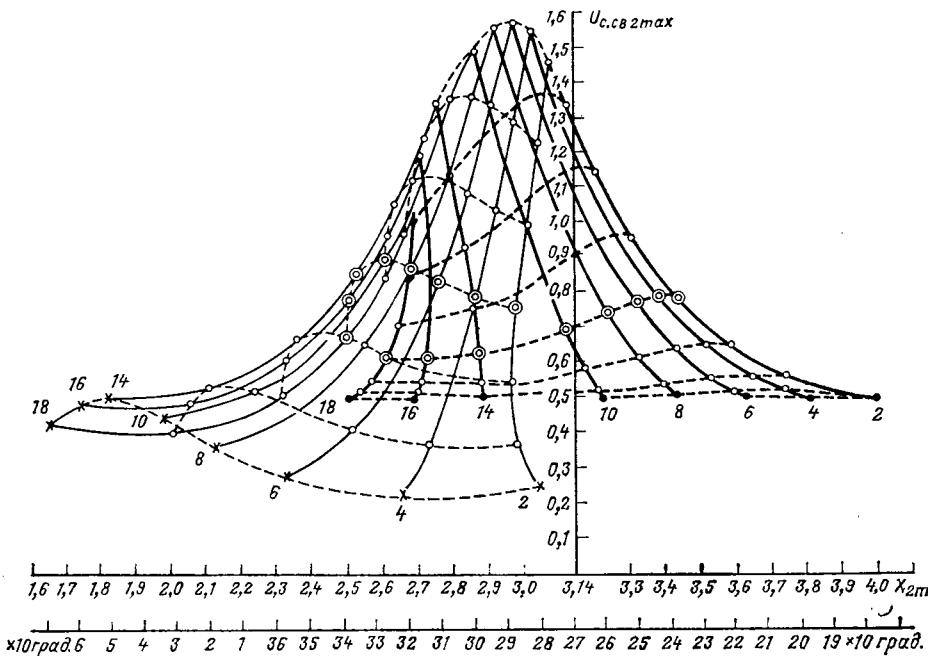


Рис. 3

Числа поставлены рядом с точкой НУ, соответствующей включению в конце интервала положительности напряжения, приложенного к включаемому тиристору, и рядом с точкой, соответствующей первому включению. Точки, нанесенные на каждый НУ, соответствуют моментам включения, следующим синтетическим интервалом 8° (0,14).

Как видно из рассмотрения совокупностей кривых НУ, каждая кривая имеет особую точку типа возврата (заострения) первого или второго рода. Точка возврата соответствует включению с фазой 0,19 (принужденного напряжения) и обозначается $1''$. Часть кривой до точки возврата называется первой, после точки возврата — второй. Для соединения одномоментными кривыми точек НУ введена следующая нумерация точек: $6'$ ($-0,65$), $5'$ ($-0,51$), $4'$ ($-0,37$), $3'$ ($-0,23$), $2'$ ($-0,09$), $1'$ ($0,05$), $1''$ ($0,19$), $2''$ ($0,33$), $3''$ ($0,47$), $4''$ ($0,61$), $5''$ ($0,75$), $6''$ ($0,89$) и т. д. Точки на первой части пронумерованы в обратном порядке цифрами с одним штрихом, точки на второй части — в прямом порядке цифрами с двумя штрихами. В скобках указаны значения фазы принужденного напряжения в моменты включения — γ_n . По числу точек на первой и второй частях НУ можно судить о длительности интервала положительности напряжения, приложенного к включаемому тиристору, и координатах его правой и левой границ. Представленные НУ начинаются не от левой границы, а с точки $6'$, т. е. взят не весь интервал положительности напряжения. Это сделано для экономии времени вычислительной работы. В тех случаях, в которых это требуется, возможность построить НУ для всего интервала положительности предусмотрена программой расчета.

В каждом НУ на представленных совокупностях кружочком отмечены Р2СС, явившиеся результатом включения с фазой $-0,23$ и $0,75$. Начальные точки НУ $6'$ помечены крестиком. Части кривых НУ отличаются толщиной — первая часть проведена более тонкой линией, чем вторая; соответственно и одномоментные линии, которые проведены пунктиром, разли-

чаются толщиной. Для ясности совокупности НУ от одной строки разделяются на две части.

На рис. 2 представлены наборы ухода от Р2СС с χ_{2m} из диапазона 180° — 260° , на рис. 3 — из диапазона 0° — 180° .

Разбивка строки производится с таким расчетом, чтобы область, занимаемая всей совокупностью НУ от точек разбивки, была заполнена кривыми НУ равномерно.

Области состояний от различных строк частично перекрывают друг друга, причем некоторые части области состояний — многократно. Если одна и та же точка области состояний получается в результате преобразования точек, принадлежащих различным строкам, то это означает, что НП к ней пересекает эти строки.

С помощью совокупностей видов, представленных на рис. 2 и рис. 3, и строятся дискретно расширяющиеся области состояний.

Наборы подхода используются для построения областей состояний на встречу от точки установившегося состояния на n -й полуволне.

Для конечного УС с $\alpha=0,31$, $k_p=1$ и координатами Р2СС 0,575 и 270° приведем последовательные области состояния на полуволнах ($n=2$) и ($n=3$). Имеет смысл продвинуться как можно дальше в обратном направлении от конца ПП, поскольку построенные при этом области состояний допускают многократное использование в отличие от областей, полученных при преобразовании отдельного возмущенного состояния. С другой стороны, желательно уменьшить объем работы, который можно оценить как пропорциональный преобразуемой области состояний.

Набор подхода на ($n-1$)-й полуволне есть просто обращенный НУ от УС с $\alpha=0,31$, этот набор представлен на рис. 4 слева, здесь же дана область состояний на ($n-2$)-й полуволне, образованная НП к тем узловым точкам сетки исходных состояний, которые занимают ближайшее положение к точкам НП на ($n-1$)-й полуволне, т. е. с точностью, определяемой сеткой; область состояний образована НП к точкам состояния на ($n-1$)-й полуволне. При обращении НУ на получаемом НП сохраняются все обозначения, введенные для НУ. Поэтому обозначение относительной фазы рядом с последней точкой второй части НП совпадает с обозначением НУ, послужившего образом при обращении. Для определения координат точки, к которой данный НП относится, надо взять ординату последней точки второй части НП, а абсциссу — симметричную указанной рядом с последней точкой.

На рис. 5 приведена область состояний на ($n-3$)-й полуволне, в той ее части, которая дает увеличение области состояний по сравнению с ($n-2$)-й полуволной. Здесь же приведены границы области состояний на ($n-2$)-й полуволне и НУ (1,39; 27), НУ (0,74; 34,9), НУ (1,11; 32,6). В скобках на рис. 5 указаны координаты возмущенных точек, для моментов подключения источника переменного напряжения, соответствующих фазам принужденного напряжения 0° , $-\pi/4^\circ$, $-\pi/2^\circ$ соответственно. Наборы подхода, занима-

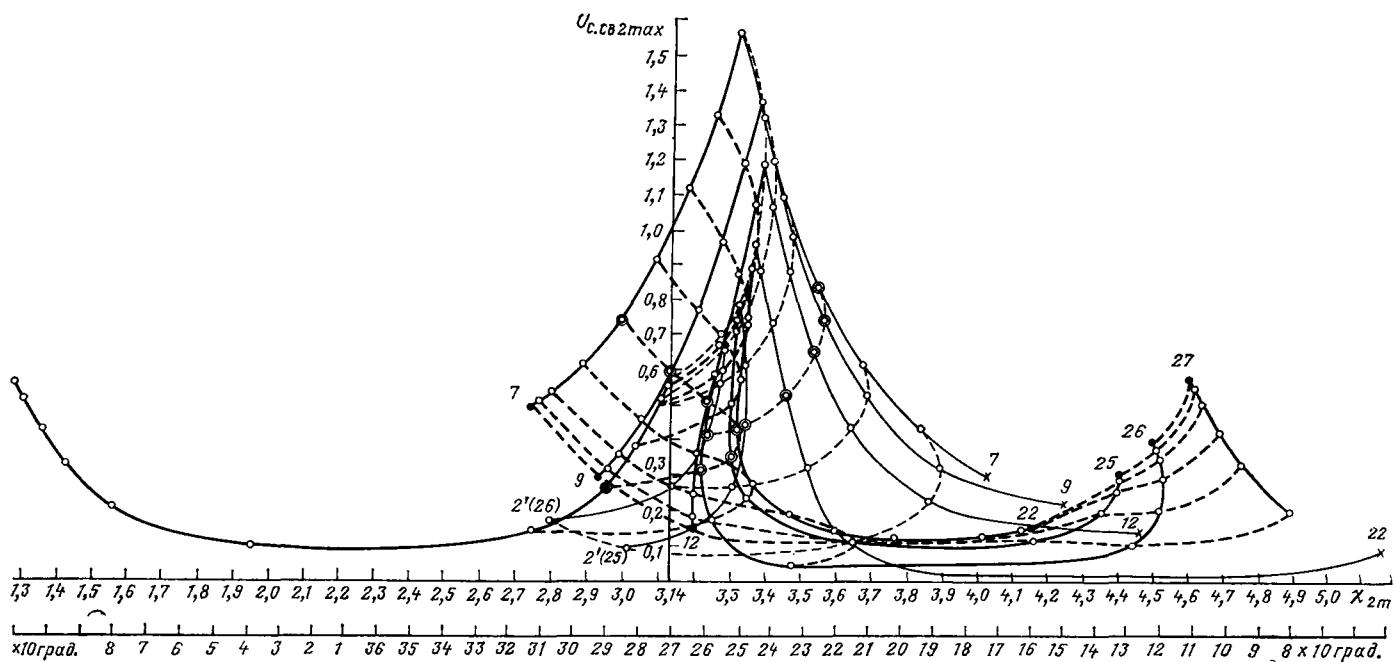


Рис. 4

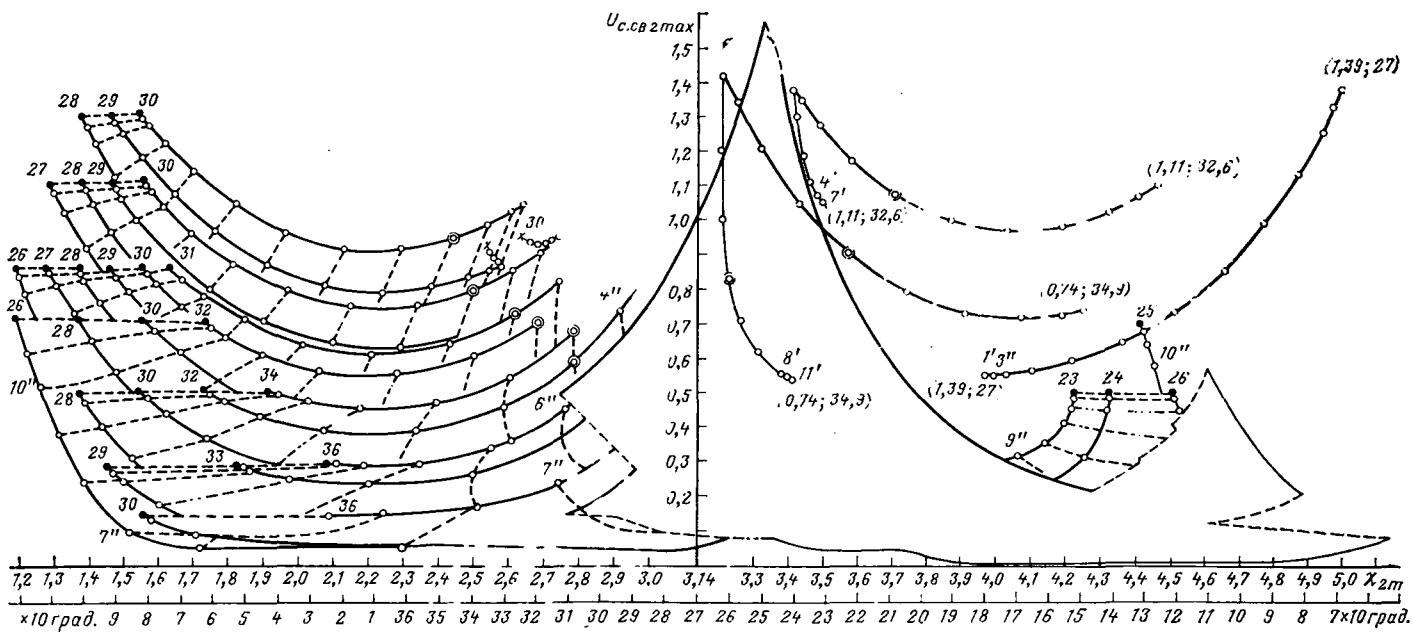


Рис. 5

ющие область состояний на $(n-3)$ -й полуволне, объединены по строкам, к которым они осуществляют подход. Поэтому одномоментные линии представляют собой зеркальное отображение одномоментных линий соответствующих совокупностей НУ. Соответственно и область, образованная НП, является зеркальным отображением, соответствующей области, образованной совокупностью НУ для той или иной амплитуды Р2СС. Приведены НП к строкам с ординатами 0,15; 0,3; 0,5; 0,7; 0,85; 1,1; 1,3. Приведены только те части НП, которые по мере увеличения амплитуды дают приращение области состояний по сравнению с областью на $(n-2)$ -й полуволне. Как показали исследования для различных возмущений, большего количества построений, чем для трех областей состояний, делать не тре-
—208

буется. Из всех рассмотренных ПП минимальной длительности наибольшую длительность имеет ПП в шесть полуволн.

Приведем пример ПП минимальной длительности. Для этого возьмем в качестве возмущений точки Р2СС (1,39; 27); возникающую при подключении схемы рис. 1 к источнику в момент достижения принужденным напряжением положительного максимума. Как показывает совместное рассмотрение НУ от Р2СС (1,39; 27) и области состояния на $(n-3)$ -й полуволне (рис. 5), набор имеет общие точки с областью. Следовательно, минимально возможная длительность ПП составляет пять полуволн.

На рис. 6 представлена временная диаграмма ПП минимальной длительности от Р2СС (1,39; 27). Пунктиром изображено принужденное напряжение, которое имеет скачки при переходе от Р2 к Р1 и обратно. Тонкой сплошной линией изображены свободные напряжения, которые имеют скачки, равные

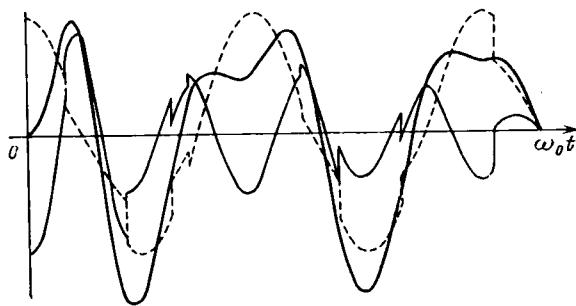


Рис. 6

по величине и противоположные по знаку соответствующим скачкам принужденного напряжения. Жирной сплошной линией, не имеющей, естественно, скачков, показано суммарное (переходное) напряжение на емкости.

Рассмотрим, каким образом определяется ПП минимальной длительности. Точка состояния, сбывающая НУ от точки 1,39; 270° и области состояний на ($n-3$)-й полуволне, имеет координаты 0,67; 130° (см. рис. 5). Ордината последней точки НП, которому принадлежит точка пересечения, равна 0,7 (обозначение рядом с ней—25). Следовательно, координаты точки состояния, варианты подхода к которой представляют этот НП—0,7; 290°. Далее следует провести проверку выполнения условия перехода. Условие перехода выполняется, если состояние, описываемое точкой пересечения НУ и НП, возникает после отключения тиристора (определяется данными НУ) раньше момента включения очередного тиристора (определяется данными НП). Затем в области состояний на ($n-2$)-й полуволне (рис. 4) отыскивается точка с координатами 0,7; 290° и определяется НП, которму она принадлежит. Как видно из рис. 4, точка 0,7; 290° принадлежит НП, у которого последняя точка второй части имеет ординату 0,5 и обозначение 7. Следовательно, точка состояния, которая является исходной для этого НП имеет координаты 0,5; 110°. Из рис. 4 видно, что эта точка принадлежит НП к исходному УС.

В таблице приведены координаты Р2СС на каждой полуволне ПП, определенные с помощью уточняющих последовательных приближений с использованием программы расчета НУ. В таблице в каждой колонке приведены значения момента включения на данной полуволне, при уходе от указанной Р2СС $γ_n$; момента отключения на следующей полуволне $γ_{n+1}$; максимум мгновенного напряжения за время действия напряжения одного знака a_{\max} .

Координаты состояния	Значения координат состояния при номерах полуволн				
	1	2	3	4	5
P2CC	1,39; 270°	0,67; 130°	0,7; 290°	0,52; 111°	0,575; 270°
$γ_n$	1,08	0,86	1,36	0,91	0,31
$γ_{n+1}$	1,73	1,34	2,31	1,54	2,83
a_{\max}	1,36	1,99	1,20	1,90	0,93

В заключение укажем направление дальнейших исследований. Процесс получения последовательных областей состояний предполагается автоматизировать с помощью ЦВМ как для рассмотренного примера, так и для схем с МИ более высокого порядка. Предлагаемый метод позволяет получить кривую оптимального ПП, выраженную в элементарных функциях, и моменты коммутаций, обеспечивающие его протекание. Эти данные предполагается использовать для синтеза регуляторов и устройств синхронизации, реализующих оптимальные ПП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абакумов П. Н., Чванов В. А. Особенности устойчивого состояния LC контура с ветвью, содержащей тиристоры. — ЭП. Преобразовательная техника, 1979, вып. 5 (112), с. 18—22.
2. Абакумов П. Н., Чванов В. А. Оптимальное регулирование коэффициента передачи LC контура с помощью тиристоров. — ЭП. Преобразовательная техника, 1979, вып. 8 (115), с. 11—16.

[15.09.81]

УДК 62-83:621.313.333.316.726

Синтез быстродействующей системы частотно-управляемого асинхронного электропривода

ГУСЯЦКИЙ Ю. М., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Производительность целого ряда механизмов в большой степени определяется качеством динамических характеристик электропривода. Это, в первую очередь, относится к механизмам, работающим в напряженных повторно-кратковременных режимах с большим числом включений в час (достигающим 1000). Они составляют одну из наиболее перспективных областей применения асинхронного электропривода с частотным управлением, поскольку в данном случае удается наиболее полно использовать такие важные преимущества асинхронной машины, как малый момент инерции ротора, большая перегрузочная способность и высокая эксплуатационная надежность.

Создание быстродействующего асинхронного электропривода с высокими динамическими показателями связано с необходимостью разработки эффективной системы автоматического регулирования, обеспечивающей

контроль электромагнитных переходных процессов в системе «преобразователь частоты — асинхронный двигатель». Решение этой задачи затрудняется, в первую очередь, сложностью самого объекта регулирования — асинхронного двигателя, который представляет собой многосвязную систему с большим числом внутренних нелинейных связей. В отличие от привода постоянного тока в приводе переменного тока управляющие воздействия и переменные состояния системы представляют собой циклически меняющиеся величины даже в установившихся режимах. Регулирование по интегральным оценкам этих переменных (действующим или средним значениям) в быстродействующем электроприводе невозможно, поэтому в наиболее совершенных системах используется их векторное представление. При этом результирующий пространственный вектор, определяемый модулем и аргу-

ментом, представляет суммарное воздействие всех фаз машины на ее состояние в данный момент времени.

В таких системах [1] измеряются основные переменные состояния (как правило, ток статора и потокосцепление ротора), которые затем преобразуются к вращающейся системе координат таким образом, что в установившихся режимах они представляются постоянными сигналами. Далее осуществляется синтез регуляторов в соответствии с принципами подчиненного регулирования. Регуляторы работают во вращающейся системе координат, а их выходные сигналы снова приводятся к неподвижной системе координат и используются для формирования управляющих воздействий.

Возможен другой подход к синтезу быстродействующих электроприводов с частотным управлением, рассмотрению которого посвящена настоящая статья. Его отличительная особенность заключается в том, что объект регулирования рассматривается как вентильно-машинный комплекс, в котором функции электрического и электромеханического преобразователей неразрывно связаны, как это имеет место в машине постоянного тока. Известно, что в машине постоянного тока щеточно-коллекторный узел является преобразователем частоты, который управляется в функции положения вала и задает положение результирующего вектора тока без помощи каких-либо регуляторов. Благодаря тому, что в машине постоянного тока положение вала жестко связано с пространственным положением вектора потока, момент оказывается пропорциональным току якоря.

В рассматриваемой системе управление преобразователем осуществляется не по положению вала, а непосредственно по положению результирующего вектора потокосцепления ротора. При этом тиристоры автономного инвертора переключаются синхронно с изменением фазных значений потокосцепления ротора. Если в качестве инвертора используется автономный инвертор тока (АИТ), в котором положение результирующего вектора тока однозначно определяется алгоритмом работы тиристоров, то необходимый угол между векторами тока статора и потокосцепления ротора контролируется автоматически без каких-либо преобразователей координат и регуляторов. Применение АИТ для быстродействующих электроприводов целесообразно еще и потому, что с его помощью наиболее просто обеспечиваются как двигательный режим машины, так и режим интенсивного рекуперативного торможения [2]. Системы, построенные по рассматриваемому принципу, позволяют упростить как преобразователь частоты, так и блок управления при сохранении высоких динамических показателей.

Переходя к синтезу регулирования, обратимся к дифференциальным уравнениям приведенной асинхронной машины. Эти уравнения, записанные в ортогональной системе координат $\alpha, \beta, 0$, неподвижной относительно статора, имеют следующий вид:

$$\bar{u}_s = r_s \bar{i}_s + D \bar{\Psi}_s; \quad (1)$$

$$0 = r_R \bar{i}_R + D \bar{\Psi}_R - j\omega \bar{\Psi}_R; \quad (2)$$

$$\bar{M} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_\mu}{T_R} \bar{\Psi}_R \times \bar{i}_s; \quad (3)$$

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_\mu \bar{i}_R; \quad (4)$$

$$\bar{\Psi}_R = L_R \bar{i}_R + L_\mu \bar{i}_s, \quad (5)$$

где \bar{u}_s, \bar{i}_s — результирующие пространственные векторы напряжения и тока статора; $\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_R$ — векторы потокосцепления статора и ротора; \bar{i}_R — вектор тока ротора, приведенного к статору; r_s, r_R — активные сопротивления фаз статора и ротора; $L_s = L_\mu + L_1$ и $L_R = L_\mu + L_2$ — полные индуктивности статора и ротора; L_1, L_2, L_μ — индуктивности рассеяния статора и ротора и взаимная индуктивность между статором и ротором; ω — угловая скорость ротора; M — электромагнитный момент; p_n — число пар полюсов обмотки статора; D — символ дифференцирования по времени.

Кроме общепринятых допущений, касающихся уравнений приведенной асинхронной машины, при решении задачи синтеза системы регулирования используются следующие основные допущения:

коммутация тока в фазах двигателя считается мгновенной, что позволяет однозначно определять пространственное положение вектора тока статора в функции состояния тиристоров АИТ;

учитывается только первая гармоника тока статора. Это допущение основано на незначительном влиянии высших гармоник тока на значения момента и потока в рабочем диапазоне частот [3].

Для упрощения задачи синтеза в качестве управляющего воздействия асинхронной машины удобно принять результирующий вектор тока статора \bar{i}_s . С этой целью в систему необходимо ввести внутренний контур регулирования модуля вектора тока i_s . Правильно синтезированный контур регулирования тока весьма близок к идеальному [4], что позволяет принять ток i_s в качестве независимого управляющего воздействия. Тогда на первом этапе синтеза уравнение цепи статора (1) можно не рассматривать, обращаясь к нему лишь на стадии синтеза регулятора тока.

Качество работы системы оценивается, в первую очередь, по характеру процесса регулирования электромагнитного момента двигателя. Момент должен принимать заданное значение за минимально возможное время при существующих ограничениях и с минимальным перерегулированием. Перерегулирования в кривой момента нежелательны не только по условиям работы механизма, но и вследствие того, что приводят к необходимости увеличения установленной мощности преобразователя. Характер процесса регулирования момента можно проанализировать на основании уравнений (2) — (5), произведя замену переменных и приведя их к ортогональной системе координат x, y, o , направление оси x которой совпадает с направлением вектора потокосцепления ротора:

$$D \bar{\Psi}_R = -\frac{\bar{\Psi}_R}{T_R} + \frac{L_\mu}{T_R} \bar{i}_s \cos \varphi; \quad (6)$$

$$0 = -\omega_R \bar{\Psi}_R + \frac{L_\mu}{T_R} \bar{i}_s \sin \varphi; \quad (7)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_\mu}{T_R} \bar{i}_s \sin \varphi, \quad (8)$$

где $\bar{\Psi}_R$ — модуль вектора $\bar{\Psi}_R$; φ — угол между векторами $\bar{\Psi}_R$ и \bar{i}_s ; $T_R = L_R / r_R$ — электромагнитная постоянная времени ротора; ω_R — угловая частота скольжения ротора относительно вектора потокосцепления ротора.

Анализ (6) и (8) показывает, что для точного регулирования момента необходим контроль проекции

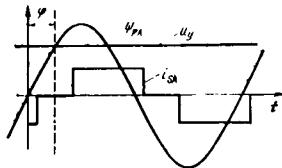


Рис. 1. Диаграмма напряжений СИФУИ

вектора тока статора на направление вектора потокосцепления ротора $i_s \cos \varphi$ и ортогональной ей составляющей $i_s \sin \varphi$. В этом случае возможно независимое регулирование потока в соответствии с (6) и момента в соответствии с (8). Покажем, что эти условия выполняются в рассматриваемой нами системе.

Контроль взаимной ориентации тока и потока машины достигается в данном случае применением для управления инвертором импульсно-фазовой системы с «вертикальным» принципом управления и синусоидальными опорными напряжениями, аналогичной применяемым в преобразователях постоянного тока. В качестве опорных напряжений используются сигналы фазных потокосцеплений ротора Ψ_{RA} , Ψ_{RB} , Ψ_{RC} , которые формируются в натуральной трехосной системе координат. Эти сигналы синусоидальны в широком диапазоне изменения частоты тока статора [5]. Поскольку очередной импульс управления подается на автономный инвертор в тот момент времени, когда синусоидальный сигнал опорного напряжения станет равным управляющему напряжению u_y (см. рис. 1), то угол φ определяется следующим соотношением:

$$u_y = k_\varphi \Psi_R \sin \varphi, \quad (9)$$

где k_φ — коэффициент передачи датчика потокосцепления.

Пусть сигнал u_y формируется в соответствии со следующим уравнением:

$$u_y = \frac{k_\varphi \Psi_R i_{Sy}^*}{i_s^*}, \quad (10)$$

а сигнал задания модуля тока статора

$$i_s^* = \sqrt{i_{Sx}^{*2} + i_{Sy}^{*2}}, \quad (11)$$

где i_{Sx}^* , i_{Sy}^* — сигналы задания проекции вектора тока статора на направление вектора потокосцепления ротора и ортогональной составляющей тока соответственно.

Решая совместно (6) — (11) и учитывая, что при идеальном контуре регулирования тока $i_s = i_s^*$, получаем:

$$D\Psi_R + \frac{\Psi_R}{T_R} = \frac{L_\mu}{T_R} i_{Sx}^*; \quad (12)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_\mu}{L_R} \Psi_R i_{Sy}^*. \quad (13)$$

Таким образом, в рассматриваемой системе, как и в электроприводе постоянного тока, имеется возможность раздельного регулирования по двум каналам потока и момента двигателя. При этом поток регулируется независимым сигналом задания i_{Sx}^* с постоянной времени T_R , а момент при постоянном потоке и принятых допущениях — безынерционно с помощью сигнала i_{Sy}^* .

Блок-схема системы регулирования, построенной по рассмотренному принципу, показана на рис. 2. Она содержит внутренний контур регулирования тока статора и внешний контур регулирования скорости ω . Внутренний контур включает управляемый выпрямитель $УВ$, импульсно-фазовую систему управления выпрямителем $СИФУВ$, формирователь управляемых импульсов выпрямителя $ФВ$ и регулятор тока $РТ$, на входе которого осуществляется сравнение сигнала задания тока i_s^* с сигналом обратной связи i_s . Учитывая, что в преобразователе с АИТ ток статора пропорционален току, потребляемому из сети, датчик тока может быть установлен на входе преобразователя, что проще в технической реализации. Сигнал задания i_s^* поступает на вход $РТ$ с одного из выходов функционального преобразователя $ФП$, работающего в соответствии с уравнениями (10) и (11). С другого выхода $ФП$ на вход импульсно-фазовой системы управления инвертором $СИФУИ$ подается сигнал u_y , который после сравнения с сигналами потокосцеплений ротора Ψ_{RA} , Ψ_{RB} , Ψ_{RC} , снимаемыми с датчика потокосцепления ротора $ДПР$, формирует требуемый угол φ между векторами Ψ_R и i_s .

Рассмотренная система, благодаря принудительной взаимной ориентации векторов тока статора и потокосцепления ротора, обеспечивает устойчивую работу привода во всем диапазоне изменения скорости и момента нагрузки и удовлетворительное качество переходных процессов. Для дальнейшего повышения качественных показателей системы в нее могут быть введены дополнительные контуры регулирования составляющих тока статора и потокосцепления ротора. Это позволит форсировать процессы регулирования потока и компенсировать погрешности, возникающие

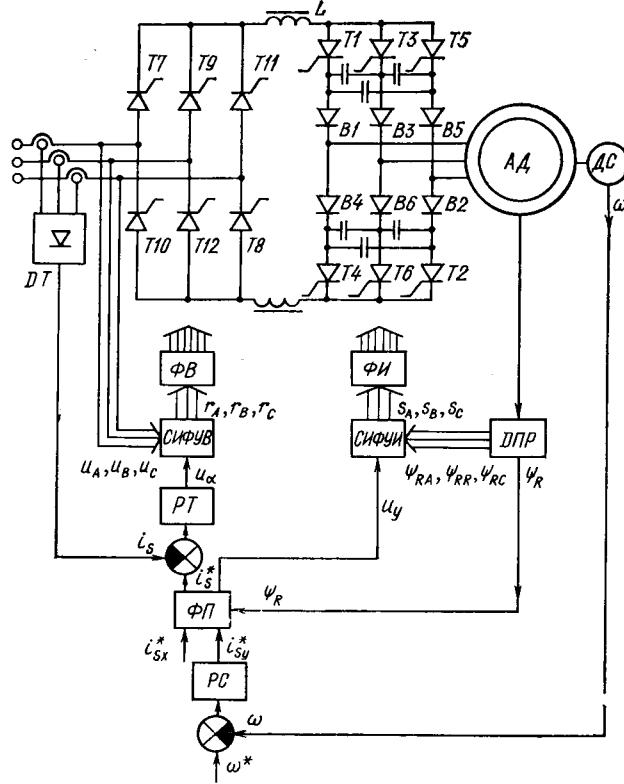


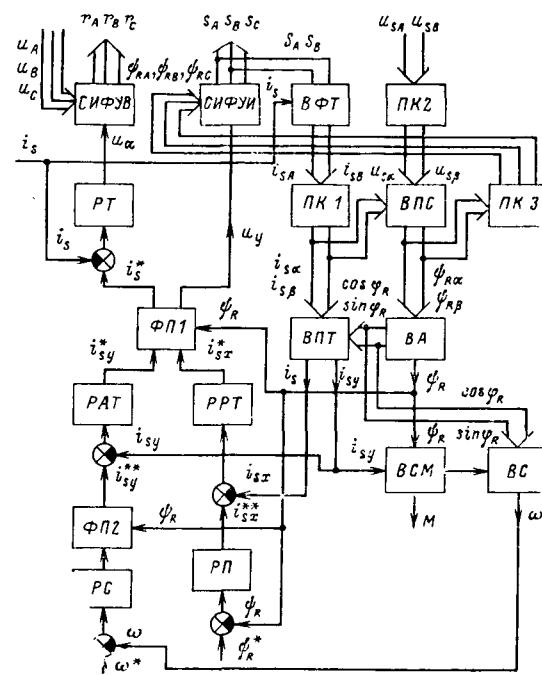
Рис. 2. Блок-схема системы регулирования

в канале регулирования фазы тока статора. Кроме того, введение внутреннего контура регулирования составляющей тока i_{sy} позволяет существенно расширить диапазон регулирования скорости в область низких частот за счет уменьшения пульсаций скорости. Наличие значительной переменной составляющей в сигнале i_{sy} , имеющей частоту $6f_s$, где f_s — рабочая частота двигателя, приводит к возникновению режима многократной коммутации тока между смежными тиристорами при переводе тока с одной фазы двигателя на другую. Низкочастотная составляющая момента (с частотой $6f_s$) при этом сглаживается, а высокочастотные составляющие на пульсациях скорости практически не сказываются.

Блок-схема системы представлена на рис. 3. Кроме ранее описанных элементов, она содержит регуляторы составляющих тока статора, условно названные регулятором активной составляющей тока PAT и регулятором реактивной составляющей тока PPT , а также регулятор потока PP . Она также содержит ряд блоков, предназначенных для вычисления фазных значений потокосцеплений ротора Ψ_{Ra} , Ψ_{Rb} , Ψ_{Rc} , его модуля Ψ_R , составляющих тока статора i_{sx} , i_{sy} и скорости вращения ротора ω по измеренным значениям модуля тока i_s и фазным значениям напряжения статора u_{sa} , u_{sb} . Использование устройств вычисления основных переменных вместо непосредственного измерения их с помощью датчиков позволяет упростить эксплуатацию электропривода и расширить область его применения.

В соответствии с блок-схемой рис. 3 вычисление фазных значений токов i_{sa} и i_{sb} производится с помощью блока BFT по измеренному значению модуля тока i_s и сигналам управления автономным инвертором s_a , s_b , снимаемым с выхода $СИФУИ$. Такой способ получения сигналов i_{sa} , i_{sb} освобождает от необходимости установки датчиков тока на выходе преобразователя, что связано с определенными техническими трудностями, поскольку они должны функционировать с высокой точностью в широком диапазоне частот. Вычисленные значения i_{sa} , i_{sb} , а также измеренные значения фазных напряжений u_{sa} , u_{sb} с помощью преобразователей координат $PK1$ и $PK2$ преобразуются к ортогональной неподвижной системе координат α , β , 0. Сигналы $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, u_{sa} , u_{sb} с выхода преобразователей координат подаются на вход вычислителя потокосцеплений ротора BPC , с выхода которого снимаются сигналы потокосцепления ротора $\Psi_{R\alpha}$, $\Psi_{R\beta}$ в системе координат α , β , 0. Далее эти сигналы с помощью $PK3$ преобразуются к натуральной трехосной системе координат (Ψ_{Ra} , Ψ_{Rb} , Ψ_{Rc}) и используются в качестве опорных в $СИФУИ$.

Векторный анализатор VA производит вычисление модуля потокосцепления Ψ_R и двух нормированных сигналов $\sin \varphi_{\Psi}$, $\cos \varphi_{\Psi}$, определяющих положение вектора Ψ_R в пространстве. Эти сигналы используются для преобразования составляющих тока $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ к системе координат x , y , 0, вращающейся с вектором Ψ_R . Операция преобразования осуществляется вычислителем проекций тока BPT . Составляющие тока i_{sx} и i_{sy} подаются в качестве сигналов обратных связей на входы регуляторов PPT и PAT . Блок вычисления скольжения ω_R и момента M двигателя BMC выполняет эти операции путем нелинейного преобразования



дом канале; ПКЗ работает в соответствии с соотношениями:

$$\Psi_{RA} = \Psi_{R\alpha}, \quad \Psi_{RB} = -\frac{1}{2} \Psi_{R\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{R\beta};$$

$$\Psi_{RC} = -\frac{1}{2} \Psi_{R\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{R\beta} \quad (18)$$

и содержит два масштабирующих усилителя.

Векторный анализатор ВА включает два блока деления, два блока умножения и сумматор. Он работает следующим образом. Положим, что сигнал на выходе суммирующего усилителя равен k , тогда сигналы на выходах блоков деления равны соответственно $\Psi_{R\alpha}/k$ и $\Psi_{R\beta}/k$, на выходах блоков умножения $\Psi_{R\alpha}^2/k$ и $\Psi_{R\beta}^2/k$, а на выходе сумматора

$$\Psi_{R\alpha}^2/k + \Psi_{R\beta}^2/k = k,$$

откуда

$$k = \sqrt{\Psi_{R\alpha}^2 + \Psi_{R\beta}^2} = \Psi_R. \quad (19)$$

Так как $\Psi_{R\alpha} = \Psi_R \cos \varphi_\Psi$ и $\Psi_{R\beta} = \Psi_R \sin \varphi_\Psi$, то с учетом (19) получим, что сигналы на выходах блоков деления равны соответственно $\cos \varphi_\Psi$ и $\sin \varphi_\Psi$.

Блок ВПТ работает в соответствии с соотношениями:

$$\left. \begin{array}{l} i_{Sx} = i_{S\alpha} \cos \varphi_\Psi + i_{S\beta} \sin \varphi_\Psi; \\ i_{Sy} = i_{S\beta} \cos \varphi_\Psi - i_{S\alpha} \sin \varphi_\Psi \end{array} \right\} \quad (20)$$

и содержит четыре множителя и два сумматора.

Уравнения, описывающие работу ВМС, следуют из (7) и (8). Из (7), учитывая, что $i_S \sin \varphi = i_{Sy}$,

$$\omega_R = \frac{L_\mu}{T_R} \frac{i_{Sy}}{\Psi_R}; \quad (21)$$

из (8)

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_\mu}{L_R} \Psi_R i_{Sy}. \quad (22)$$

В соответствии с (21) и (22) ВМС содержит множитель, делитель и два масштабирующих усилителя.

Блок ВС, как это видно из рис. 4, содержит два блока дифференцирования, два множителя и два масштабирующих усилителя. Сигналы на выходах блоков дифференцирования равны соответственно:

$$D(\cos \varphi_\Psi) = D(\varphi_\Psi) (-\sin \varphi_\Psi); \quad D(\sin \varphi_\Psi) = D(\varphi_\Psi) \cos \varphi_\Psi,$$

на выходах множителей:

$$-D(\varphi_\Psi) \sin^2 \varphi_\Psi; \quad D(\varphi_\Psi) \cos^2 \varphi_\Psi,$$

а на выходе первого сумматора:

$$D(\varphi_\Psi) \cos^2 \varphi_\Psi + D(\varphi_\Psi) \sin^2 \varphi_\Psi = D(\varphi_\Psi). \quad (23)$$

Учитывая, что $\varphi_\Psi = \omega_\Psi t + \varphi_0$, где ω_Ψ — угловая скорость вращения вектора $\bar{\Psi}_R$; φ_0 — начальный угол, из (23) следует, что выходной сигнал первого сумматора равен ω_Ψ . Второй сумматор осуществляет алгебраическое суммирование скорости вращения вектора потокосцепления ω_Ψ и скольжения ротора относительно этого вектора, в результате чего формируется сигнал угло-

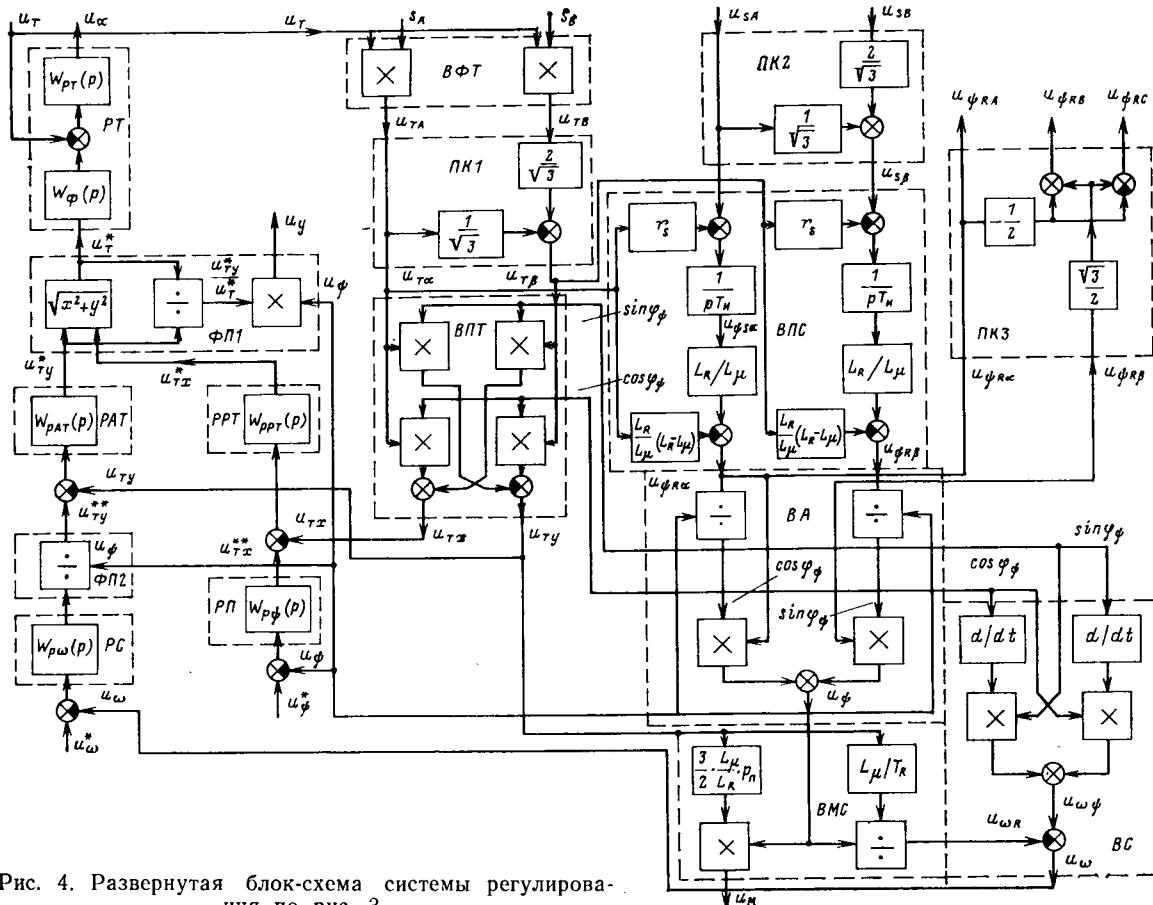


Рис. 4. Развернутая блок-схема системы регулирования по рис. 3

вой скорости вращения ротора:

$$\omega = \omega_{\Psi} - \omega_R. \quad (24)$$

Функциональный преобразователь $\Phi P1$ работает в соответствии с уравнениями (10) и (11) и содержит нелинейный блок, осуществляющий операцию извлечения квадратного корня из суммы квадратов, блок умножения и деления. Работа $\Phi P1$ очевидна из рис. 4.

Регулятор тока статора представляет собой ПИ-регулятор с передаточной функцией:

$$w_{PT}(p) = \frac{1 + 2T_{\mu}p}{2T_{\mu}^2 \frac{k_b k_t k_i}{R_s T_s} p} \quad (25)$$

и включенное на его входе апериодическое звено с передаточной функцией:

$$w_{\phi}(p) = \frac{1}{1 + 2T_{\mu}p}, \quad (26)$$

где k_b — передаточный коэффициент управляемого выпрямителя; k_t — передаточный коэффициент датчика тока; T_s — электромагнитная постоянная времени звена постоянного тока; R_s — эквивалентное активное сопротивление звена постоянного тока; T_{μ} — некомпенсированная постоянная контура регулирования тока ($T_{\mu} \approx 5$ мс); $k_i = 2\sqrt{3}/\pi$ — модуль коммутационной функции АИТ [3].

Ориентировочная передаточная функция замкнутого контура регулирования тока

$$w_{\text{зам.т.}}(p) = \frac{1/k_t}{1 + T_{\mu}p}, \quad (27)$$

где $T_{\mu} = 2T_{\mu}$ — постоянная времени контура регулирования тока.

Передаточные функции регуляторов составляющих тока, скорости и потока находятся из условия настройки их на модульный оптимум. Передаточные функции регуляторов активного и реактивного токов

$$w_{PAT}(p) = w_{PPT}(p) = \frac{1}{4T_{\mu}p}. \quad (28)$$

Передаточная функция регулятора потока

$$w_{P\Psi}(p) = \frac{1 + T_{\Psi}p}{\frac{k_{\Psi}L_{\mu}}{k_t} T_{\Psi}p}, \quad (29)$$

где $T_{\Psi} = 8T_{\mu}$ — постоянная времени контура регулирования потока.

Передаточная функция контура регулирования скорости (пропорциональный регулятор)

$$w_{P\omega}(p) = \frac{k_t k_{\Psi} J}{\frac{2}{3} P_{\mu}^2 \frac{L_{\mu}}{L_R} m_d k_{\omega} T_{\omega}}. \quad (30)$$

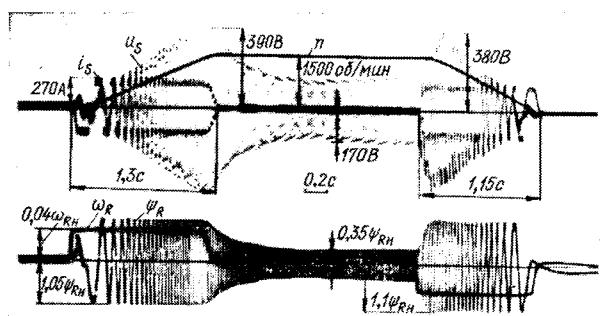


Рис. 5. Оциллограммы пуска и торможения электропривода

где J — приведенный к ротору суммарный момент инерции электропривода; k_{ω} — передаточный коэффициент вынуждения скорости; $T_{\omega} = 8T_{\mu}$ — постоянная времени контура регулирования скорости; m_d — масштабный коэффициент блока деления ($\Phi P2$), численно равный выходному напряжению блока при нормированных входных сигналах. Блок $\Phi P2$ необходим для компенсации влияния изменений потока на коэффициент усиления контура регулирования скорости.

Экспериментальные исследования рассмотренной системы совместно с двигателем мощностью 90 кВт подтвердили правильность предпосылок, положенных в ее основу. Как видно из рис. 5, где в качестве примера приведена осциллограмма переходного процесса пуска и торможения электропривода, переходные процессы протекают при постоянных значениях тока статора, потокосцепления ротора и момента двигателя. Уменьшение потока при выходе двигателя на установленную скорость связано с его регулированием в соответствии с законом минимума тока статора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Blaschke F. Пат. ФРГ № 194132, кл. 21 С 59/36, 1973.
2. Развитие электроприводов переменного тока с частотным управлением/ А. С. Сандлер, Ю. М. Гусицкий, А. В. Кудрявцев и др. — Электричество, 1973, № 3.
3. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — Энергия, 1970.
4. Сандлер А. С., Гусицкий Ю. М., Затрубщиков Н. Б. Вопросы динамики асинхронного электропривода с автономным инвертором тока. — Электричество, 1979, № 4.
5. Сандлер А. С., Гусицкий Ю. М., Затрубщиков Н. Б. Пульсации момента и скорости асинхронной машины, управляемой автономным инвертором тока. — Труды МЭИ, вып. 302, 1976.

[06.01.82]



Добавочные моменты однофазных асинхронных двигателей с двухфазными и трехфазными обмотками

ЛОПУХИНА Е. М., МИНАСЯН В. М., СЕМЕНЧУКОВ Г. А., кандидаты техн. наук, НГУЕН ХОНГ ТХАНЬ, инж.
Московский энергетический институт

Схемы включения однофазных асинхронных двигателей с двухфазными и трехфазными обмотками выбираются экспериментально, что требует большого объема макетных испытаний. Использование математической модели несимметричной асинхронной машины, получаемой на основе сочетания методов индуктивных коэффициентов и проводимостей зубцовых контуров с учетом двухсторонней зубчатости сердечников и дискретности распределения проводников обмотки статора, позволяет обоснованно выбирать тип и схему включения обмоток на стадии предпроектных теоретических исследований. При этом появляется возможность с использованием ЭВМ комплексно решать задачи нахождения оптимального соотношения чисел пазов на статоре и роторе, скоса пазов и рациональной схемы включения обмоток статора с учетом требований к таким важным показателям пускового режима, как минимальный момент и начальный пусковой момент.

В общем случае объектом исследования является асинхронная машина с несимметричной m -фазной распределенной обмоткой статора. Углы α_n между осями обмоток фаз и началом отсчета произвольные. Каждая из обмоток может иметь свое, отличное от других число витков и их распределение по пазам. Обмотки статора повторяются периодически на каждом двойном полюсном делении. Беличья клетка ротора симметрична. Ток в n -й обмотке статора синусоидальный с произвольной амплитудой I_n и фазой φ_n

$$i_{ns} = \hat{I}_n \cos(\omega t - \varphi_n). \quad (1)$$

Рассматриваемая несимметричная машина охватывает все известные схемы включения в однофазную сеть двигателей конденсаторных и с пусковыми элементами с двухфазными и трехфазными обмотками.

Приняты следующие допущения: магнитное поле в воздушном зазоре плоскопараллельное; магнитная проницаемость стали бесконечно велика; влияние вихревых токов в стали на магнитный поток пренебрежимо мало. Рассматривалась только главная составляющая момента, обусловленная взаимодействием токов статора и ротора.

Принятые допущения позволяют считать, что вся энергия магнитного поля машины сосредоточена в воздушном зазоре. В этом случае электромагнитный момент может быть найден как частная производная энергии магнитного поля по углу $\alpha = \Omega t$ поворота ротора

$$\mathcal{M} = \sum_{n=1}^m \sum_{r=1}^{Z_2} i_{rR} \frac{\partial \psi_{nr}}{\partial \alpha}, \quad (2)$$

где i_{rR} — ток в r -м контуре ротора; $\psi_{nr} = \mathcal{M}_{nr} i_{ns}$ — потокосцепление r -го контура ротора с полем n -й фазы статора; Z_2 — число контуров ротора; \mathcal{M}_{nr} — взаимоиндуктивность n -й фазы статора и r -го контура ротора.

Представим потокосцепление r -го контура ротора в виде суммы бесконечного ряда гармонических нечетного порядка:

$$\begin{aligned} \psi_r = \sum_{n=1}^m \psi_{nr} &= \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{\psi}_k \times \\ &\times \cos \left[\omega t - kp\alpha - \varphi_k - \frac{2\pi kp}{Z_2} (r-1) \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Амплитуда и фаза k -й гармонической потокосцепления

$$\hat{\psi}_k e^{-j\varphi_k} = \sum_{n=1}^m \hat{I}_n \hat{M}_{n|k} e^{i(kp\alpha_n - \varphi_n)}. \quad (4)$$

Взаимоиндуктивность n -й фазы статора и r -го контура ротора

$$\hat{M}_{nr} = \sum_{h=1}^{\infty} \hat{M}_{nh} \cosh p \left[\alpha - \alpha_n + \frac{2\pi}{Z_2} (r-1) \right], \quad (5)$$

где h — нечетные числа.

После преобразований электромагнитный момент

$$\begin{aligned} \mathcal{M} = \frac{pZ_2}{8} \sum_{v=0}^{\infty} [&A_v \cos vp\Omega t + B_v \sin vp\Omega t + \\ &+ C_v \sin (vp\Omega t - 2\omega t) + H_v \cos (vp\Omega t - 2\omega t) + \\ &+ D_v \sin (vp\Omega t + 2\omega t) + E_v \cos (vp\Omega t + 2\omega t)], \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} A_v &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\omega_k \hat{\psi}_k}{|z_k|} [(k-v) \hat{\psi}_{k-v} \cos(\varphi_k + \varphi_{Rk} - \varphi_{k-v}) + \\ &+ (k+v) \hat{\psi}_{k+v} \cos(\varphi_k + \varphi_{Rk} - \varphi_{k+v})]; \\ B_v &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\omega_k \hat{\psi}_k}{|z_k|} [(k+v) \hat{\psi}_{k+v} \sin(\varphi_k + \varphi_{Rk} - \varphi_{k+v}) - \\ &- (k-v) \hat{\psi}_{k-v} \sin(\varphi_k + \varphi_{Rk} - \varphi_{k-v})]; \\ C_v &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\omega_k \hat{\psi}_k}{|z_k|} (-k+v) \hat{\psi}_{-k+v} \sin(\varphi_k + \varphi_{Rk} + \varphi_{-k+v}); \\ H_v &= - \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\omega_k \hat{\psi}_k}{|z_k|} (-k+v) \hat{\psi}_{-k+v} \cos(\varphi_k + \varphi_{Rk} + \varphi_{-k+v}); \\ D_v &= - \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\omega_k \hat{\psi}_k}{|z_k|} (-k-v) \hat{\psi}_{-k-v} \sin(\varphi_k + \varphi_{Rk} + \varphi_{-k-v}); \\ E_v &= - \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\omega_k \hat{\psi}_k}{|z_k|} (-k-v) \hat{\psi}_{-k-v} \cos(\varphi_k + \varphi_{Rk} + \varphi_{-k-v}); \end{aligned}$$

$\omega_k = \omega - kp\Omega$; $|z_k|e^{j\omega_k} = R_k + j\omega_k L_k$ — сопротивление контура ротора; v — порядок момента (четное число), определяемый из условия vp/Z_2 — целое число.

По сравнению с симметричной трехфазной машиной число пространственных гармоник магнитного поля в общем случае утраивается. Число составляющих вращающего момента соответственно увеличивается в 9 раз, причем все эти составляющие могут быть объединены в четыре группы:

1) асинхронные моменты; 2) пульсирующие моменты, переходящие в синхронные при неподвижном роторе; 3) пульсирующие моменты, переходящие в синхронные при частоте вращения ротора, равной $\pm 2\omega/vp$; 4) пульсирующие моменты двойной частоты сети, не переходящие в синхронные.

Заметим, что последняя составляющая обращается в нуль при неподвижном роторе, но в этом случае с двойной частотой пульсируют моменты третьей группы.

Особенно опасны дополнительные составляющие синхронных моментов при неподвижном роторе (колебаний пускового момента), так как у них более низкий порядок и больший период колебаний. При симметричной системе токов в симметричной m -фазной машине порядок колебаний пускового момента определяется из условия vp/mZ_2 — целое число. Таким образом, у трехфазной симметричной машины период колебаний оказывается в 3 раза меньше, у двухфазной — в 2 раза. При несимметричном питании моменты этого порядка образуются при взаимодействии гармоник токов ротора с гармониками потокосцеплений, созданных одними и теми же симметричными составляющими токов статора. Их значения зависят только от амплитуд потокосцеплений $\hat{\Psi}_k$ и $\hat{\Psi}_{\pm k\pm v}$.

Углы φ_k и $\varphi_{\pm k\pm v}$ в этом случае равны и поэтому не влияют на амплитуду соответствующих составляющих моментов.

Дополнительные составляющие момента возникают при взаимодействии различных последовательностей. При этом наряду с амплитудами важную роль играет сдвиг по фазе между симметричными составляющими.

Проиллюстрируем это на примере двухполюсного конденсаторного двигателя КД-50, имеющего $Z_1/Z_2 = 24/17$; $D = 4,45$ см; открытия пазов $b_{ns} = 0,14$ см; $b_{nr} = 0,1$ см; воздушный зазор $\delta = 0,25$ мм.

Были рассчитаны синхронные моменты порядков $v_2 = 68$; $v_4 = 136$, созданные потокосцеплениями одинаковых последовательностей, и $v_1 = 34$, $v_3 = 102$, возникающие при взаимодействии различных последовательностей. Учитывались гармоники потокосцеплений до 139 порядка. Индуктивные параметры, необходимые для вычисления потокосцепления, определялись с учетом двухсторонней зубчатости с помощью метода проводимостей зубцовых контуров на основе расчета магнитного поля контура ротора в воздушном зазоре. Метод проводимостей зубцовых контуров теоретически обоснован в [1]. Эффективность его применения в сочетании с методом индуктивных коэффициентов для асинхронных двигателей малой мощности показана в [2]. Полученная на этой основе новая математическая модель позволяет провести теоретические исследования электромагнитного момента и энергетических показателей с учетом всего спектра гармоник.

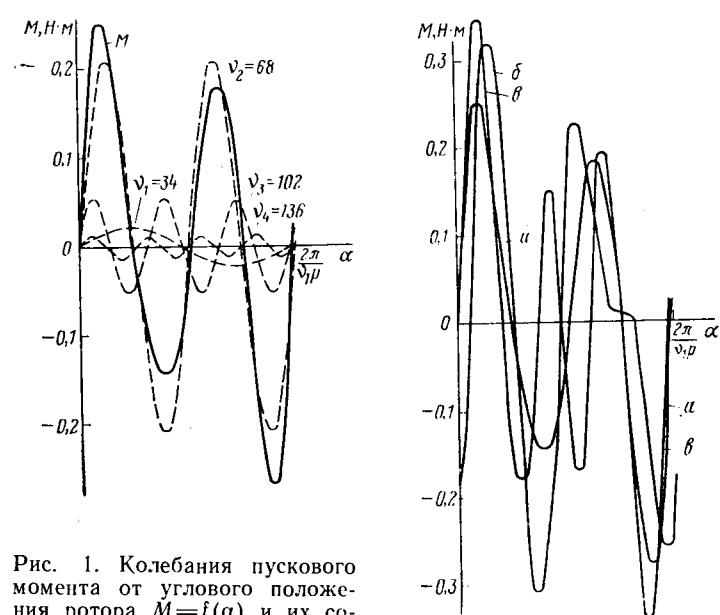


Рис. 1. Колебания пускового момента от углового положения ротора $M=f(\alpha)$ и их составляющие для конденсаторного двигателя КД-50 при угле скоса $\alpha_{ск}=0$ при параллельном включении двухфазных обмоток

Рис. 2. Колебания пускового момента от углового положения ротора $M=f(\alpha)$ конденсаторного двигателя КД-50 при угле скоса $\alpha_{ск}=0$ приводятся значения асинхронного момента M_{ac} при скольжении $s=1$ и амплитуды основной гармоники потокосцепления прямой ψ_1 и обратной ψ_{-1} последовательностей, по соотношению которых можно судить о степени эллиптичности поля в машине:

а — для параллельного включения двухфазных обмоток ($M_{ac}=0,116$ Н·м, $\hat{\psi}_1=0,116 \cdot 10^{-2}$, $\hat{\psi}_{-1}=0,673 \cdot 10^{-2}$); б — для последовательного включения двухфазных обмоток; ($M_{ac}=0,126$ Н·м, $\hat{\psi}_1=0,12 \cdot 10^{-2}$, $\hat{\psi}_{-1}=0,684 \cdot 10^{-2}$); в — для трехфазных обмоток, включенных в симметричную звезду ($M_{ac}=0,0911$ Н·м, $\hat{\psi}_1=0,139 \cdot 10^{-2}$, $\hat{\psi}_{-1}=0,113 \cdot 10^{-2}$)

Колебания пускового момента $M=f(\alpha)$ и их составляющие в зависимости от углового положения ротора при $\alpha_{ск}=0$ показаны на рис. 1 для параллельного включения обмоток статора. Для сравнения на рис. 2 приведены зависимости $M=f(\alpha)$ для различных схем включения.

Проведем сравнительный анализ добавочных моментов (параллельного и последовательного включения) для двухфазных и трехфазных обмоток (табл. 1). Амплитуды моментов порядков $v_2=68$, $v_4=136$ в обоих случаях включения двухфазных обмоток одинаковы. При последовательном включении обмоток моменты порядка $v_3=102$ в 2,6 раза больше, а порядка $v_1=34$ на 16% меньше, чем при параллельном. Влияние сдвига по фазе токов прямой и обратной последовательности сказывается также в том, что кривые моментов порядков $v_1=34$ и $v_3=102$ смещены относительно кривых моментов порядков $v_2=68$ и $v_4=136$ неодинаково для обеих схем включения. Это оказывает значительное влияние на характер результирующей кривой колебаний пусковых моментов: у последовательной схемы это смещение более благоприятно. В результате, несмотря на резкое увеличение в ней моментов порядка $v_3=102$, максимальное снижение результирующего пускового момента у обеих схем включения оказалось примерно одинаковым.

Аналогично влияют схемы включения и на моменты третьей группы (синхронные при вращении ротора). Амплитуды моментов порядков $v_2=68$ и $v_4=136$ примерно одинаковы ($M_{68}=0,102$ Н·м, $M_{136}=0,573 \times 10^{-2}$ Н·м при последовательном включении обмоток).

Таблица 1

$\alpha_{\text{ск}}$	Амплитуды колебаний пускового момента и их составляющих конденсаторного двигателя КД-50 в зависимости от скоса пазов									
	Двухфазная обмотка				Результирующий момент	Трехфазная обмотка				Результирующий момент
	Составляющие момента					Составляющие момента				
$\alpha_{\text{ск}}$	$v_1=34$	$v_2=68$	$v_3=102$	$v_4=136$		$v_1=34$	$v_2=68$	$v_3=102$	$v_4=136$	
0	$0,184 \cdot 10^{-1}$	0,222	0,141	$0,119 \cdot 10^{-1}$	$+0,322$ $-0,303$	$0,43 \cdot 10^{-1}$	0,112	0,228	$0,22 \cdot 10^{-1}$	$+0,33$ $-0,328$
$0,175 \frac{\pi p}{Z_1}$	$0,17 \cdot 10^{-1}$	0,132	$0,422 \cdot 10^{-1}$	$0,3 \cdot 10^{-4}$	$+0,156$ $-0,146$	$0,391 \cdot 10^{-1}$	$0,674 \cdot 10^{-1}$	$0,674 \cdot 10^{-1}$	$0,224 \cdot 10^{-3}$	$+0,148$ $-0,148$
$0,235 \frac{\pi p}{Z_1}$	$0,161 \cdot 10^{-1}$	$0,788 \cdot 10^{-1}$	$0,365 \cdot 10^{-3}$	$0,245 \cdot 10^{-2}$	$+0,863 \cdot 10^{-1}$ $-0,829 \cdot 10^{-1}$	$0,366 \cdot 10^{-1}$	$0,439 \cdot 10^{-1}$	$0,61 \cdot 10^{-3}$	$0,435 \cdot 10^{-2}$	$+0,673 \cdot 10^{-1}$ $-0,715 \cdot 10^{-1}$
$0,35 \frac{\pi p}{Z_1}$	$0,14 \cdot 10^{-1}$	$0,167 \cdot 10^{-1}$	$0,298 \cdot 10^{-1}$	$0,3 \cdot 10^{-4}$	$+0,542 \cdot 10^{-1}$ $-0,477 \cdot 10^{-1}$	$0,304 \cdot 10^{-1}$	$0,287 \cdot 10^{-2}$	$0,477 \cdot 10^{-1}$	$0,167 \cdot 10^{-3}$	$+0,784 \cdot 10^{-1}$ $-0,777 \cdot 10^{-1}$
$0,7 \frac{\pi p}{Z_1}$	$0,108 \cdot 10^{-1}$	$0,771 \cdot 10^{-2}$	$0,412 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-4}$	$+0,16 \cdot 10^{-1}$ $-0,161 \cdot 10^{-1}$	$0,127 \cdot 10^{-1}$	$0,33 \cdot 10^{-3}$	$0,83 \cdot 10^{-3}$	$0,162 \cdot 10^{-3}$	$+0,135 \cdot 10^{-1}$ $-0,135 \cdot 10^{-1}$
$\frac{\pi p}{Z_1}$	$0,843 \cdot 10^{-2}$	$0,997 \cdot 10^{-2}$	$0,747 \cdot 10^{-2}$	$0,556 \cdot 10^{-3}$	$+0,174 \cdot 10^{-1}$ $-0,183 \cdot 10^{-1}$	$0,431 \cdot 10^{-2}$	$0,696 \cdot 10^{-1}$	$0,123 \cdot 10^{-1}$	$0,908 \cdot 10^{-3}$	$+0,214 \cdot 10^{-1}$ $-0,213 \cdot 10^{-1}$

ток и $M_{68}=0,099$ Н·м, $M_{136}=0,54 \cdot 10^{-2}$ Н·м при параллельном включении). Моменты порядка $v_3=102$ резко возрастают (соответственно $M_{102}=0,0673$ Н·м и $M_{102}=0,0195$ Н·м), а порядка $v_1=34$ снижаются на 27% ($M_{34}=0,0111$ Н·м и $M_{34}=0,0141$ Н·м). Рассматриваемые моменты переходят в синхронные при различных частотах вращения, и поэтому, поскольку они не суммируются, их смещение не имеет значения.

У конденсаторных двигателей с трехфазной обмоткой статора, включенной по схеме Штейнмеца, на значение синхронных моментов оказывают влияние два противоположно действующих фактора:

отсутствие третьих и кратных им гармоник потокосцеплений ведет к снижению амплитуд моментов;

из-за невозможности варьирования коэффициента трансформации эллиптичность магнитного поля, как правило, выше, поэтому для получения того же среднего значения пускового момента необходимо форсировать и прямое поле, в результате чего амплитуды синхронных моментов возрастают (см. табл. 1).

На рис. 2 (кривая α) показаны колебания пускового момента конденсаторного двигателя КД-50 со специально спроектированной трехфазной обмоткой, включенной по схеме Штейнмеца и обеспечивающей пусковой момент примерно на том же уровне, что и

исходная двухфазная обмотка. Изменение гармонического состава потокосцеплений обусловило другой характер зависимости. Наибольшую амплитуду имеют моменты порядка $v_3=102$, возникающие при взаимодействии потокосцеплений одноименных последовательностей. Моменты этого порядка имеются и при включении двигателя в трехфазную сеть. Моменты порядков $v_1=34$, $v_2=68$, $v_4=136$, образующиеся при взаимодействии потокосцеплений различных последовательностей, влияют главным образом на значение отдельных колебаний пускового момента (положительных и отрицательных). Отметим, что число этих колебаний за период в зависимости от угла поворота ротора в 1,5 раза больше по сравнению с конденсаторными двигателями с двухфазной обмоткой, у которых наибольшими являются моменты порядка $v_2=68$. Максимальное снижение результирующего пускового момента для рассматриваемого двигателя получилось для схемы с трехфазной обмоткой. Таким образом, усиление эллиптичности магнитного поля оказалось превалирующее влияние на колебания пускового момента. Еще в большей степени эллиптичность поля усиливает провалы в механической характеристике от асинхронных моментов зубцового порядка (рис. 3).

Как показали теоретические и экспериментальные исследования, соотношение $Z_1/Z_2=24/17$ для двухполюсных машин является одним из наиболее благоприятных. Однако в этом случае при отсутствии скоса, как видно из рис. 3 и 4, добавочные моменты недопустимо велики. Только при сочетании правильно выбранных соотношений чисел пазов Z_1/Z_2 и скоса пазов значение добавочных моментов может быть снижено до допустимого уровня. Уже при скосе пазов на 0,7 зубцового деления статора провалы от асинхронных моментов зубцового порядка практически отсутствуют. Влияние скоса пазов на колебания пускового момента выражается не только в снижении амплитуды, но и в увеличении ширины одного колебания (рис. 4). Это связано с тем, что синхронные моменты различных порядков подавляются скосом пазов в различной степени (табл. 1).

Особенно сильно влияет скос пазов на моменты высоких порядков, так как у них основная составляющая образуется при взаимодействии потокосцепления основной гармоники с потокосцеплениями более высоких порядков. Резко изменяется характер коле-

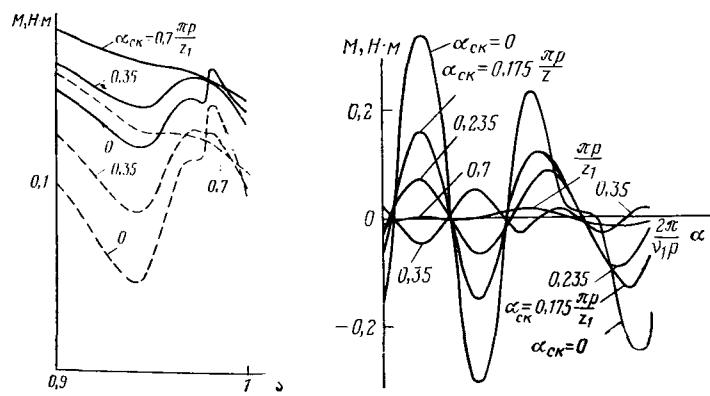


Рис. 3. Зависимость асинхронного момента от скольжения $M=f(s)$ при различных углах скоса $\alpha_{\text{ск}}$ конденсаторного двигателя КД-50 (— для двухфазной обмотки; - - - для трехфазной)

Рис. 4. Влияние скоса пазов на колебания пускового момента $M=f(\alpha)$ конденсаторного двигателя КД-50 при последовательном включении двухфазных обмоток

баний пускового момента у двигателя с трехфазной обмоткой. При отсутствии скоса паза основная составляющая момента имеет порядок $v_3=102$. При $a_{ck}=0,35\pi p/Z_1$ она уже почти полностью подавляется. В результате при таком скосе характер колебаний момента определяется составляющими низких порядков $v_2=68$ и отчасти $v_1=34$. У двигателей с двухфазной обмоткой (табл. 1) при отсутствии скоса пазов главную роль играют моменты порядка $v_2=68$. Чтобы их подавить в достаточной степени, необходим скос пазов $a_{ck}\geq 0,7\pi p/Z_1$ (рис. 4). При этих скосах характер колебаний пускового момента меняется, определяющими становятся моменты порядка $v_1=34$. Эффективность конкретного угла скоса для разных схем включения зависит от того, какая из составляющих колебаний момента при этом скосе наиболее сильно подавляется. Например, при скосах пазов, равных $0,235\pi p/Z_1$ и $0,7\pi p/Z_1$, составляющие моменты порядка $v_3=102$ подавляются почти полностью, поэтому у двигателей с трехфазной обмоткой, где эта составляющая наибольшая, амплитуда колебаний пускового момента снижается в большей степени.

Как показали расчеты, для достаточно сильного подавления колебаний пускового момента у двигателя КД-50 для рассмотренных схем включения необходимо выполнить скос пазов не менее чем на 70% зубцового деления статора. При этом скосе колебания составляют не более 13–15% асинхронного момента.

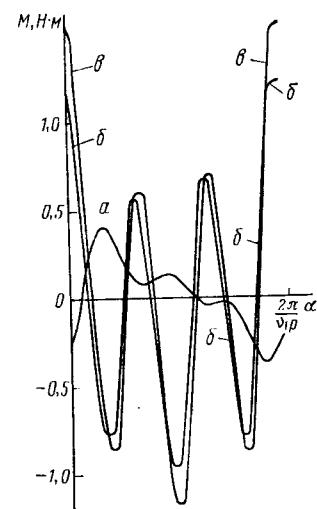
Представляет интерес исследование добавочных моментов для двигателей современной серии 4A, в которой однофазные двигатели унифицированы с трехфазными и имеют, кроме модификации с рабочим конденсатором, исполнения с пусковыми элементами. Анализ проведен на примере трехфазного двигателя 4AA56A2 и его однофазных модификаций: с рабочим конденсатором (обмотка трехфазная), с пусковой обмоткой повышенного активного сопротивления и с пусковой емкостью (обмотка двухфазная, главная обмотка занимает 2/3 пазов, вспомогательная — 1/3). Двигатель двухполюсный, соотношение чисел пазов $Z_1/Z_2=24/17$; $D=4,8$ см; $b_{ws}=0,18$ см; $b_{wr}=0,1$ см; $\delta=0,25$ мм.

При питании двигателя от трехфазной сети колебания пускового момента имеют только составляющую $v_3=102$, моменты более низких порядков, обусловленные взаимодействием различных последовательностей, равны нулю. У двигателя с рабочей емкостью 4AA56A2 в пусковом режиме резко выражена эллиптичность поля. Это привело к тому, что при $a_{ck}=0$ составляющие колебаний пускового момента порядков $v_1=34$ и $v_2=68$ возросли настолько, что стали больше моментов порядка $v_3=102$ (рис. 5, а). В результате характер колебаний по сравнению с конденсаторным двигателем КД-50 с трехфазной обмоткой (рис. 2, в) резко изменился, зона отклонения момента одного знака увеличилась.

Анализ работы двигателя с пусковыми элементами при распределении пазов между главной и вспомогательной фазами в отношении 2:1 можно свести к рассмотрению несимметричного режима трехфазного двигателя при наличии токов нулевой последовательности, поэтому в колебаниях пускового момента при $a_{ck}=0$ резко выражена составляющая порядка $v_3=102$ (рис. 5, б, в). Эллиптичность поля в пусковом режиме у двигателей с пусковой обмоткой выражена

Рис. 5. Колебания пускового момента от углового положения ротора $M=f(\alpha)$ однофазных модификаций двигателя 4AA56A2 при угле скоса $a_{ck}=0$:

а — с рабочим конденсатором ($M_{ac}=0,164$ Н·м, $\hat{\Phi}_1=0,522 \cdot 10^{-2}$, $\hat{\Phi}_{-1}=0,411 \cdot 10^{-2}$); б — с пусковым конденсатором ($M_{ac}=0,463$ Н·м, $\hat{\Phi}_1=0,303 \cdot 10^{-2}$, $\hat{\Phi}_{-1}=0,138 \cdot 10^{-1}$); в — с пусковой обмоткой ($M_{ac}=-0,295$ Н·м, $\hat{\Phi}_1=0,287 \cdot 10^{-2}$, $\hat{\Phi}_{-1}=-0,138 \cdot 10^{-1}$)



сильнее, чем у машин с пусковой емкостью. Соответственно увеличиваются составляющие момента порядков $v_1=34$ и $v_2=68$, а также результирующие колебания.

Степень эллиптичности магнитного поля определяет значение провалов в механической характеристике от асинхронных моментов зубцового порядка. При $a_{ck}=0$ наиболее сильно выражены эти провалы у двигателя с рабочим конденсатором, в меньшей степени у машин с пусковой обмоткой и пусковым конденсатором. Механическую характеристику, практически не имеющую таких провалов, удается получить только при $a_{ck}=\pi p/Z_1$; при $a_{ck}=0,7\pi p/Z_1$ провалы в ней еще остаются, хотя минимальный момент не снижается меньше пускового. Таким образом, влияние асинхронных моментов зубцового порядка у однофазных модификаций двигателя 4AA56A2 значительно, чем у КД-50, что обусловлено большим значением открытия пазов статора. Отметим, что у двигателей с пусковыми элементами сильно выражены провалы, вызванные асинхронными моментами от 3-й гармонической.

Анализ влияния скоса пазов на колебания пускового момента еще раз убеждает, что их амплитуда и характер прежде всего зависят от того, какая из составляющих момента подавляется при данном скосе в большей степени (табл. 2). Для двигателей с пусковыми элементами это моменты порядка $v_3=102$ (рис. 5, б и в). В результате при большем скосе результирующая амплитуда колебаний может увеличиться (например, при $a_{ck}=0,35\pi p/Z_1$ она больше, чем при $a_{ck}=0,235\pi p/Z_1$; при $a_{ck}=0,9\pi p/Z_1$ больше, чем при $a_{ck}=0,7\pi p/Z_1$). Однако для достаточно полного подавления колебаний пускового момента необходимо понизить и моменты более низких порядков: $v_1=34$ и $v_2=68$. Это удается только при $a_{ck}=\pi p/Z_1$. При этом у двигателя с пусковой обмоткой снижение пускового момента при повороте ротора составляет не более 20% среднего асинхронного, а у двигателя с пусковым конденсатором — не более 9,5%. У двигателя с рабочим конденсатором, у которого, как уже отмечалось, значение моментов низких порядков значительно повысились, амплитуда колебаний пускового момента монотонно снижается при увеличении скоса пазов и при $a_{ck}=\frac{\pi p}{z_1}$ она составляет 14,8% асинхронного момента (рис. 5, а). У трехфазного двигателя моменты низких порядков $v_1=34$ и $v_2=68$ равны нулю, основ-

Таблица 2

$\alpha_{\text{ск}}$	Амплитуды колебаний пускового момента и их составляющих для двигателя 4АА56А2 и его модификаций в зависимости от скоса пазов												
	С рабочим конденсатором				С пусковой обмоткой				С пусковым конденсатором				Трехфазный
	Составляющие моментов			Результирующий момент	Составляющие моментов			Результирующий момент	Составляющие моментов			Результирующий момент	Результирующий момент ($v_3=102$)
	$v_1=34$	$v_2=68$	$v_3=102$		$v_1=34$	$v_2=68$	$v_3=102$		$v_1=34$	$v_2=68$	$v_3=102$		
0	0,23	0,158	0,106	0,338 -0,403	0,408	0,189	0,946	1,54 -1,17	0,283	0,133	0,803	1,21 -0,948	$\pm 0,146$
$0,235 \frac{\pi p}{Z_1}$	0,221	0,061	0,0107	0,212 -0,232	0,354	0,076	0,6153	0,44 -0,309	0,245	0,059	0,0144	0,319 -0,207	$\pm 0,042$
$0,35 \frac{\pi p}{Z_1}$	0,152	0,0191	0,029	0,1845 -0,182	0,296	0,0853	0,196	0,45 -0,442	0,205	0,0633	0,166	0,368 -0,336	$\pm 0,0181$
$0,7 \frac{\pi p}{Z_1}$	0,047	0,0028	0,0154	0,0495 -0,044	0,108	0,0201	0,013	0,112 -0,133	0,0786	0,015	0,0116	0,0825 -0,102	$\pm 0,026$
$0,9 \frac{\pi p}{Z_1}$	0,0099	0,029	0,0171	0,043 -0,0426	0,0409	0,0547	0,042	0,0879 -0,134	0,035	0,0388	0,0399	0,0686 -0,109	—
$\frac{\pi p}{Z_1}$	0,0014	0,0181	0,0068	0,027 -0,024	0,0212	0,0285	0,0417	0,072 -0,058	0,02	0,0195	0,0348	0,0568 -0,0434	—

ными являются синхронные моменты порядка $v_3=102$. При этом даже для $\alpha_{\text{ск}}=0$ амплитуда колебаний пускового момента не превышает 11,2% асинхронного момента. Таким образом, добавочные моменты однофазных модификаций по сравнению с трехфазными двигателями резко возрастают и для унифицированных машин целесообразно выбирать числа пазов статора и ротора и значение скоса оптимальными для однофазных схем.

Выводы. 1. Предлагаемая математическая модель, построенная на основе сочетания методов индуктивных коэффициентов и проводимостей зубцовых контуров с учетом двухсторонней зубчатости сердечников, позволяет рассчитывать и анализировать добавочные моменты, синхронные и асинхронные, неявнополюсных асинхронных двигателей с произвольной обмоткой статора при симметричном или несимметричном питании.

2. У симметричной машины число пространственных гармоник магнитного поля утраивается по сравнению с симметричной трехфазной машиной, число составляющих электромагнитного момента увеличивается в 9 раз. В результате не только возрастают амплитуды моментов тех порядков, которые существовали при симметричном питании, но и появляются моменты более низких порядков.

3. Амплитуда и характер колебаний пускового момента зависят не только от степени эллиптичности магнитного поля, но и от сдвига по фазе потокосцеплений (токов) различных последовательностей, свя-

занного со схемой включения обмоток статора.

4. Сравнение однофазных двигателей с двухфазными и трехфазными обмотками на статоре показывает, что, используя схемы с двухфазными обмотками, можно обеспечить более низкий уровень добавочных моментов, так как они предоставляют большие возможности снижения эллиптичности поля.

5. Значение добавочных моментов однофазных асинхронных двигателей может быть снижено до допустимого уровня только при сочетании правильно выбранных соотношений чисел пазов на статоре и роторе Z_1/Z_2 и скоса пазов. Они могут быть найдены при расчете на ЭВМ по предложенной математической модели. Для двигателей с унифицированной магнитной системой выбор Z_1/Z_2 и скоса следует проводить для однофазных модификаций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов-Смоленский А. В. Анализ магнитного поля контура в электрической машине с двухсторонней зубчатостью сердечников. Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 4.
2. Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А., Минасян В. М. Исследование добавочных моментов методом индуктивных коэффициентов. — Электричество, 1981, № 1.
3. Соколова А. А., Пашинская Н. И., Черток Б. Н. Выбор чисел пазов унифицированного ротора трех- и однофазных асинхронных двигателей. — Электротехника, 1978, № 9.

[02.03.82]



Выбор схемы включения двухобмоточного электромагнита

ГРИНБЕРГ В. С., канд. техн. наук

Томск

Форсировка при включении позволяет улучшить ряд технико-экономических показателей электромагнитов. Из применяемых электромагнитов с форсированной наибольше распространенными являются двухобмоточные электромагниты (ДЭ) [1—16 и др.]. Они предусматривают последовательное (рис. 1, а, 2, а), либо параллельное (рис. 1, б, 2, б) соединения обмоток. При проектировании ДЭ возникает необходимость выбора более выгодного из этих соединений [1, 4, 6, 15, 16].

Вопросы выбора схемы включения обмоток ДЭ подробно рассмотрены в [15 и 16] для частного случая, когда длины средних витков обмоток одинаковы, а масса меди пусковой обмотки меньше массы меди рабочей обмотки. Однако в большинстве применяемых ДЭ длины средних витков обмоток неодинаковы [1—6 и др.], а в ряде ДЭ масса меди пусковой обмотки больше массы меди рабочей обмотки [2 и 7]. Между тем вопросы выбора схемы включения для общего случая, когда длины средних витков неодинаковы, совершенно недостаточно освещены в литературе [1, 4, 6].

Задача данной статьи — на основании анализа общего случая определить более выгодные схемы включения обмоток ДЭ. При анализе воспользуемся следующими известными допущениями [1 и др.]: индуктивности при неподвижном якоре и активные сопротивления обмоток ДЭ неизменны; время горения дуги при размыкании контактов пренебрежимо мало; магнитная связь между обмотками ДЭ и вентилями в схемах считается идеальными.

Кроме того, будем учитывать, что в большинстве применяемых ДЭ рабочая обмотка выполняется более тонким проводом и имеет большее число витков и сопротивление, чем пусковая, а установившаяся м. д. с. рабочей обмотки меньше установившейся м. д. с. пусковой обмотки [1—6 и др.].

$$k_w = w_n / w_p < 1; \quad k_s = s_p / s_n < 1; \quad k_R = R_n / R_p < 1; \\ k_F = F_p / F_n < 1. \quad (1)$$

Здесь и далее основные обозначения заимствованы из [14—16].

Для определенности при выводе необходимых соотношений примем, что ДЭ в сравниваемых схемах имеют одинаковые массы движущихся частей, противодействующие усилия и магнитопроводы. Тогда магнитные проводимости при одинаковых воздушных зазорах, м. д. с. трогания F_{tr} , м. д. с. срабатывания и м. д. с. удержания ДЭ будут также одинаковыми. Далее примем равенство тяговых усилий, развиваемых ДЭ в номинальном режиме и в режиме форсировки, тогда и номинальные м. д. с. F_n , установившиеся значения м. д. с. при форсировке F_F , постоянные времени T_F перед размыканием ШК электромагнитов сравниваемых схем, а также значения их времени трогания и времени движения, будут одинаковыми. Наконец, примем что, ДЭ имеют одинаковые номинальные мощности P_n и напряжения U . При этом оказываются равными их номинальные токи I_n .

Исходя из принятых условий, можно записать следующие равенства между величинами ДЭ сравниваемых схем:

$$F_{n1} = F_{n2}; \quad P_{n1} = P_{n2}; \quad I_{n1} = I_{n2}; \quad F_{\phi1} = F_{\phi2}; \quad T_{\phi1} = T_{\phi2}.$$

Здесь величины F_n , P_n , I_n и $F_{\phi1}$ определяются известными выражениями:

$$\left. \begin{aligned} F_{n1} &= U(w_{n1} + w_{p1}) / (R_{n1} + R_{p1}); \\ F_{n2} &= Uw_{p2} / R_{p2} = F_{p2}; \\ P_{n1} &= U^2 / (R_{n1} + R_{p1}); \quad P_{n2} = U^2 / R_{p2}; \\ I_{n1} &= U / (R_{n1} + R_{p1}); \quad I_{n2} = U / R_{p2}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$F_{\phi1} = U w_{n1} / R_{n1} = F_{n1}. \quad (3)$$

Сравнение схем по коммутационным условиям будем осуществлять по значению изменения энергии магнитного поля ДЭ при размыкании контактов ΔW [16]. При этом будем сопоставлять условия работы не только ШК, но и контактов ВК (рис. 1, 2), осуществляющих отключение питания ДЭ (в роли ВК в реальных схемах управления могут быть использованы, например, контакты кнопки управления «стоп» или блок-контакты специального контактора).

Соотношение для определения ΔW в общем случае имеет вид:

$$\Delta W = W(-0) - W(+0). \quad (4)$$

В соответствии с [16], для того, чтобы сравнительный анализ схем, проведенный на основании соотношения (4), давал наибольшую точность, необходимо, чтобы кроме $T_{\phi1} = T_{\phi2}$, дополнительно выполнялись следующие равенства:

$$T_{n1} = T_{n2}; \quad W_1(-0) = W_2(-0).$$

Здесь постоянные времени T_n электромагнитов после размыкания ШК определяются по формулам:

$$T_{n1} = \frac{L_{n1} + L_{p1} + 2M_1}{R_{n1} + R_{p1}} \approx \frac{(V L_{n1} + V L_{p1})^2}{R_{n1} + R_{p1}}; \\ T_{n2} = \frac{L_{p2}}{R_{p2}} = T_{p2}. \quad (5)$$

В общем случае соотношение для определения начального запаса энергии магнитного поля ДЭ можно представить так:

$$W(-0) = \frac{1}{2} [L_n i_n^2(-0) + L_p i_p^2(-0)] + \\ + 2M_i_n(-0) i_p(-0) \approx \frac{1}{2} [V L_n i_n(-0) + \\ + V L_p i_p(-0)]^2. \quad (6)$$

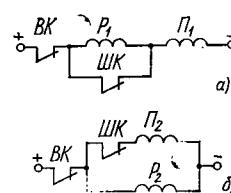


Рис. 1. Схемы без вентилями

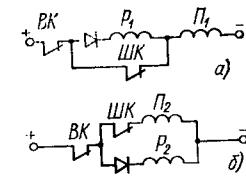


Рис. 2. Схемы с вентилями

Используя (6), можно получить следующее соотношение:

$$\frac{W_1(-0)}{W_2(-0)} = \left[\frac{w_{n1}i_{n1}(-0) + w_{p1}i_{p1}(-0)}{w_{n2}i_{n2}(-0) + w_{p2}i_{p2}(-0)} \right]^2 = \left[\frac{F_1(-0)}{F_2(-0)} \right]^2, \quad (7)$$

где $F_1(-0)$ и $F_2(-0)$ — значения суммарных м. д. с. перед моментом размыкания контактов.

В соответствии с принятymi условиями можно установить идентичность изменения суммарных м. д. с. с момента включения ДЭ сравниваемых схем до момента размыкания ШК. Тогда, при $F_{n1}=F_{n2}$:

$$F_1(-0)/F_2(-0) = F_{n1}/F_{n2} = 1. \quad (8)$$

С помощью соотношений (2) и (5) нетрудно установить, что при $F_{n1}=F_{n2}$, $P_{n1}=P_{n2}$ или при $F_{n1}=F_{n2}$, $I_{n1}=I_{n2}$ автоматически выполняется равенство $T_{n1}=T_{n2}$. С учетом (7) и (8) нетрудно установить и справедливость равенства $W_1(-0)=W_2(-0)$, как для случаев размыкания ШК в переходном или установившемся режимах, так и для случая размыкания ВК в номинальном режиме работы ДЭ. Таким образом, принятые при сравнении схем условия соответствуют $T_{\phi1}=T_{\phi2}$, $T_{n1}=T_{n2}$ и $W_1(-0)=W_2(-0)$, что обеспечивает наибольшую точность сравнительного анализа схем по соотношению (4).

Для случая размыкания ВК $W_{VK}(+0)=0$, тогда в соответствии с соотношением (4) и при $W_1(-0)=W_2(-0)$ получим: $\Delta W_{VK1}=\Delta W_{VK2}$.

Последнее равенство указывает на равнотенность условий работы ВК в сравниваемых схемах включения ДЭ.

По условию (4) можно получить общее соотношение для сравнения схем по условиям работы ШК [16]:

$$\frac{\Delta W_1}{\Delta W_2} = \frac{L_{p1}}{(\sqrt{L_{n1}} + \sqrt{L_{p1}})^2} \times \frac{L_{n1}}{L_{n2}} \left[\frac{i_{n1}(-0) - i_{p1}(-0)}{i_{n2}(-0)} \right]^2. \quad (9)$$

Последующие сравнения проводятся как между схемами без вентиляй, так и между схемами с вентилями.

Схемы без вентиляй

рис. 1,а:

$$T_{\phi1}=T_{n1}+T_{p1}; \quad (10)$$

рис. 1,б:

$$T_{\phi2}=T_{n2}+T_{p2}; \quad (11)$$

$$F_{\phi2}=F_{n2}+F_{p2}. \quad (12)$$

Подставив (2), (3), (10) — (12) в равенства $F_{n1}=F_{n2}$; $P_{n1}=P_{n2}$; $I_{n1}=I_{n2}$; $F_{\phi1}=F_{\phi2}$ и $T_{\phi1}=T_{\phi2}$ можно получить следующую систему:

$$\left. \begin{aligned} \frac{w_{n1} + w_{p1}}{w_{n1}l_{n1}/s_{n1} + w_{p1}l_{p1}/s_{p1}} &= \frac{s_{p2}}{l_{p2}}; \\ s_{n1}/l_{n1} &= s_{n2}/l_{n2} + s_{p2}/l_{p2}; \quad w_{n1}l_{n1}/s_{n1} + w_{p1}l_{p1}/s_{p1} = \\ &= w_{p2}l_{p2}/s_{p2}; \\ w_{n1}s_{n1}/l_{n1} + w_{p1}s_{p1}/l_{p1} &= w_{n2}s_{n2}/l_{n2} + w_{p2}s_{p2}/l_{p2}, \end{aligned} \right\} (13)$$

где l_n и l_p — длины средних витков обмоток ДЭ.

Решив систему (13) относительно w_{n2} , w_{p2} , s_{n2}/l_{n2} и s_{p2}/l_{p2} и использовав равенства (1), приDEM

к таким соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} w_{n2} &= w_{n1}(1 - k_{R1}/k_{w1}); \quad s_{n2} = s_{n1} \frac{l_{n2}}{l_{n1}} \frac{1 - k_{R1}/k_{w1}}{1 + k_{R1}}; \\ w_{p2} &= w_{p1}(1 + k_{w1}); \quad s_{p2} = s_{p1} \frac{l_{p2}}{l_{p1}} \frac{1 + k_{w1}}{1 + k_{R1}}. \end{aligned} \right\} (14)$$

При сравнении схем по условиям работы ШК ограничимся рассмотрением двух крайних случаев: когда размыкание ШК осуществляется в самом начале движения якоря (в момент трогания) и после срабатывания и достижения токами ДЭ установившихся значений. Можно показать, что при выполнении (13) или (14) для обоих указанных случаев будет справедливым следующее соотношение [16]:

$$\frac{i_{n1}(-0) - i_{p1}(-0)}{i_{n2}(-0)} = \frac{I_{n1}}{I_{n2}} = \frac{R_{n2}}{R_{n1}} = \frac{w_{n2}}{w_{n1}} \frac{s_{n1}}{s_{n2}} \frac{l_{n2}}{l_{n1}}. \quad (15)$$

С учетом (15) соотношение (9) примет вид:

$$\frac{\Delta W_1}{\Delta W_2} = \left(\frac{w_{p1}}{w_{n1} + w_{p1}} \frac{s_{n1}}{s_{n2}} \frac{l_{n2}}{l_{n1}} \right)^2. \quad (16)$$

Подставив (14) в (16), можно получить:

$$\frac{\Delta W_1}{\Delta W_2} = \left[\frac{1 + k_{R1}}{(1 + k_{w1})(1 - k_{R1}k_{w1})} \right]^2. \quad (17)$$

Определим условия, при которых выполняется неравенство $\Delta W_1/\Delta W_2 < 1$. Подставив в это неравенство (17), приDEM к соотношению:

$$k_{R1} < k^2 w_1 / (1 + 2k_{w1}). \quad (18)$$

Необходимым условием для выполнения (18) и соотношения $\Delta W_1/\Delta W_2 < 1$ является $k_{R1} < k^2 w_1$.

При $k_{R1} < k^2 w_1$ и выполнении (18) соблюдается и соотношение $\Delta W_1/\Delta W_2 < 1$. В этом случае более выгодной по условиям работы ШК оказывается схема с последовательным включением. Если же одно из этих условий не выполняется, то целесообразен переход к схеме с параллельным включением обмоток.

В частном случае, когда длины средних витков обмоток совпадают, а рабочая обмотка имеет большую массу меди, чем пусковая, имеют место следующие соотношения:

$$l_{p1}=l_{p2}; \quad w_{n1}s_{n1} < w_{p1}s_{p1}; \quad k^2 w_1 < k_{R1}. \quad (19)$$

Нетрудно установить, что соблюдение этих условий автоматически исключает условие $k_{R1} < k^2 w_1$. Следовательно, в рассматриваемом частном случае целесообразен переход к схеме с параллельным включением обмоток. Этот вывод совпадает с результатом, полученным в [16].

Таким образом, по соотношению параметров пусковой и рабочей обмоток ДЭ, используемых в схеме последовательным включением, можно судить о целесообразности выбора этой схемы. Аналогичные соотношения можно получить и для ДЭ, используемых в схеме с параллельным включением обмоток. Для этого, решив систему (13) относительно w_{n1} , w_{p1} , s_{n1}/l_{n1} и s_{p1}/l_{p1} , запишем:

$$\left. \begin{aligned} w_{n1} &= w_{n2} \frac{1 + k_{R2}k_{w2}}{1 + k_{R2}}; \\ s_{n1} &= s_{n2} \frac{l_{n1}}{l_{n2}} (1 + k_{R2}k_{w2}); \\ w_{p1} &= w_{p2} \frac{1 - k_{w2}}{1 + k_{R2}}; \quad s_{p1} = s_{p2} \frac{l_{p1}}{l_{p2}} (1 - k_{w2}). \end{aligned} \right\} (20)$$

Соотношения (14) и (20) получены из одной и той же системы (13), поэтому при выполнении (20) также, как и при выполнении (14), имеют место равенства: $F_{\text{н1}}=F_{\text{н2}}$; $P_{\text{н1}}=P_{\text{н2}}$; $I_{\text{н1}}=I_{\text{н2}}$; $F_{\Phi 1}=F_{\Phi 2}$; $T_{\Phi 1}=T_{\Phi 2}$; $T_{\text{н1}}=T_{\text{н2}}$; $W_1(-0)=W_2(-0)$; $\Delta W_{\text{ВК1}}=\Delta W_{\text{ВК2}}$ и соотношения (15) и (16).

Подставив (20) в (16), получим:

$$\frac{\Delta W_1}{\Delta W_2} = \left[\frac{(1-k_{w2})/(1+k_{R2}k_{w2})}{1+k_{R2}} \right]^2. \quad (21)$$

Определим условия, при которых выполняется соотношение $\Delta W_1/\Delta W_2 > 1$; подставив в это неравенство (21), придем к соотношению:

$$k_{R2} > k^2 w_2 / (1 - 2k_{w2}), \quad (22)$$

где $k_{w2} < 0,5$.

Условие $k_{w2} < 0,5$ является необходимым для выполнения соотношения $\Delta W_1/\Delta W_2 > 1$. В этом случае более выгодной по условиям работы ШК оказывается схема с параллельным включением. Если же $k_{w2} > 0,5$ или соотношение (22) не выполняется, то целесообразен переход к схеме с последовательным включением обмоток.

Полученные соотношения (18) и (22) позволяют судить о целесообразности выбранных схем включения обмоток в уже спроектированных ДЭ. Анализируя параметры этих ДЭ [2, 4, 10–12, 14], можно сделать вывод, что многие из них имеют нерациональное соединение обмоток. Замена последовательного соединения обмоток параллельным в одних случаях и параллельного соединения последовательным в других случаях позволила бы при прочих равных условиях облегчить условия работы и увеличить срок службы ШК этих ДЭ. Формулы пересчета на более выгодные схемы без вентиляй можно получить на основании соотношений (14) и (20), как показано в приложении 1.

Для этого, чтобы исключить необходимость в таких пересчетах в будущих конструкциях ДЭ, выбор более выгодной схемы включения необходимо осуществлять по исходным данным проектного расчета ДЭ. В соответствии с [4, 6] такими исходными данными могут быть значения м. д. с. $F_{\text{н}}$, F_{Φ} и мощности $P_{\text{н}}$, P_{Φ} в номинальном режиме и в режиме форсировки, определяемые выражениями (2), (3), (12) и следующими соотношениями:

$$P_{\Phi 1}=U^2/R_{\text{н1}}; \quad P_{\Phi 2}=U^2(1/R_{\text{н2}}+1/R_{\text{р2}}). \quad (23)$$

По ним могут быть определены коэффициенты форсировки проектируемого ДЭ—по мощности $k_{\Phi P}$ и по м. д. с. $k_{\Phi F}$:

$$k_{\Phi P}=P_{\Phi}/P_{\text{н}} > 1; \quad k_{\Phi F}=F_{\Phi}/F_{\text{н}} > 1. \quad (24)$$

По (24) с учетом (2) и (23) можно установить, что при любой схеме включения обмоток имеют место соотношения:

$$k_{\Phi F}=(1+k_R)/k_R; \quad k_R=1/(k_{\Phi P}-1). \quad (25)$$

По (2), (3), (24) и (25) определим следующие соотношения для последовательного включения обмоток:

$$k_{\Phi F}=k_{\Phi P}k_{w1}/(1+k_{w1}); \quad k_{w1}=k_{\Phi F}/(k_{\Phi P}-k_{\Phi F}). \quad (26)$$

Используя (2) и (23)–(25), определим следующие соотношения для параллельного включения обмоток:

$$k_{\Phi F}=(1+k_{F2})/k_{F2}; \quad k_{F2}=1/(k_{\Phi P}-1). \quad (27)$$

Из (26) и (27) можно определить исходные условия, при которых выполняются неравенства (1):

$$2 < k_{\Phi F} < k_{\Phi P}/2; \quad k_{\Phi P} > 4. \quad (28)$$

Тогда с учетом (25) и (26) условие (18) будет иметь вид:

$$k_{\Phi P} < k_{\Phi F}^2.$$

Если это неравенство выполняется, следует проектировать ДЭ на последовательную схему включения обмоток, если же нет, то следует выбрать параллельную схему включения.

Схемы с вентилями. Значения обратных напряжений вентиляй определяются известными выражениями [1 и 14]:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{обр1}} &= U w_{\text{п1}} / w_{\text{н1}}; \\ U_{\text{обр2}} &= U (w_{\text{п2}} / w_{\text{п1}} - 1). \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Для схемы рис. 2,а можно записать:

$$i_{\text{п1}}(-0)=0; \quad T_{\Phi 1}=T_{\text{н1}}.$$

Соотношения для схемы на рис. 2,б определим при условии, что перед моментом размыкания ШК рабочая обмотка ДЭ в этой схеме еще оставалась обесточенной. Для случаев, когда размыкание ШК осуществляется в ходе перемещения якоря ДЭ, это условие соответствует следующему, обычно выполненному на практике неравенству [16]:

$$F_{\text{тр}}/F_{\text{н2}} < 1 - w_{\text{п2}}/w_{\text{п1}}.$$

При этом условии

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{п2}}(-0) &= 0; \quad T_{\Phi 2}=T_{\text{н2}} \text{ и} \\ F_{\Phi 2} &= U w_{\text{п2}} / R_{\text{п}} = F_{\text{н2}}. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Подставив в $F_{\text{н1}}=F_{\text{н2}}$; $P_{\text{н1}}=P_{\text{н2}}$; $I_{\text{н1}}=I_{\text{н2}}$; $F_{\Phi 1}=F_{\Phi 2}$; $T_{\Phi 1}=T_{\Phi 2}$ значение из (2), (3), (30) при $T_{\Phi 1}=T_{\text{н1}}$ и $T_{\Phi 2}=T_{\text{н2}}$, можно получить следующую систему:

$$\begin{aligned} \frac{w_{\text{н1}} + w_{\text{п1}}}{w_{\text{н1}}l_{\text{н1}}/s_{\text{н1}} + w_{\text{п1}}l_{\text{п1}}/s_{\text{п1}}} &= \frac{s_{\text{п2}}}{l_{\text{п2}}}; \quad \frac{s_{\text{н1}}}{l_{\text{н1}}} = \frac{s_{\text{н2}}}{l_{\text{н2}}}; \\ w_{\text{н1}}l_{\text{н1}}/s_{\text{н1}} + w_{\text{п1}}l_{\text{п1}}/s_{\text{п1}} &= w_{\text{п2}}l_{\text{п2}}/s_{\text{п2}}; \\ w_{\text{н1}}s_{\text{н1}}/l_{\text{н1}} &= w_{\text{н2}}s_{\text{н2}}/l_{\text{н2}}. \end{aligned}$$

Из этой системы можно получить

$$\left. \begin{aligned} w_{\text{н1}} &= w_{\text{н2}}; \quad w_{\text{п1}} = w_{\text{п2}} - w_{\text{н2}}; \\ s_{\text{н1}} &= s_{\text{н2}} \frac{l_{\text{н1}}}{l_{\text{н2}}}; \\ s_{\text{п1}} &= s_{\text{п2}} \frac{l_{\text{п1}}}{l_{\text{п2}}} \frac{w_{\text{п2}} - w_{\text{н2}}}{w_{\text{п2}} - w_{\text{н2}}k_{s2}l_{\text{н2}}/l_{\text{п2}}}. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

С помощью (29) и (31) при $I_{\text{н1}}=I_{\text{н2}}$ нетрудно установить равенство обратных напряжений и токов вентиляй в номинальном режиме работы: $U_{\text{обр1}}=U_{\text{обр2}}; I_{\text{пр1}}=I_{\text{пр2}}$.

Используя (31) можно установить и равенства индуктивностей и активных сопротивлений пусковых обмоток, а также идентичность изменения переходных величин в период форсировки сравниваемых схем:

$$L_{\text{н1}}=L_{\text{н2}}; \quad R_{\text{н1}}=R_{\text{н2}}; \quad i_{\text{п1}}(-0)=i_{\text{п2}}(-0). \quad (32)$$

Подставив в (9) $i_{\text{п1}}(-0)=0$ и значение из величин (32) получаем для случая размыкания ШК в переходном режиме неравенство:

$$\Delta W_{1\text{в}}/\Delta W_{2\text{в}} < 1, \quad (33)$$

где индекс «в» указывает на наличие вентиляй в сравниваемых схемах.

Используя (16) и (31) можно показать, что соотношение (33) остается справедливым и для случая размыкания ШК в установившемся перед коммутацией режиме.

Из проведенного анализа следует, что при наличии вентиляй схема с последовательным включением выигрывает по условиям работы *ШК*.

Полученные соотношения (31) указывают на возможность перехода *ДЭ* с вентилем, уже спроектированного на параллельное включение, к последовательному включению. Для этого достаточно изменить обмоточные данные исходного *ДЭ* (см. приложение 2).

Эксперимент. Для экспериментальной проверки полученных теоретических результатов были сняты при неизменных масштабах осциллограммы мощности в *ШК* при размыкании установившихся токов. Испытания осуществлялись с различными катушками, устанавливаемыми поочередно на одном и том же магнитопроводе. Сравниваемые схемы включались на одни и те же значения напряжения.

Данные использованных катушек приведены в таблице.

Экспериментальные сравнения условий работы *ШК* были проведены для трех случаев:

переход от последовательного к параллельному включению без вентиляй;

переход от параллельного к последовательному включению без вентиляй;

переход от параллельного к последовательному включению при наличии вентиляй.

Для каждого случая экспериментального сравнения данные катушек с нечетными номерами в таблице принимались за исходные. Расчетные данные катушек с четными номерами были получены по исходным данным и соответствующим формулам пересчета. При пересчете последовательность намотки катушек № 1 и 2 была принята одинаковой, а катушек № 3 и 4 — различной (см. приложение 1). В случае различия реальных данных и расчетных в таблице приводятся дроби, в чисителях которых находятся реальные данные, а в знаменателях — расчетные (отклонения реальных данных от расчетных не превышают нескольких процентов).

Результаты обработки осциллограмм мощности в *ШК* двухобмоточных электромагнитов сопоставляемых схем, проведенной по известной методике [16 и др.], показали справедливость теоретических результатов.

Номер эксперимента	Номер катушки	Схема включения	Число витков обмотки		Сечение голого провода обмотки в мм^2		Сопротивление обмотки, Ом	
			пусковой	рабочей	пусковой	рабочей	пусковой	рабочей
1	1	Последовательное без вентиляй	255	2550	0,1320	0,0415	8,07	298
	2	Параллельное без вентиляй	189	2805	0,0962 0,0930	0,0415 0,0433	8,34 8,27	330 306
2	3	Параллельное без вентиляй	190	546	0,374	0,353	2,25	8,22
	4	Последовательное без вентиляй	266	281	0,785 0,797	0,1886 0,1860	1,75 1,77	6,47 6,48
3	5	Параллельное с вентилями	189	2805	0,0962	0,0415	8,34	330
	6	Последовательное с вентилями	189	2607 2616	0,0962 0,0397	0,0415 0,0397	8,55 8,34	306 322

Выводы. 1. В случаях, когда в ветви рабочей обмотки не предусматривается установка вентиля, более выгодная схема включения определяется по исходным данным проектируемого *ДЭ*. При этом, если коэффициент форсировки по мощности меньше квадрата коэффициента форсировки по м. д. с., то следует выбрать схему с последовательным включением обмоток; если же коэффициент форсировки по мощности больше указанного значения, то следует выбрать схему с параллельным включением.

2. В случаях, когда предусматривается установка вентиля, следует выбирать схему с последовательным включением обмоток.

Приложение 1. Для получения формул пересчета на более выгодные схемы без вентиляй необходимо учесть дополнительные условия, исключающие неопределенность соотношений для сечений меди в (14) или в (20). Примем, что толщина изоляции между пусковой и рабочей обмотками пренебрежимо мала. Анализируя геометрические соотношения в цилиндрической катушке *ДЭ* с неодинаковыми длинами средних витков обмоток, можно получить:

$$h = h_{\text{п}} + h_{\text{р}} = |l_{\text{п}} - l_{\text{р}}| / \pi, \quad (П1-1)$$

где h — высота катушки (без изоляции).

Сечение чистой меди окна катушки

$$w_{\text{п}} s_{\text{п}} + w_{\text{р}} s_{\text{р}} = b (h_{\text{п}} f_{\text{п}} + h_{\text{р}} f_{\text{р}}), \quad (П1-2)$$

где b — длина катушки (без изоляции); $f_{\text{п}}$ и $f_{\text{р}}$ — коэффициенты заполнения обмоток.

Далее примем известное допущение о равенстве коэффициентов заполнения обмоток [1]:

$$f_{\text{п}} = f_{\text{р}} = f. \quad (П1-3)$$

Подставив (П1-3) в (П1-2) и используя (П1-1), получим:

$$w_{\text{п}} s_{\text{п}} + w_{\text{р}} s_{\text{р}} = b h f. \quad (П1-4)$$

Приняв, что толщины изоляции и коэффициенты заполнения катушек одинаковы, получим:

$$f_{\text{п}} = f_{\text{р}} = b_1 = b_2; \quad h_{\text{п}} = h_{\text{р}}. \quad (П1-5)$$

Из (П1-5) с учетом (П1-1) и (П1-2) следует

$$l_{\text{п}} - l_{\text{р}} = \pm (l_{\text{п}2} - l_{\text{п}1}); \quad (П1-6)$$

$$w_{\text{п}1} s_{\text{п}1} + w_{\text{р}1} s_{\text{р}1} = w_{\text{п}2} s_{\text{п}2} + w_{\text{р}2} s_{\text{р}2}. \quad (П1-7)$$

Из (П1-6) и (П1-7) с учетом (14) можно получить соотношения длин средних витков обмоток, необходимые для пересчета с последовательного на параллельное включение — когда условие $k_{\text{п}1} < k_{\text{п}2}$ или соотношение (18) не выполняются:

$$\left. \begin{aligned} l_{\text{п}2} &= \frac{k_{\text{п}1} (k_{\text{п}1} + k_{\text{с}1}) (1 + k_{\text{р}1}) \mp (1 + k_{\text{п}1})^2 (k_{\text{п}1} k_{\text{с}1} - k_{\text{р}1})}{(k_{\text{п}1}^2 + k_{\text{р}1}) (1 + k_{\text{р}1})}, \\ l_{\text{р}2} &= \frac{k_{\text{п}1} k_{\text{р}1} (k_{\text{п}1} + k_{\text{с}1}) (1 + k_{\text{р}1}) \pm (k_{\text{п}1} - k_{\text{р}1})^2 (k_{\text{п}1} k_{\text{с}1} - k_{\text{р}1})}{k_{\text{п}1} k_{\text{с}1} (k_{\text{п}1}^2 + k_{\text{р}1})} \times \\ &\quad \times \frac{1}{(1 + k_{\text{р}1})}. \end{aligned} \right\} \quad (П1-8)$$

Из (П1-6) и (П1-7) с учетом (20) можно получить соотношения для длин средних витков обмоток, необходимые при пересчете с параллельного на последовательное включение — когда условие $k_{\text{п}2} < 0,5$ или соотношение (22) не выполняются:

$$\left. \begin{aligned} l_{\text{п}1} &= \frac{k_{\text{п}2} (k_{\text{п}2} + k_{\text{с}2}) (1 + k_{\text{р}2}) \mp (1 - k_{\text{п}2})^2 (k_{\text{п}2} k_{\text{с}2} - k_{\text{р}2})}{(k_{\text{п}2}^2 + k_{\text{р}2})} \times \\ &\quad \times \frac{1}{(1 + k_{\text{р}2})}; \\ l_{\text{р}1} &= \frac{k_{\text{п}2} k_{\text{р}2} (k_{\text{п}2} + k_{\text{с}2}) (1 + k_{\text{р}2}) \pm (k_{\text{п}2} - k_{\text{р}2})^2 (k_{\text{п}2} k_{\text{с}2} - k_{\text{р}2})}{k_{\text{п}2} k_{\text{с}2} (k_{\text{п}2}^2 + k_{\text{р}2})} \times \\ &\quad \times \frac{1}{(1 + k_{\text{р}2})}. \end{aligned} \right\} \quad (П1-9)$$

В соотношениях (П1-6), (П1-8) и (П1-9) верхние или нижние знаки в чисителях соответствуют одному из двух принципиально возможных вариантов пересчета. В первом варианте

пересчета, которому соответствуют верхние знаки, последовательность намотки катушки остается неизменной (например, рабочая обмотка наматывается на пусковую обмотку как в исходном, так и в пересчитанном ДЭ).

Во втором варианте пересчета, которому соответствуют нижние знаки, последовательность намотки катушки изменяется (например, в исходном ДЭ рабочая обмотка наматывается на пусковую, а в пересчитанном ДЭ пусковая обмотка наматывается на рабочую). Выбрав один из вариантов пересчета, нетрудно определить отношения (П1-8) или (П1-9). Подставив полученные отношения (П1-8) в (14) или (П1-9) в (20), можно получить исходные формулы пересчета. При пересчете по этим формулам в соответствии с (П1-3)–(П1-7) масса меди ДЭ сохраняется неизменной.

В частном случае, когда длины средних витков обмоток в исходных ДЭ одинаковы, имеем:

$$l_{\text{п}} = l_{\text{р}}; k_s = k_r = k_r/k_w. \quad (\text{П1-10})$$

Нетрудно убедиться, что при выполнении (П1-10) правые части (П1-8) и (П1-9) становятся равными единице. При этом выполняется соотношение:

$$l_{\text{п2}} = l_{\text{р2}} = l_{\text{п1}} = l_{\text{р1}}. \quad (\text{П1-11})$$

В этом случае соотношения (14) и (20) упрощаются. Используя (1), (П1-11) и (П1-10), можно проверить, что соотношения (14) переходят при этом к формулам пересчета от последовательного включения к параллельному, приведенным в [15 и 16].

Приложение 2. При пересчете ДЭ схемы рис. 2,б на схему рис. 2,а и проще всего принять $l_{\text{п1}} = l_{\text{п2}}$.

При выполнении (31) и $l_{\text{п1}} = l_{\text{п2}}$ параметры и размеры пусковой обмотки остаются неизменными. При неизменной высоте окна катушки и высоте окна пусковой обмотки останется неизменной высота окна рабочей обмотки, а следовательно, останется неизменной длина среднего витка рабочей обмотки: $l_{\text{р1}} = l_{\text{р2}}$.

Подставив $l_{\text{п1}} = l_{\text{п2}}$ и $l_{\text{р1}} = l_{\text{р2}}$ в (31), получим:

$$\left. \begin{aligned} w_{\text{п1}} &= w_{\text{п2}}; w_{\text{р1}} &= w_{\text{р2}} - w_{\text{п2}}; \\ s_{\text{п}} &= s_{\text{п2}}; s_{\text{р1}} &= s_{\text{р2}} \frac{w_{\text{р2}} - w_{\text{п2}}}{w_{\text{р2}} - w_{\text{п2}} k_s l_{\text{п2}} / l_{\text{р2}}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{П2-1})$$

В соответствии с равенствами (1) и (П2-1) сечение чистой меди окна рабочей обмотки после пересчета можно представить так:

$$w_{\text{р1}} s_{\text{р1}} = w_{\text{р2}} s_{\text{р2}} (1 - k_{w2})^2 / (1 - k_{r2}). \quad (\text{П2-2})$$

Из (П2-2), учитывая неравенства (1), можно получить:

$$w_{\text{р1}} s_{\text{р1}} < w_{\text{р2}} s_{\text{р2}}.$$

Это соотношение указывает на то, что при переходе к последовательному включению по формулам пересчета (П2-1) уменьшается сечение чистой меди окна рабочей обмотки. При этом уменьшается и масса меди ДЭ. Следовательно, переход от параллельного к последовательному включению при наличии вентиляй позволяет не только облегчить условия работы ШК, но и

уменьшить массу меди ДЭ. Этот вывод согласуется с уже известным результатом исследования частного случая, когда длины средних витков пусковой и рабочей обмоток одинаковы. При выполнении (П1-11) формулы пересчета (П1-2) совпадают с соответствующими формулами для схем с вентилями, приведенными в [16].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коц Б. Э. Электромагниты постоянного тока с форсировкой.— М.: Энергия, 1973.
2. Казаков Л. А. Электромагнитные устройства радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Советское радио, 1978.
3. Марков Э. Т. Судовые электрические аппараты.— Л.: Судостроение, 1971.
4. Проектирование электрических аппаратов авиационного электрооборудования/ В. А. Балагуров, Ф. Ф. Галтеев, А. В. Гордон, А. Н. Ларионов.— М.: Оборонгиз, 1962.
5. Нежданов В. Т., Нежданов И. В. Аппараты низкого напряжения. Том II. М.: Изд. ЦИНТИ электротехнической промышленности и приборостроения, 1961.
6. Гордон А. В., Сливинская А. Г. Электромагниты постоянного тока.— М.: Госэнергоиздат, 1960.
7. Москвитин А. И. Электрические машины возвратно-поступательного движения.— М.: Изд. АН СССР, 1950.
8. Буйлов А. Я. Основы электроаппаратостроения.— М.: Госэнергоиздат, 1946.
9. Судовые электроприводы. Том. 1/ Справочник.— Л.: Судостроение, 1976.
10. Геращенко Г. В., Тембель П. В. Справочник по обмоточным данным электрических машин и аппаратов.— Киев: Техника, 1968.
11. Справочник по элементам автоматики и телемеханики. Электромагнитные реле/ Под ред. Б. С. Сотского.— М.; Л.: Госэнергоиздат, 1958.
12. Справочник по элементам автоматики и телемеханики. Электромагнитные контакторы и магнитные пускатели/ Под ред. Б. С. Сотского.— М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.
13. Коц Б. Э. Анализ величины тягового усилия двухобмоточного электромагнита.— Труды Саратовского политехнического института. 1966, вып. № 23.
14. Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Кононенко Е. В. Время трогания двухобмоточных электромагнитов с параллельным включением обмоток.— Электричество, 1974, № 8.
15. Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Кононенко Е. В. Выбор схемы форсировки электромагнита при большой частоте включений.— Электротехника, 1974, № 8.
16. Гринберг В. С., Гусельников Э. М., Соленков В. В. Выбор схемы форсировки электромагнита по условиям работы шунтирующих контактов.— Электричество, 1978, № 8.

[03.11.81]

УДК 621.313.322-81.043.2.017.001.24

Нестационарный нагрев крайних пакетов турбогенераторов

СЧАСТЛИВЫЙ Г. Г., доктор техн. наук, ФЕДОРЕНКО Г. М., ВЫГОВСКИЙ В. И., кандидаты техн. наук
Институт электродинамики АН УССР

Обеспечение работы турбогенераторов (ТГ) с номинальной активной мощностью в режимах недовозбуждения является важной практической задачей. В этих режимах наблюдаются повышенные потери и нагрев крайних пакетов сердечника статора. Для успешного решения проблемы надежности и нагружочной способности турбогенераторов в этих режимах необходима информация о количественных закономерностях распределения нагрева и потерь в крайних пакетах.

Статья посвящена разработке алгоритма расчета и исследованию трехмерного распределения нестацио-

4–208

нарного нагрева в крайних пакетах сердечника статора мощных турбогенераторов с радиальной системой вентиляции.

Расчет температурного поля и поля потерь в крайних пакетах сердечника статора мощного ТГ в трехмерной постановке затруднителен в связи со сложным характером граничных условий в исследуемой области, неравномерностью распределения удельных тепловыделений в рассматриваемых элементах, характеризующихся разнородной слоистой структурой.

При математическом описании температурного поля в крайнем пакете сердечника статора мощного

ТГ с радиальной системой охлаждения в связи со сложностью постановки аналогичных задач принять следующие допущения, основанные на анализе опытов и расчетов [1].

1. Нагрев в ярме пакетов сердечника статора мощных турбогенераторов в тангенциальном направлении практически равномерен по окружности статора [1]. В конструкциях с вентилируемой рассечкой в зубцах крайних пакетов практически отсутствует тепловая связь между частями зубца, разделенными между собой рассечкой. В тех случаях, когда рассечка зубца замоноличена, необходимо произвести оценку возможности тангенциальных потоков тепла с учетом теплопроводности компаунда, которым замоноличивается рассечка. На основании указанных обстоятельств и периодической повторяемости элементов конструкции сердечника статора по окружности, рассматривается только часть пакета, приходящаяся на половину зубцовового деления; тепловой поток в тангенциальном направлении на границах части ярма пакета, приходящейся на половину зубцовового деления отсутствует.

2. Расчетные и экспериментальные исследования нагрева концевой зоны показали, что при наличии принудительной вентиляции и интенсивного охлаждения в каналах между нажимным фланцем и крайним пакетом на уровне $250 \div 1000 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{C})$ можно рассматривать их нагрев независимо [1]. На основании этого нагрев крайнего пакета рассматривается независимо от нагрева нажимного фланца. Влияние оребренности боковой поверхности крайнего пакета за счет нажимных пальцев и распорок учитывается с помощью эквивалентных коэффициентов теплоотдачи [2].

3. На основании выполненных исследований [1] нагрев крайнего пакета рассматривается независимо от нагрева обмотки статора. Это допущение будет вносить определенную погрешность в расчеты, в особенности в конструкциях с интенсивно охлаждаемыми водой стержнями статора и в таких случаях требуется вводить в математическую модель тепловую связь между активным железом и стержнями статора. В конструкциях с непосредственным газовым охлаждением стержней это допущение вполне приемлемо для инженерных расчетов.

4. Шихтованный пакет рассматривается как однородное анизотропное тело с усредненными теплофизическими характеристиками λ_i , p , c . Коэффициенты теплопроводности λ_i не зависят от температуры и пространственной координаты [1 и 2].

5. Предполагается, что граница и граничные условия рассматриваемой области являются гладкими. Граничные условия могут быть сколь угодно точно приближены достаточно гладкими функциями [3].

В [4] показано, что погрешность расчета нагрева крайних пакетов сердечников статоров мощных турбогенераторов (в том числе для 200 и 500 МВт) на двухмерной математической модели при наличии упомянутых допущений не превышает 5—10%.

Расчетная схема выделенного элемента крайнего пакета показана на рис. 1. Температурное поле в выделенном элементе крайнего пакета при принятых допущениях можно описать системой дифференциальных уравнений в цилиндрических координатах, состоящей из уравнения теплопроводности и уравнений

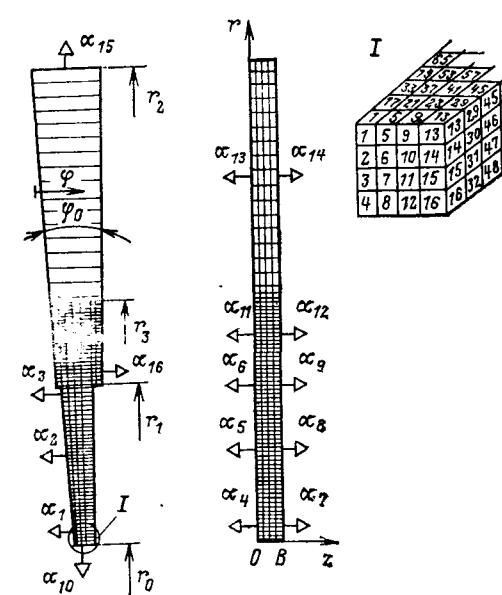


Рис. 1. Расчетная схема элемента крайнего пакета сердечника статора турбогенератора, приходящегося на половину зубцового деления

для подогрева охлаждающей среды в соответствующем i -м канале

$$\left. \begin{aligned}
 c\rho \frac{\partial \theta}{\partial t} &= \lambda_r \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \theta}{\partial r} \right) + \lambda_\varphi \left(\frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \theta}{\partial \varphi^2} \right) + \\
 &+ \lambda_z \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} + q(r, \varphi, z, t); \\
 \frac{c_{\text{ri}} \rho_{\text{ri}}}{a_i b_i} \left(F_i \frac{\partial \theta_{\text{ri}}}{\partial t} + Q_i \frac{\partial \theta_{\text{ri}}}{\partial r} \right) + \theta_{\text{ri}} &= 0, \\
 i &= 1, 2, 3, 4, \dots
 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

с граничными условиями

$$\theta_{r,\phi} = \theta - \frac{\lambda_z}{\alpha_\phi} \frac{\partial \theta}{\partial z} \text{ при } z=0; \quad (2)$$

$$\theta_{r,c} = \theta + \frac{\lambda_z}{\alpha_c} \frac{\partial \theta}{\partial z} \text{ при } z = b; \quad (3)$$

$$\theta_{r,3} = \theta - \frac{\lambda_r}{\alpha_3} \frac{\partial \theta}{\partial r} \text{ при } r = r_0; \quad (4)$$

$$\theta_{r,k} = \theta + \frac{\lambda_r}{a_r} \frac{\partial \theta}{\partial r} \text{ при } r = r_2; \quad (5)$$

$$\theta_{\text{r.w}} = \theta - \frac{\lambda_\Phi}{a_\infty} \frac{\partial \theta}{\partial \varphi} \quad \text{при } \varphi = 0 \text{ и } r_0 \leq r \leq r_1; \quad (6)$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial \varphi} = 0 \text{ при } \varphi = 0 \text{ и } r_1 \leq r \leq r_2; \quad (7)$$

$$\theta_{\text{г.ш}} = \theta + \frac{\lambda_\varphi}{\sigma} \frac{\partial \theta}{\partial z} \quad \text{при } \varphi = \varphi_0 \text{ и } r_1 \leq r \leq r_3; \quad (8)$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial \varphi} = 0 \text{ при } \varphi = \varphi_0; \quad r_0 \leq r \leq r_1 \text{ и } r_3 \leq r \leq r_2; \quad (9)$$

$\theta_{\text{г.з}} = \theta_{\text{г.х}}$ при $r = r_0$ или $\theta_{\text{г.к}} = \theta_{\text{г.х}}$ при $r = r_2$,

— температура накала в рассматриваемой зоне; $\alpha_{\text{ф}}$, $\alpha_{\text{с}}$, α_3 , $\alpha_{\text{к}}$, $\alpha_{\text{ш}}$ — коэффициенты теплоотдачи $/(m^2 \cdot K)$ с поверхностью, обращенной к накаливанию.

му фланцу, сердечнику статора, к зазору между статором и ротором, к корпусу турбогенератора и с поверхности шлицов соответственно; α_i — коэффициент теплоотдачи в соответствующем i -м канале ($i=\text{ф, с,}$

к, ш); c , c_{ri} , Q_i — удельные теплоемкости пакета и газа [$\text{Дж}/(\text{кг}\cdot\text{К})$] и расход газа ($\text{м}^3/\text{с}$) в соответствующем канале; F_i , b_i — площадь (м^2) поперечного сечения и ширина (м) соответствующего вентиляционного канала; $\theta_{r,f}$, $\theta_{r,c}$, $\theta_{r,z}$, $\theta_{r,k}$, $\theta_{r,w}$ — среднемассовые температуры (K) охлаждающего газа в каналах между нажимным фланцем и крайним пакетом, в каналах между пакетами, в зазоре между статором и ротором, при выходе из спинки и в шлице соответственно; $\theta_{r,x}$ — заданная температура холодного газа при $r=r_0$ или $r=r_2$; Λ_i — коэффициенты теплопроводности [$\text{Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$] по соответствующим направлениям; ρ , ρ_{ri} — плотности ($\text{кг}/\text{м}^3$) шихтованного пакета и газа.

В установившемся (стационарном) режиме работы $\partial\theta/\partial t=0$, и уравнение (1) преобразуется в стационарное уравнение теплопроводности эллиптического типа

$$\lambda_r \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \theta}{\partial r} \right) + \lambda_\varphi \left(\frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \theta}{\partial \varphi^2} \right) + \lambda_z \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} + q(r, \varphi, z) = 0. \quad (10)$$

Математическая модель (1) — (9) представляет линейную внутреннюю третью (смешанную) краевую задачу для уравнения теплопроводности с граничными условиями третьего рода с учетом реального подогрева охлаждающей среды.

Задача этого типа может быть приведена к классической задаче, корректность которой показана в [3]. На основании изложенного ранее предполагается, что задача (1) — (9) поставлена корректно, т. е. ее решение существует, единствено и непрерывно зависит от входных данных задачи (устойчиво).

Известно, что решать задачи типа (1) — (9) аналитическими методами весьма затруднительно [3]. Основным способом решения задач такого типа являются численные методы, из которых для решения задач теплопроводности в настоящее время ценным и широко используемым является метод конечных разностей благодаря его универсальности и наличию хорошо разработанной теории [3].

Задача (1) — (9) в настоящей статье решается численным методом — методом конечных разностей. Для получения расчетных формул разностной схемы (1) — (9) применен интегро-интерполяционный метод (метод баланса) [3]. Для этого рассматриваемый элемент пакета разбит на 1416 элементарных объемов, центральным внутренним точкам (узлам сетки) которых присвоены номера n , как показано на рис. 1.

Тепловыделения $q(r, \varphi, z)$ в крайнем пакете сердечника статора мощного турбогенератора для решения тепловой задачи заданы на основании расчетно-экспериментальных исследований [5 и 6].

Расчетные исследования стационарного нагрева крайнего пакета показали, что при существующем интенсивном охлаждении концевой зоны статора мощного турбогенератора расчет нагрева можно вести относительно средней температуры охлаждающей среды с последующим учетом подогрева ее по методу наложения. Отклонение максимальной температуры при этом не превышает 0,2%. Учитывая изложенное решение задачи (1) — (9) нестационарного нагрева проведено относительно средней температуры охлаж-

дающей среды с последующим учетом подогрева газа по методу наложения.

Программа составлена и отлажена на языке ФОРТРАН-IV в операционных системах ОС ЕС, ДОС ЕС, ДОС АСВТ для расчета на ЭЦВМ. Программа осуществляет автоматический выбор шага времени τ_j из условия устойчивости [3]. Численное значение шага времени для выполненных расчетов не превышало 0,5 с.

Расчеты нестационарного нагрева пакета выполнены для практически важного случая мгновенного набора нагрузки.

Для изучения характера нестационарного нагрева крайнего пакета сердечника статора мощного турбогенератора для случая мгновенного набора нагрузки были выполнены расчеты большого числа вариантов в широком диапазоне изменения толщины пакета ($b_n=0,01 \div 0,06 \text{ м}$), коэффициента поперечной теплопроводности [$\lambda_z=1,0 \div 4,0 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$], интенсивности охлаждения пакета [$\alpha=40 \div 1000 \text{ Вт}/(\text{м}^2\cdot\text{К})$] и интенсивности тепловыделений в пакете [$q_n=(0,3 \div 1,0) q_{\text{ном}}$].

Анализ погрешности выполнен сопоставлением во всех узлах сетки ω_{th} результатов расчета нагрева пакета по стационарной задаче (2) — (10) и нестационарной задаче (1) — (9) при достижении практически установившегося состояния. В результате такого сопоставления определялась максимальная разность решений (2) — (10) и (1) — (9) — максимальная невязка, которая для выполненных расчетов составляла менее 0,1%.

По рассмотренному алгоритму были выполнены расчеты нестационарного нагрева крайнего пакета сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт, которые приведены ниже.

Результаты расчета нестационарного нагрева крайнего пакета сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт. На рис. 2 представлены расчетные кривые нагрева в виде зависимостей $\Delta\theta_n = -\Delta\theta_n(t)$ (рис. 2, а) и $\ln[\theta_{\infty n} - \theta_n(t)]$ (рис. 2, б) для крайнего пакета сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт при мгновенном наборе нагрузки до номинальной. Кривые 1, 2, 3, 4, 5 на всех представленных рисунках соответствуют узлам 26, 362, 698, 730, 1248 расчетной схемы (рис. 1). Анализируя полученные данные, можно установить, что, начиная с некоторого момента времени $t > t_1$, характер изменения во времени температуры в разных точках крайнего пакета сердечника статора близок к экспоненциальному. В подтверждение этому на рис. 2, б результаты расчета приведены в полулогарифмических координатах для различных точек крайнего пакета. Из рис. 2, б видно, что, начиная с неко-

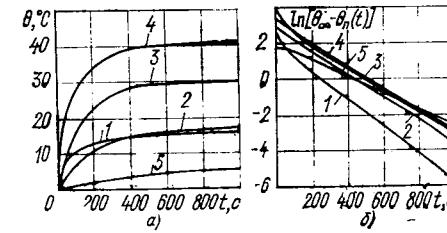


Рис. 2. Кривые перегрева крайнего пакета сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт при мгновенном наборе нагрузки до номинальной

торого момента времени $t > t_1$ расчетные данные хорошо аппроксимируются прямыми линиями; на начальных участках наблюдаются монотонные отклонения упомянутых зависимостей от прямых.

Следовательно, можно предположить, что весь процесс нагревания шихтованного пакета, представляющего собой неоднородное анизотропное тело с внутренними неравномерно распределенными источниками тепла, как и для изотропных тел [7], можно разделить на три стадии. Первая стадия неупорядоченного режима характеризуется большим влиянием начального распределения температуры. Всякая неравномерность начального распределения отражается на распределении температуры в следующие моменты времени.

Зависимость $\theta_{\infty n} - \theta_n(t)$ от t для n -го элементарного объема можно представить рядом

$$\theta_{\infty n} - \theta_n(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A_{ni} U_{ni}(r, \varphi, z) \exp(-t/T_{Fe n, i}), \quad (11)$$

где A_{ni} — постоянный коэффициент, определяемый из начальных условий; $U_{ni}(r, \varphi, z)$ — множитель, зависящий от координат и отражающий специфику задачи; $T_{Fe n, i}$ — постоянная времени нагрева n -го объема пакета [7 и 8]; $\theta_{\infty n}$ — установившаяся температура n -го объема.

Рассмотрение характера изменения зависимостей $\ln[\theta_{\infty n} - \theta_n(t)]$ дает основание предположить, что с увеличением времени t последующие члены ряда (11) будут быстро убывать, т. е. ряд становится быстроходящимся.

Начиная с некоторого момента времени $t > t_1$, можно выделить вторую стадию, которую принято называть регулярным режимом. Зависимость $[\theta_{\infty n} - \theta_n(t)]$ от t с наступлением второй стадии выражается простой экспонентой

$$\theta_{\infty n} - \theta_n(t) = \theta_{n1} \exp(-t/T_{Fe 1}), \quad (12)$$

где $\theta_{n1} = A_{n1} U_{n1}(r, \varphi, z)$.

Известно [7], что в изотропных телах при наступлении регулярного режима величина $T_{Fe 1}$, являющаяся знаменателем показателя степени простой экспоненты и именуемая постоянной времени нагрева, не зависит ни от координат, ни от времени и является постоянной, характеризует относительную скорость изменения температуры в теле и зависит только от физических свойств тела, процесса охлаждения на его поверхности, геометрической формы и размеров тела, характера изменения температуры охлаждающей среды.

Третья стадия соответствует установившемуся режиму нагрева. Можно ожидать, что и для крайнего пакета сердечника статора мощного турбогенератора, представляющего собой неоднородное анизотропное

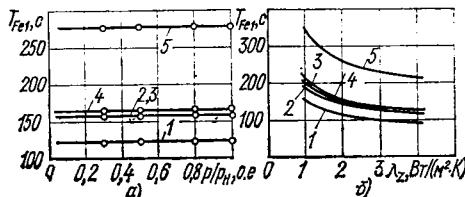
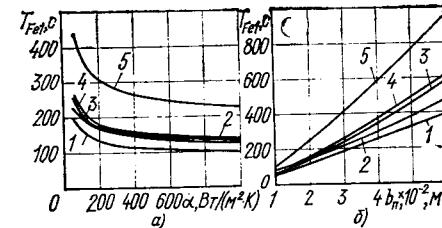


Рис. 3. Расчетные зависимости постоянной времени нагрева от интенсивности тепловыделения q/q_n в крайнем пакете (а) и от коэффициента поперечной теплопроводности λ_2 (б) пакета сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт

Рис. 4. Зависимости постоянной времени нагрева от коэффициента теплоотдачи α в каналах между нажимным фланцем и крайним пакетом (а) и от толщины пакета b_n (б) сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт



трапное тело с внутренними неравномерно распределенными источниками тепла, при наступлении регулярного режима величины $T_{Fe 1}$, входящие в уравнение (12), сохраняют в основном вышеупомянутые свойства, и их можно характеризовать как постоянные времена нагрева.

Для изучения влияния интенсивности тепловыделений в пакете на величины постоянных времени $T_{Fe 1}$ были выполнены расчеты нагрева $\theta_n(t)$ при различной интенсивности тепловыделений $q(r, \varphi, z) = k_q q_n(r, \varphi, z)$, $k_q = 0.3 \div 1.0$. Расчеты показали, что постоянные времена нагрева пакета не зависят от интенсивности тепловыделений в пакете при изменении их по зависимости $q(r, \varphi, z) = k_q q_n(r, \varphi, z)$. В качестве примера на рис. 3,а приведены зависимости постоянной времени нагрева $T_{Fe 1}$ от интенсивности тепловыделений.

Анализ нагрева крайнего пакета (рис. 2) показывает, что постоянные времена нагрева для различных точек пакета отличаются друг от друга, т. е. каждая точка пакета характеризуется своим значением постоянной времени нагрева.

На основании известных исследований нагрева изотропных тел [7] и выполненных расчетных исследований по изложенной методике можно заключить, что постоянная времени нагрева является величиной постоянной для точки пакета, зависит от координат и не зависит от времени; характеризует относительную скорость изменения температуры в точке пакета; зависит от физических свойств пакета, процесса охлаждения на его поверхности, геометрической формы и размеров пакета. Постоянная нагрева в какой-либо точке крайнего пакета однозначно зависит от интенсивности охлаждения пакета, поэтому постоянная времени нагрева может характеризовать качество и интенсивность охлаждения рассматриваемой точки пакета. Это свойство может быть использовано также в системах диагностики и контроля как диагностический признак.

На рис. 4,а и 5 показана зависимость постоянной времени нагрева $T_{Fe 1}$ крайнего пакета сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт от коэффициента теплоотдачи в канале между нажимным фланцем и пакетом (рис. 4,а), в шлице над дном паза (рис. 5,а) и шлице зубов (рис. 5,б).

Полученные результаты качественно и количественно подтверждены экспериментально на физической модели крайнего пакета сердечника статора турбогенератора типа ТГВ-500 в ИЭД АН УССР.

Анализ полученных результатов показывает, что наиболее сильное влияние на значения постоянных времени оказывает интенсивность охлаждения в каналах между нажимным фланцем и пакетом и в шлицах зубцов.

На рис. 4,б показана зависимость постоянной времени нагрева $T_{Fe 1}$ от толщины пакета (при том же соответствии нумерации кривых узлам схемы).

Как видно из рис. 4, б, изменение толщины пакета b_p в диапазоне от 0,01 до 0,06 м оказывает существенное влияние на значение постоянной времени нагрева. Увеличение толщины пакета пропорционально увеличению постоянной времени нагрева, что объясняется ухудшением охлаждения для средних слоев стали пакета.

На рис. 3, б приведена зависимость постоянной времени нагрева T_{Fe1} от коэффициента поперечной теплопроводности. Как видно из рис. 3, б, при значениях коэффициента поперечной теплопроводности λ_z , близких к обычно принятому при расчетах турбогенераторов, кривые имеют довольно пологий характер. Отсюда следует, что возможное отклонение в задании для расчета λ_z не оказывает решающего влияния на определение значения постоянной времени нагрева пакета.

Выполненные расчетные исследования нестационарного нагрева показывают, что для шихтованного пакета, представляющего собой неоднородное анизотропное тело с внутренними неравномерно распределенными источниками тепла, характер изменения постоянной времени нагрева в зависимости от параметров охлаждения такой же, как и для однородного изотропного тела [7], однако, зависимость имеет свои особенности и более сложный характер, что и было показано ранее.

Выводы. 1. Разработанная трехмерная математическая модель стационарного и нестационарного нагрева крайнего пакета сердечника статора турбогенератора с радиальной системой охлаждения может быть рекомендована:

при исследованиях нагрева крайнего пакета сердечника статора в зависимости от интенсивности охлаждения для определения зон, интенсификация охлаждения которых дает наиболее ощутимые результаты;

при уточнении или определении параметров одной из составляющих процесса «потери — нагрев — охлаждение» при известных значениях двух остальных составляющих;

при научном обосновании необходимого и достаточного уровня оснащения датчиками температуры крайнего пакета;

для прогнозирования зон максимального тепловыделения или максимального нагрева крайнего пакета сердечника статора;

для количественной оценки интенсивности охлаждения отдельных элементов конструкции;

при оценке и количестве динамики температурного поля крайнего пакета в процессе эксплуатации турбогенератора и определении вызвавших ее причин.

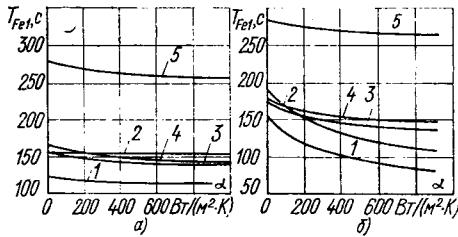


Рис. 5. Зависимости постоянной времени нагрева от коэффициента теплоотдачи α в шлице над дном паза (а) и в шлице зубцов (б) сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт

2. Для расчета нагрева шихтованного пакета можно применять известную теорию нагрева однородного изотропного тела; постоянные времени нагрева тела могут применяться для характеристики качества охлаждения и использоваться в системах диагностики и контроля состояния.

Приложение. Начало координат для зубцовой зоны при $r_0 \leq r \leq r_1$ смещено по отношению к центру паза τ_a

$$\Delta R = \frac{z_n(b_p + b_w)}{2\pi} \quad (z_n — \text{число пазов}, b_p \text{ и } b_w — \text{ширины паза и шлица}).$$

Сетка выполнена неравномерной. В области ярма при $r_1 \leq r \leq r_2$, достаточно удаленной от дна паза, в которой, как правило, тепловыделения и нагрев значительно меньше, а их распределение более плавное, для сокращения общего числа уравнений существенно увеличен шаг в радиальном и тангенциальном направлениях.

Первые производные, входящие в граничные уравнения (2) — (9), будем аппроксимировать разностным отношением на двухточечном шаблоне (с первым порядком аппроксимации)

$$\left(\frac{\partial \theta}{\partial x} \right)_n \sim \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{h_n} \quad \text{или} \quad \left(\frac{\partial \theta}{\partial x} \right) \sim \frac{\theta_{n+1} - \theta_n}{h_{n+1}}. \quad (\text{П-1})$$

Первые и вторые производные для внутренних точек рассматриваемой области будем аппроксимировать разностными отношениями на трехточечном шаблоне (со вторым порядком аппроксимации) [3]:

$$\left(\frac{\partial \theta}{\partial x} \right)_n \sim \frac{1}{2} \left(\frac{\theta_{n+1} - \theta_n}{h_{n+1}} + \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{h_n} \right); \quad (\text{П-2})$$

$$\left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} \right)_n \sim 2 \frac{\left[\frac{\theta_{n+1} - \theta_n}{h_{n+1}} - \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{h_n} \right]}{h_{n+1} + h_n}. \quad (\text{П-3})$$

Описание сетки ω_{th} , построенной по расчетной схеме рис. 1 будет иметь вид

$$\omega_{th} = \{(r_p = ph_p, \varphi_l = Lh' l, z_m = mh_m, t_j = j\tau_j) \\ p = 0, 1, \dots, M_1; L = 0, 1, \dots, M_2; m = 0, 1, \dots, M_3; \\ j = 0, 1, \dots, M_4\},$$

где $h_p = r_p - r_{p-1}$; $h' l = \varphi_l - \varphi_{l-1}$; $h_m = z_m - z_{m-1}$; $\tau_j = t_j - t_{j-1}$ — шаги по соответствующим пространственным координатам r , φ , z и по времени t ; для зубца ($r_0 \leq r \leq r_1$): $M_1 = 44$; $M_2 = 4$; $M_4 = 4$; для зоны над дном паза ($r_1 \leq r \leq r_2$): $M_1 = 23$; $M_2 = 7$; $M_4 = 4$; для части ярма ($r_2 \leq r \leq r_3$): $M_1 = 17$; $M_2 = 0$; $M_4 = 4$.

Для получения расчетных формул разностной схемы в трехмерной постановке применен восьмиточечный двухслойный шаблон [3]. Разностное отношение на этом шаблоне, применяемое для аппроксимации $\partial \theta / \partial t$, имеет следующий вид:

$$\left(\frac{\partial \theta}{\partial t} \right)_{n, j+1} \sim \left(\frac{\theta_{n, j+1} - \theta_{nj}}{\tau_j} \right).$$

Для аппроксимации производных, содержащихся в правых частях уравнений (4) — (9), применены разностные отношения вида (П-1) — (П-3), рассматриваемые в момент времени t_j , т. е. на предыдущем j -м слое сетки ω_{th} .

Применяя описанные разностные отношения для аппроксимации производных в дифференциальном уравнении (1) для элементарного объема n , получаем для узла n с координатами r_p , φ_l , z_m сетки ω_{th} разностное уравнение

$$\begin{aligned} & c_p \frac{\theta_{plm, j+1} - \theta_{plm, j}}{\tau_j} = \\ & = 2\lambda_r \left[\frac{(\theta_{p+1, lmj} - \theta_{plm, j})/h_{p+1} - (\theta_{plm, j} - \theta_{p-1, lmj})/h_p}{h_{p+1} + h_p} \right] + \\ & + \frac{\lambda_r}{2R_n} \left[\frac{\theta_{p+1, lm} - \theta_{plm, j}}{h_{p+1}} + \frac{\theta_{plm, j} - \theta_{p-1, lm}}{h_p} \right] + \\ & + 2\lambda_\varphi \left[\frac{(\theta_{p, l+1, m, j} - \theta_{pl, lmj})/h_{l+1} - (\theta_{plm, j} - \theta_{p, l-1, m, j})/h_l}{h_{l+1} + h_l} \right] + \\ & + 2\lambda_z \left[\frac{(\theta_{pl, m+1, j} - \theta_{plm, j})/h_{m+1} - (\theta_{plm, j} - \theta_{pl, m-1, j})/h_m}{h_{m+1} + h_m} \right] + \\ & + q_{plm, j+1}. \end{aligned} \quad (\text{П-4})$$

Сообщения

УДК 621.313.333

Исследование электромеханических переходных процессов линейного асинхронного короткозамкнутого двигателя

САРАПУЛОВ Ф. Н., ЕМЕЛЬЯНОВ А. А., ИВАНИЦКИЙ С. В., РЕЗИН М. Г.

Уральский политехнический институт

Линейные асинхронные двигатели находят в последнее время все более широкое применение в технике, в частности, для привода установок промышленного транспорта и механизмов возвратно-поступательного движения. Это объясняется тем, что они позволяют существенно упростить кинематические передачи, снизить в большинстве случаев стоимость электропривода, повысить надежность работы и производительность агрегата. Последнее обстоятельство требует уточненного исследования нестационарных режимов работы линейного двигателя, который существенно отличается от врачающейся асинхронной машины характером протекания электромагнитных явлений и, как следствие, более низкими энергетическими показателями. Ухудшение этих показателей вызвано прежде всего повышенным немагнитным зазором, а также разомкнутостью магнитной цепи двигателя, приводящей к появлению дополнительных составляющих в потоках и токовых нагрузках машины — продольному краевому эффекту.

В связи с изложенным выше можно отметить следующее: из-за указанных особенностей линейных асинхронных двигателей при анализе их переходных процессов нельзя воспользоваться известными методиками расчета машин кругового исполнения;

исследование нестационарных режимов работы индукционных двигателей с разомкнутым магнитопроводом посвящено сравнительно небольшое число публикаций [1, 2 и 3], при этом наиболее точные методики расчета [2 и 3] позволяют анализировать лишь наиболее простую модификацию — линейный двигатель с немагнитным листовым вторичным элементом;

Применяя аналогичным способом упомянутые разностные отношения для аппроксимации производных в дифференциальных уравнениях (1)–(9) для всех узловых точек и выполнив очевидные тождественные преобразования, получим явную разностную схему [3]:

$$V_n c_p \frac{1}{\tau_j} (\theta_{n, j+1} - \theta_{n, j}) = -\theta_n \sum_{i=1}^6 \Lambda_{n, i} + \theta_{n-1, j} \Lambda_{n, n-1} + \theta_{n-2, j} \Lambda_{n, n-2} + \dots + \theta_{n-6, j} \Lambda_{n, n-6} + q_{n, j+1} V_n, \quad n = 1, 2, \dots, 1416, \quad (P-5)$$

где $V_n = h_p h_i h_m$ — объем n -го элементарного объема; θ_n — температура n -го узла пакета в момент времени t_j ; $\Lambda_{n, i}$ — взаимная тепловая проводимость между n -м и близлежащим i -м узлами пакета [1].

Расчетные формулы для определения будущей температуры $\theta_{n, j+1}$ в n -м узле в момент времени t_{j+1} тогда имеют вид

$$\left\{ \theta_{n, j+1} = \frac{1}{F_n} [Y_{n, j} + P_{n, j+1} + \theta_{n, j} (F_n - \Lambda_{n, n})] \right\}, \quad n = 1, 2, \dots, 1416, \quad (P-6)$$

где $\Lambda_{n, n}$ — собственная тепловая проводимость n -го узла [1]:

$\Lambda_{n, n} = \sum_{i=1}^6 \Lambda_{n, i}$; $Y_{n, j}$ — алгебраическая сумма всех составляющих тепловых потоков в n -м объеме в момент времени t_j :

$Y_{n, j} = \sum_{i=1}^6 \theta_i \Lambda_{n, i}$; $P_{n, j+1}$ — сумма всех потерь в n -м объеме:

$$P_{n, j+1} = q_{n, j+1} V_n, \quad F_n = \frac{V_n c_p}{\tau_j}.$$

размещение проводящего слоя в пазах ферромагнитного вторичного элемента (короткозамкнутая вторичная часть) хотя и удорожает изготовление привода, но позволяет уменьшить немагнитный зазор и, следовательно, намагничающий ток.

К тому же выбором параметров короткозамкнутой клетки можно в значительной степени подавить вредное действие продольного краевого эффекта. В результате этих мероприятий к. п. д. и отношение усилия в массе индуктора могут быть повышенны на 10% и более в сравнении с вариантом сплошного немагнитного вторичного элемента [4].

Далее излагается метод расчета динамических характеристик индукционного двигателя с коротким индуктором и бесконечно длинным короткозамкнутым вторичным элементом. В отличие от общепринятого при анализе двигателей с разомкнутым магнитопроводом подхода с позиций теории поля метод базируется на положениях теории цепей. Расчетная модель двигателя представляет собой совокупность развернутых схем замещения магнитной и электрических цепей с кусочно-постоянной аппроксимацией параметров в пределах зубцового деления, которое принимается за основу при разбиении магнитной цепи на участки. Эти схемы описываются системой в общем случае нелинейных дифференциальных уравнений относительно мгновенных значений соответствующих потоков и токов. Система решается численными методами, нелинейность параметров схем замещения учитывается с помощью последовательных приближений.

Рассмотрим в качестве примера двигатель с разомкнутым магнитопроводом. В краевых зонах магнитной схемы замещения

В [3] показано, что решения (P-6) будут устойчивыми при выполнении условия $(F_n - \Lambda_{n, n}) \geq 0$, что накладывает ограничения на значение шага времени τ_j :

$$\tau_j \leq \frac{V_n c_p}{\Lambda_{n, n}}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов/ И. М. Постников и др.— Киев: Наукова думка, 1971.
2. Войтеко Н. С. Тепловой расчет торцевого пакета статора мощного турбогенератора.— Электротехника, 1978, № 3.
3. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики.— М.: Наука, 1977.
4. Смолин И. М. Исследование нагрева элементов мощных турбогенераторов с водяным охлаждением обмоток: Автореф. дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук.— Л., 1974.
5. Данилевич Я. Б. Добавочные потери в турбо- и гидрогенераторах.— Л.: Наука, 1973, с. 181.
6. Экспериментальное исследование добавочных потерь в зубцах крайних пакетов сердечника статора турбогенератора мощностью 500 МВт/ И. М. Постников и др.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 4.
7. Лыков А. В. Теория теплопроводности.— М.: Высшая школа, 1967.
8. Каплунов В. Б. Исследование нестационарного нагрева крупных турбогенераторов с непосредственным водяным охлаждением обмоток в аномальных эксплуатационных режимах: Автореф. дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук.— Л., Харьков, 1975.

для простоты изложения включено по при шунтирующих сопротивления, определяемых согласно [4]. Обмотка индуктора трехфазная ($m=3$) с одинаковыми параметрами фаз — активным сопротивлением r^s_ϕ и постоянной времени $T^s=L^s/r^s_\phi$, $q=2$ имеет эквивалентные одинаковые секции.

Для достижения общности анализа введем систему относительных величин. При этом базисные значения потока, напряжения и тока связаны соотношением

$$\Phi_B = \frac{t_6}{2\pi} U_6 = \frac{1}{R_{\delta\theta}} I_6, \quad (1)$$

где

$$t_6 = f^{-1}; R_{\delta\theta} = \frac{mq}{\mu_0} \frac{\delta}{\pi l_\delta} = \frac{\omega}{z_6};$$

t_6 , $R_{\delta\theta}$, z_6 — базисные значения времени, магнитного и электрического сопротивлений (остальные обозначения общеприняты).

Уравнение электрического состояния для первичной электрической цепи в матричной форме записывается в виде

$$2\pi [K_U] [U^s_*] - [K_\Phi] [D_* \Phi_*] = N_* T_* [D_* i^s_*] + N_* [i^s_*], \quad (2)$$

где $[D_* \Phi_*]$ — вектор производных потоков в ярме магнитопровода размерности l ; l — число участков в зоне магнитного поля

(в данном случае $l=18$); $D_* = \frac{d}{dt_*}$ — оператор дифференцирования по относительному времени; $[i^s_*]$, $[U^s_*]$ — векторы фазных токов и питающих напряжений;

$$N_* = \frac{N}{f} = r^s_\phi R_{\delta\theta} / f = \frac{r^s_\phi}{r^r} \frac{2m^2 q^2}{\pi \epsilon_0}.$$

Здесь r^r — сопротивление стержня к. з. клетки; $\epsilon_0 = x_m / r'_2$ — электромагнитная добротность машины [4]; r'_2 и x_m — активное сопротивление вторичного контура и реактивность ветви намагничивания в известной T -образной схеме замещения асинхронного двигателя.

Элементы и порядок матриц $[K_\Phi]$, $[K_U]$, $[i^s_*]$, $[U^s_*]$ зависят от схемы соединения и питания первичной обмотки, а также от параметров ее фаз. Для однослойной обмотки с $q=2$ при питании ее по схеме звезды с нулевым проводом имеем

$$[K_U] = [1], [U^s_*] = [U^s_{AB} U^s_{BC} U^s_{CA}], [i^s_*]^\tau = [i^s_A i^s_B i^s_C].$$

Элементы матрицы $[K_\Phi]$:

$$[K_\Phi] =$$

$$n=1 \dots 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \ 11 \ 12 \ 13 \ 14 \ 15 \ \dots 18$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Если принято питание обмотки по схеме звезды без нулевого провода, то

$$[U^s_*]^\tau = [U^s_{AB} U^s_{BC} U^s_{CA}], [i^s_*]^\tau = [i^s_A i^s_B]. [K_U] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Элементы матрицы $[K_\Phi]$:

$$[K_\Phi] =$$

$$n=1 \dots 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \ 11 \ 12 \ 13 \ 14 \ 15 \ \dots 18$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 2 & 2 & 1 & 1 & -1 & -1 & -2 & -2 & -1 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 1 & 1 & -1 & -1 & -2 & -2 & 1 \end{bmatrix},$$

а N_* возрастает в 3 раза.

Схема замещения магнитной цепи машины построена аналогично [4]. Уравнение магнитного состояния для контуров обхода по соседним зубцовым делениям в матричной форме имеет вид

$$[R_*] [\Phi_*] = [i^s_*] + [i_*]. \quad (3)$$

Элементы матрицы $[R_*]$ размерности $l \times l$:

$$a_{n, n-1} = -R_{\delta n-1}, a_{n, n} = R_{\delta n-1} + R_{\delta n} + R_{an}, a_{n, n+1} = -R_{\delta n},$$

остальные элементы нулевые. Значение R_{an} учитывает в общем случае магнитное сопротивление ярма, насыщение зубцов учитывается коэффициентом насыщения в δ_n , а значит, и в $R_{\delta n}$. Неравномерность воздушного зазора учитывается изменением элементов матрицы $[R_*]$. Если исследуется врачающаяся ма-

шина с замкнутым магнитопроводом, то $R_{\delta n} = 1$; матрица $[R_*]$ имеет порядок 12×12 с $n=4$ по $n=15$ включительно и $a_{4,3} = a_{4,15}$, $a_{15,16} = a_{15,1}$. Векторы $[\Phi_*]$, $[i_*]$ ограничены номерами $n=4$ и $n=15$.

Вектор пазовых токов индуктора связан с вектором фазных токов соотношением

$$[i^s_*] = [K_{\text{пр}}] [i^s_{\Phi*}], \quad (4)$$

где для 1-го случая питания матрица линейного преобразования координат $[K_{\text{пр}}] = [K_\Phi]^\tau$, а для 2-го случая имеет вид:

$$[K_{\text{пр}}] =$$

$$n=1 \dots 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \ 11 \ 12 \ 13 \ 14 \ 15 \ \dots 18$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Уравнение электрического состояния для элементарного контура, образованного соседними стержнями клетки и боковыми шинами, при равенстве параметров клетки r^r и соответственно r_0 на различных участках

$$r^r \Delta_{in} - 2r_0 i_{kn} = \Delta_n (e_n + e_{on}), \quad (5)$$

где сумма э. д. с. от основного потока и потоков рассеяния

$$\Delta_n (e_n + e_{on}) = -L^r \Delta_n (D_* + v D_{x*}) +$$

$$+ 2L_0 (D_{ix} + v D_{x*}) - \Delta_n D \Phi - v \Delta_n D_{x*} \Phi.$$

Выражая производные по x через центральные конечные разности и переходя к относительным единицам, получаем в матричной форме

$$[A_i] [D_* i_{kn}] + [Z_*] [i_{kn}] = -\rho [1_\Phi] [D_* \Phi_*] - \rho [V_*] [\Phi_*], \quad (6)$$

где $\rho = 1/L^r R_{\delta\theta} = (\pi \epsilon_0 / 2m^2 q^2) / T^r$; ненулевые элементы матриц:

$$[A_i]: \quad a_{n, n+1} = a_{n, n-1} = 1;$$

$$a_{n, n} = -2(1 + L_0 / L^r);$$

$$[Z_*]: \quad a_{n, n+2} = a_{n, n-2} = mq(1-s);$$

$$a_{n, n+1} = 1/T^r - 2mq(1-s)(1 + L_0 / L^r);$$

$$a_{n, n} = -2T^r - (1 + r_0 / r^r);$$

$$a_{n, n-1} = 1/T^r + 2mq(1-s)(1 + L_0 / L^r);$$

$$[V_*]:$$

$$a_{n, n+2} = a_{n, n-1} = -a_{n, n+1} = -a_{n, n} =$$

$$= mq(1-s);$$

$$[A_\Phi]:$$

$$a_{n, n+1} = -a_{n, n} = 1.$$

Вектор токов в стержнях связан с вектором токов в боковых шинах клетки соотношением

$$[i_*] = [A_{ik}] [i_{kn}], \quad (7)$$

где элементы матрицы $[A_{ik}]$: $a_{n, n} = -a_{n, n-1} = 1$, остальные $a_{n, m} = 0$.

Если $r_0 = L_0 = 0$ (идеальные боковые шины), то уравнение (6) принимает вид

$$[D_* i_*] + [Z_*] [i_*] = -\rho [D_* \Phi] - \rho [V_*] [\Phi_*], \quad (8)$$

где ненулевые элементы матрицы

$$[Z_*]:$$

$$a_{n, n+1} = -a_{n, n-1} = mq(1-s);$$

$$a_{n, n} = 1/T^r;$$

$$[V_*]:$$

$$a_{n, n+1} = -a_{n, n-1} = mq(1-s).$$

В частном случае при рассмотрении установившегося режима работы следует домножить элементы матриц $[Z_*]$ и $[V_*]$ на f , приравнять $D_* = j\omega$ и перейти к комплексным амплитудам в (2), (3), (6), (8) [4].

Тяговое усилие двигателя

$$F_t = [A_{\Phi\Phi}] [\Phi_*] [i_*]^T. \quad (9)$$

Элементы $[A_{\Phi\Phi}]$: $a_{n, n+1} = -a_{n, n-1} = 1$.

Уравнение движения электропривода в относительных единицах:

$$F_t - F_c = -M_* D_* s, \quad (10)$$

где s — скольжение; $F_b = I_b \Phi_b / t_z$ — базисное значение тягового усилия; $M_b = F_b / 2t_z^2$ — базисное значение массы вторичного элемента и подвижной части рабочего органа; F_c — относительное усилие сопротивления.

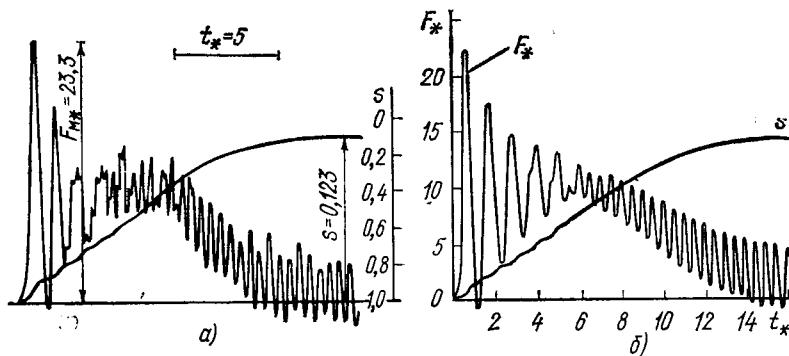


Рис. 1. Экспериментальные (а) и расчетные (б) зависимости усилия двигателя и скольжения от времени в режиме пуска

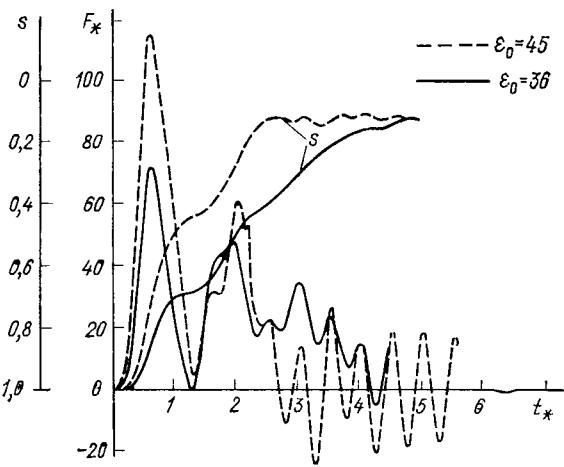


Рис. 2. Расчетные кривые $F_*(t_*)$ и $s(t_*)$ в режиме пуска двигателя при $e_0=45$ (пунктир) и $e_0=36$

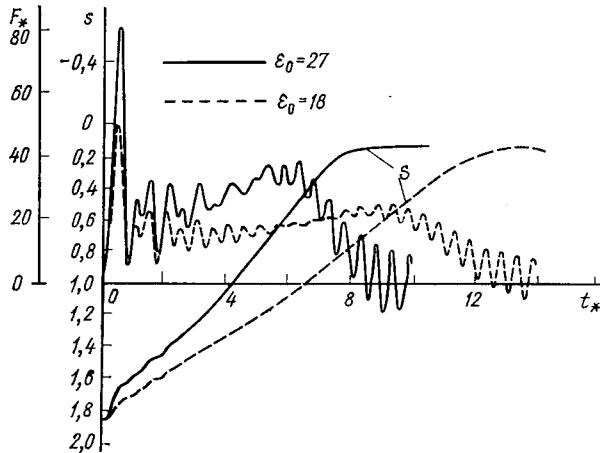


Рис. 3. Расчетные кривые $F_*(t_*)$ и $s(t_*)$ в режиме реверса при $e_0=27$ и $e_0=18$ (пунктир)

Если рассматривается запуск двигателя, то заданы линейные напряжения:

$$\left. \begin{aligned} U_{AB_*}^s &= U_{m*} \sin(2\pi t_* + 120^\circ); \\ U_{BC_*}^s &= U_{m*} \sin 2\pi t_* \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Численное интегрирование системы дифференциальных уравнений (2), (6), (10) с учетом (3), (4), (7), (9), (11) при нулевых начальных условиях производится следующим образом. Преобразуем (7):

$$[i_{k*}] = [A_{ik}]^{-1} [i_*]. \quad (12)$$

Перепишем (3) с учетом (4):

$$[i_*] = [R_*][\Phi_*] - [K_{np}][i_{\Phi*}]. \quad (13)$$

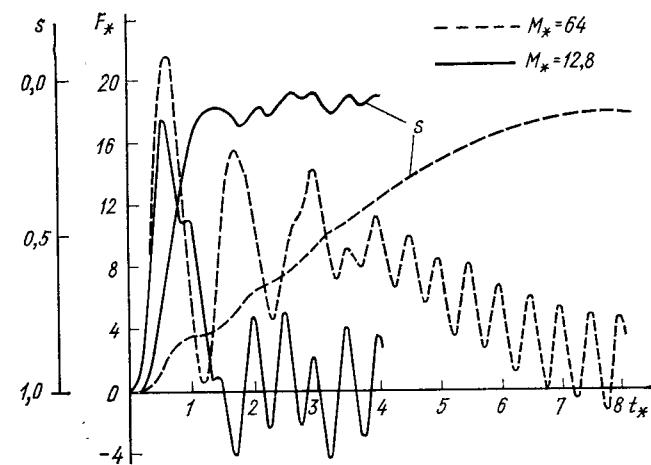


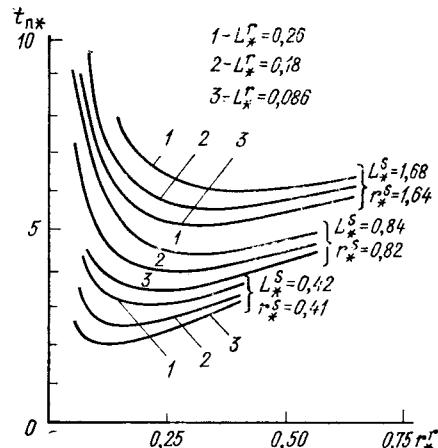
Рис. 4. Влияние массы вторичного тела на электромеханический переходный процесс в режиме пуска $M_*=12.8$; $M_*=64$ (пунктир): $e_0=9$

Рис. 5. Зависимости времени пуска t_{n*} от сопротивления стержня r_*^s

Преобразуем (2):

$$\begin{aligned} [D_* i_{\Phi*}] &= \frac{2\pi}{N_* T_*^s} \times \\ &\times [K_U] [U_*^s] - \frac{1}{N_* T_*^s} \times \\ &\times [K_\Phi] [D_* \Phi_*] - \\ &- \frac{1}{T_*^s} [i_{\Phi*}]. \quad (14) \end{aligned}$$

Подставим (11), (12) и (13) в (6):



$$[A1] [D_* \Phi_*] + [A3] [\Phi_*] - [A4] [i_{\Phi*}] - [A5] [U_*^s] = 0, \quad (15)$$

где

$$[A1] = [A_i] [A_{ik}]^{-1} [R_*] + \rho [A_\phi] + \frac{1}{N_* T_*^s} [A2] [K_\Phi];$$

$$[A2] = [A_i] [A_{ik}]^{-1} [K_{np}]; \quad [A3] = [Z_*] [A_{ik}]^{-1} [R_*] + \rho [V_*];$$

$$[A4] = [Z_*] [A_{ik}]^{-1} [K_{np}] + \frac{1}{T_*^s} [A2];$$

$$[A5] = \frac{2\pi}{N_* T_*^s} [A2] [K_U].$$

Таким образом, систему уравнений (2), (6), (3), (4), (7), (9), (10) эквивалентными преобразованиями привели к системе уравнений (9)–(15), которую будем решать методом конечных разностей.

Пусть

$$[D\Phi]_t = \frac{1}{2\Delta t} \{[\Phi]_{t+\Delta t} - [\Phi]_{t-\Delta t}\};$$

$$[Di_{\Phi*}]_t = \frac{1}{2\Delta t} \{[i_{\Phi*}]_{t+\Delta t} - [i_{\Phi*}]_{t-\Delta t}\}.$$

Получаем следующие рекуррентные соотношения

$$\begin{aligned} [\Phi_*]_{t+\Delta t} &= [\Phi_*]_{t-\Delta t} + 2\Delta t [A1]^{-1} \{[A4] [i_{\Phi*}] + \\ &+ [A5] [U_*^s] - [A3] [\Phi_*]\}_t; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [i_{\Phi*}]_{t+\Delta t} &= [i_{\Phi*}]_{t-\Delta t} + 2\Delta t \left\{ \frac{2\pi}{N_* T_*^s} [K_U] [U_*^s] - \right. \\ &\left. - \frac{1}{N_* T_*^s} [K_\Phi] [D_* \Phi_*] - \frac{1}{T_*^s} [i_{\Phi*}] \right\}_t, \end{aligned}$$

которые позволяют найти изменение всех величин во времени. Для проверки полученных выражений были рассчитаны зависимости тягового усилия и скорости от времени для экспериментальной дугостаторной модели с параметрами: $T^*_{\text{ст}}=0,170$; $T^*_{\text{в}}=0,161$; $R_{\delta_{\text{ст}}}=1$; $U_{\text{ст}}=29,380$; $M_{\text{ст}}=128$; $e_0=9$; $r^*/r=4,081$. На рис. 1 приведены для сравнения экспериментальные и расчетные результаты. Измерение электромагнитных усилий в опытах производилось с помощью акселерометра инерционного типа [6]. Сравнение кривых позволяет сделать вывод о достаточно высокой точности проведенных расчетов.

С помощью изложенной методики был выполнен анализ влияния параметров короткозамкнутого линейного двигателя на его динамические характеристики в режимах запуска (от сети) и реверса. На рис. 2 и 3 приведены зависимости усилия и скольжения от времени в указанных режимах. Как видно, увеличение электромагнитной добротности e_0 машины приводит к увеличению первоначальных бросков усилия. Уменьшение массы вторичного элемента ведет к уменьшению времени разгона, что следует из рассмотрения рис. 4 и соответствует известным положениям из теории машин с вращающимся ротором. Значительное снижение массы в 10 раз по сравнению с экспериментальной моделью влечет за собой существенное проявление колебательности в кривой скорости, но в отличие от асинхронных машин с вращающимся ротором не дает значительных выбросов скорости выше синхронной. Это можно объяснить влиянием добавочных усилий продольного краевого эффекта, которые резко уменьшают жесткость механической характеристики в области подсинхронной скорости.

На рис. 5 показаны зависимости времени разгона $t_{\text{н}}$ линейного асинхронного двигателя от сопротивления стержня клетки

r^* при постоянной индуктивности последнего. Как видно, кривые имеют V-образную, и можно выделить области r^* , оптимальные по критерию длительности переходного процесса. Увеличением L^* оптимум смещается в сторону больших r^* . Это важно учитывать при проектировании линейных электроприводов с частыми пусками.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974.
- Копылов И. П., Васильевский С. П., Беляев Е. Ф. Математическая модель переходных процессов в линейных асинхронных двигателях. — Электротехника, 1977, № 7.
- Васильевский С. П., Беляев Е. Ф., Цылев Е. Ф. Исследование индукционных МГД-машин в режиме торможения постоянного тока. — Магнитная гидродинамика, 1979, № 2.
- Исследование электромагнитных процессов в линейном асинхронном двигателе с обмотанной вторичной частью/ Ф. Н. Сарапулов, В. А. Бегалов, А. Ю. Коняев и др. — Электричество, 1979, № 4.
- Сарапулов Ф. Н., Бегалов В. А., Резин М. Г. Некоторые вопросы расчета линейных асинхронных двигателей для конвейерного транспорта. — Известия вузов. Горный журнал, 1978, № 12.
- Соколов М. М., Масандилов Л. Б. Измерение динамических моментов в электроприводах переменного тока. — М.: Энергия, 1975.

[13.01.81]

УДК 621.313.17.001.6

Экспериментальные исследования кондукционного линейного электродвигателя с герметичным жидкокометаллическим токоподводом

ХОЖАИНОВ А. И., КУЗНЕЦОВ С. Е., доктора техн. наук, АНДРЕЕВ В. И., канд. техн. наук, ПИТУЛАЙНИН Н. М., инж.

Ленинград

Общая теория рассматриваемого электродвигателя приведена в [1]. Для проверки ее основных положений был спроектирован, изготовлен и испытан кондукционный электродвигатель, принципиальная схема которого приведена на рис. 1, а и б (соответственно продольное и поперечное сечение двигателя без магнитной системы).

Якорь электродвигателя в виде медной пластины 1 расположен в неподвижном герметичном текстолитовом канале 2 прямоугольного сечения, зазоры которого заполнены жидким металлом — ртутью 7. В каждую из вертикальных стенок канала вмонтировано по 12 медных электродов 3 круглого сечения (диаметром 10 мм), соединенных с помощью медной шины 4 параллельно. К шине подводится переменное напряжение u . Герметичность канала в соответствии с [2] обеспечивается с помощью специальных эластичных камер 5, обуславливающих равенство скорости движения пластины $v_{\text{п}}$ и средней по сечению скорости движения жидкого металла $\langle v_{\text{ж}} \rangle$ в зазорах канала $\langle v_{\text{ж}} \rangle / v_{\text{п}} = a \approx 1$. На концах якоря имеются утолщения, создаваемые фторопластовой облицовкой 6, обеспечивающей равенство зазоров между стенками канала и якорем и препятствующей проникновению жидкого металла в полость камер 5. Канал электродвигателя размещается в зазоре электромагнита постоянного тока с независимым возбуждением.

В результате взаимодействия переменного тока i , протекающего через канал с внешним магнитным полем (B_0), создаваемым электромагнитом с С-образным сердечником 7 и обмоткой 8 возникает электромагнитная сила, которая приводит пластину в колебательное движение.

Эквивалентная электрическая схема замещения рассматриваемого электродвигателя приведена на рис. 2, где для мгновенных значений величин приняты следующие обозначения: $e_{\text{п}}$ и e_{δ} — э. д. с., индуцируемые соответственно в пластине и горизонтальных слоях жидкого металла толщиной δ ; u и $u_{\text{я}}$ — на-

пряжения на зажимах двигателя и якоря; $u_{\text{з}}$ — падение напряжения на электродах и токоподводящей шине; $u_{\text{к}}$ — падение напряжения на контактном сопротивлении на границе электроды — жидкого металла; $i_{\text{п}}$ и i_{δ} — токи в пластине и горизонтальных слоях жидкого металла; $r_{\text{п}}$ — активное сопротивление якоря, включающее сопротивление пластины, сопротивление прилегающих к ее боковым поверхностям вертикальных слоев жидкого металла, а также контактное сопротивление на границе боковой поверхности пластины — жидкого металла $r_{\text{к,п}}$; r_{δ} — активное сопротивление горизонтальных слоев жидкого металла; $r_{\text{з}}$ — сопротивление электрода и токоотводящих шин; $r_{\text{к}}$ — контактное сопротивление на границе электроды — жидкого металла.

Пренебрегая размагничивающим действием реакции якоря, что для условий эксперимента допустимо, и полагая магнитную индукцию в канале двигателя величиной постоянной, в соответствии с законами Кирхгофа можно записать

$$u_{\text{я}} = i_{\delta} r_{\delta} + e_{\delta} = i_{\delta} r_{\delta} + a_{\text{п}} B_0 \langle v_{\text{ж}} \rangle = i_{\delta} r_{\delta} + k_1 (v_{\text{ж}}); \quad (1)$$

$$u_{\text{я}} = i_{\text{п}} r_{\text{п}} + e_{\text{п}} = i_{\text{п}} r_{\text{п}} + a_{\text{п}} B_0 v_{\text{п}} = i_{\text{п}} r_{\text{п}} + k_1 v_{\text{п}}; \quad (2)$$

$$i = i_{\text{п}} + 2i_{\delta}; \quad (3)$$

$$u = u_{\text{я}} + u_{\text{к}} + u_{\text{з}}. \quad (4)$$

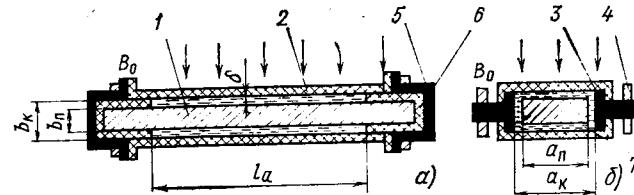


Рис. 1

Номер эксперимента	Экспериментальные значения величин					
	$I_{B, A}$	$B_{0, T}$	$U_m, В$	$V_m, м/с$	φ	$k_4, кг/с$
1	0,75	0,330	$11,59 \cdot 10^{-3}$	0,0790	33°	27,680
2	1,0	0,385	$11,59 \cdot 10^{-3}$	0,0720	33°	35,970
3	1,5	0,460	$11,59 \cdot 10^{-3}$	0,0659	32°	45,725
4	2,0	0,500	$11,59 \cdot 10^{-3}$	0,0590	32°	57,800

трическое сопротивление двигателя R , определенное экспериментально, равно $9,5 \cdot 10^{-5}$ Ом.

Экспериментальные исследования показывают, что коэффициент трения скольжения k'_ϕ фторпластика по текстолиту находится в пределах от 0,06 до 0,11. Принимая $k'_\phi=0,11$ и выражая силу трения скольжения $F_{t,c}$ через силу нормального давления $F_{n,d}$, определяемую выталкиванием медной пластины из ртути, получим

$$F_{t,c} = k'_\phi F_{n,d} = k'_\phi l_a a_n b_n g (\rho_{ж} - \rho_{п}) = 0,52 \text{ Н},$$

откуда для достигнутого в экспериментах среднего значения максимальных скоростей движения пластины при работе двигателя под нагрузкой 0,05 м/с с учетом (8) $k_\phi \approx 10$ кг/с. Достигнутая в эксперименте скорость движения пластины не является предельной для линейных двигателей данного типа. Расчеты показывают, что, например, у приводного линейного двигателя мощного поршневого компрессора, работающего с частотой $f=10$ Гц, амплитудное значение скорости движения якоря достигает 3 м/с.

В связи со сложным характером распределения электромагнитных сил в медной пластине генератора строгое определение коэффициента k_4 расчетным путем затруднительно, поэтому этот коэффициент определялся по опытным значениям φ , U_m , V_m , полученным при различных значениях токов возбуждения линейного генератора $I_{B,A}$, определяющих соответствующие средние значения магнитной индукции под полюсом электромагнита $B_{0,T}$, приведенных в таблице.

Умножив обе части уравнения (6) на v_n и проинтегрировав его в пределах от 0 до $T=2\pi/\omega$ с учетом (11) и (13), получим

$$k_4 = \frac{k_1}{R} \frac{U_m}{V_m} \cos \varphi - \frac{k^2}{R} - (k_3 + k_\phi). \quad (15)$$

Расчетные значения коэффициента k_4 , полученные по выражению (15), приведены в таблице.

Сопоставление расчетных и опытных данных. Все экспериментальные исследования проводились при постоянных значениях амплитуды подведенного напряжения и частоты: $U_m=11,59 \cdot 10^{-3}$ В; $f=6,06$ Гц.

В опытах на установке с линейным электродвигателем па осциллографе типа Н-115 регистрировалось изменение во времени скорости движения якоря, напряжения на зажимах двигателя и тока якоря.

Скорость движения пластины регистрировалась с помощью датчика, представляющего собой многовитковую катушку 5, перемещающуюся вместе с пластиной в зазоре Ш-образного постоянного магнита 6 (см. рис. 3). Значение тока регистрировалось с помощью шунта ($R_{114}=150$ А—45 мВ).

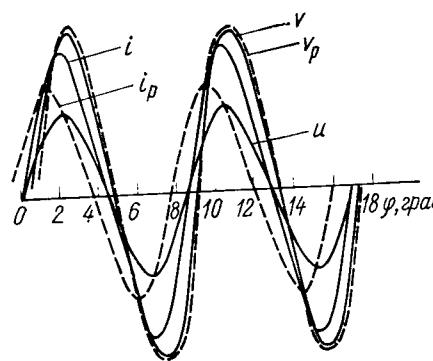


Рис. 4

В опытах изменялась индукция магнитного поля в линейном двигателе с помощью реостатов типа РБ-300-1 (рис. 3), а также индукция линейного генератора с помощью соответствующих реостатов в цепи его обмотки возбуждения.

На осциллограмме, приведенной на рис. 4, сплошными и штриховыми линиями показаны соответственно опытные и расчетные зависимости $v_n(t)$ и $i(t)$. Указанная осциллограмма подтверждает вывод, сделанный в [1], что в установившемся режиме скорость движения пластины изменяется во времени по синусоидальному закону со сдвигом по фазе на угол φ относительно приложенного синусоидального напряжения. Опытные и расчетные значения скорости движения пластины v и v_p согласуются удовлетворительно; зависимости i и i_p имеют расхождения.

На рис. 5 приведена зависимость $\eta(k_4)$, полученная расчетным путем (сплошная линия) по формуле (14), а также четыре опытные точки. Анализ приведенных данных показывает, что в опытах максимальное значение к. п. д. линейного двигателя составило 0,20. Относительно низкое значение к. п. д. обусловлено достаточно большим значением контактных сопротивлений, как на границе медь—рутин, так и на границах соединений электродов с шиной. Штрихпунктирной линией на рис. 5 показана расчетная зависимость $\eta(k_4)$ при отсутствии контактных сопротивлений ($R=10^{-5}$ Ом). Сравнение приведенных расчетных зависимостей $\eta(k_4)$ свидетельствует о том, что одной из важных задач, подлежащих решению при изготовлении рассматриваемого двигателя, является снижение до минимума всех контактных сопротивлений, что может быть достигнуто более совершенной технологией, а также применением сварных соединений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Хожанинов А. И. Теоретические исследования кондукционного линейного электродвигателя с герметичным жидкокометаллическим токопроводом. — Электричество, 1979, № 5.
- А. с. № 726633 (СССР). Линейная электрическая машина переменного тока/ Хожанинов А. И., Кузнецов С. Е., Андреев В. И., Федоров А. Л. — Опубл. в Б. И., 1980, № 13.

[27.01.82]



УДК 621.372.24

Метод расчета переходных процессов в линейных электрических цепях

ЗЕЛЯХ Э. В., доктор техн. наук
Одесса

Известно, что в линейных электрических цепях принужденные токи и напряжения могут быть рассчитаны чисто алгебраическим путем, если воздействие представляет собой во временной области $-\infty < t < \infty$ одну из следующих функций $F(t)$: 1) постоянную величину A ; 2) экспоненту $Ae^{\sigma t}$, где амплитуда A и показатель степени σ — постоянные, в общем случае комп-

лексные величины [1—3]; 3) гармоническую функцию $A \cos(\omega t + \varphi)$ или $A \sin(\omega t + \varphi)$ (при этом для расчета используется общизвестный символьический метод); 4) экспоненциально-гармоническую функцию $Ae^{\sigma t} \cos(\omega t + \varphi)$ или $Ae^{\sigma t} \sin(\omega t + \varphi)$ (при таких воздействиях алгебраический расчет может быть выполнен

с помощью обобщенного символьического метода [1 и 2]); 5) периодическую функцию, разложенную в ряд Фурье [4].

Однако если в цепях указанного вида производятся коммутации, либо воздействия имеют форму $F(t) \cdot 1(t)$, для расчета применяют аппарат дифференциальных уравнений (согласно хорошо известному классическому методу расчета переходных процессов). В настоящей статье предлагается метод расчета переходных процессов, не требующий использования дифференциальных уравнений.

Начальные этапы расчета. Примем (как в методе переменных состояния, например, [5]) в качестве исходных переменных токи в индуктивностях и напряжения на емкостях. Для удобства изложения приадим реактивным элементам номера 1, 2, ..., n , а неизвестные переменные величины обозначим через $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$. Каждую из этих величин можно (как в классическом методе) положить равной сумме принужденной и свободной составляющих. Соответственно на первом этапе расчета определим принужденные токи в индуктивностях и принужденные напряжения на емкостях; указанные величины обозначим через $x_{1\text{пр}}(t)$, $x_{2\text{пр}}(t)$, ..., $x_{n\text{пр}}(t)$. Для заданных форм воздействия этот расчет, как указывалось выше, можно выполнить чисто алгебраическим путем.

Следующий этап решения задачи заключается в составлении характеристического уравнения цепи. И этот этап можно выполнить чисто алгебраическими способами [6]. Действительно, для цепи, из которой удалены воздействия (т. е. каждый источник тока заменен разрывом, а источники напряжения — коротким замыканием), справедливы следующие положения: 1) токи и напряжения имеют форму экспонент e^{pt} и Ue^{pt} ; 2) уравнения элементов имеют вид $\dot{U} = Z(p)I$, где $Z(p) = R$ — для элемента сопротивления, $Z(p) = pL$ — для элемента индуктивности и $Z(p) = 1/pC$ — для элемента емкости; 3) амплитуды экспоненциальных токов и напряжений подчиняются законам Кирхгофа. Написав для указанных амплитуд систему алгебраических уравнений по методам контурных токов или узловых напряжений и приравняв нуль определитель, получим характеристическое уравнение цепи.

Во многих случаях характеристическое уравнение можно получить проще, представив цепь, из которой удалены воздействия, в виде двухполюсника с накоротко замкнутыми или разомкнутыми зажимами и приравняв нуль соответственно входное сопротивление $Z_{\text{вх}}(p)$ или входную проводимость $Y_{\text{вх}}(p)$ двухполюсника. Для более сложных цепей оказывается удобным представление цепи в виде четырехполюсника или многополюсника и использование формул, выражающих характеристическое уравнение через параметры указанных четырехполюсников и многополюсников.

На третьем этапе расчета находим корни p_1 , p_2 , ..., p_n характеристического уравнения. Дальнейший ход расчета зависит от кратности этих корней.

Цель с простыми корнями характеристического уравнения. Рассмотрим сначала случай, когда все корни простые. Тогда, сложив свободные составляющие с найденными ранее принужденными, получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} x_1(t) &= x_{1\text{пр}}(t) + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + \dots + A_n e^{p_n t}; \\ x_2(t) &= x_{2\text{пр}}(t) + T_2(p_1) A_1 e^{p_1 t} + T_2(p_2) A_2 e^{p_2 t} + \dots \\ &\quad \dots + T_2(p_n) A_n e^{p_n t}; \\ &\quad \dots \\ x_n(t) &= x_{n\text{пр}}(t) + T_n(p_1) A_1 e^{p_1 t} + T_n(p_2) A_2 e^{p_2 t} + \dots \\ &\quad \dots + T_n(p_n) A_n e^{p_n t}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь через $T_k(p_i)$ обозначены передаточные функции, т. е. отношения амплитуд свободной экспоненты, соответствующей корню p_i и входящей в состав величины $x_k(t)$, к амплитуде A_i свободной экспоненты, соответствующей тому же корню и входящей в состав величины $x_1(t)$, которую назовем основной неизвестной величиной. Указанные передаточные функции можно определить по схеме цепи, использованной ранее для составления характеристического уравнения, следующим образом. Первый элемент данной схемы на основании известной теоремы замещения (называемой также теоремой о компенсации, например [5]) заменяем источником экспоненциального воздействия и определяем амплитуду вызванного этим воздействием экспоненциального отклика на k -ом элементе ($k=2, 3, \dots, n$). Разделив затем амплитуду отклика на амплитуду воздействия, находим соответствующую передаточную функцию $T_k(p)$.

Заметим, что в качестве основной неизвестной величины можно выбрать любую из величин токов в индуктивностях и напряжений на емкостях. Однако от этого выбора будет зависи-

мость большая или меньшая сложность выражений для передаточных функций. Поэтому указанный выбор целесообразно произвести таким образом, чтобы выражения для передаточных функций получились бы возможно более простыми.

Четвертый этап решения задачи сводится к определению неизвестных амплитуд A_1 , A_2 , ..., A_n . Для этой цели положим в уравнениях (1) $t=0_+$; получим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} A_1 + A_2 + \dots + A_n &= x_1(0_+) - x_{1\text{пр}}(0_+); \\ T_2(p_1) A_1 + T_2(p_2) A_2 + \dots + T_2(p_n) A_n &= x_2(0_+) - x_{2\text{пр}}(0_+); \\ &\quad \dots \\ T_n(p_1) A_1 + T_n(p_2) A_2 + \dots + T_n(p_n) A_n &= x_n(0_+) - x_{n\text{пр}}(0_+). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Величины $x_k(0_+)$ на основании законов коммутации равны величинам $x_k(0_-)$, которые можно определить непосредственно по заданной схеме цепи. Что касается величин $x_{k\text{пр}}(0_+)$, то их можно определить по выражениям для $x_{k\text{пр}}(t)$, найденным на первом этапе расчета.

Решив уравнения (2) относительно A_1 , A_2 , ..., A_n , находим соответствующие величине $x_1(t)$ амплитуды свободных экспонент. Зная эти амплитуды, на последнем пятом этапе определяем значение тока или напряжения в заданном месте цепи. Если это значение не входит в число исходных переменных, обозначим ее для единства чисто алгебраическим путем.

Величина $x_{n+1}(t)$, очевидно, равна сумме принужденной составляющей $x_{n+1\text{пр}}(t)$ и свободных составляющих $T_{n+1}(p_1) A_1 e^{p_1 t}$, $T_{n+1}(p_2) A_2 e^{p_2 t}$, ..., $T_{n+1}(p_n) A_n e^{p_n t}$. Здесь величины $T_{n+1}(p_i)$ означают отношения амплитуд свободных экспонент, входящих в состав величины $x_{n+1}(t)$, к амплитудам соответствующих свободных экспонент, входящих в состав величины $x_i(t)$.

Как видно, ни на одном этапе решения не пришлось прибегать к дифференцированию или интегрированию. На основании изложенного можно написать алгоритм решения задачи в виде следующей матричной формулы:

$$x_k(t) = x_{k\text{пр}}(t) + [T_k(p_1) T_k(p_2) \dots T_k(p_n)] \times \times \begin{bmatrix} e^{p_1 t} & & & & & \\ & e^{p_2 t} & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & e^{p_n t} & & \\ & & & & \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ T_2(p_1) & T_2(p_2) & \dots & T_2(p_n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_n(p_1) & T_n(p_2) & \dots & T_n(p_n) \end{bmatrix}^{-1} \\ & & & & \begin{bmatrix} x_1(0_-) - x_{1\text{пр}}(0_+) \\ x_2(0_-) - x_{2\text{пр}}(0_+) \\ \vdots \\ x_n(0_-) - x_{n\text{пр}}(0_+) \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $k=1, 2, \dots$. Заметим, что при $k=1$ передаточные функции $T_k(p_i)$ обращаются в единицу.

Если по условиям задачи требуется определить одновременно несколько величин, алгоритм решения можно получить, объединив в одну несколько формул (3), написанных для соответствующих величин $x_k(t)$. Так, если требуется определить одновременно $x_1(t)$ и $x_{n+1}(t)$, алгоритм решения будет иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_{n+1}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_{1\text{пр}}(t) \\ x_{n+1\text{пр}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ T_{n+1}(p_1) & T_{n+1}(p_2) & \dots & T_{n+1}(p_n) \end{bmatrix} \times \\ &\quad \times \begin{bmatrix} e^{p_1 t} & & & & & \\ & e^{p_2 t} & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & e^{p_n t} & & \\ & & & & \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ T_2(p_1) & T_2(p_2) & \dots & T_2(p_n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_n(p_1) & T_n(p_2) & \dots & T_n(p_n) \end{bmatrix}^{-1} \\ & & & & \begin{bmatrix} x_1(0_-) - x_{1\text{пр}}(0_+) \\ x_2(0_-) - x_{2\text{пр}}(0_+) \\ \vdots \\ x_n(0_-) - x_{n\text{пр}}(0_+) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Цель с кратными корнями характеристического уравнения. Допустим теперь, что характеристическое уравнение цепи имеет всего один корень p_1 кратностью n . Тогда (3) следует заменить следующей формулой (вывод дан в приложении):

* Настоящий раздел статьи и приложение написаны автором совместно с А. А. Игошиным.

$$x_k(t) = x_{k\text{пр}}(t) + [S_{k1}(p_1)S_{k2}(p_1) \dots S_{kn}(p_1)]e^{p_1 t} \times \\ \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ T_2(p_1) & T_2^{(1)}(p_1) & \dots & T_2^{(n-1)}(p_1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_n(p_1) & T_n^{(1)}(p_1) & \dots & T_n^{(n-1)}(p_1) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_1(0_-) - x_{1\text{пр}}(0_+) \\ x_2(0_-) - x_{2\text{пр}}(0_+) \\ \dots \\ x_n(0_-) - x_{n\text{пр}}(0_+) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Здесь и в дальнейшем

$$S_{kj}(p) = \sum_{i=0}^{j-1} C_{j-1}^i t^i T_k^{(j-i-1)}(p_1) \quad \text{при } k = 1, 2, 3, \dots; \\ C_{j-1}^i = \frac{(j-1)!}{i!(j-i-1)!} \quad \text{причем } 0! = 1;$$

верхние индексы в скобках при $T(p)$ означают порядок производной, взятой по аргументу p .

Соответственно вместо (4) получим формулу

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_{n+1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1\text{пр}}(t) \\ x_{n+1,\text{пр}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & t & \dots & t^{n-1} \\ S_{n+1,1} & S_{n+1,2} & \dots & S_{n+1,n} \end{bmatrix} e^{p_1 t} \times \\ \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ T_2(p_1) & T_2^{(1)}(p_1) & \dots & T_2^{(n-1)}(p_1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_n(p_1) & T_n^{(1)}(p_1) & \dots & T_n^{(n-1)}(p_1) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_1(0_-) - x_{1\text{пр}}(0_+) \\ x_2(0_-) - x_{2\text{пр}}(0_+) \\ \dots \\ x_n(0_-) - x_{n\text{пр}}(0_+) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

В общем случае характеристическое уравнение цепи может иметь корни p_1, p_2, \dots, p_μ с кратностью, равной соответственно m_1, m_2, \dots, m_μ , причем $m_1 + m_2 + \dots + m_\mu = n$. Учитывая (5) и (6), нетрудно показать, что в этом случае (3) следует заменить:

$$x_k(t) = x_{k\text{пр}}(t) + [S_k] [P] [T]^{-1} [D], \quad (7)$$

где $[S_k] = [S_{k1}(p_1) S_{k2}(p_1) \dots S_{km_1}(p_1); S_{k1}(p_2) S_{k2}(p_2) \dots$

$$\dots S_{km_2}(p_2); \dots; S_{k1}(p_\mu) S_{k2}(p_\mu) \dots S_{km_\mu}(p_\mu)];$$

$$[P] = \begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 \dots m_1 & 1 \dots m_2 & 1 \dots m_\mu \\ \hline \vdots & \vdots & \vdots \\ \hline e^{p_1 t} & e^{p_2 t} & e^{p_\mu t} \\ \hline \vdots & \vdots & \vdots \\ \hline e^{p_1 t} & e^{p_2 t} & e^{p_\mu t} \\ \hline \vdots & \vdots & \vdots \\ \hline \end{array};$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ T_2(p_1) & T_2^{(1)}(p_1) & \dots & T_2^{(m_1-1)}(p_1) & T_2(p_2) & T_2^{(1)}(p_2) & \dots & T_2^{(m_2-1)}(p_2) \\ \dots & \dots \\ T_n(p_1) & T_n^{(1)}(p_1) & \dots & T_n^{(m_1-1)}(p_1) & T_n(p_2) & T_n^{(1)}(p_2) & \dots & T_n^{(m_2-1)}(p_2) \\ \dots & \dots \\ T_n(p_\mu) & T_n^{(1)}(p_\mu) & \dots & T_n^{(m_\mu-1)}(p_\mu) & T_n(p_\mu) & T_n^{(1)}(p_\mu) & \dots & T_n^{(m_\mu-1)}(p_\mu) \end{bmatrix};$$

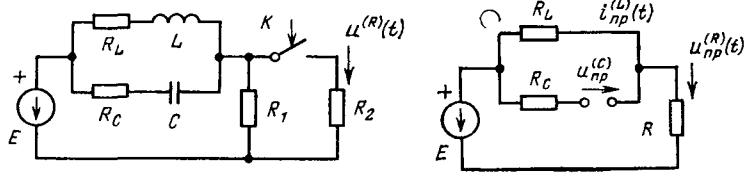


Рис. 1

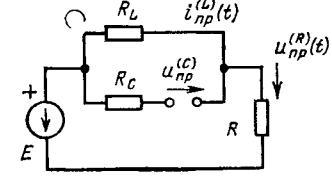


Рис. 2

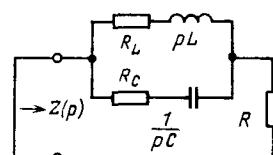


Рис. 3

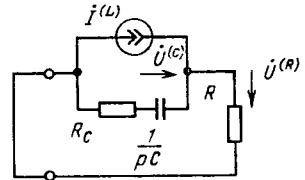


Рис. 4

$$[D] = \begin{bmatrix} x_1(0_-) - x_{1\text{пр}}(0_+) \\ x_2(0_-) - x_{2\text{пр}}(0_+) \\ \dots \\ x_n(0_-) - x_{n\text{пр}}(0_+) \end{bmatrix}.$$

Соответственно (4) должна быть заменена формулой:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_{n+1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1\text{пр}}(t) \\ x_{n+1,\text{пр}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_1 \\ S_{n+1} \end{bmatrix} [P] [T]^{-1} [D]. \quad (8)$$

Пример. Пусть требуется определить, как изменяется в $t=0$ время напряжение $U^{(R)}(t)$ на выходе цепи с источником постоянного напряжения E (рис. 1) после замыкания ключа K в момент $t=0$.

Примем за исходные неизвестные ток $i^{(L)}(t)$ в индуктивности, который будем считать основной неизвестной величиной, и напряжение $u^{(C)}(t)$ на емкости. Неизвестной величиной в заданном месте цепи является напряжение $u^{(R)}(t)$ на выходе цепи. Таким образом, $x_1(t) = i^{(L)}(t)$, $x_2(t) = u^{(C)}(t)$, $x_3(t) = u^{(R)}(t)$.

Найдем сначала величину $u_{\text{пр}}^{(R)}(t)$ по схеме рис. 2, получающейся из заданной в результате замыкания ключа:

$$u_{\text{пр}}^{(R)}(t) = \frac{ER}{R + R_L}; \quad R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Далее составим характеристическое уравнение цепи, для чего представим ее в виде двухполюсника с накоротко замкнутыми зажимами (рис. 3) и приравняем входное сопротивление этого двухполюсника нулю:

$$Z_{\text{вх}}(p) = R + \frac{(R_L + pL) \left(R_C + \frac{1}{pC} \right)}{R_L + pL + R_C + \frac{1}{pC}} = 0.$$

Получим квадратное уравнение

$$p^2 + ap + b = 0,$$

где

$$a = \frac{R_L(R + R_C) + RR_C + \frac{L}{C}}{L(R + R_C)}, \quad b = \frac{R + R_L}{LC(R + R_C)}.$$

Решив данное уравнение, найдем два корня p_1 и p_2 .

Допустим сначала, что эти корни простые. Тогда алгоритмом решения поставленной задачи будет формула (3), которая

для данного случая примет вид:

$$u^{(R)}(t) = u_{\text{нр}}^{(R)}(t) + [T_3(p_1)T_3(p_2)] \begin{bmatrix} e^{p_1 t} & \\ & e^{p_2 t} \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ T_2(p_1) & T_2(p_2) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i^{(L)}(0_-) & -i_{\text{нр}}^{(L)}(0_+) \\ u^{(C)}(0_-) & -u_{\text{нр}}^{(C)}(0_+) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Передаточные функции $T_2(p)$ и $T_3(p)$ определяем по схеме рис. 4, получающейся из схемы рис. 3 путем замены ветви с индуктивностью источником тока. Через $i^{(L)}$, $U^{(C)}$ и $\dot{U}^{(R)}$ обозначены комплексные амплитуды свободных экспонент. По рис. 4 нетрудно найти, что

$$\left. \begin{aligned} T_2(p) &= \frac{\dot{U}^{(C)}}{i^{(L)}} = -\frac{R}{1 + pC(R + R_C)}; \\ T_3(p) &= \frac{\dot{U}^{(R)}}{i^{(L)}} = \frac{R(1 + pCR_C)}{1 + pC(R + R_C)}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Подставив в полученные формулы вместо p сначала p_1 , а затем p_2 , найдем выражения для передаточных функций, входящих в формулу (9).

Величины $i^{(L)}(0_-)$ и $u^{(C)}(0_-)$ находим непосредственно по схеме рис. 1:

$$i^{(L)}(0_-) = \frac{E}{R_L + R_1}; \quad u^{(C)}(0_-) = \frac{ER_L}{R_L + R_1}.$$

Наконец, величины $i_{\text{нр}}^{(L)}(0_+)$ и $u_{\text{нр}}^{(C)}(0_+)$ находим по схеме рис. 2:

$$i_{\text{нр}}^{(L)}(0_+) = \frac{E}{R_L + R}; \quad u_{\text{нр}}^{(C)}(0_+) = \frac{ER_L}{R_L + R}.$$

Таким образом, все величины, входящие в правую часть формулы (9), определены, и для решения поставленной задачи остается произвести вычисления.

Обратимся теперь к случаю, когда корень p_2 равен корню p_1 . Алгоритм решения поставленной задачи тогда будет формула (5), которая для данного случая примет вид:

$$u^{(R)}(t) = u_{\text{нр}}^{(R)}(t) + [T_3(p_1)T_3^{(1)}(p_1) + T_3^{(1)}(p_1)]e^{p_1 t} \times \\ \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ T_2(p_1) & T_2^{(1)}(p_1) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i^{(L)}(0_-) & -i_{\text{нр}}^{(L)}(0_+) \\ u^{(C)}(0_-) & -u_{\text{нр}}^{(C)}(0_+) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

По сравнению с формулой (9) в (11) содержатся две новые величины — первые производные $T_2^{(1)}(p_1)$ и $T_3^{(1)}(p_1)$ от коэффициентов передачи. Эти производные нетрудно найти, используя формулы (10), например

$$T_3^{(1)}(p_1) = -\frac{CR^2}{[1 + p_1C(R + R_C)]^2}.$$

Сравнение предложенного метода с классическим. Основным достоинством предложенного метода является то, что расчет производится согласно четкому алгоритму. Это делает данный метод полезным, в частности, при аналитическом исследовании переходных процессов. При использовании же классического метода «не существует единой процедуры для нахождения начальных условий. Положение похоже на игру в шахматы, в которой выбираемая стратегия зависит от рассматриваемой частной задачи» [7].

Другие достоинства предложенного метода:

1) расчет является полностью алгебраическим в случае цепи с простыми корнями характеристического уравнения и в значительной мере алгебраическим — в случае наличия кратных корней;

2) для определения n неизвестных решается всего одна система из n уравнений; а в классическом же методе для этой цепи требуется решить n систем из n уравнений.

В заключение укажем, что изложенный алгоритм расчета переходных процессов может быть применен и к таким цепям, в которых форма воздействия не позволяет определить принужденные токи и напряжения алгебраическим путем. В этих случаях данный алгоритм все же упрощает расчет переходных процессов, алгоритмизируя ту часть расчета, которая касается определения свободных составляющих токов и напряжений.

Приложение. Вывод формулы (5). Допустим, что к заданной цепи приложено воздействие $1(t)$. Отклик на k -ом элементе можно представить в виде суммы принужденной и свободной составляющих во временной области:

$$x_k(t) = x_{k\text{пр}}(t) + x_{k\text{св}}(t) \quad (\text{П-1})$$

или в виде суммы изображений по Лапласу:

$$x_k(p) = x_{k\text{пр}}(p) + x_{k\text{св}}(p). \quad (\text{П-2})$$

С другой стороны, заменив на основании теоремы замещения первый элемент соответствующим источником, величину $x_k(p)$ можно согласно принципу наложения выразить в виде

$$x_k(p) = \frac{1}{p} T_{k\text{в}}(p) + x_{1\text{пр}}(p) T_k(p) + x_{1\text{св}}(p) T_k(p), \quad (\text{П-3})$$

где $T_{k\text{в}}(p)$ — функция передачи со входа на k -й элемент, а $T_k(p)$ — функция передачи с первого элемента на k -й.

В дополнение к корням характеристического уравнения исходной цепи p_1, p_2, \dots, p_μ обозначим через $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ корни характеристического уравнения цепи, получающегося после замены первого элемента источником. Корни $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ являются, очевидно, полюсами передаточных функций $T_{k\text{в}}(p)$ и $T_k(p)$. Будем считать, что эти корни отличны от p_1, p_2, \dots, p_μ .

Заметим, что в правой части уравнения (П-2) первое слагаемое имеет полюс в точке $p=0$, а второе — в точках p_1, p_2, \dots, p_μ . Одновременно в правой части уравнения (П-3) все слагаемые имеют полюсы в точках $0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$, а третье слагаемое, кроме того, имеет полюсы в точках p_1, p_2, \dots, p_μ [за счет множителя $x_{1\text{св}}(p)$].

Учитывая сказанное, на основании теории функций комплексного переменного можно написать:

в соответствии с формулами (П-2)

$$x_k(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \text{Res } x_{k\text{пр}}(p) e^{pt} + \sum_{p=p_i}^{\infty} \text{Res } x_{k\text{св}}(p) e^{pt} \quad (\text{П-4})$$

и в соответствии с формулой (П-3)

$$x_k(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \text{Res } \frac{1}{p} T_{k\text{в}}(p) e^{pt} + \sum_{p=\alpha_j}^{\infty} \text{Res } \frac{1}{p} T_{k\text{в}}(p) e^{pt} +$$

$$+ \sum_{p=0}^{\infty} \text{Res } x_{1\text{пр}}(p) T_k(p) e^{pt} + \sum_{p=\alpha_j}^{\infty} \text{Res } x_{1\text{пр}}(p) T_k(p) e^{pt} +$$

$$+ \sum_{p=p_i}^{\infty} \text{Res } x_{1\text{св}}(p) T_k(p) e^{pt}. \quad (\text{П-5})$$

Из сравнения (П-4) и (П-5) с учетом (П-1) получим формулу, выражающую свободную составляющую в k -ом элементе через свободную составляющую в первом элементе:

$$x_{k\text{св}}(t) = \sum_{p=p_i}^{\infty} \text{Res } x_{1\text{св}}(p) T_k(p) e^{pt}. \quad (\text{П-6})$$

Заметим, что данная формула справедлива при любой форме воздействия.

Перейдем теперь к выводу формулы (5) для цепи, характеристическое уравнение которой имеет всего один корень p_1 кратности n . В этом случае выражение для основной свободной составляющей будет иметь вид:

$$x_{1\text{св}}(t) = A_1 t^{p_1 t} + A_2 t^{p_1 t} + A_3 t^{p_1 t} + \dots + A_n t^{p_1 t}.$$

Изображение этой составляющей по Лапласу будет тогда представлять сумму дробей:

$$x_{1\text{св}}(p) = \frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{(p - p_1)^2} + \frac{2! A_3}{(p - p_1)^3} + \dots + \frac{(n-1)! A_n}{(p - p_1)^n}.$$

Подставив эту сумму в (П-6) и использовав известную формулу вычета для корня кратности n

$$\text{Res } F(p) e^{pt} = \frac{1}{(n-1)!} \lim_{p=p_1} \frac{d^{n-1}}{dp^{n-1}} (p - p_1)^n F(p) e^{pt},$$

а также формулу Лейбница для производной v -го порядка от произведения двух функций

$$(Y_1 Y_2)^{(v)} = \sum_{i=0}^v Y_1^{(i)} Y_2^{(v-i)} C_i^v,$$

где

$$C_i^v = \frac{v!}{i!(v-i)!}, \quad 0! = 1,$$

после ряда выкладок, получим:

$$\begin{aligned} x_{kcb}(t) = e^{p_1 t} \left\{ A_1 T_k(p_1) + A_2 [t T_k(p_1) + T_k^{(1)}(p_1)] + \dots \right. \\ \left. \dots + A_n \sum_{i=0}^{n-1} C_{n-i}^i t^{(n-i-1)} T_k^{(i)}(p_1) \right\}. \end{aligned} \quad (\text{П-7})$$

Придавая индексу k значения 1, 2, ..., n , из формул (П-1) и (П-7) получим систему уравнений, которую запишем в виде матричного уравнения:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1\text{пр}}(t) \\ x_{2\text{пр}}(t) \\ \vdots \\ x_{n\text{пр}}(t) \end{bmatrix} + e^{p_1 t} \begin{bmatrix} 1 & t & \dots & t^{n-1} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_n \end{bmatrix}, \quad (\text{П-8})$$

где

$$S_{kj} = \sum_{i=0}^{j-1} C_{j-i}^i t^i T_k^{(j-i-1)}(p_1).$$

Полагая в данном матричном уравнении $t=0_+$ и учитывая правила коммутации, найдем значения коэффициентов A_1, A_2, \dots, A_n :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ T_2(p_1) & T_2^{(1)}(p_1) & \dots & T_2^{(n-1)}(p_1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T_n(p_1) & T_n^{(1)}(p_1) & \dots & T_n^{(n-1)}(p_1) \end{bmatrix}^{-1} \times \\ \times \begin{bmatrix} x_1(0_-) - x_{1\text{пр}}(0_+) \\ x_2(0_-) - x_{2\text{пр}}(0_+) \\ \vdots \\ x_n(0_-) - x_{n\text{пр}}(0_+) \end{bmatrix}. \quad (\text{П-9})$$

Подставив теперь (П-9) в (П-8), нетрудно получить приведенную выше формулу (5).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зелях Э. В. Основы теории четырехполюсника. — Вестник электротехники, 1931, № 3.
2. Реза Ф., Сили С. Современный анализ электрических цепей. — М., Энергия, 1964.
3. Толстов Ю. Г. Теория линейных электрических цепей. М., Высшая школа, 1978.
4. Заездный А. М., Басевич Я. С. О методике изложения вопросов прохождения периодических сигналов через линейные цепи. — Тр. учебных институтов связи, 1970, № 49.
5. Теоретические основы электротехники/ П. А. Ионкина. — М.: Высшая школа, 1976.
6. Зелях Э. В. Способ анализа устойчивости линейных электрических схем. — В кн.: Сборник трудов Ленинградского электротехнического института связи, 1955.
7. Van Valken Burg M. E. Network analysis. Prentice Hall, New Jersey, 1974, p. 125.

[03.04.81]



УДК 621.372.44.001.572

Моделирование ферромагнитных нелинейных элементов с помощью тестовых сигналов

НОВОЖИЛОВ О. П., канд. техн. наук

Московский институт электронного машиностроения

Широкое использование вычислительной техники при проведении теоретических исследований повлияло на моделирование нелинейных элементов двояким образом. С одной стороны, повысилось требование к точности моделей. «Грубые» модели не оправдывают вычислительных затрат на ЦВМ, так как погрешность конечных результатов обусловлена не погрешностью вычислений, а точностью выбранной модели. С другой стороны, благодаря быстродействию и высокой точности расчетов на ЦВМ стало возможным построение моделей, которые наиболее полно отражают свойства реальных элементов.

Строгие методы моделирования ферромагнитных нелинейных элементов (дросселей, трансформаторов) не разработаны до настоящего времени. Поэтому при анализе ряда ферромагнитных устройств, например, умножителей частоты [1] используются, как правило, модели элементов, которые описываются однозначной нелинейной функцией $b=f(h)$ или $\psi=F(i)$. Эти модели отражают лишь реактивные свойства (накопление энергии) и не позволяют учитывать нелинейные диссипативные явления (поглощение энергии) в ферромагнитном элементе, которые в некоторых случаях существенным образом влияют на характеристики всего устройства [2].

Укажем два способа моделирования, позволяющих наряду с отражением реактивных свойств произвести учет нелинейных диссипативных явлений в ферромагнитных элементах.

Первый из них связан с аппроксимацией гистерезисной петли ферромагнитного материала [3—5]. В этом случае ферромагнитный нелинейный элемент представляется одноэлементной моделью, поведение которой описывается динамической гистерезисной петлей. Однако в связи с деформацией петли при изменении формы воздействующего колебания, одноэлементную

модель в практических расчетах применять затруднительно, а в некоторых случаях и невозможно.

Второй способ основан на представлении ферромагнитного нелинейного элемента в виде двух последовательно или параллельно включенных двухполюсников с однозначными характеристиками [6—8]. Один из двухполюсников отражает реактивные, а другой — диссипативные свойства реального элемента. Достоинство этого способа состоит в простоте определения характеристик двухполюсников и использования модели для сигналов сложной формы. Следует отметить, что принятый в [6, 7] подход носит частный характер. Он не может быть использован при моделировании ферромагнитных нелинейных элементов с подмагничиванием, так как в этом случае невозможно определить характеристики двухполюсников модели. Поэтому в настоящей статье находит дальнейшее развитие и обобщение метод моделирования, основные положения которого для тестового сигнала косинусоидальной формы изложены в [8].

Задача состоит в определении характеристик двухполюсников модели по известной форме воздействия (тестового сигнала) и отклика реального нелинейного элемента. При этом необходимо выявить возможные пути практической реализации предлагаемого метода моделирования.

Между напряженностью h магнитного поля и током i , протекающим в обмотке ферромагнитного элемента, а также между индукцией b в сердечнике и напряжением u на обмотке существуют следующие известные соотношения:

$$i = \frac{lh}{w}, \quad u = wS \frac{db}{dt}, \quad (1)$$

где w — число витков обмотки; l — средняя длина магнитной силовой линии; S — сечение сердечника.

Соотношения (1) свидетельствуют о том, что любой ферромагнитный элемент (дроссель, трансформатор) может быть представлен в виде магнитного двухполюсника, в котором одна из координат (h или b) является воздействием, а другая (b или h) — откликом. Для общности обозначим: $x(t)$ — воздействие, $y(t)$ — отклик. Допустим, что воздействие $x(t)$ обладает следующими свойствами: $x(t)$ представляет собой периодическую функцию с периодом T ; $x(t)$ является четной функцией, т. е.

$$x(+t) = x(-t); \quad (2)$$

$x(t)$ — монотонно убывающая (для определенности) функция на интервале $0, T/2$, причем

$$x(0) = X_{\max}; \quad x(T/2) = X_{\min}; \quad (3)$$

на интервале $0, T/2$ существуют функция, обратная функции $x(t)$ и ее производная, т. е.

$$t = t(x); \quad dt = t'(x) dx. \quad (4)$$

Воздействие с указанными выше свойствами будем называть тестовым сигналом.

Допустим также, что отклик $y(t)$ магнитного двухполюсника на тестовый сигнал $x(t)$ является периодической функцией, допускающей разложение в ряд Фурье:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} Y_{ns} \sin n\omega t. \quad (5)$$

При этом косинусные составляющие ряда (5) свидетельствуют о реактивных, а синусные — о диссипативных свойствах магнитного двухполюсника. Моделирование ставит своей целью установить взаимосвязь между воздействием $x(t)$ и откликом $y(t)$. Математически такая взаимосвязь в самом общем виде может быть выражена следующим образом:

$$y(t) = 0[x(t)], \quad (6)$$

где 0 — оператор, указывающий на операции и их последовательность, которые производятся над $x(t)$ для получения $y(t)$.

В результате моделирования должны быть определены структура и характеристики оператора, а также указаны пути схемной реализации метода моделирования.

Наиболее простыми являются модели с двумя нелинейными функциональными преобразованиями воздействия $x(t)$. Одна из возможных форм записи оператора 0 в (6) такой модели имеет вид:

$$y(t) = y_p[x(t)] + \int \omega y_{di}[x(t)] dt. \quad (7)$$

Выражение (7) можно рассматривать как математическое описание схемы, составленной из двух последовательно или параллельно включенных двухполюсников с однозначными характеристиками $y_p(x)$, $\omega y_{di}(x)$. Первый из них будем называть реактивным двухполюсником. Действительно, при воздействии на двухполюсник с однозначной характеристикой $y_p(x)$ тестового сигнала $x(t)$, являющегося четной функцией, его отклик представляет собой также четную функцию. Следовательно, реактивный двухполюсник формирует косинусные составляющие ряда (5). Второй двухполюсник с однозначной характеристикой $\omega y_{di}(x)$ после интегрирования отклика, формирует синусные составляющие ряда (5), поэтому этот двухполюсник будем называть диссипативным.

Если в качестве воздействия принять ток i , а в качестве отклика — потокосцепление ψ , то выражение (7) будет иметь вид

$$\psi(t) = \psi_p[i(t)] + \int u[i(t)] dt, \quad (7a)$$

где $u[i(t)] = \omega y_{di}[i(t)]$.

Это выражение является математической моделью дросселя и описывает схему, составленную из последовательно соединенных нелинейной индуктивности с ампер-веберной характеристикой $\Psi_p(i)$ и нелинейного сопротивления с вольт-амперной характеристикой $u(i)$. Найдем характеристики реактивного $y_p(x)$ и диссипативного $\omega y_{di}(x)$ двухполюсников. Воспользовавшись (7), (2), (5), запишем выражения откликов реактивного и диссипативного двухполюсников модели магнитного двухполюсника в следующих двух формах:

$$y_p[x(t)] = \frac{y(t) + y(-t)}{2} = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} \cos n\omega t; \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad (8)$$

$$\omega y_{di}[x(t)] = \frac{d}{dt} \frac{y(t) - y(-t)}{2} = \sum_{n=1}^{\infty} n\omega Y_{ns} \cos n\omega t. \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\}$$

Исключив в (8) t с помощью (4), получим выражения характеристик реактивного и диссипативного двухполюсников в явном виде

$$\left. \begin{array}{l} y_p(x) = \frac{y^+(x) + y^-(x)}{2} = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} \cos n\omega t(x); \\ \omega y_{di}(x) = \frac{1}{t'(x)} \frac{d}{dx} \frac{y^+(x) - y^-(x)}{2} = \\ = \sum_{n=1}^{\infty} n\omega Y_{ns} \cos n\omega t(x), \end{array} \right\} \quad (9)$$

где

$$y^{\pm}(x) = y[\pm t(x)] = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} \cos n\omega t(x) \pm \sum_{n=1}^{\infty} Y_{ns} \sin n\omega t(x). \quad (10)$$

Как следует из (3), (4), (10), $y^+(X_{\max}) = y^-(X_{\min})$, $y^+(X_{\min}) = y^-(X_{\max})$. Поэтому совокупность функций $y^+(x)$ и $y^-(x)$ представляет собой гистерезисную петлю.

В связи с простотой получения и стабильностью параметров наибольший интерес представляют тестовые сигналы косинусоидальной и треугольной формы

$$x = X_0 + X_m \cos \omega t; \quad (11)$$

$$x = X_0 + X_m - 4x_m t/T \text{ при } t = 0, \dots, T/2. \quad (12)$$

Поэтому ниже приведены выражения характеристик реактивного и диссипативного двухполюсников, которые получены на основании (4), (9) — (12) и имеют следующий вид:

для сигнала косинусоидальной формы

$$\left. \begin{array}{l} y_p(x) = \frac{y^+(x) + y^-(x)}{2} = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} T_n \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right); \\ \omega y_{di}(x) = -\omega X_m \sqrt{1 - \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right)^2} \times \\ \times \frac{d}{d} \frac{y^+(x) - y^-(x)}{2} = \sum_{n=1}^{\infty} n\omega Y_{ns} T_n \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right), \end{array} \right\} \quad (13)$$

где

$$y^{\pm}(x) = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} T_n \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right) \pm$$

$$\pm \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{1 - \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right)^2} Y_{ns} P_{n-1} \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right);$$

$T_n \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right)$, $P_n \left(\frac{x - X_0}{X_m} \right)$ — соответственно полиномы Чебышева первого и второго рода [9];

для сигнала треугольной формы

$$\left. \begin{array}{l} y_p(x) = \frac{y^+(x) + y^-(x)}{2} = \\ = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} \cos \left[\frac{n\pi}{2} \left(\frac{x - X_0 - X_m}{X_m} \right) \right]; \\ \omega y_{di}(x) = -\frac{4X_m}{T} \frac{d}{dx} \frac{y^+(x) - y^-(x)}{2} = \\ = \sum_{n=1}^{\infty} n\omega Y_{ns} \cos \left[\frac{n\pi}{2} \left(\frac{x - X_0 - X_m}{X_m} \right) \right], \end{array} \right\} \quad (14)$$

где

$$y^{\pm}(x) = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} \cos \left[\frac{n\pi}{2} \left(\frac{x - X_0 - X_m}{X_m} \right) \right] \pm$$

$$\pm \sum_{n=1}^{\infty} Y_{ns} \sin \left[\frac{n\pi}{2} \left(\frac{x - X_0 - X_m}{X_m} \right) \right],$$

причем в (13) и (14)

$$x_{\min} = X_0 - X_m = X_{\min}; x_{\max} = X_0 + X_m = X_{\max}.$$

Полученные выражения указывают на возможные пути практической реализации предложенного метода моделирования ферромагнитных нелинейных элементов с помощью тестовых сигналов.

Как следует из выражений (9), для получения характеристики реактивного $y_p(x)$ и диссипативного $\omega y_{dd}(x)$ двухполюсников достаточно располагать «верхней» $y^+(x)$ и «нижней» $y^-(x)$ ветвями гистерезисной петли, снятой при известном тестовом сигнале. Поэтому один из наиболее простых и доступных путей практической реализации метода моделирования состоит в снятии известным способом гистерезисной петли и последующей аппроксимации ее ветвей или их полусумм и полуразностей. Особенности аппроксимации характеристики реактивного двухполюсника степенными полиномами отмечены в [8].

Второй путь основан на измерении с помощью анализаторов спектра (АС) амплитуд спектральных составляющих откликов (8) реактивного (Y_{nc}) и диссипативного ($n\omega Y_{ns}$) двухполюсников. Возможный вариант схемы изображен на рис. 1. В сумматоре C и вычитателе B , имеющих коэффициент передачи равный 0,5, формируются соответственно четная $y_u(t)$ и нечетная $y_n(t)$ составляющие отклика $y(t)$, причем нечетная составляющая отклика прежде чем поступить на анализатор спектра $AC2$, проходит через дифференцирующий каскад DK . Используемая при измерениях функция $y(-t)$ может быть, например, получена путем записи тестового сигнала $x(t)$ и отклика $y(t)$ на двухдорожечный магнитофон и последующего воспроизведения записи в обратном направлении. При этом должна осуществляться синхронизация скорости вращения магнитофона по времениному сдвигу тестовых сигналов, поступающих от источника и магнитофона. Найденные экспериментальным путем амплитуды Y_{nc} , $n\omega Y_{ns}$ позволяют непосредственно получить аппроксимирующие выражения характеристик реактивного $y_p(t)$ и диссипативного $\omega y_{dd}(x)$ двухполюсников в виде степенных полиномов (13) для тестового сигнала косинусоидальной формы и тригонометрических косинусоидальных полиномов (14) для сигнала треугольной формы. При заданном числе членов такая аппроксимация дает минимальную среднеквадратичную погрешность.

Третий возможный путь позволяет непосредственно получить характеристики реактивного и диссипативного двухполюсников моделируемого нелинейного элемента. Схема измерений отличается от схемы на рис. 1 тем, что в качестве измерителей используются регистрирующие устройства (РУ), например, осциллографы, позволяющие исключить время (рис. 2). Аппроксимация характеристик осуществляется известными методами [10].

На точность моделирования влияют три фактора: соответствие реального воздействия выбранному тестовому сигналу, погрешность измерений, аппроксимация характеристик.

Формирование тестовых сигналов (11), (12) со стабильными параметрами не встречает практических затруднений. Поэтому отклонение формы реального воздействия от выбранного тестового сигнала обусловлено в основном конечной величиной внутреннего сопротивления источника сигналов. Уменьшение погрешности моделирования, обусловленной этим фактором, достигается увеличением мощности источника сигналов. Погрешность измерений зависит от точности реализации отдельных узлов измерительной установки и измерительных приборов. При снятии гистерезисной петли с помощью осциллографа погрешность измерений определяется в основном широкополосностью усилителей отклоняющей системы и разрешающей способностью индикатора. В других двух способах измерений на погрешность влияет неточность разделения отклика $y(t)$ на четную $y_u(t)$ и нечетную $y_n(t)$ составляющие. Следует отметить, что в связи с уменьшением амплитуд высших гармоник отклика нелинейного элемента и увеличением погрешности их измерения, любой из методов измерений имеет ограниченную точность.

Погрешность моделирования, обусловленная аппроксимацией характеристик двухполюсников модели может быть получена сколь угодно малой, например, путем увеличения числа членов n аппроксимирующих полиномов (9), (16). Однако при этом необходимо иметь в виду, что повышение точности аппроксимации (увеличение числа членов n) приводит к повышению точности моделирования до тех пор, пока не начинаетказываться погрешность измерения амплитуд спектральных составляющих отклика нелинейного элемента. Требуемая точность аппроксимации может быть определена после оценки погрешности, обусловленной первыми двумя факторами.

Таким образом, потенциальная точность предлагаемого метода моделирования определяется отклонением формы реального воздействия от выбранного тестового сигнала и погрешностью измерений. Точность моделирования может быть оценена в каждом конкретном случае.

Другая возможная форма представления двухэлементной модели ферромагнитного нелинейного элемента имеет следующий вид:

$$y(t) = y_p[x(t)] + \frac{d}{dt} \omega^{-1} y_{dd} [x(t)], \quad (15)$$

где индекс «р» относится к реактивному двухполюснику, индекс «дд» — к диссипативному двухполюснику с дифференцированием отклика.

Характеристики реактивного и диссипативного двухполюсников в этом случае выражаются следующим образом:

$$y_p(x) = \frac{y^+(x) + y^-(x)}{2} = \sum_{n=0}^{\infty} Y_{nc} \cos n\omega t(x);$$

$$\omega y_{dd}(x) = \int \frac{y^+(x) - y^-(x)}{2} t'(x) dx =$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} n^{-1} \omega^{-1} Y_{ns} \cos n\omega t(x),$$

где $y^{\pm}(x)$ определяются выражениями (10).

Таким образом, предложенный метод моделирования ферромагнитных нелинейных элементов основан на тождественности откликов на тестовый сигнал реального элемента и его двухэлементной модели. Суть метода состоит в следующем. При воздействии тестового сигнала на реальный элемент спектр его отклика в общем случае содержит как косинусные, так и си-

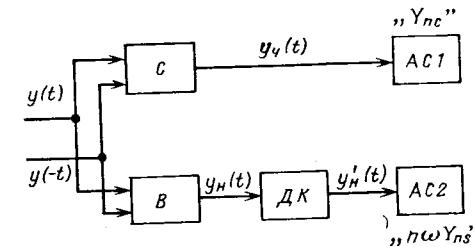


Рис. 1

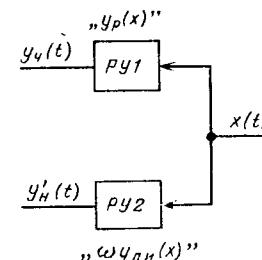


Рис. 2

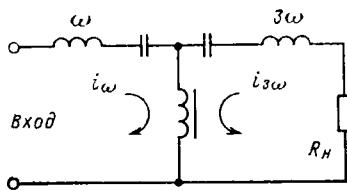


Рис. 3

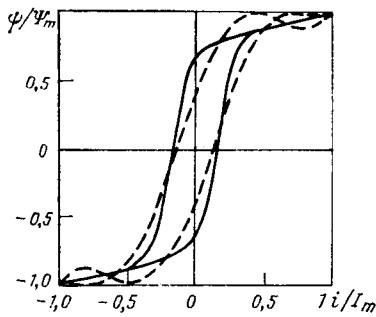


Рис. 4

нусные составляющие с кратными частотами (5). Модель реального элемента представляет собой параллельное или последовательное соединение из двух двухполюсников (реактивного и диссипативного) с однозначными характеристиками. При этом спектр отклика реактивного двухполюсника содержит только косинусные составляющие, а спектр отклика диссипативного двухполюсника после интегрирования для модели (7) и дифференцирования для модели (15) имеет только синусные составляющие. Выражения (форма) характеристик реактивного и диссипативного двухполюсников подбираются таким образом, чтобы амплитуды спектральных составляющих откликов модели и реального элемента были равны между собой. Так как огиблики двухполюсников модели суммируются, то результирующий отклик модели будет тождествен отклику реального элемента.

Полученные выражения характеристик реактивного и диссипативного двухполюсников модели позволили выявить их зависимость от формы тестового сигнала и указать возможные пути практической реализации метода моделирования. Как видно из (9) и (16), рассмотренные модели (7) и (15) по разному отражают частотную зависимость диссипативных свойств моделируемого нелинейного элемента. Если в качестве воздействия или отклика принять производную индукции db/dt , то можно получить модели, позволяющие учитывать частотную зависимость реактивных свойств реального элемента.

Выбор той или иной модели определяется структурой схемы исследуемого устройства, ее параметрами и свойствами реального ферромагнитного элемента. Более полное отражение свойств ферромагнитных нелинейных элементов, сравнительная простота получения характеристик модели и ее использования для сигналов сложной формы свидетельствует о перспективности применения предлагаемого метода моделирования при анализе схем различных ферромагнитных устройств.

Пример. Для более полного представления о предлагаемом методе моделирования, путях и результатах его реализации решим следующую задачу: определим максимальные значения мощности преобразования и к. п. д. дросселя в схеме двухконтурного утроителя частоты (рис. 3). Дроссель выполнен на ферритовом кольце $K7 \times 4 \times 2$ марки 400НН с числом витков $w=40$. Входная частота утроителя f равна 75 кГц. Так как в схеме утроителя в воздействующем на дроссель колебании преобладают первая и третья гармоники тока, то выбираем оператором его модели выражение (7a).

Для определения характеристик $\Psi_p(i)$ и $u(i)$ двухполюсников модели воспользуемся гистерезисной петлей, снятой экспериментально с помощью осциллографа при тестовом сигнале косинусоидальной формы (11), и выражениями (13). Параметры тестового сигнала: $I_0=0$, $I_m=150$ мА, $f=75$ кГц. Гистерезисная петля изображена на рис. 4 сплошной линией, причем $\Psi_m=3,1 \cdot 10^{-5}$ Вб. Используя геометрические размеры ферритового кольца, число витков дросселя и соотношения (1), можно представить гистерезисную петлю в координатах h , b . Погреш-

ность измерений определяется в основном разрешающей способностью индикатора, т. е. по сути дела, толщиной линии на экране осциллографа.

Произведем аппроксимацию характеристик $\Psi_p(i)$ и $u(i)$ полиномами пятой степени по методу Ю. Б. Кобзарева [10] с учетом рекомендаций, изложенных в [8] относительно аппроксимации $u(i)$. В результате аппроксимации получаем следующие выражения характеристик реактивного и диссипативного двухполюсников:

$$\begin{aligned} \Psi_p(i)/\Psi_m &= 2,50165i - 3,10803i^3 + 1,62314i^5; \\ u(i)/\omega\Psi_m &= 3,50806i - 9,61219i^3 + 6,21340i^5, \end{aligned} \quad (17)$$

где $i_h = i/I_m$.

Эти характеристики представлены на рис. 5. Гистерезисная петля, изображенная на рис. 4 пунктирной линией, позволяет судить об ошибке аппроксимации. Учитывая сделанное выше замечание относительно точности измерений, приходим к выводу, что в рассматриваемом случае погрешность моделирования обусловлена ошибкой аппроксимации и для ее уменьшения необходимо увеличивать степень аппроксимирующих полиномов (17).

Можно считать, что в утроителе частоты (рис. 3) через дроссель протекает ток

$$i = I_1 \cos \omega t + I_3 \cos (3\omega t + \Phi), \quad (18)$$

причем

$$-1 \leq i/I_m \leq +1. \quad (19)$$

Выражения (17), (18) позволяют по методу, изложенному в [2], определить активные мощности реактивного (P_{p1} , P_{p3}) и диссипативного (P_{d1} , P_{d3}) двухполюсников на частотах ω и 3ω соответственно. Для $\Phi=90^\circ$ (что обычно соответствует наилучшим условиям преобразования энергии в умножителях частоты) выражение активных мощностей имеет вид

$$P_{p1} = -P_{p2} = [1,16551 - 0,76085(M_1^2 + 2M_3^2)] M_1^3 M_3 P_0;$$

$$\begin{aligned} P_{d1} &= [1,75403 - 3,61582(M_1^2 + 2M_3^2) + \\ &+ 1,94169(M_1^4 + 6M_1^2 M_3^2 + 3M_3^4)] M_1^2 P_0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{d3} &= [1,75403 - 3,61582(M_3^2 + 2M_1^2) + \\ &+ 1,94169(M_3^4 + 6M_3^2 M_1^2 + 3M_1^4)] M_3^2 P_0, \end{aligned}$$

где $M_1 = I_1/I_m$; $M_3 = I_3/I_m$; $P_0 = \omega \Psi_m I_m = 2,19126$ Вт. (20)

Мощность преобразования и к. п. д. дросселя в схеме утроителя частоты выражаются через активные мощности двухполюсников следующим образом:

$$P = -P_{p3} - P_{d3}; \eta = (P_{p3} + P_{d3}) / (P_{p1} + P_{d1}). \quad (21)$$

Условию (19) приближенно удовлетворяет следующее соотношение:

$$M_1 + M_3 \leq 1. \quad (22)$$

Анализ выражений (20), (21) показывает, что мощность преобразования и к. п. д. дросселя увеличиваются с ростом амплитуд токов M_1 и M_3 . Поэтому максимумы P и η следует искать при знаке равенства в соотношении (22). Результаты расчетов, выполненных для этого случая по формулам (21) с использованием (20), (22), представлены на рис. 6. Из этого рисунка видно, что максимумы мощности преобразования и к. п. д. дросселя совпадают и лежат вблизи значения $M_1=0,75$ ($M_3=-0,25$). Для этого случая имеем: $P=0,085224 \cdot P_0$, $\eta=0,34805$, $P_{d3}=-0,017469 P_0$, $P_{p3}=-0,067755 P_0$. То обстоятельство, что $P_{d3} < 0$ свидетельствует о том, что диссипативный двухполюсник

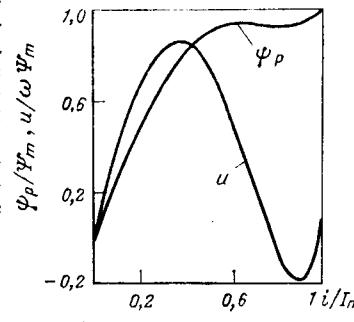


Рис. 5

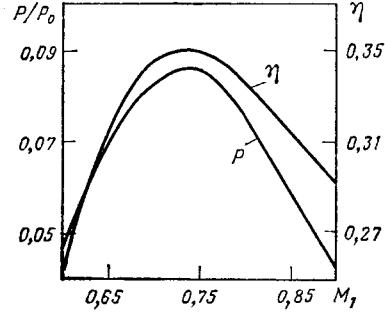


Рис. 6

участвует в преобразовании мощности, а не поглощает энергию на частоте 3ω. Его вклад в преобразуемую мощность составляет 20,5%. Эффект преобразования мощности диссипативным двухполюсником можно объяснить резко выраженной нелинейностью (наличием падающих участков) вольт-амперной характеристики и(i) (рис. 5).

Указанное выше обстоятельство имеет важное значение, поскольку обычно при исследовании ферромагнитных умножителей частоты потери в ферромагнитном элементе учитываются введением активного сопротивления на входной и выходной частотах, т. е. полагают, что на выходной частоте ферромагнитный элемент вносит потери. Использование такого подхода привело бы в рассматриваемом случае к большим погрешностям при определении мощности преобразования и к. п. д. дросселя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ферромагнитные умножители частоты/ А. М. Бамдас, И. В. Блинов, Н. В. Захаров, С. В. Шапиро. — М.: Энергия, 1968.
2. Новожилов О. П. Оптимизация энергетических режимов двухконтурных умножителей частоты на инерционных нелинейных двухполюсниках. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1977, № 9.

3. Бокринская А. А., Медведев Б. А. Аналитическое представление петли гистерезиса. — Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1972, № 1.

4. Бессонов Л. А. Электрические цепи со сталью. М.: Госэнергоиздат, 1948.

5. Бладыко В. М., Музаренко А. А. Аппроксимация петель гистерезиса ферромагнитных материалов. — Изв. вузов. Энергетика, 1967, № 9.

6. Филиппов Е. Нелинейная электротехника. — М.: Энергия, 1976.

7. Савиновский Ю. А., Нерсесян В. С. Об аппроксимации процессов намагничивания ферромагнитных сердечников с учетом гистерезиса. — Электричество, 1969, № 3.

8. Новожилов О. П. Электрические модели инерционных нелинейных двухполюсников. — Радиотехника и электроника, 1974, № 4.

9. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. — М.: Наука, 1965.

10. Бруевич А. Н., Евтиев С. И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. — М.: Советское радио, 1965.

[16.02.82]



УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Имеются в продаже и высылаются наложенным платежом книги издательства «Энергия».

Спектор С. А. Измерение больших постоянных токов, 1978. — 136 с., ил. — 45 к.

Орлов И. А. Организация работ вычислительного центра: Учебное пособие для техникумов, 1978. — 192 с., ил. — 35 к.

Заказы направляйте по адресу:
340058 г. Донецк-58, ул. Бессарабская, 19.
База облкниготорга. Ассортиментный отдел.

ВНИМАНИЮ СПЕЦИАЛИСТОВ!

Издательство «Металлургия» предлагает вашему вниманию издания 1983 г., заказы на которые будут приниматься только издательством по адресу: 119034, Москва, ГСП-3, 2-й Обыденский пер., д. 14, отдел распространения и рекламы.

В свободную продажу в книжные магазины эти книги не поступят.

Заказы принимаются до 31 декабря 1982 г.; при поступлении заявки после этого срока издательство может учесть ее, если к этому времени книга не подписана в печать.

Телефоны для справок: 202-33-17, 202-57-17.

Андросов А. С., Балабуев Л. М., Бирфельд А. Г. и др. Электротехническое перевооружение блюмингов. — 14 л. — 70 к.

Гецелев З. Н., Балахонцев Г. А., Черепок Г. В. и др. Непрерывное литье в электромагнитный кристаллизатор. — 15 л. — 2 р. 20 к.

Сапко А. И. Механическое оборудование цехов спецэлектрометаллургии. — 15 л. — 75 к.

В журнале «Электричество», 1982 г. № 4, была опубликована статья В. А. Веникова «Задачи и возможности автоматизированного перспективного проектирования электроэнергетических систем», вызвавшая многочисленные отклики у читателей. Ниже публикуется часть этих откликов, причем редакция журнала провела некоторое сокращение, изъяв констатации и повторения и, в частности, присутствовавшие во всех выступлениях указания на важность и своевременность вопросов, поднятых в статье, которая затрагивает основные проблемы отечественной электроэнергетики и имеет важное значение в свете реализации решений XXVI съезда КПСС об ускорении внедрения достижений науки и техники в народное хозяйство, а также постановления ЦК КПСС и Совета Министров СССР «О мерах

по дальнейшему улучшению проектно-сметного дела» (№ 312 от 30 марта 1981 г.). Это постановление обязывает министерства, ведомства и проектные организации обеспечить в проектах реализацию достижений науки и техники, передового отечественного и зарубежного опыта с тем, чтобы построенные и реконструируемые предприятия ко времени ввода их в эксплуатацию были технически передовыми.

В выступлениях указывается также, что содержание статьи шире ее названия, так как она по сути дела касается рассмотрения роли энергетики в народном хозяйстве и той обратной связи между ними, которая должна действовать всегда между потребителем и производителем.

Публикация откликов в журнале будет продолжена.

Задачи и возможности автоматизированного перспективного проектирования электроэнергетических систем

(статья Веникова В. А., «Электричество»,
1982, № 4, с. 1—5)

ТРУНКОВСКИЙ Л. Е., инж.

Присоединяясь к мнению автора обсуждаемой статьи о том, что отечественные проектировщики нередко «недооценивают в своих работах возможности технологического развития», нельзя согласиться с тем, что основной причиной этих недостатков является «безопасная концепция, постулирующая ограничения сегодняшнего дня как основу будущего». Перед проектировщиком жестко поставлена конкретная задача — применить новое прогрессивное оборудование, которое может быть произведено промышленностью в сроки, обусловленные планом развития чадного хозяйства. Имеется много примеров, когда благодаря творческой инициативе и настойчивым условиям проектировщиков строительство электроэнергетических объектов проводится на высоком уровне. Вместе с тем технический уровень ряда проектов явно недостаточен. Причиной этого в большинстве случаев является отставание перспективного проектирования и медленное освоение промышленностью новых видов оборудования.

Основная роль в прогнозировании и перспективном проектировании новой техники принадлежит отраслевым научно-исследовательским институтам и Государственному комитету по науке и технике. Между тем эти организации не имеют достаточно тесных связей с проектировщиками; нередко предложения, выдвигаемые проектировщиками, о разработке и освоении нового оборудования не встречают должного внимания и продвижения.

Существенное улучшение в деле прогнозирования и перспективного проектирования новой техники должно дать упомянутое выше постановление ЦК КПСС и Совета Министров СССР от 30 марта 1981 г., которым в п. 26 вменяется в обязанность машиностроительным министерствам выполнять по заказам министерств и ведомств работы по конструированию машин и сложного технологического оборудования разовых заказов с длительным циклом изготовления для намечаемых к строительству предприятий до открытия титульных списков на их проектирование, и выдавать исходные данные, не-

обходимые для проектирования таких объектов. Все дело в том, как практически будет реализовано проведение в жизнь этого решения, чтобы процесс перспективного проектирования и создания нового оборудования протекал без проволочек и организационных сложностей. Важно также обеспечить активное участие в процессе перспективного проектирования проектных организаций.

Глубоко принципиальное значение для перспективного проектирования имеет отмеченный в статье В. А. Веникова ошибочный подход при оценке рентабельности применения нового оборудования с ориентировкой только на существующие цены, без учета экономической эффективности, которую дает новое оборудование в общем цикле промышленного производства. В статье приводится ряд характерных примеров таких ошибочных оценок; в частности указывается на ошибочное мнение о нецелесообразности применения напряжения 20 кВ для сельскохозяйственных и городских сетей. Последнее в еще большей степени относится и к промышленным сетям. Около 70% всей производимой в стране электроэнергии потребляют промышленные предприятия. Идет строительство крупнейших энергоемких предприятий, в которых нередко в питающих и распределительных сетях применяется напряжение 10 кВ. Образуются мощные потоки тяжелых колебаний и токопроводов больших сечений, для которых сооружаются громоздкие и опасные в пожарном отношении кабельные тоннели, галереи. Применение напряжений 20 и 35 кВ в сочетании с «глубоким вводом» высокого напряжения позволит существенно сократить расход цветных, черных металлов и снизить постоянные потери электроэнергии в сетях. Почти все необходимое для применения в питающих и распределительных сетях напряжений 20 и 35 кВ оборудование серийно изготавливается отечественной промышленностью. Требуется лишь освоить серийное производство компактных распределительных устройств и комплектных подстанций для внутренней установки.

БЕЛЯЕВ Л. С., ХАНАЕВ В. А.

В статье В. А. Веникова ставится весьма актуальный вопрос о необходимости коренного улучшения проектирования электроэнергетических систем (ЭЭС) в части применения новых средств передачи электроэнергии, регулирования напряжения и частоты, аккумулирования энергии и др. В связи с ускорением научно-технического прогресса значительно увеличивается «ассортимент» новой техники, растет число новых идей и предложений. Оценка роли, эффективности и целесообразных масштабов использования этих новых возможностей осуществляется при проектировании ЭЭС уже явно недостаточно; развитие ЭЭС на-

много обогнало методы анализа, и нужны новые подходы. Скорее всего правильно указывается на необходимость комплексной оценки эффективности новых средств — не только по экономическим критериям, но и с учетом возможностей их технологического развития, управляемости ЭЭС, надежности и качества электроснабжения, экологических последствий. Вопрос этот действительно очень серьезный. Несомненно, что только проектировщики ЭЭС могут наиболее обстоятельно и всесторонне проанализировать те или иные предложения. За ними окончательное слово.

Однако, как нам представляется, такая комплексная оценка нового оборудования не делается при проектировании ЭЭС не потому, что проектировщики не хотят или не понимают необходимости этого. Дело в том, что мы еще не умеем должным образом оценивать гибкость развития, управляемость, надежность, качество электроэнергии и экологическое влияние будущих ЭЭС, а самое главное, — сопоставлять такие оценки с экономическими показателями. Экономический критерий все-таки остается главным, и для того чтобы применять экономически не эффективный вариант, нужны очень веские обоснования.

Поэтому мы полностью согласны с В. А. Вениковым в вопросе о необходимости скорейшей разработки специальной методики комплексной оценки эффективности применения в ЭЭС нового электротехнического и электромеханического оборудования. И в разработке такой методики, наряду с проектными организациями, должны обязательно участвовать научно-исследовательские и проектно-конструкторские. Кстати, помимо отмеченных главных моментов, такая методика должна предусматривать учет неопределенности информации о перспективе, начальные и последующие требования к новому оборудованию в ЭЭС, возможное снижение его стоимости по мере освоения и совершенствования и другие факторы.

Представляется очень интересным перечень (обзор) новых средств в электроэнергетике, приведенный в статье В. А. Веникова. Следует провести специальные исследования по оценке их роли и эффективности применения в будущих ЭЭС.

Несколько дополнений по рассматриваемой теме.

Выбор новых средств получения, передачи, распределения и потребления электрической энергии должен осуществляться в едином процессе управления развитием и функционированием ЭЭС с учетом многообразия их взаимосвязей с народным хозяйством и возможных последствий от тех или иных управляющих воздействий. При этом оценка системной эффективности нового оборудования является специальной задачей управления В иерархии задач развития ЭЭС, разработанной сотрудниками

СибНИИЭ, она относится к числу основных¹; здесь подробно рассмотрена задача оценки эффективности нового генерирующего оборудования, в том числе дана ее постановка и общая схема решения с учетом неопределенности исходной информации. Применительно к электромеханическому и сетевому оборудованию, о котором говорится в статье В. А. Веникова, данная задача будет более сложной, так как нужно детально анализировать условия функционирования ЭЭС и делать оценки управляемости, надежности, качества электроэнергии и т. п.

Представляется, что с использованием комплексной методики, о которой шла речь, необходимо должным образом сформулировать и разработать схему решения этой задачи (для электротехнического оборудования), регламентировать (указать) ее в составе работ по проектированию ЭЭС и с учетом различия конкретных целей при разной заглавовременности и для разных территориальных уровней ЭЭС обеспечить автоматизацию ее решения необходимыми математическими моделями, алгоритмами и программами.

В 1981 г. ГКНТ, АН и Госстрой СССР установили новый порядок разработки Комплексной программы научно-технического прогресса страны на 20-летний период. В составе этой программы предусматривается разработка специальных прогнозов по развитию новых видов техники и на их основе долгосрочных целевых программ по созданию нового оборудования. Тем самым должны быть обеспечены более систематизированный отбор новых технических средств, оценка эффективности их использования и ускорение создания наиболее эффективного оборудования. Представляется, что активное участие энергетических организаций в разработке комплексной программы научно-технического прогресса будет способствовать решению многих вопросов, поставленных В. А. Вениковым. Одновременно материалы этой программы могут являться исходными для перспективного проектирования ЭЭС.

¹ Системный подход при управлении развитием электроэнергетики/ Под ред. Л. С. Беляева и Ю. Н. Руденко. — Новосибирск: Наука, 1980.

КУДРИН Б. И., канд. техн. наук

В обсуждаемой статье, и с этим следует согласиться, обращено внимание на низкий уровень применения при проектировании методов прогнозирования, на «отсутствие обратной связи, идущей от свойств и показателей бегущей системы к требованиям на изготавливаемое промышленностью (или намечаемое к изготовлению) новое оборудование и на определение его технологических характеристик».

К сожалению, методическое направление статьи, определенное заголовком, часто заменяется конкретными техническими предложениями, которые можно оспаривать или соглашаться, но ведь именно они и должны являться результатом, обуславливавшимся автоматизированным перспективным проектированием, осуществляемым проектировщиком-специалистом. При этом прогнозирование должно четко соответствовать стадии проектирования и планирования (схема развития и размещения предприятий отрасли, в частности электростанций и важнейших линий электропередач; балансовые и предпроектные стадии; рабочая документация) и этапу техногенезии [1], так как верные положения для одной стадии и этапа оказываются неправильными для других.

Полная схема техногенезии включает: 1) конструкторско-технологическую документацию на изготовление изделия (изделия как системы), например источник реактивной мощности, серия асинхронных двигателей 4А, появляющуюся как: а) результат научно-исследовательских работ либо в результате случайных открытий; б) опытная (инженерная) оценка работы изделий-предшественников и инженерных усовершенствований; 2) изготовление изделия на заводе-изготовителе; 3) доводку изделия до работоспособного состояния (наладочные работы); 4) проектирование объекта (системы — техногенеза [1]) как набора слабо связанных изделий и размещение готового изделия (привязка в пространстве и во времени); 5) функционирование (эксплуатация) установленного изделия; 6) формирование мнения (статистика и др.) о пригодности или о непригодности изделия, его недостатках и др.; 7) информационный отбор: а) появление документа, регламентирующего объем изменений, вносимых в первичную документацию; б) сохранение (аннулирование); в) создание нового.

Схема определяет три узловые точки научно-технического прогресса: создание изделия; его размещение (капитальное строительство и реконструкция); оценка цикла. Каждой точке соответствует свое понятие о проектировании, своя система проектных и научно-исследовательских организаций. Проектирование есть преобразование информации для получения документа, который гибко определяет: или изделие (конструирование), или построение системы типа «электростанция», «сетевой район» (проектирование ценообразования), или составление баланса ресурсов и перспективные решения по развитию отдельных предприятий и отрасли (прогнозное проектирование).

Проектирование стало возможным и необходимым, начиная с определенного уровня развития науки, с определенного уровня сложности создаваемых технических систем (как отдельных изделий и как их сообществ). Оно опирается на документ — закрепленную информацию, и результатом процесса проектирования является также только документ. Проектирование замыкается на переработке и преобразовании информации.

Основой появления новых изделий и технологий являются научные исследования, использование которых и ведет, в конечном счете, к конструкторской документации. В результате научно-исследовательской работы рождается заявка на освоение продукции, под которую разрабатывается комплекс документов (техническое задание, техническое предложение, эскизный проект, технический проект, конструкторская и технологическая рабочая документация и т. д.) до изготовления головного промышленного образца в условиях серийного производства с соответствующим комплектом обеспечивающей технической документации.

Примеры автора обсуждаемой статьи (источники реактивной мощности, асинхронизированные электромагнитные преобразователи частоты, различные типы накопителей и др.) относятся к проектированию изделий (конструированию). А мы понимаем этот вопрос комплексно: стало важно не столько создать новое, сколько правильно и своевременно разместить и обеспечить последующую эксплуатацию изделия. Подлежат автоматизации перспективные проектные решения: когда, где, как, какое количество, сколько стоят, какие необходимы ресурсы.

На самом высшем уровне это означает автоматизированный адаптационный выбор оптимального варианта увязанных между собой схемы развития электротехнической промышленности (как основного изготовителя электротехнических изделий), схемы развития и размещения электростанций и важнейших линий (как основного производителя электроэнергии), схемы развития промышленности, сельского и коммунального хозяйства, быта, интересы которых представляются планирующими органами.

Именно на этом уровне в максимальной степени могут быть реализованы предложения В. А. Веникова и при разработке основных направлений развития районов, обосновании крупных комплексов, основных перспективных технических решений, когда к работе привлекаются и ее экспертизуют союзные министерства и ведомства, Госплан, Госстрой, ГКНТ, АН СССР. Одновременно определяются требующиеся ресурсы: электрические нагрузки и расход электроэнергии, протяженность ВЛ по напряжениям и объем проводникового металла и др.

Стало настоятельно необходимым применение для этого адаптационного прогноза, имитационного моделирования, перебора вариантов в режиме «человек — машина», т. е. использование современных возможностей вычислительной техники и всего арсенала методов прогноза [2]. Конечно много сделано [3] и делается. Учебной стала структурная схема математических моделей для проектирования развития электроэнергетических систем [4].

Но это все касается глобальных проблем, основных технических направлений, предпроектных соображений о структуре системы, ожидаемых физико-технологических характеристиках. Если опуститься ниже и рассматривать проект электростанции или промышленного предприятия, отдельного блока или цеха (пусковой комплекс), то проектировщик не может не ориентироваться на конкретные изделия, с заданными электрическими показателями и требованиями к строительной, санитарно-технической и другим частям.

Очевидно, что проектировщик обязан следить за новыми изделиями, разработками заводов-изготовителей и т. д. Но его прогноз неуместен, да и, признаться, сделан быть не может из-за недостатка информации и затрат времени, превосходящих время, которое отпущено на проект. Рабочая же документация вообще должна исключать какие-либо неясности.

Поэтому мнение В. А. Веникова, что «проектировщик системы должен выйти из-под гипноза жестко заданных и якобы точно определенных цен и проводить экономические оценки проектируемой системы не по заданным извне экономическим характеристикам, а активно участвовать в их разработке», не может быть отнесено к подавляющему большинству случаев. Нагрузка и ее использование, стоимость, штаты — вот три технико-экономических критерия, которые определяются на первых стадиях и которые не должны ухудшаться в дальнейшем.

Мнение В. А. Веникова применимо при разработке нового оборудования. При перспективной оценке физико-технических и технологических функциональных свойств оборудования и увязываются интересы проектировщиков изделий, проектировщиков технолого-экономических, проектировщиков, занимающихся балансными прогнозами. К сожалению, часто на взаимные переговоры и согласования уходят годы и годы.

Таким образом, постановка задачи автоматизации перспективного проектирования должна быть соотнесена с уровнем и местом системы в народном хозяйстве, с этапом техногенезии, со стадией проекта. Главным, на наш взгляд, является осознание этого факта и координация работ по САПР, которые должны опираться на законченные теоретические положения (в частности, на негауссов характер создаваемых систем, на подход «сверху — вниз», на устойчивость развития систем и др.).

Отсутствие координации автоматизации проектирования (как единой целостности) приводит к тому, что математическое обеспечение и документальное представление различны [3 и 5], созданные информационные базы, например Черметэлектро, используются не в полном объеме. Требуется методическое и

организационно-правовое обеспечение прогнозов, перестройка системы планирования и управления на обязательность использования в проектах прогнозной информации.

Рассматриваемый путь автоматизированного перспективного проектирования «сверху» пока еще не пересекая с идущей автоматизацией проектирования «снизу» [6]. В черной металлургии действует Координационный Совет по внедрению в проекты математических методов и средств вычислительной техники, в рамках которого разработаны основные принципы Черметэлектро САПР. Это дало возможность сформулировать основные задачи и выявить главные проблемы.

Во-первых, проектирование какого объекта мы собираемся автоматизировать? На современном крупном металлургическом заводе установлено 10^3 силовых трансформаторов, 10^4 высоковольтных выключателей, 10^5 электрических машин, 10^6 низковольтной аппаратуры. Алгоритмизация встречает формально неразрешимое суждение по Гёделю, а оперирование с множествами — парадоксы канторовских множеств.

Во-вторых, составленный нами перечень программ для проектирования элементов электроэнергетики уже приблизился к 10^4 (несовместимость, различие языков и машинной базы становится бедствием). Если каждая отрасль (не говоря уже об отдельных институтах) начнет переводить на программы всю электротехнику, все формулы, применяющиеся при проектировании, то реализуемая ли эта задача и когда? Двадцать прошедших лет указывает на несоответствие затраченных средств полученным результатам.

В-третьих, может быть, главный вопрос: информационное обеспечение. Все многообразие видов применяемого электротехнического и другого оборудования, их параметры, стоимости и др.; все многообразие норм и правил, стандартов и технических условий, рекомендаций и типовых решений невозможно в рамках отдельного института (отрасли) перевести в информационную базу машины. Это работа в теоретическом плане (система классификации, шифров и др.) должна быть выполнена информационными и иными службами электротехники и энергетики.

Решение всех трех вопросов предполагает определенную свертку информации. Она осуществляется переходом к системному описанию объекта иерархической системой показателей [5]: применение прогностических моделей, описывающих систему как «черный ящик» и экономико-математических, оптимизирующих систему по заданным критериям; применением моделей техногенеза [1], опирающихся на слабые, статистически незначимые связи между элементами. Последнее дает возможность выбирать часто встречающиеся элементы, отсевая единичную информацию.

В заключение следует отметить, что поднят большой и важный вопрос. Едва ли он будет решен в ближайшие годы. Но привлечение самых широких кругов научной общественности дает возможность теоретически решить эту сложную проблему, обеспечив ее соответствие машинам четвертого поколения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кудрин Б. И. Исследования технических систем как сообщество изделий — техногенезов. — В кн.: Системные исследования. Ежегодник. — 1980. — М.: Наука, 1981.
2. Рабочая книга по прогнозированию. — М.: Мысль, 1982.
3. Методы и модели для исследования оптимальных направлений долгосрочного развития топливно-энергетического комплекса. — Иркутск: Изд. СЭИ СО АН СССР, 1977.
4. Мелентьев Л. А. Оптимизация развития и управления больших систем энергетики. — М.: Высшая школа, 1982.
5. Кудрин Б. И. О некоторых проблемах исследования электрического хозяйства металлургических предприятий. — В кн.: Электрификация металлургических предприятий Сибири. — Томск: Изд. ТГУ, 1978.
6. Апенко В. П. Система автоматизированного проектирования электроустановок железнорудных горно-обогатительных комплексов. — М.: Недра, 1979.

КОНТОРОВ Д. С., доктор техн. наук

В статье В. А. Веникова поднимается важнейший для современного этапа научно-технического развития вопрос — о правильном сочетании преемственности и перспективы в технической политике. Вряд ли стоит доказывать возможность обоснованного прогноза при принятии технических решений и распределении капиталовложений. Тем не менее, во многих отраслях народного хозяйства, в том числе в энергетике, мы непрерывно сталкиваемся с вредной тенденцией ориентации либо на ретро-

спективу, либо на то, что уже сделано в США. При этом игнорируется тот факт, что очень и очень многие промышленные достижения в США основаны на советских исследованиях и рекомендациях, незаслуженно игнорированных в свое время. В результате получается, что в силу недостатка технической смелости и ведомственной разобщенности нации научно-технические достижения должны пройти зарубежную апробацию и длительный период старения.

Именно так и получилось с источниками реактивной мощности, на что справедливо указывает автор. К этому можно добавить, что именно так продолжает развиваться дело с производством малогабаритных высоковольтных изоляторов, с криогенной техникой передачи больших токов, с передачей энергии пучком ускоренных электронов, с гелиоэнергетикой и многим другим.

В. А. Веников правильно акцентирует внимание на том, что «...проектирование электроэнергетических систем... не должно лежать исключительно в сфере собственно электроэнергетических систем, а должно, преодолевая ведомственность, взаимодействовать со сферой промышленного производства». Это особенно справедливо еще и потому, что отдельные отрасли и виды производства могли бы значительно экономнее потреблять электроэнергию, если бы она доставлялась в нужном виде. Например, некоторые металлургические и металлообрабатывающие процессы можно перевести на сверхвысокую частоту, получив 90% экономии. Но для этого необходима соответствующая мощность и к. п. д. СВЧ-генераторов. Ряд горных работ и химико-технологических процессов дали бы 85% экономии промышленной энергии при переводе их на радиационную технологию (т. е. использование сильноточных ускорителей электронов).

ЖУРАВЛЕВ В. Г., доктор техн. наук

Прогресс в развитии и техническом перевооружении современных энергосистем начинается с планирования и проектирования. Успехи проектных организаций, применение ими в проектах передовых, а зачастую и очень смелых решений — все это несомненно способствовало совершенствованию энергетики, повышению надежности и экономичности электроснабжения. Однако сегодняшнее развитие техники и экономики не позволяет нам считать, что здесь все обстоит благополучно.

В. А. Веников посвятил свою статью проблемам ускорения научно-технического прогресса в энергетике, поиску приемлемой технологии внедрения передовых научно-технических решений в процессе проектирования. Представляется, что он во многом прав, когда утверждает, что наши успехи в развитии электроэнергетики могли бы быть значительно выше, если с пути технического прогресса удалось убрать ряд препятствий, вызванных несовершенством самой организации проектирования.

Рассмотрим путь, по которому технические новинки приходят в энергосистемы. Для анализа удобно использовать понятие жизненного цикла технического изделия [1]. Его можно представить в виде нескольких этапов с момента начала научно-исследовательских работ по новому изделию. Предполагается, что в основе будущей новинки лежит замысел, опирающийся на известный и физически реализуемый процесс. После успешной научно-исследовательской работы разрабатывается и утверждается техническое задание на новое изделие. Проводится проектирование и создается опытный образец. Он испытывается, и по результатам испытаний проектируется серийный образец. Утверждается его цена и плановые объемы выпуска продукции. Проводится конструкторская и технологическая подготовка производства, изготовление и сбыт первых экземпляров. Далее доставка, монтаж, опытная эксплуатация, предложение по совершенствованию модели. Естественным концом жизненного цикла является моральное старение изделия, снятие его с производства и, наконец, забывание.

Данный перечень этапов жизненного цикла приведен здесь, чтобы, с одной стороны, показать сложность появления новинки, а с другой стороны — подчеркнуть, что разные новинки находятся на существенно разных этапах. К сожалению, многие из них все еще находятся на первых стадиях. Полезно подчеркнуть, что энергетические новинки рождаются, главным образом, в других отраслях, и наше влияние на ускорение этого многоэтапного процесса очень невелико.

Где, на какой стадии в проект развития энергосистемы должны закладываться технические новинки, причем новинки, для которых в лучшем случае изготовлены опытный образец и проведено его предварительное испытание? Существующая сегодня практика проектирования ответит однозначно — закладывать в проект эти новинки нельзя до тех пор, пока новинки не станут серийно выпускаемой продукцией и попадут в официальные каталоги выпускаемых изделий. Но прежде, чем они туда попадут, отрасль, выпускающая новинки, должна быть уверена, что ее продукция получит устойчивый сбыт, который будет поглощать непрерывно развивающееся производство новинок. Получается порочный круг: нет новинок из-за того, что их применение не планируется, а не планируется оно потому, что

В обсуждаемой статье справедливо указывается на вредность «гипноза жестко заданных цен» и на необходимость активного участия проектировщиков энергосистем в формировании цен. «Экономика должна быть экономной», ретроспективная экономическая политика — расточительна. В. А. Веников рекомендует развивать и усовершенствовать методы, «дающие оценку многоцелевой, содержащей большое число факторов функции, помогающей оценить будущее оборудование в разрезе его комплексной эффективности», и приходит к выводу, что «физико-технологическая сторона системных исследований должна быть равноправна со структурно-экономической».

Содержательность и важность этих высказываний трудно переоценить. Именно эти два фактора: комплексная эффективность и объединение в системном исследовании физики с экономикой лежат в основе успехов научно-технического развития.

Нельзя не обратить внимание на справедливость замечания автора по поводу отсутствия «установившегося единого понятия эффективности больших развивающихся систем».

Статья В. А. Веникова правильно ориентирует читателя на важность физико-технологического прогнозирования при помощи системных исследований. Следует, безусловно, одобрить появление этой статьи в печати. Хочется надеяться, что она вызовет соответствующий резонанс в практической деятельности.

Эти новинки «не одобрены». Как разорвать этот круг? Представляется, что должны прорабатываться варианты развития отрасли, исходя из разных гипотетических моделей развития, включая как реально осуществимые к расчетному периоду, так и для которых сегодня известен только физически реализуемый рабочий процесс, однако, даже опытные образцы еще не известны. Первые могут закладываться в вариантах массового применения, вторые — в виде проектов опытных установок. По первым определяется потребность и объем заказов в производящей эти новинки отрасли, что характеризует цену изделия. По вторым вариантам планируется изготовление опытных образцов и организация их полупромышленной проверки.

Сопоставление варианта с новинками с вариантом на традиционной технике дает предельно допустимые цены новинки. А это может определить пороговое значение объема внедрения новинок.

Эффект новинок часто занижается. Это происходит потому, что учитывается на весь полезный эффект. Достаточно вспомнить, что эффект от применения нового изделия имеет три составляющих, получаемых при разработке (конструировании) нового изделия (эффект конструкта), при изготовлении нового изделия (эффект изготовителя) и у потребителя изделия (эффект пользователя).

Доля этих составляющих для разных изделий различная, но всегда ее следует учитывать. По-видимому, в случае с источниками реактивной мощности эффект потребителя был учтен недостаточно или не учтен вовсе.

В том случае, если прогнозы эффективности нового изделия не оправдались, придется пересматривать намеченную схему развития энергетики и возвращаться к использованию традиционных средств.

Следует лишь помнить, что если и принято решение о переходе на новое изделие, авторы старой техники еще длительное время будут совершенствовать ее, заводы-изготовители не всегда заинтересованы в смене отработанной технологии. Словом, старое изделие «умирает» не сразу и предоставляет возможность пересмотреть и скорректировать схему развития.

Массовое внедрение новинок в известном смысле всегда риск. Но не меньший риск представляет опасность отставания от лучших мировых достижений, потеря научно-технических преимуществ при осторожном подходе. Максимально снизить последствия риска при массовом внедрении новинок можно плавным ведением хозяйства — одновременным планированием развития энергосистем и внедрения новшеств. Отправным пунктом могут стать перспективные планы научно-технического прогресса в отрасли, увязка выпуска и использования новинок.

Для ускорения процесса внедрения новинка должна попадать в официальные каталоги новых изделий на самых ранних стадиях жизненного цикла изделия. Например, на стадии окончания проектирования серийного образца, а может быть и сразу после успешного испытания опытного образца. При этом должна указываться предельная цена изделия, определяемая в зависимости от предполагаемого объема выпуска.

Важным моментом, рассматриваемым в обсуждаемой статье,

является правильное определение и регламентация цен на новые изделия. Неправильная установленная цена на изделия может стать непреодолимым препятствием на пути новой техники. Так и произошло, по-видимому, со статическими источниками реактивной мощности. Дело в том, что методика установления цены на новое изделие дает возможность неоднозначного ее истолкования [2], а это позволяет устанавливать цену исходя из отраслевых, а не общегосударственных интересов.

В цену нового изделия включаются так называемые предпроизводственные затраты. Это затраты на научно-исследовательские работы, на создание опытного образца, его испытание, доводку, на разработку документации по новому изделию, по обучению персонала навыкам работы на изделии и т. д. Эти затраты обычно значительны. При определении затрат, приходящихся на одно изделие, количество изделий в партии устанавливается произвольно. Чем уникальнее изделие, тем существеннее предпроизводственные затраты и тем меньше объем партии. Изготовитель стремится возместить все свои затраты буквально на первом новом изделии. Коэффициент удешевления, связанный со снижением издержек производства продукции в результате освоения ее серийного выпуска, обычно равный 0,9, не спасает положения.

Разработка перспективной схемы использования новинки, увязка объемов выпуска с изготовителем позволит более обоснованно устанавливать цену нового изделия, способствовать созданию устойчивого портфеля заказов отрасли, поставляющей новое изделие.

Отметим дополнительно, что работа по перспективной схеме должна быть увязана с планом работы отрасли по новой технике. И еще одно обстоятельство. Создается такое впечатление, что отраслевые научно-исследовательские институты энергетического профиля относительно мало внимания уделяют длительной перспективе развития энергетики. Больше интересуются текущими, как правило, очень срочными вопросами сегодняшнего дня. Хочется думать, что создание в Энергетическом институте им. Г. М. Кржижановского отдела перспективного развития заметно изменило положение.

Разработка перспективной схемы развития энергетики с широким включением новинок требует проведения большой научно-исследовательской работы. Требуется автоматизация проектных работ.

Понятие системы автоматизированного проектирования (САПР) стало обычным и понятным. Выпущены общеотраслевые руководящие материалы и ГОСТ по САПР [3]. К сожалению, до сих пор каждый автор вкладывает в это понятие свое содержание, свои «отличительные признаки» и принципы создания. Что наиболее характерно для процессов проектирования?

Участие человека, сочетание расчетных (формализованных) задач с неформализованным преобразованием (многократным редактированием) обычно графической информации; использование похожих ранее выпущенных проектов; работа с геометрическими объектами (больше при проектировании электростанций, меньше — при проектировании схем развития); получение законченной проектной документации в виде чертежей, схем, таблиц, текста; сопровождение и контроль за документацией (исправление, ведение архива, получение обобщающих и справочных данных). Чрезвычайно важным элементом САПР в энергетике должен явиться архив удачных и характерных проектов, схем развития, справок, докладов. В ЦВМ должны быть введены сведения об этих проектах (но не сами проекты) в виде достаточно подробной и строго формализованной аннотации каждой проектной единицы. Список реквизитов такой аннотации

должны установить сами проектировщики. Сюда включаются общие данные (год разработки, фамилию разработчика и его должность, сведения о реализации проекта, о вносимых изменениях, оценку его качества) технические параметры (например, для проекта подстанции: напряжение, число, тип и мощность трансформаторов, схема присоединения, число сборных шин, число присоединений, мощность короткого замыкания на шинах, наличие дежурного персонала) и другие сведения. Получив задание на проектирование, проектировщик формирует на экране своего рабочего места запрос, чтобы отыскать проект — аналог, в наибольшей мере отвечающий поставленной перед ним задаче. После работы информационно-поисковой системы подбирается необходимый проект-аналог (или группа таких аналогов) и на экране высвечиваются их номера и основные параметры. Проектировщик останавливается на одном из вариантов и приступает к редактированию полученного изображения. Для этого он вооружается необходимыми техническими средствами, находящимися в арсенале сегодняшних САПР. При необходимости он может подключать те или иные расчетные программы.

Отредактированное изображение может быть выдано на графо-построитель или записано в архив на машинный носитель. После окончания работы над объектом (или параллельно с этой работой) проектировщик редактирует текст пояснительной записки. Отредактированный текст может быть выдан на печатающее устройство или записан в память ЦВМ.

Проектирование по аналогу существенно повышает производительность проектировщика, исключает повторное проектирование, но... в аналоге новинок нет. Значит, их нет и в созданном проекте, поскольку внедрение новинки может потребовать принципиально других подходов. Проектирование по аналогу является типичным случаем анализа, тогда как при внедрении новинок нужны принципы синтеза новых схем. Здесь нужны также принципы генерирования новых вариантов (селекция новых схем), их конкурентная борьба и окончательная шлифовка отобранных схем. К сожалению, такие подходы сегодня известны если не на уровне замысла, то только на уровне опытных образцов «человеко-машинных» математических моделей [4].

Выводы. 1. Существующая технология проектирования не в полной мере пригодна для скорейшего внедрения новейших достижений науки и техники, поскольку она применяет лишь те новинки, которые стали общепризнанными, а значит, в значительной мере уже утратили свою новизну.

2. Необходимо перейти к разработке комплексных и периодически уточняемых проектов, учитывающих широкое применение новых изделий, находящихся на различных стадиях своего жизненного цикла.

3. Важнейшим элементом САПР электроэнергетической системы при аналитическом проектировании должна стать система поиска наиболее обоснованного прототипа. Для проектирования по схеме синтеза необходима разработка более сложных моделей селекции конкурентоспособных вариантов.

Список литературы

1. Журавлев В. Г. Основы АСУ. — Кишинев: Штиинца, 1975.
2. Научно-технический прогресс и эффективность производства / Под ред. Г. А. Егизаряна. — М.: Экономика, 1979.
3. Комплект общеотраслевых руководящих методических материалов по созданию АСУ и САПР. — М.: Статистика, 1981.
4. Моисеев Н. Н. Математика ставит эксперимент. — М.: Наука, 1979.

ШНЕЛЬ Р. В., доктор техн. наук

В своей статье В. А. Веников рассмотрел важную задачу разработки и использования физико-технического прогноза для перспективного проектирования электроэнергетических систем. Нельзя не согласиться с тем, что при проектировании развития электроэнергетических систем ориентация проектных организаций направлена на применение выпускаемого заводами оборудования, электротехнические устройства и строительные конструкции. Даже для уникальных элементов систем технические и стоимостные характеристики согласуются до начала проектирования. И несмотря на это в процессе создания новых устройств стоимости их часто пересматриваются в сторону увеличения.

Необходимо систематически проводить исследование оборудования электротехнических устройств и строительных конструкций на их соответствие все возрастающим научно-техническим и экономическим требованиям и своевременно заменять их на но-

вые. Эта работа в 50-е и начале 60-х годов проводилась более интенсивно, чем в 70-е годы.

При проектировании схем развития электроэнергетических систем на 10, 15 и 20 лет, кроме ориентации на существующие цены, сама экономическая нормативная база (срок окупаемости, реконструкция, трудовые ресурсы) принимается в статике, хотя нет сомнения, что все эти величины непостоянны во времени.

Из общих соображений понятно, что к моменту ввода новых предприятий соотношение текущих и единовременных затрат изменится, и неучет этого приведет к неправильной оценке рассматриваемых вариантов. Это имело место и ранее. В дополнение к примерам, приведенным в статье проф. В. А. Веникова, напомним, что в 1960 г. стоимость заводского изготовления комплексных распределительных устройств КРУ в 3—4 раза превышала стоимость изготавливаемых на месте монтажа камер КСО.

Обосновать экономически КРУ было невозможно. Вопрос решился просто — директивно КСО запретили применять. Сейчас нет сомнения в правильности этого решения. Аналогично директивно унифицировали опоры ВЛ 35-500 кВ. В то время это тоже был весьма прогрессивный шаг. Хотя также очевидно, что на данном этапе номенклатуру опор нужно существенно расширить. Все это убеждает в важности разработки экономической нормативной базы для перспективного проектирования.

Опыт физико-технических оценок показывает, что при увеличении мощности электрических машин и аппаратов в два раза стоимость их увеличивается примерно в полтора раза, а удельная стоимость снижается на 25%. Это так называемый «закон трех четвертей». Но это относится, конечно, не к первому или первым образцам, а к серии. Первые образцы требуют «специальных» затрат, а эффективность создания их должна определяться с учетом всего ранее сказанного, исходя из стоимости серийного образца. Надо отметить, что эти понятия иногда случайно, а иногда и не случайно смешиваются.

Закон «три четверти» имеет пределы, и там, где он не выполняется, нужно серьезно продумать о необходимости перехода к новой технике. Несвоевременный переход на новую технику вызывает экономические потери не только в данный момент времени, но и распространяется на будущее.

Проектные организации эту сложную проблему только своими силами решить не смогут. Тут есть над чем подумать и АН СССР и Госплану.

Однако и проектные организации могут внести свою лепту в эту комплексную проблему. Достигнутый уровень науки и техники позволяет проектным организациям переходить к автоматизированному проектированию. Сразу следует отметить, что если в проектной организации на 100% все расчеты выполняются на ЦВМ, например, типа ЕС-1022, а не с помощью калькуляторов, то это определяет только уровень механизации расчетных работ, а не является автоматизированным проектированием.

Автоматизированная система проектирования должна отвечать ряду специальных требований.

1. Проектировщик должен иметь непосредственный доступ к ЦВМ без посредников, для чего необходимо программное обеспечение языка общения «проектировщик — ЦВМ».

2. Долговременная память ЦВМ должна быть достаточно емкой, целенаправленной, иерархически организована, с удобным вводом и выводом информации в объеме, необходимом для решения конкретно определенной проектно-исследовательской задачи.

3. Проектировщик должен иметь возможность вводить новые технологические программы с использованием общей информационно-справочной базы, созданной для данного класса задач.

4. Ввод информации должен быть организован на специальном языке и в виде буквенной, цифровой, графической информации, а вывод в виде расчетов по установленной форме, графиков, чертежей, спецификаций, смет и т. п.

Такую систему физически можно представить в виде «мини-ЦВМ с рабочим местом проектировщика». «Рабочее место проектировщика» предусматривает в своем составе: мини ЦВМ с оперативной и дисковой памятью, буквенно-цифровым и графическими дисплеями, стол для съема графической информации, координатный графопостроитель, АЦПУ и выход к большой ЦВМ. Эта система должна быть отработана для конкретной проектной задачи; она позволяет решать не только и не столько расчетные задачи, а и ситуативные и оптимизационные с возможностью проектировщику менять как ситуацию (внешние и внутренние связи), так и критерии оптимизации. Наличие такой системы позволит вести многовариантное, многокритериальное проектирование и не только в смысле количества рассмотренных вариантов (10 вместо 3), а и в смысле исследования влия-

ния параметров внешних и внутренних связей на смежные структуры и параметры. Эта многовариантность должна быть выражена по желанию проектировщика и как функциональная связь, и как пространственно-временный параметр, и как набор возможных структур и параметров. При разработке вычислительной техники такие комплексы уже работают, похожие комплексы имеются у диспетчеров крупных аэропортов. Нужно их иметь и проектировщикам электроэнергетических систем, оперирующими крупными капиталовложениями в проектах энергосистем и электростанций.

Наличие таких комплексов позволит от структурно-экономического проектирования перейти к физико-техническому проектированию с прогнозно-экономическими оценками. Последние должны базироваться как на оценке возможных физико-технических аспектах, так и на экономически обоснованных базовых оценках.

Указанные комплексы могут использоваться на всех уровнях проектирования энергосистем. При прогнозном и перспективном проектировании и при разработке технических и рабочих чертежей, во всех случаях проектировщик превращается в исследователя технических, физических и экономических систем. Если при выполнении технических и рабочих чертежей его уровень подготовки можно как-то условно оценить как уровень опытного руководителя группы (ведь группу инженеров для него заменит вычислительный комплекс), главного инженера пресека или главного специалиста, то при выполнении перспективных схем развития энергосистем, электроэнергетических комплексов электростанций, новых по уровню напряжения электропередач — это должны быть группы высококвалифицированных проектировщиков-ученых, возглавляемых действительно главным конструктором, способных не только исследовать, но и умеющих принимать решения с высокой степенью ответственности. Все это позволяет несколько в ином свете поглядеть на рассматриваемую проблему.

Многовариантное автоматизированное проектирование позволит в недалеком будущем при меньших трудовых затратах получить больше информации о проектируемом объекте, лучше обосновать решение. Но всякое решение, связанное с большой заглавовременностью, принимается с некоторым риском из-за неопределенности информации. С увеличением срока прогноза увеличивается риск. Но оправданный риск необходим. Проектирование без риска потенциально несет в себе отсталые технические решения, ибо принимая принципиально новое решение, обычно не на что ссылаться, кроме своей или коллективной интуиции и вероятностной оценки степени риска и то не всегда. Принимая аппробированное практикой решение, всегда есть возможность доказать, что в данное время оно лучше, ну а то, что оно устареет к моменту ввода, автор проекта вроде и не виноват.

Таким образом, рассматриваемая проблема имеет не только физико-технические и экономические, но и управленические аспекты и должна решаться комплексно.

В. А. Вениковым правильно поставлен вопрос о необходимости кардинальных измерений в подходе к прогнозированию и проектированию электроэнергетических систем. Этот подход должен базироваться на физико-технологическом прогнозировании. Экономическая база не должна быть статической, а должна учитывать динамику развития народного хозяйства. Не должны оставаться без внимания и вопросы управления процессом прогнозирования и автоматизированного проектирования, включая: уровень подготовки проектировщиков, их ответственность, норма обоснованного риска, межведомственная координация совместных работ и т. п.

Поднятые в статье В. А. Веникова вопросы не простые по своей структуре и значимости. Однако все усложняющаяся электроэнергетическая система кибернетического типа требует постановки и решения этих проблем и постановка ее в порядке дискуссии своевременна и правильна.



Хроника

УДК 621.313:061.3.

Всесоюзное научно-техническое совещание „Проблемы создания турбо-гидрогенераторов и крупных электрических машин”

(Ленинград, 24—26 ноября 1981 г.)

Совещание было проведено секцией электрических машин ЦПНТОЭ и ЭП и ВНИИэлектромаш. В его работе участвовало более 200 специалистов из 50 организаций страны. На совещании работали три секции: турбо-гидрогенераторов, крупных электрических машин, систем возбуждения и автоматического регулирования.

На пленарном заседании во вступительном докладе акад. И. А. Глебова были проанализированы результаты работы в области турбо- и гидрогенераторостроения в X пятилетке и намечены перспективы создания этих машин в XI пятилетке.

В докладе А. А. Дукштау и др. (НИИ ЛПЭО «Электросила») был сделан обзор высокоприменявшихся гидрогенераторов для крупнейших гидростанций X пятилетки. Состояние работ и перспективы развития серии крупных электрических машин переменного тока были рассмотрены в докладе Г. С. Васильева (ЦПКТБ КЭМ).

И. Е. Овчинников (ВНИИэлектромаш) изложил основные направления работ в области крупных управляемых бесколлекторных электродвигателей и систем частного тиристорного пуска.

Перспективы развития электроэнергетики СССР и технико-экономические аспекты дальнейшего увеличения единичной мощности энергоблоков были рассмотрены в докладе Е. Р. Сивакова и др. (ВНИИэлектромаш).

На секции турбо-гидрогенераторов было заслушано и обсуждено 26 докладов и сообщений по основным проблемам турбо-гидрогенераторов и синхронных компенсаторов.

Результатам впервые проведенной в СССР работы по созданию четырехполюсного турбогенератора мощностью 1000 МВт для атомных электростанций был посвящен доклад Г. М. Хуторецкого и др. (НИИ ЛПЭО «Электросила»).

Рассматривалась проблема создания турбогенератора ТЗВ-800-2У3 с полным водяным охлаждением. Доклад Л. Г. Володарского (ВНИИЭ), И. А. Кади — Оглы, А. В. Шапиро (НИИ ЛПЭО «Электросила») был посвящен результатам экспериментального исследования термической стойкости ротора этого турбогенератора при работе в несимметричных режимах, а доклад В. И. Иогансона и др. (НИИ ЛПЭО «Электросила»), В. Ф. Федорова, С. И. Логинова (ВНИИэлектромаш), В. Т. Желяева (Рязанская ГРЭС) — пуско-наладочным работам по вводу этой машины в опытно-промышленную эксплуатацию.

Опыту эксплуатации турбогенератора ТВФ-100-2 с газотурбинной установкой ГТ-100-750-2 в пиковых режимах был посвящен доклад А. С. Алешкина (Союзтехэнерго), О. С. Голодновой (ВНИИЭ) и др.

Основные тенденции в развитии турбогенераторостроения в СССР и за рубежом, а также дальнейшие рациональные пути развития турбогенераторостроения рассмотрены в докладе Ю. А. Бобкова (ВНИИэлектромаш).

Ряд докладов был посвящен специальным разработкам в области крупных турбогенераторов. Были рассмотрены работы по исследованию нагрева составного экспериментального ротора турбогенератора 500 МВт, 1500 об/мин в несимметричных режимах (С. С. Ананянц и др. — ВНИИЭ, Брынинский Е. А. — ВНИИэлектромаш); по исследованию возможности применения огнестойких масел типа ОМТИ в системе уплотнений вала А. Г. Вайнштейн — ВТИ и др.); по созданию усовершенствованной методики контроля витковых замыканий в роторах турбогенераторов В. В. Кузьмин — НИИ з-да «Электротяжмаш» и др.); по созданию расчетно-экспериментального метода анализа вибраций лобовых частей обмотки статора (О. М. Жимохов — НИИ з-да «Электротяжмаш»).

Ряд докладов и сообщений затрагивал проблему создания турбогенераторов 200 МВт с продольно-поперечным возбуждением, предназначенных для потребления избыточной реактивной мощности в энергосистемах. Были рассмотрены вопросы конструктивных особенностей и особенностей проектирования турбогенераторов с продольно-поперечным возбуждением, характеристики статических режимов, вопросы рационального проектирования торцевой зоны и исследования на электродинамической модели.

О результатах экспериментальных исследований турбогенераторов ТГВ-500-2 и ТГВ-500-4, 1500 об/мин в режимах недовозбуждения говорилось в докладе В. С. Кильдишева (НИИ завода «Электротяжмаш») и др.

Проблема создания электромеханического преобразователя частоты мощностью 200 МВт для электропередачи Северный Кавказ — Закавказье была раскрыта в докладе коллектива авторов — В. Г. Данько (НИИ з-да «Электротяжмаш»), Ю. Г. Шакаряна, Р. С. Цгоева и др. (ВНИИЭ), С. И. Логинова, Л. А. Суханова (ВНИИэлектромаш).

Особенности и развитие конструкции ряда синхронных компенсаторов мощностью 50, 100, 160 МВт, выпускаемых ПО «Уралэлектротяжмаш», представлены в докладе В. З. Пекне и др. (ПО «Уралэлектротяжмаш»), Л. А. Суханова (ВНИИэлектромаш).

Ряд докладов и сообщений был посвящен проблеме создания статоров мощных гидрогенераторов, а также опыту эксплуатации и испытаний мощных гидрогенераторов. Исследовались пути повышения надежности стальных конструкций статора мощных гидрогенераторов с составным сердечником В. В. Кислицкий, В. А. Цветков — ВНИИЭ, механические деформации в сердечнике статора гидрогенератора В. П. Лошакарев — др. — ПО «Уралэлектротяжмаш», В. А. Цветков — ВНИИЭ.

На секции крупных электрических машин было заслушано и обсуждено 26 докладов и сообщений по вопросам серии крупных электрических машин переменного тока, регулируемых машин переменного тока, серии крупных электрических машин постоянного тока.

В докладе В. Г. Рязанова и др. (ЦПКТБ КЭМ) был сделан обзор наиболее крупных разработок, проведенных в X пятилетке, а также намечены первоочередные задачи подотрасли в XI пятилетке.

Основные принципы проектирования новой унифицированной серии высоковольтных двигателей изложены в докладе В. Н. Васильева (ЦПКТБ КЭМ) и др. Двигатели разработаны с учетом требований стандартов СЭВ и рекомендаций МЭК.

О состоянии и перспективах развития в XI пятилетке крупных электрических машин переменного тока для бурового электропривода говорилось в докладе И. К. Амбросова (ЦПКТБ КЭМ) и др.

Разработка привода с асинхронно-вентильным каскадом и непосредственным преобразователем частоты с серийными асинхронными двигателями мощностью 500 кВт был посвящен доклад П. А. Равинского и др. (ВНИИэлектромаш), А. Р. Герр и др.

Научно-технические задачи создания регулируемых вентильных двигателей на базе серийных синхронных машин и преобразователей частоты были рассмотрены в докладе Н. И. Лебедева и В. М. Лупкина (ВНИИэлектромаш). О применении ВД в главных приводах реверсивных прокатных станов доложили Крутиков и др. (ВНИИэлектромаш).

Ряд докладов и сообщений был посвящен проблемам в области создания и исследований крупных электрических машин постоянного тока.

О создании электродвигателей постоянного тока предельных параметров говорилось в докладе В. М. Миничева и И. Л. Плюснина (НИИ ЛПЭО «Электросила»).

Теоретические и экспериментальные исследования температурных полей машин постоянного тока мощностью до 1000 кВт представлены в докладе В. Г. Данько (НИИ з-да «Электротяжмаш»), Л. В. Гамаюнова (ВНИИэлектромаш) и др.

Задача оценки коммутационной и тепловой напряженности машин постоянного тока на стадии проектирования решена в докладе В. В. Фетисова и др. (ЛПИ им. М. И. Калинина), Е. М. Луткина (ВНИИэлектромаш).

Некоторые доклады и сообщения были посвящены специальным разработкам в области электропривода постоянного и переменного тока.

На секции систем возбуждения и автоматического регулирования было заслушано и обсуждено 39 докладов и сообщений

по вопросам статических, бесщеточных систем возбуждения, автоматического регулирования возбуждения, частоты и мощности, средств диагностики, контроля и защиты синхронных машин.

Одной из важных задач в XI пятилетке в области создания энергетического оборудования является разработка высоконадежных и экономичных тиристорных систем возбуждения турбогенераторов и гидрогенераторов. В докладе Р. Б. Гарифова и др. (ПО «Уралэлектротяжмаш»), В. М. Боброва и др. (ВНИИэлектромаш) была рассмотрена разработка серии унифицированных комплектных высоконадежных статических тиристорных систем возбуждения турбо- и гидрогенераторов.

Ряд докладов и сообщений был посвящен специальным разработкам в области статических тиристорных систем возбуждения, а также опыту эксплуатации и внедрения статических тиристорных возбудителей.

Весьма перспективным направлением для мощных турбогенераторов и синхронных компенсаторов является разработка бесщеточных систем возбуждения (БСВ).

Результаты исследования и испытания диодных БСВ турбогенераторов 500 МВт на Ленинградской АЭС и 1200 МВт на Костромской ГРЭС, а также пути их совершенствования изложены в докладе В. К. Воробьева, В. Ф. Федорова и др. (ВНИИэлектромаш), В. А. Зискея, Г. К. Смирнова и др. (НИИ ЛПЭО «Электросила»).

Состояние работ в области тиристорных БСВ турбогенераторов изложено в докладе В. К. Воробьева, А. Р. Гарбузова и др. (ВНИИэлектромаш), В. А. Зискея (НИИ ЛПЭО «Электросила»).

В докладе В. А. Бугаева (ПО «Уралэлектротяжмаш»), Ю. А. Бирюкова, В. Ф. Федорова (ВНИИэлектромаш) и др. была рассмотрена опытно-промышленная эксплуатация и освоение серийного производства бесщеточных синхронных компенсаторов мощностью 50, 100, 160 МВ·А. Проводятся работы по созданию БСВ синхронного компенсатора мощностью 320 МВ·А.

Большое внимание на совещании было уделено автоматическому регулированию мощных синхронных машин.

Общее направление исследований и разработок в области автоматического регулирования оценено в докладе Р. Г. Герценберга (ВЭИ им. В. И. Ленина) и др.

УДК 621.374:061.3

Емкостные накопители энергии в электрофизических установках предельных параметров

(заседание IV секции «Теоретические проблемы электрофизики высоких напряжений»
Научного Совета АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики
и электроэнергетики», декабрь 1981 г., Харьков)

В заседании приняли участие 76 представителей из 27 организаций страны. Было заслушано и обсуждено 35 докладов, посвященных основным проблемам создания крупных емкостных накопителей энергии. Рассматривались следующие вопросы: оптимизация параметров емкостных накопителей в зависимости от назначения, оптимизация конструкции накопителей, создание элементной базы, обоснование требований к надежности элементов накопителей и накопителя в целом, переходные процессы и перенапряжения в накопителях и методы их ограничения, современные конструкции емкостных накопителей различных назначений.

Обсуждались доклады по четырем основным направлениям.

Основные элементы емкостных накопителей. Импульсные конденсаторы. В настоящее время разработаны и изготавливаются высоковольтные импульсные конденсаторы с удельной энергией до 160 Дж/дм³. На заседании была отмечена целесообразность расширения работ по созданию импульсных конденсаторов с удельной энергией 200–500 Дж/дм³ и выше.

Импульсные кабели. Одним из требований, предъявляемых к высоковольтным импульсным кабелям, используемым в накопителях энергии, является снижение собственной индуктивности. В настоящее время разработаны новые конструкции кабелей на напряжение 50–100 кВ с индуктивностью 70–90 нГн/м и на напряжение до 200 кВ с индуктивностью 130–160 нГн/м.

Коммутаторы. В докладах рассмотрены различные типы коммутаторов, работающих в жидкых, твердых и газообразных средах. Показано, что маслонаполненные разрядники имеют время запаздывания порядка 60–80 нс, а временной разброс около 4 нс, твердотельные же разрядники (на полиэтиленовой проклад-

Цифровой регулятор возбуждения на базе микроЭВМ «Электроника 60» был рассмотрен в докладе В. К. Анисютина, В. В. Буевича, В. Е. Каштеляна (ВНИИэлектромаш) и др. Применение микроЭВМ в составе цифро-аналогового-физического комплекса ВНИИэлектромаш существенно расширяет класс решаемых задач и повышает производительность труда и качество работы экспериментаторов.

Система возбуждения и регулирования асинхронизированного турбогенератора была рассмотрена в докладе И. А. Лабуца, Ю. Г. Шакаряна (ВНИИЭ) и др., Е. В. Жданова (ВЭИ им. В. И. Ленина).

Целый ряд сообщений был посвящен специальным разработкам в области автоматических регуляторов возбуждения и в области совместного регулирования напряжения, частоты и активной мощности группы энергетических агрегатов.

В докладе В. Д. Амбросовича (ВНИИэлектромаш), А. П. Сивкова (НИИ ЛПЭО «Электросила») были проанализированы существующие средства эксплуатационного контроля параметров и диагностики турбо- и гидрогенераторов.

Контроль, диагностика и управление тепловыми процессами мощных турбогенераторов в маневренных режимах эксплуатации были рассмотрены в работе Г. Г. Счастливого и Г. М. Федоренко (ИЭД АН УССР).

Совещание приняло развернутое решение, в котором наряду с достижениями были отмечены недостатки в развитии тяжелого электромашиностроения и поставлены основные задачи на XI пятилетку по всем основным направлениям. Совещание постановило обеспечить в XI пятилетке значительное повышение технического уровня и надежности турбо-гидрогенераторов, крупных электрических машин, их систем возбуждения и регулирования, а также средств защиты, контроля и диагностики; считать необходимым дальнейшее развитие фундаментальных и прикладных исследований для создания мощных электрических машин с более высокими технико-экономическими показателями, с использованием новых принципов охлаждения и материалов.

ЛОГИНОВ С. И., доктор техн. наук,
ВОЛЧЕНКОВА Ю. В., инж.

ке) имеют время запаздывания и разброс срабатывания 32 ± 8 нс. Исследование процессов формирования многоканальной стадии разряда в вакууме и скользящего разряда по поверхности диэлектрика позволило разработать несколько вариантов коммутаторов на напряжение 50–100 кВ и токи до 1,5 МА.

Представляет интерес использование в накопителях на 5 кВ коммутаторов на основе силовых тиристоров типа Т2-320.

Соединительные элементы и коллекторы. Соединительные элементы (кабели, коллекторы) определяют индуктивность и коэффициенты использования емкостных накопителей больших энергий, питающих индуктивную нагрузку с заданной геометрией и размерами токоподвода. Наиболее трудной частью расчета индуктивности соединительных элементов является определение индуктивности плоских шин с учетом геометрии токоподвода. В докладе, посвященном этому вопросу, даются методы расчета индуктивности плоских шин с учетом геометрии токоподвода и показывается, что использование коробчатых шин и шин, сложенных «в гармошку» (гребенчатый коллектор), позволяет уменьшить индуктивность как коллектора, так и кабелей (за счет увеличения числа последних). Комбинация последовательно параллельного включения гофрированных секций коллектора позволяет подвести ток 5 МА к токовой поверхности соленоида шириной 50 мм при ширине всего коллектора 100 мм. Индуктивность коллектора не превышает 5 нГн.

Переходные процессы и перенапряжения в емкостных накопителях. Были рассмотрены вопросы расчета переходных процессов в емкостных накопителях энергии с учетом неодновременного срабатывания коммутаторов. Предложена методика расчета на

основе принципа Даламбера с представлением бегущих по ошиновке волн напряжения в виде ветвей дерева ографа. Рассмотрены волновые процессы в накопителях с достаточно длинными кабелями, определены значения перенапряжений, их зависимость от параметров накопителя, от разброса и времени запаздывания срабатывания коммутаторов. Расчеты показали, что при одновременном срабатывании разрядников на нагрузке возникают перенапряжения 2,6—2,64 $U_{\text{зар}}$, где $U_{\text{зар}}$ — зарядное напряжение. При неодновременном срабатывании разрядников ($\sigma=30$ нс) за счет увеличения длительности фронта импульса перенапряжения на нагрузке уменьшаются до 2,2—2,3 $U_{\text{зар}}$.

В докладах приводятся методика расчетов и результаты численных и экспериментальных исследований работы генераторов импульсов (ГИН). Матричным методом расчета переходных процессов показано, что объединение зарядных дросселей каждой ступени ГИН в совместной бифилярной намотке, т. е. введение сильной внутрикаскадной магнитной связи, приводит к образованию двух перспективных вариантов цепей умножения напряжения (ГИН с общим коммутатором и интегрирующей линией). Найдены оптимальные соотношения параметров цепей, при которых обеспечивается максимальное выходное напряжение в режиме холостого хода и максимальный к. п. д. передачи энергии при работе на емкостную нагрузку. Разработаны численные модели работы генератора импульсов Аркадьева — Маркса для конструкции, помещенной в металлический бак.

Надежность элементов емкостных накопителей и накопителей в целом. Для нормальной эксплуатации надежность отдельных элементов должна быть достаточно высока, например, надежность конденсаторов должна быть на уровне 0,95—0,999. Одним из мероприятий, снижающих вероятность отказа конденсаторов в начальный период работы, является проведение отбраковочных испытаний конденсаторов перед монтажом в накопитель. Наиболее эффективными являются испытания конденсаторов в режиме заряда до 1—1,3 $U_{\text{ном}}$ с последующим колебательным разрядом. Другим способом повышения надежности коммутаторов является переход с колебательного разряда на апериодический, при этом срок службы конденсаторов увеличивается в 50÷100 раз. Требование увеличения удельной энергоемкости как элементов, так и накопителя в целом приводит к тому, что при работе современных крупных накопителей допускается определенное число аварий за весь срок службы.

Надежность работы определяется не только надежностью отдельных элементов, определенной при номинальных условиях работы, но и всей конструкцией накопителя, определяющей значения и виды перенапряжений, возникающих на отдельных его элементах, и меры защиты остальных элементов накопителя при отказе одного из них. Этим вопросам был посвящен ряд докладов.

Как показали исследования, основное количество пробоев конденсаторов возникает в режиме заряда. Это обстоятельство определяет подход к созданию схем защиты, позволяет разработать новые более эффективные защиты элементов накопителя.

Современные конструкции емкостных накопителей различных назначений. В зависимости от области применения в настоящее время создаются и разрабатываются различные конструкции емкостных накопителей. Для создания импульсов напряжения более 0,5 МВ используют ГИН. В настоящее время разрабатываются и сооружаются ГИН, предназначенные для исследования природы длинных искр на напряжение 4—10 МВ.

Предполагается создание ГИН этажерочной конструкции, наружной установки на 16 МВ. Для проведения исследований сильноточных электронных пучков в микросекундном диапазоне разработан экспериментальный ускоритель «ИНУС». ГИН этого ускорителя собран по схеме Аркадьева — Маркса и размещен в сосуде высокого давления диаметром 3 и высотой 12 м, заполненном сжатым азотом при давлении 8 ати. Генератор смонтирован на серийных конденсаторах ИК 100—0,4, которые расположены на 12 этажах. Схема соединения конденсаторов на этаже может быть различной и выбирается из условия эксперимента с целью лучшего согласования генератора с нагрузкой. Максимальное напряжение ГИН 1,3 МВ, при этом длительность электронного пучка примерно 1 мкс, а максимальный ток около 15 кА.

Разработан ГИН на 2,8 МВ энергией 47,5 кДж с удельной индуктивностью 4 мкГн/МВ. Возможен перевод ГИН в режим работы с частотой следования импульсов 10 Гц.

Для создания импульсов тока с амплитудой в сотни килоампер и выше используются ГИТ. Создан ГИТ с энергией 3 МДж и рабочим напряжением 5 кВ. Он состоит из пяти независимых друг от друга модулей, собранных на конденсаторах К41-И7. Общее число конденсаторов в батарее 2400, они расположены в 80 секциях по 30 штук в каждой.

Разработана установка для испытания самолетов на молниестойкость. Установка представляет собой генераторы постоянной и импульсной составляющих, работающие совместно на объект при расстоянии между выходным электродом установки и объектом до 100 см. Генератор постоянной составляющей представляет собой емкостный накопитель энергии, собранный на электролитических конденсаторах, соединенных параллельно-последовательно. Накапливаемая энергия 450 кДж, заряд при напряжении 3 кВ—100 Кл. Генератор импульсной составляющей — четырехступенчатый ГИН на напряжение 800 кВ. Индуктивность цепи разряда, включая объект, составляет около 8 мкГн.

Для ряда электрофизических и промышленных установок требуется импульсные источники питания, работающие в частотном режиме. Разработанная мощная высоковольтная частотно-импульсная установка состоит из промежуточного накопителя, основного накопителя и системы коммутации. Промежуточный накопитель представляет собой конденсаторную батарею, секционированную по числу импульсов в пакете. Каждая секция промежуточного накопителя с помощью коммутатора поочередно подключается к основному накопителю. Основной накопитель состоит из отдельных модулей на 40 кВ, номинальный ток модуля 30 кА, частота следования пакетов импульсов 1 пакет в 10 минут, частота следования импульсов в пакете 10 Гц. Коммутация цепи разряда осуществляется посредством системы механических коммутаторов, синхронизированных с коммутаторами промежуточного накопителя.

Одним из возможных способов разработки накопителей на большую частоту следования импульсов является создание смешанного машинно-емкостного накопителя, состоящего из электромашинного компрессионного генератора и емкостного накопителя. Компрессионный генератор представляет собой специальную электрическую машину, у которой собственная индуктивность изменяется при повороте ротора.

Передача части кинетической энергии ротора в емкостный накопитель и нагрузку происходит за счет компрессии магнитного потока, предварительно создаваемого вспомогательным емкостным накопителем.

Содержание заслушанных докладов показывает, что в последнее время достигнуты значительные успехи в области создания мощных ГИН на напряжение до 16 МВ и энергии порядка нескольких МДж. Отечественной электротехнической промышленностью и вузами страны разработаны и выпускаются конденсаторы и кабели для крупных емкостных накопителей. Проведены большие работы по уточнению надежности элементной базы и накопителей в целом. Разработаны методики расчетов переходных процессов и перенапряжений в емкостных накопителях и предложены мероприятия по существенному ограничению перенапряжений, по созданию систем защиты элементов в аварийных режимах. Большой интерес представляют результаты исследований по оптимизации конструкций элементов и накопителей в целом, разработки мощных импульсных источников питания с частотой следования импульсов до сотен герц.

Вместе с тем на заседании выявился ряд проблем, требующих решения объединенными усилиями научных, проектных и конструкторских организаций, министерств и ведомств:

недостаточная надежность импульсных конденсаторов, затрудняющая их применение в крупных емкостных накопителях;

недостаточная номенклатура импульсных кабелей, что приводит к использованию кабелей в режимах, приводящих к снижению сроков службы и надежности кабелей;

отсутствие серийно выпускаемых коммутаторов на токи порядка сотен килоампер и напряжение 50—100 кВ;

отсутствие импульсных конденсаторов для ГИН на напряжение от 200 кВ с энергией 5—10 кДж, в том числе в изоляционных корпушах;

ограниченная номенклатура импульсных конденсаторов на большую частоту следования импульсов;

отсутствие систем дефектоскопии, оценки работоспособности конденсаторов и других элементов емкостных накопителей.

Учитывая основные тенденции развития проблемы создания емкостных накопителей, на заседании решено усилить проведение исследований и разработок в следующих направлениях:

расширить работы по созданию импульсных конденсаторов с удельной энергией 200—500 Дж/дм³ и выше; разработать импульсные конденсаторы на 100—200 кВ для ГИН с энергией 5—10 кДж, в том числе в изолирующем корпушес; расширить номенклатуру импульсных конденсаторов, работающих при частоте следования импульсов до 100—1000 Гц, в том числе для работы в повторно-кратковременном режиме; разработать системы дефектоскопии и оценки работоспособности импульсных конденсаторов;

АНАТОЛИЙ МИХАЙЛОВИЧ БЫСТРОВ

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения заведующего кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок Ивановского ордена «Знак Почета» энергетического института имени В. И. Ленина, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, доктора технических наук, профессора Анатолия Михайловича Быстрова.

Более 50 лет инициативного творческого труда — таков вклад юбиляра в проблемы автоматизации и электропривода технологических агрегатов и поточных линий текстильной промышленности, в подготовку инженерных и научных кадров для энергетики страны.

В начале трудового пути в 1931—1932 гг. А. М. Быстров работал техником — электриком треста «Оргэнерго». С 1936 г., после окончания с отличием Ивановского энергетического института, молодой инженер поступил на завод «Ивтекмаш».

В 1939—1943 гг. Анатолий Михайлович Быстров обучался в аспирантуре ИЭИ. Его диссертационная работа, успешно защищенная в 1945 г., была посвящена электроприводам с эластичными связями.

В 1946—1956 гг. А. М. Быстров работал ассистентом, доцентом и заведующим кафедрой электрооборудования промышленных предприятий Ивановского энергетического института, в 1956—1958 гг. — деканом электромеханического факультета, в 1960—



1964 гг. — проректором ИЭИ по научной работе.

В эти годы А. М. Быстров читал различные курсы — от электрического освещения до теории электропривода. В это же время у него окончательно сформировался глубокий интерес к сложным и неисследованным процессам управления многодвигательными приво-

дами текстильных агрегатов с учетом влияния обрабатываемых на них тканей. Упорная работа завершилась созданием фундаментального труда — докторской диссертации. С 1964 г. профессор А. М. Быстров — бессменный заведующий кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок ИЭИ. Он продолжает плодотворную научную работу, 28 аспирантов и соискателей защитили под его руководством кандидатские диссертации. Им создана научная школа, получившая широкое признание среди специалистов страны.

Член Научно-методической комиссии Минвуза СССР, научно-технических советов ряда НИИ, руководитель всесоюзных конференций по электроприводу в текстильной и легкой промышленности, депутат горсовета, член обкома профсоюза — таков далеко не полный перечень различных форм общественной деятельности А. М. Быстрова.

Правительство высоко оценило заслуги А. М. Быстрова, наградив его орденом Трудового Красного Знамени и медалями, в 1980 г. ему присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

В дни юбилея Анатолий Михайлович полон оптимизма и энергии, окружен учениками. Ждут своего воплощения новые замыслы в науке, методической работе, развитии кафедры и специальности.

Группа товарищей и учеников

расширить работы по созданию оптимальных и экономически выгодных конструкций и кабелей для ёмкостных накопителей; расширить номенклатуру импульсных кабелей на напряжение от 30 до 500 кВ в различных вариантах исполнения с полупроводящим слоем под наружным электродом и без него; разработать кабельные разделки для кабелей на напряжение до 100 кВ без полупроводящего слоя и для всех кабелей на напряжение выше 100 кВ;

расширить работы по разработке и созданию мощных накопителей энергии в области расчета и исследования переходных процессов в накопителях; созданию мощных ГИН наружной установки, созданию малоиндуктивных ГИН с собственной индуктивностью 0,1—1 мкГн/МВ, разработке методов ограничения перенапряжений и схем защиты элементов накопителей в аварийных режимах;

расширить работы по тиристорным коммутаторам с целью создания специализированного промышленного образца малоиндуктивного коммутатора для ёмкостных накопителей низкого и среднего напряжения (до 50 кВ) на токи до 10^5 А и начальной скоростью нарастания до 10^{10} — 10^{11} А/с в отдельном модуле.

На заседании было высказано предложение просить ГКНТ СССР и Минэлектротехпром организовать разработку и промышленный выпуск коммутаторов на напряжение 50—100 кВ и токи сотни килоампер, приспособленных для работы в комплекте с конденсаторами серии ИК 25-12, ИК 40-5, ИК 50-3.

КОЛИУШКО Г. М., инж., КУЧИНСКИЙ Г. С., доктор техн. наук, ХАЛИЛОВ Ф. Х., ШИЛИН О. В., кандидаты техн. наук

ПЕТР АЛЕКСЕЕВИЧ ДОЛИН

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора кафедры охраны труда МЭИ, члена КПСС с 1940 г., участника Великой Отечественной войны Петра Алексеевича Долина.

После окончания индустриального техникума в 1931 г. П. А. Долин работал во Фрунзе техником, а затем начальником электросетей КирГЭС. В 1934 г. он был откомандирован в Хабаровск, где до 1938 г. был старшим инженером и заместителем главного инженера электростанции. Одновременно П. А. Долин учился в заочном вузе, а в 1938 г. был принят в Академию руководящих кадров Наркомхоза РСФСР, после окончания которой был назначен главным инженером электростанции в Шадринске.

Демобилизовавшись из рядов Советской Армии в 1946 г., Петр Алексеевич трудился в Минкомхозе РСФСР, был главным техническим инспектором ЦК профсоюза рабочих электростанций, старшим научным сотрудником ВНИИЭ.

С 1960 г. П. А. Долин работает в МЭИ. Здесь он ведет большую учебно-педагогическую, методическую и научную работу. Читает курс «Охрана труда» на энергетических факультетах и факультете повышения квалификации, участвует в работе ГЭК, руководит аспирантами. В качестве члена Научно-методического совета по курсу «Охрана труда» Минвуза СССР выполнял обязанности председателя секции по дипломному проектированию, программам курса, учебникам и учебным пособиям.



Проф. П. А. Долиным выполнены ряд важных для охраны труда в энергетике научно-исследовательских работ в области действия электрического тока на человека, электрозащитных средств, ремонта под напряжением, а также пофазного ремонта воздушных линий высокого напряжения, защиты персонала от вредного воздействия электромагнитных полей. Им опубликовано свыше 130 печатных работ, в том

числе 19 учебников, учебных и методических пособий, свыше 50 книг и брошюр, посвященных эксплуатации электроустановок, обеспечению безопасных условий труда на энергетических предприятиях. Некоторые книги выдержали несколько изданий, переведены на иностранные языки.

В 1953 г. П. А. Долин защитил кандидатскую диссертацию, в 1973 г.—докторскую.

На протяжении всей своей жизни П. А. Долин принимает активное участие в общественно-научной и политической жизни. Он был членом и секретарем бюро ВЛКСМ электростанций, парторгом воинского подразделения, секретарем парторганизации ВНИИЭ, парторгом кафедры и членом месткома в МЭИ. Он является членом секции «Электробезопасность» Научного совета ГКНТ и ВЦСПС, секции стандартизации НТС Госстандарта СССР, методсовета Госкомиздата и ВЦСПС по выпуску печатной продукции по охране труда. Много лет активно работал в комиссии «Электробезопасность» НТС Минвуза СССР и в секции МО НТОЭиЭП.

Боевые и трудовые заслуги П. А. Долина отмечены правительственными наградами. Он награжден знаками «Отличник энергетики и электрификации СССР», «Отличник социалистического соревнования МЭТП», медалью ВДНХ.

Группа товарищей

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Научные редакторы: А. Б. Желдыбин, Б. Д. Макаршин

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 17.08.82	Подписано в печать 11.10.82	Т-18970	Формат 60 × 90 ^{1/4}	Печать высокая	Усл. печ. л. 10,0	Усл. кр.-отт. 10,5
		Уч.-изд. л. 13,5	Тираж 5896 экз.	Заказ 208		

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

СОДЕРЖАНИЕ

Максимов А. И.—Единая энергетическая система СССР в XI пятилетке	1	Гринберг В. С.—Выбор схемы включения двухобмоточного электромагнита	45
Железко Ю. С.—Интервалы неопределенности расчетных значений потерь электроэнергии в сетях	5	Счастливый Г. Г., Федоренко Г. М., Выговский В. И.—Нестационарный нагрев крайних пакетов турбогенераторов	49
Ланда М. Л., Мельник В. А.—Пути снижения потерь электроэнергии в трансформаторах распределительных сетей	10	СООБЩЕНИЯ	
Мирзабекян Г. З., Шеваленко И. С., Орлов А. В., Догадин Г. С.—Расчет эффективности работы электрофильтра при питании знакопеременным напряжением низкой частоты	14	Сарапулов Ф. Н., Емельянов А. А., Иванецкий С. В., Резин М. Г.—Исследование электромеханических переходных процессов линейного асинхронного короткозамкнутого двигателя	54
Якимец И. В.—Переключатели магнитного потока в электротехнических устройствах трансформаторного типа	17	Хожайнов А. И., Кузнецов С. Е., Андреев В. И., Питулягин Н. М.—Экспериментальные исследования кондукционного линейного электродвигателя с герметичным жидкокометаллическим токоподводом	57
Яценко А. А.—Энергетические показатели тиристорных регуляторов мощности с импульсно-ступенчатым управлением	23	Зелих Э. В.—Метод расчета переходных процессов в линейных электрических цепях	59
Абакумов П. Н., Чванов В. А.—Метод синтеза систем оптимального регулирования тиристорных преобразователей	29	Новоджилов О. П.—Моделирование ферромагнитных нелинейных элементов с помощью тестовых сигналов	63
Гусяцкий Ю. М.—Синтез быстродействующей системы частотно-управляемого асинхронного электропривода	34	ДИСКУССИИ	
Лопухина Е. М., Минасян В. М., Семенчуков Г. А., Нгуен Хонг Тхань—Добавочные моменты однофазных асинхронных двигателей с двухфазными и трехфазными обмотками	40	ХРОНИКА	

CONTENTS

The Unified Power System of the USSR in the 11 th Five-Year Period—A. I. Maximov	1	Selection of the Connection Circuit for a Two-Winding Electromagnet—V. S. Greenberg	45
Uncertainty Intervals for the Design Values of Network Power Losses—U. S. Zhelezko	5	Non-Stationary Heating of the End Packs of Turbogenerators—G. G. Schastlivy, G. M. Fyedorenko, V. I. Vigovski	49
Ways for Reducing Power Losses in Distribution Network Transformers—M. L. Landa, V. A. Melnik	10	REPORTS	
Calculating the Effectiveness of an Electrostatic Precipitator Fed From a Low-Frequency A. V. Voltage—G. Z. Mirzabekian, I. S. Shevalenko, A. V. Orlov, G. S. Dogadin	14	A Study of Electromagnetic Transients in a Linear Squirrel-Cage Induction Motor—F. N. Sarapulov, A. A. Yemelyanov, S. V. Ivanitski, M. G. Rezin	54
Magnetic Flux Switches in Transformer Type Electrical Apparatus—I. V. Yakimets	17	An Experimental Study of a Linear Conduction Motor Having Molten Metal Hermetically Sealed Current Leads—A. I. Khodjainov, S. E. Kuznetsov, V. I. Andreyev, N. M. Pitulainin	57
Energy Characteristics of Thyristor Power Regulators Having Pulse Stepped Control—A. A. Yatsenko	23	A Method for Calculating Transients in Linear Circuits—E. V. Zeliakh	59
A Method of Synthesis of Optimum Control System for Thyristor Converters—P. N. Abakumov, V. A. Chvanov	29	Modelling Non-Linear Ferromagnetic Elements Using Test Signals—O. P. Novodzhilov	63
Synthesis of a High-Speed Frequency Controlled Asynchronous Drive System—U. M. Gusyatski	34	DISCUSSION	
Additional Torques on Single-Phase Induction Motors With Two-Phase and Three-Phase Windings—E. M. Lopukhina, V. M. Minasian, G. A. Semenchukov, Nguyen Hong Tkhan	40	CHRONICLE	

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311

Единая энергетическая система СССР в XI пятилетке. Максимов А. И. — «Электричество», 1982, № 10. Описано современное состояние Единой энергетической системы СССР. Рассмотрены главные направления ее развития в ближайшем десятилетии.

УДК 621.316.1.017.001.24

Интервалы неопределенности расчетных значений потерь электроэнергии в сетях. Железко Ю. С. — «Электричество», 1982, № 10.

Рассмотрены вопросы точности расчета потерь мощности и энергии в электрических сетях. Установлена аналитическая зависимость между погрешностью задания расчетных нагрузок в узлах сети и погрешностью определения потерь мощности. Количественно оценены интервалы неопределенности потерь. Библ. 5.

УДК 621.314.222.6.017:621.316.1

Пути снижения потерь электроэнергии в трансформаторах распределительных сетей. Ланда М. Л., Мельник В. А. — «Электричество», 1982, № 10. Рассмотрены способы снижения потерь электроэнергии в трансформаторах распределительных сетей как за счет уменьшения потерь холостого хода путем замены недогруженных трансформаторов, так и за счет уменьшения нагрузочных потерь путем оптимальных перестановок трансформаторов. Библ. 7.

УДК 621.359.484.001.24

Расчет эффективности электрофильтра при питании знакопеременным напряжением низкой частоты. Мирзабекян Г. З., Шеваленик И. С., Орлов А. В., Догадин Г. С. — «Электричество», 1982, № 10.

Приводится вывод выражений, позволяющих построить области допустимых значений длительностей приложения напряжения отрицательной и положительной полярностей при питании электрофильтра знакопеременным напряжением низкой частоты. Соотношения применимы для системы электродов, вольт-амперная характеристика которых представлена в форме Дейча. Получены приближенные выражения для определения степени очистки газа в электрофильтре при питании его знакопеременным напряжением, учитывающие недозарядку частиц, обусловленную конечным временем приложения напряжения заданной полярности. Расчеты, проведенные для условий работы промышленного аппарата, показывают, что, несмотря на недозарядку частиц, применение знакопеременного напряжения для питания электрофильтров позволит уменьшить прокос пыли по крайней мере в несколько раз. Библ. 5.

УДК 621.314.21.013.1.014.2:537.312.62

Переключатели магнитного потока в электротехнических устройствах трансформаторного типа. Якимец И. В. — Электричество, 1982, № 10.

Рассмотрены условия работы переключателей магнитного потока, использующих сверхпроводящие управляемые экраны, в однофазных и многофазных устройствах трансформаторного типа. Сформулированы условия экранирования и пропускания магнитного потока в стержне с экранирующей обмоткой. Рассмотрено пофазное экранирование стержней в многофазном трансформаторном устройстве и рассчитаны переходные режимы многофазного индукционного выключателя. На основе рассмотрения уравнений трансформатора в комплексных переменных получены аналитические выражения для токов первичной и вторичной обмоток трансформатора в режиме пофазного отключения нагрузки. Библ. 4.

УДК 621.316.721

Энергетические показатели тиристорных регуляторов мощности с импульсно-ступенчатым управлением. Яценко А. А. — «Электричество», 1982, № 10.

Приведена методика сравнительного анализа тиристорных регуляторов мощности (ТРМ) активных нагрузок типа промышленных резисторов электронагревателей по коэффициенту мощности K_m и по отношению величины пассивной мощности N к активной мощности P . На основе обобщенной теории энергетических показателей технических систем выявлена однозначная количественная связь между потерями мощности P_p , к. п. д. η и коэффициентом мощности K_m — коэффициентом оптимальности режима K_p . Показано, что в общем виде формулы зависимостей $K_m(P)$ и $N_p(P)$ справедливы для всех известных способов управления ТРМ и ряда других регулируемых вентильных электроустановок. Приведены примеры технического синтеза конкретных схем ТРМ (одно- и трехфазных), обладающих повышенными энергетическими показателями (за счет секционирования фаз нагрузки и/или условного разделения схемы регулятора по управлению) и выполненными на основе типовых серийно выпускаемых агрегатов. Библ. 13.

УДК 621.313.333.025.1.001.24

Добавочные моменты однофазных асинхронных двигателей с двухфазными и трехфазными обмотками. Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А., Минасян В. М., Нгуен Хонг Тхань. — «Электричество», 1982, № 10.

Предлагается новая математическая модель несимметричного асинхронного двигателя, полученная на основе сочетания методов индуктивных коэффициентов и проводимостей зубцовых контуров с учетом двухсторонней зубчатости сердечников. Анализируются результаты расчетов асинхронных и синхронных добавочных моментов, включая колебания пускового момента, для различных схем включения однофазных двигателей с двухфазными и трехфазными обмотками. Библ. 3.

УДК 621.313.333

Исследование электромеханических переходных процессов линейного асинхронного короткозамкнутого двигателя. — Сарапулов Ф. Н., Емельянов А. А., Иванецкий С. В., Резин М. Г. — Электричество, 1982, № 10.

Излагается методика численного анализа электромеханических переходных процессов линейного асинхронного двигателя на основе развернутых магнитных и электрических схем замещения. Приводится сравнение расчетных и экспериментальных данных, подтверждающих ее высокую точность получаемых с помощью этой методики результатов. Даётся анализ влияния параметров короткозамкнутой клетки на характер протекания переходных процессов двигателя. Библ. 6.

УДК 621.313.17.001.6

Экспериментальное исследование кондукционного линейного электродвигателя с герметичным жидкокомпенсационным токопроводом. — Хожаинов А. И., Кузнецов С. Е., Андреева В. И., Питулягин Н. М. — Электричество, 1982, № 10.

Рассмотрена экспериментальная установка для исследований кондукционного линейного электродвигателя с герметичным жидкокомпенсационным токопроводом, обеспечиваемым с помощью специальных эластичных камер. Приводятся результаты экспериментальных исследований, подтвердившие основные положения теоретических исследований. Библ. 2.

УДК 621.372.24

Метод расчета переходных процессов в линейных электрических цепях. Зелях Э. В. — «Электричество», 1982, № 10.

Предложен метод переходных процессов в линейных электрических цепях, позволяющий рассчитывать свободные составляющие токов и напряжений чисто алгебраическим путем, если корни характеристического уравнения цепи простые. Дано видоизменение метода для случая кратных корней. Приведен пример и указаны преимущества предложенного метода по сравнению с классическим. Библ. 7.

УДК 621.372.44.001.572

Моделирование ферромагнитных нелинейных элементов с помощью тестовых сигналов. Новожилов О. П. — «Электричество», 1982, № 10.

Предложен метод моделирования ферромагнитных нелинейных элементов, в основе которого лежит тождественность откликов на тестовый сигнал реального элемента и его модели. Сформулированы требования к форме тестовых сигналов, при которых задача моделирования имеет аналитическое решение. Модель представляет собой последовательное или параллельное соединение двух двухполюсников с однозначными характеристиками, один из которых отражает реактивные, другой — диссипативные свойства реального элемента. Полученные выражения характеристик двухполюсников модели позволяли выявить их зависимость от формы тестового сигнала и указать пути практической реализации метода моделирования. Библ. 10.