

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

3 1994

Энергоатомиздат

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

**АЛЕКСАНДРОВ Г.Н., АРХАНГЕЛЬСКИЙ Ю.Н., БУЛАТОВ О.Г.,
ГЛОВАЦКИЙ А.В., ИНЬКОВ Ю.М., КОВАЛЕВ Ф.И., КОЗЛОВ В.Б.,
КОПЫЛОВ И.П., КОРОТКОВ Г.С., КУБАРЕВ Л.П., ЛУРЬЕ А.И.,
МОСКАЛЕНКО В.В., ОБОЛЕНСКИЙ Н.А., ОРЛОВ Е.Г., ПЕШКОВ И.Б.,
ПОДАРУЕВ А.И., ПОЗДЕЕВ А.Д., ПОПОВ А.Н., ПОПОВ В.В.,
ПРЕСНОВ Ю.Л., РУСАКОВ В.Г. (зам. главного редактора), СУВОРОВ
Н.И., ТРУБАЧЕВ С.Г., ЮНЬКОВ М.Г.**

Редактор отдела **Кунавина О.В.**

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 212

Телефон: 254-1152



СОДЕРЖАНИЕ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Беркович Е.И. Полностью управляемые полупроводниковые приборы в преобразователях новых поколений	2
Флоренцев С.Н. Силовые гибридные интеллектуальные модули	5
Кусин А.С., Кадачигов Н.П. Микросхема контроллера коэффициента мощности	11
Богомяков А.А., Круглов С.Н. Перспективы развития МОП-биполярных транзисторов ...	12
Извариин Ю.В., Ковалев Ф.И., Смоляков С.В., Флоренцев С.Н. Интеллектуальные компактные системы гарантированного электропитания	15
Поздеев А.Д., Ларионов В.Н. К вопросу о снижении энергопотребления при применении регулируемых электроприводов насосных агрегатов	19
Иньков Ю.М., Литовченко В.В., Шаров В.А. Асинхронные тяговые двигатели на железнодорожном транспорте	22
Сигчук О.Н., Афанасьев Е.В., Гузов Э.С., Афанасьев М.Г. Сети Петри и структурный анализ импульсных систем управления в режимах комбинированного электрического торможения рудничных электровозов	33
ЭЛЕКТРОПРИВОД	
Моисеева Е.Е., Прудникова Ю.И., Сидоров Н.В. Обобщенный экспериментальный портрет отрезка серии асинхронных двигателей АИС	38

Моисеева Е.Е. Динамическая тепловая модель асинхронных двигателей	42
Кобзев А.А., Мишулин Ю.Е., Немонтов В.А., Веселов О.В. Повышение качества позиционирования электропривода введением нелинейного элемента в прямой тракт	44
Архангельский Н.Л., Чистосердов В.Л. Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе	48
Железняков С.В., Зобов В.А. Специфика квазичастотного управления инерционным асинхронным электроприводом вентилятора аппарата воздушного охлаждения	53
Выдержки из Устава Ассоциации инженеров силовой электроники (АСЭ)	57
Об экспертном совете Ассоциации инженеров силовой электроники	58
ХРОНИКА	59

БИБЛИОГРАФИЯ

Иванов-Смоленский А.В., Поздеев А.Д., Щедрин В.А. Рецензия на книгу Е.И.Ефименко "Новые методы исследования машин переменного тока и их приложение"	60
--	----

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Ютландов Юрий Дмитриевич	61
Копылов Игорь Петрович	62
Бытовой частотно-регулируемый электропривод на базе асинхронного двигателя и силового интегрального транзисторного модуля ..	63

ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

Е. И. БЕРКОВИЧ

В статье рассматриваются перспективы применения современных полностью управляемых полупроводниковых приборов — силовых транзисторов (СТ) и запираемых тиристоров (ЗТ) во вновь создаваемых преобразователях электрической энергии для различных областей применения в странах бывшего СССР.

Рассматриваются преобразователи, предназначенные для следующих направлений техники:

- электротехнология,
- промышленный электропривод,
- транспорт,
- энергетика (включая системы вторичного электропитания),
- бытовая техника.

Особенность этого обзора в том, что для столь широко обозначенных областей применения в нем будет предпринята попытка указать лишь те зоны, те конкретные виды технологий или объектов, где освоение и производство новых типов преобразователей на базе СТ и ЗТ является в ближайшие 2—3 года наиболее ожидаемым.

Под СТ будут пониматься полевые транзисторы типа МОП ПТ на токи 5—30 А и напряжения 250—800 В, биполярные транзисторы с полевым входом типа IGBT (ИГБТ) на токи 20—400 А и напряжения до 1200 В. ЗТ, как известно, выпускаются в различных странах на токи 400—2000 А и на напряжения 1200—4000 В. И те и другие виды приборов, а также силовые гибридные интеллектуальные модули (СГИМ) на их основе освоены или осваиваются в настоящее время на российских предприятиях, поэтому в обзоре дан также представляющий интерес для этих предприятий прогноз в потребностях таких приборов на ближайшие годы.

Исходя из экспертных оценок, будут приняты во внимание общее состояние экономики в зоне стран бывшего СССР, возможности реальных капиталовложений, состояние и уровень предприятий силовой электроники, стоимостные факторы, возможности конкурентных предложений. Ниже поочередно рассматриваются все перечисленные сферы применения.

1. В сфере электротехнологии анализируются такие выводы технологий как сварка, гальваника, азотирование, электроотермия, а также ультразвуковая, электронно-лучевая и лазерная технологии.

Сварочные преобразователи — однофазные и трехфазные, на токи от 100 до 500 А — уже сегодня

предоставляют наиболее широкую зону для применения СТ благодаря использованию в этих преобразователях промежуточного звена высокой частоты (ПЗВЧ). ПЗВЧ позволяет снизить массу сварочных преобразователей в 3—5 раз, уменьшить их стоимость (за счет дорогостоящей меди), повысить качество сварочного шва в процессе эксплуатации преобразователя. Так, масса преобразователя на ток до 160 А может быть доведена до 10—12 кг, а преобразователя на ток до 400 А — до 25—30 кг. Как потенциальный уровень разработок, так и реальный уровень производства и рынка достаточно подготовлены для широкого выпуска этого вида преобразователей. Однако вряд ли можно ожидать в ближайшие два года увеличение выпуска бытовых сварочных преобразователей (ток до 160 А) с ПЗВЧ в количествах свыше 20—30 тыс. штук из-за ограниченной покупательской способности населения. Следует также учесть возможность появления на рынке такого рода преобразователей производства западных фирм. Бытовые сварочные преобразователи ориентированы на применение наиболее мощных полевых транзисторов, следовательно, можно было бы ожидать спроса таких транзисторов на уровне 600—800 тыс. штук (из расчета параллельного соединения нескольких транзисторов в плече схемы преобразования). Не все из выпускаемых преобразователей различных предприятий будут выполнены на полевых транзисторах, частично будут применяться тиристоры или биполярные транзисторы, частично не будет вообще использоваться ПЗВЧ. Это на 15—20% может снизить потребность в мощных полевых транзисторах для этих целей.

В более мощных сварочных преобразователях ожидается применение транзисторов типа ИГБТ. Это, главным образом, трехфазные по входу преобразователи с ПЗВЧ на токи до 500 А, и их количество может составить в общей сложности несколько тысяч штук в год, что и определяет возможную потребность в ИГБТ для этих целей — до 12 000 — 15 000 штук в 1995-1996 годах.

Выпрямители для гальваники с точки зрения применения ПЗВЧ по структуре полностью совпадают со сварочными преобразователями. При этом они имеют более широкий диапазон выходных токов — от 110 до 1000 А, и ПЗВЧ здесь обеспечивает такие же преимущества. Серии этого класса выпрямителей сложились еще в 70-х годах

и до последнего времени не привлекали к себе внимания как объект возможной принципиальной модернизации. В настоящее время перерабатываются маломощные выпрямители на 10—50 А, информации о разработках выпрямителей с ПЗВЧ на большие токи для гальваники не имеется. Элементная база этих преобразователей такая же, как и у сварочных, однако, на наш взгляд, здесь в ближайшие годы еще трудно ожидать существенной добавки в потребности СТ.

Выпрямители для азотирования деталей в установках типа БУЛАТ являются также очень удобным объектом с точки зрения использования ПЗВЧ. Имея два выхода — один для питания ионной камеры (1200 В, 35 А) и другой для питания дуговой камеры (100 В, 250 А), выпрямители БУЛАТ схемотехнически аналогичны сварочным и, по существу, могут иметь практически одинаковые схемы. В настоящее время различными предприятиями бывшего СССР выпускаются указанные выпрямители в количестве несколько сотен штук без ПЗВЧ. С учетом внедрения ПЗВЧ в течение ближайших двух лет потребность в СТ (главным образом ИГБТ) может возрасти до 5—10 тыс. штук.

В выпрямительных преобразователях для электронно-лучевой и лазерной технологии (выходные напряжения до 30 кВ, выходные токи до 25 А) также весьма целесообразно применение ПЗВЧ как в анодном канале, так и особенно во вспомогательных каналах катодного и сеточного накалов. Достижимое благодаря такому схемному решению уменьшение витков в обмотках разделительных высокопотенциальных трансформаторов дает возможность упростить конструкцию этих трансформаторов, снизить величины проходных емкостей между их первичными и вторичными обмотками, что очень важно с точки зрения повышения помехоустойчивости и надежности работы установок в целом. Однако с точки зрения объема используемых СТ это направление всегда будет иметь ограниченное значение в силу небольшой потребности (до 60—80 штук в год суммарной потребности).

Остановимся на преобразователях для высокочастотных электротехнологий. Здесь следует особо выделить высокочастотный нагрев на частотах свыше 44 кГц и технологии с применением ультразвука. В первом из указанных направлений в установках мощностью от 60 до 250 кВт сегодня используются неэкономичные ламповые генераторы (ЛГ), и применение в таких устройствах полевых транзисторов является достаточно актуальным. Ежегодный выпуск ЛГ может составлять 1200—1400 штук и с учетом использования в одном преобразователе взамен ламп 60—100 транзисторов общее потребное число новых приборов составит примерно до 150 тыс. штук в год. Несмотря на то, что подготовка к переходу на применение транзисторов в этого рода установках ведется давно, широкое внедрение серийных установок потребует не менее 3—4 лет. Преобразо-

ватели этого типа используются в распространенных и важных технологиях (например, высокочастотная сварка), поэтому переход в них на полевые транзисторы приведет к значительному экономическому выигрышу.

Полевые транзисторы являются идеальным прибором для ультразвуковых преобразователей частоты (мощности 1—10 кВт, частоты 22, 44 кГц). Потребность в таких преобразователях в ближайшие годы может составить 1000—1500 штук в год, соответственно количество СТ — ориентировочно 15 000—25 000 штук.

2. СТ и ЗТ являются элементной базой преобразователей для электропривода переменного тока. Они создали все предпосылки для нового витка внедрения асинхронного электропривода в промышленных и других хозяйственных сферах. Уже становятся классическими схемы преобразователей частоты для асинхронного электропривода с применением ИГБТ. Можно ожидать потребности только в преобразователях мощностью до 20 кВт в количестве 40—60 тыс. штук в год, что определяет число потребных транзисторов в 250—400 тыс. штук. Широкую гамму таких преобразователей предлагают многие зарубежные фирмы, что необходимо учитывать при оценке общей потребности. Важнейшую роль будет иметь соотношение стоимостей зарубежных и отечественных преобразователей. В настоящее время сложились следующие ориентировочные цены одного киловатта мощности для преобразователей частоты западноевропейского производства: при мощностях от 0,5 до 4 кВт — 900—800 дол., от 4 до 10 кВт — 500—400 дол., от 10 до 50 кВт — 400—300 дол. и от 50 до 100 кВт — 300—200 дол. При этом стоимость одного модуля ИГБТ на ток 100 А составляет ориентировочно 100—120 дол. (в преобразователь входят три модуля).

Транзисторные преобразователи для электропривода переменного тока многих зарубежных фирм выполняются на мощность примерно до 100 кВт. Они строятся с соблюдением следующих схемотехнических и конструктивных принципов и диодов; микропроцессорное управление с обеспечением синусоидальной широтно-импульсной модуляции, векторного регулирования скорости вращения двигателя и, в ряде случаев, возможности самонастройки; дисплейное отображение информации о режимах работы; сенсорное управление режимами.

Преобразователи для электроприводов мощностью более 100 кВт должны выполняться, как правило, на запираемых тиристорах. Эти приборы позволяют строить новые типы таких преобразователей на универсальной основе двух мостов с обеспечением обратимости процессов и синусоидальной формы тока на входе и выходе преобразователя. К сожалению, в республиках бывшего СССР не сложились пока традиции достаточно широкого применения запираемых тиристорных, и ожидать какого-либо существенного производства преобразователей на ЗТ в ближайшие 2—3 года,

наш взгляд, не приходится. Можно отметить, что в период 1985 — 1990 гг. было произведено пре-

образователей для электроприводов переменного тока на обычных тиристорах общей мощностью до 1 млн. кВт.

3. Преобразователи для транспорта потенциально являются наиболее крупным полигоном применения силовых полупроводниковых приборов. Реально же это положение распространяется только на силовые диоды — в транспорте используется более половины выпускаемых силовых диодов. Что касается тиристорных, а тем более новых типов полупроводниковых приборов, то за более чем тридцатилетний период развития тиристорной техники широкого применения в подвижном составе СССР тиристоры не нашли (за исключением одного типа электровозного выпрямительно-инверторного преобразователя для ВЛ-85). В ближайшие годы такое положение не изменится, и можно рассчитывать только на относительно оперативное внедрение маломощных управляемых преобразователей вспомогательного назначения. В этой категории преобразователей с точки зрения перспектив использования СТ и ЗТ следует выделить преобразователи частоты мощностью 30 кВт для питания устройств собственных нужд пассажирских вагонов. При ожидаемом выпуске ежегодно до 1200 (или более) вагонов в год и использовании в ПЗВЧ одного из каналов преобразователя транзисторов типа ИГБТ на ток 100 А последних потребуется примерно 10 000 — 12 000 штук в год. Транзисторы этого типа, а также полевые транзисторы будут применяться в различного рода блоках питания для освещения, для радиоаппаратуры подвижного состава, маломощных электроприводов и т.д. (в количестве ориентировочно до 50 000 штук).

Достаточно интенсивно в ближайшие годы может проходить процесс внедрения импульсного регулирования двигателей постоянного тока и частотного регулирования асинхронных двигателей в городском транспорте. Преобразователи для этих целей также должны строиться на базе применения ИГБТ, и здесь можно ожидать потребности в 10 000 штук таких транзисторов в год.

Следует остановиться на двух типах преобразователей для предполетной подготовки самолетов. Первый тип — с выходом на постоянном токе мощностью до 20 кВт на ток до 630 А целесообразно также реализовывать с ПЗВЧ на базе ИГБТ. При ежегодной потребности в таких преобразователях в объемах 150 штук потребное количество транзисторов составит 1000 — 1500 штук. Второй тип — с выходом на переменном токе с частотой 400 Гц и мощностью 63 кВт должен выполняться на ЗТ (или ИГБТ), и этот вид преобразователей потребует также примерно 1500 — 2000 приборов.

4. К категории преобразователей для энергетики отнесем, прежде всего, преобразователи для мощных высоковольтных приводов вспомогательных механизмов тепловых электростанций, пуско-

вых устройств мощных гидрогенераторов, насосных механизмов перекачивающих станций и т.п. Это сегодня и в ближайшие годы — обычная тиристорная техника, хотя многие из этих видов преобразователей будут строиться на базе мощных ЗТ. Кроме того, потребность в таких преобразователях всегда будет исчисляться десятками штук и поэтому в количественном отношении они мало повлияют на общий объем производства новых типов приборов. Однако, в денежном выражении за счет применения особо дорогостоящих ЗТ эту потребность также следует учитывать.

В данном разделе остановимся также на блоках вторичного электропитания мощностью до 10 кВт. Хорошо известно, что схемотехнически такие блоки ориентированы на применение ПЗВЧ с использованием достаточно высоких частот — вплоть до сотен килогерц. Известен также огромный потенциальный рынок таких блоков, прежде всего, для вычислительной техники. Элементная база их — полевые транзисторы на различные токи, общая потребность в этих транзисторах в ближайшие годы может составить 150 — 200 тыс. штук в год.

Отдельно следует остановиться на роли новых типов полупроводниковых приборов в проблеме создания "экологически чистых" преобразователей, т.е. преобразователей, не оказывающих вредного влияния на питающую сеть. Эта проблема может быть решена практически повсеместным применением в управляемых преобразователях ЗТ или СТ и реализацией алгоритмов формирования синусоидального тока на входе преобразователей при одновременном отсутствии реактивных составляющих. Такой подход означал бы, по существу, второе рождение силовой электроники, однако в ближайшие годы он еще экономически не мотивирован.

5. Среди бытовых устройств силовой электроники, кроме сварочных преобразователей, могут быть названы следующие устройства:

кухонные индукционные плиты на частотах до 30 кГц мощностью 1—2 кВт с применением полевых транзисторов;

индукционные плавильные установки на частоты до 30 кГц мощностью до 10 кВт для зубопротезных кабинетов и ювелирных мастерских также с применением полевых транзисторов;

стартерные устройства для легковых автомобилей (ток до 100 А) и для грузовых (ток до 800 А);

регуляторы мощности осветительных и нагревательных приборов мощностью до 1 кВт;

дачные ветроэнергетические установки мощностью 1,5 — 2 кВт.

Потенциально потребности в таких устройствах могут исчисляться десятками тысяч штук, а соответственно, и необходимое количество полупроводниковых приборов — сотнями тысяч штук. Однако в связи с низкой покупательской способностью населения рассчитывать на сколь угодно серьезные объемы производства таких устройств, на наш взгляд, пока нельзя.

1. Новые типы силовых полупроводниковых приборов позволяют существенно изменить идеологические принципы построения статических преобразователей частоты различного назначения, обеспечивая возможность значительного улучшения их технико-экономических показателей и электромагнитной совместимости с питающей сетью.

2. В связи с особенностями экономического положения республик бывшего СССР переход на новые типы приборов в преобразователях собственных разработок будет сдерживаться целым рядом известных факторов, в том числе и факто-

ром задержки смены поколений в среде разработчиков.

3. Более интенсивное развитие новых направлений силовой электроники в традиционно развитых в этой области странах и проникновение их продукции на рынок бывшего СССР может привести к обстановке, когда воссоздание отечественных новых поколений преобразователей станет уже неэффективным (особенно в области преобразователей частоты для электропривода переменного тока).

4. Необходима организация государственной политики, направленной на экономическую поддержку формирующегося рынка силовых полупроводниковых преобразователей новых поколений в странах бывшего СССР.

УДК 621.382.233.026.001.8

СИЛОВЫЕ ГИБРИДНЫЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МОДУЛИ

С.Н.ФЛОРЕНЦЕВ, канд.техн.наук

В [1] рассмотрены особенности, технология производства и проектирования нового класса приборов силовой электроники — силовых гибридных интеллектуальных модулей (СГИМ), объединяющих в одном корпусе силовые полупроводниковые элементы со схемами их запуска и защиты и схемы управления, регулирования, защиты и диагностики; описаны конструкции и схемотехника некоторых зарубежных СГИМ, изложены состояние и тенденции развития рынка СГИМ и областей их применения. В статье будут приведены результаты работ по созданию отечественных силовых гибридных модулей (в том числе и "интеллектуальных") на базе полевых транзисторов с изолированным затвором (MOSFET) описаны схемотехника и параметры нескольких типов СГИМ, выпускаемых предприятиями оборонного комплекса, даны примеры использования СГИМ в устройствах силовой электроники промышленного и бытового применения: многофункциональных источниках питания, компактных системах гарантированного электроснабжения, электроприводах переменного тока асинхронных и вентильных двигателей.

В силовом модуле на электроизолирующем теплопроводящем основании размещены бескорпусные полупроводниковые приборы (чипы) — транзисторы, тиристоры, диоды. В простейшем случае модуль представляет собой активную часть коммутатора электрической цепи (силовой ключ), а в более сложном преобразователь параметров электрической энергии (выпрямитель, инвертор, преобразователь частоты и т.п.).

Хотя силовые модули появились сразу после начала промышленного выпуска дискретных силовых полупроводниковых приборов (СПП),

мощным импульсом для развития этого перспективного направления силовой электроники стало создание СПП, управляемых структурой "металлоокисел-полупроводник" (МОП-СПП). Приборы этого класса обладают характеристиками почти "идеальных" ключей (быстрая коммутация, ничтожно малая мощность управления, малые статические и динамические потери, большие перегрузочные способности), что позволило от простых одно-, двух-, четырех- и шестиключевых модулей (на базе диодов, тиристоров и биполярных транзисторов) перейти к созданию не только более сложных силовых структур, но и включить в состав модуля элементы управления, диагностики, защиты, источники вторичного питания, трансформировав модуль в силовую интегральную схему. Такой модуль, наделенный "интеллектом", фактически является уже не прибором, а модульным преобразовательным устройством, выполненным в виде монолитного изделия. Из-за наличия в составе модуля кроме силовых ключей элементов, выполняющих различные усилительные и логические операции и обеспечивающие определенные режимы работы, этот класс приборов силовой электроники в зарубежной литературе получил название "разумных" или "интеллектуальных" силовых модулей (Smart or Intelligent Power Modules).

Следует отметить, что при относительно низких уровнях напряжений и токов силовые элементы могут быть объединены со схемами управления, диагностики и защит на одном полупроводниковом кристалле с использованием технологических методов производства СПП и интегральных схем (ИС). В этом случае этот класс приборов называют интеллектуальными (разумными)

силовыми интегральными схемами — ИСИС (Intelligent (Smart) Power Integrated Circuits). Однако повышение мощности ИСИС сопряжено с трудностями совмещения на одном кристалле высоковольтных силовых приборов и низковольтных ИС. В настоящее время ИСИС в основном производится на напряжения до 100 В и токи единицы—десятки ампер. Имеются сообщения о создании ИСИС на 400 В.

Использование технологии гибридных схем (толсто- и тонкопленочной) и монтажа на поверхность позволяют создавать силовые гибридные интеллектуальные модули (СГИМ) на большие напряжения и токи. Применение СГИМ позволяет значительно снизить массу, габариты и трудоемкость и в результате и стоимость преобразовательного оборудования, а также повысить безотказность его работы, что за рубежом [2] прогнозируется как более чем десятикратный рост производства разумных силовых модулей в 90-е годы.

Применение СГИМ оказывает влияние не только на технико-экономические показатели оборудования, но и существенно изменяет технологию проектирования устройств силовой электроники, сводя ее к выбору и аппаратной (программной) реализации алгоритмов управления и разработки конструкции. Проблема проектирования силовой схемы (выбор схемы, расчет режимов работы элементов, схем драйверов и снабберов, обеспечивающих коммутацию внутри области безопасной работы и т.п.) сводится к выбору СГИМ на нужные и выходные параметры.

В настоящее время за рубежом уже сформировался значительный рынок силовых интегральных схем и модулей [1]. Объем производства СГИМ приближается к миллиарду долларов. Широкая номенклатура СГИМ охватывает одно-, двух-, четырех- и шестиключевые модули, а также законченные преобразовательные устройства (инверторы, преобразователи частоты) с различной степенью интеллекта.

В качестве силовых (переключающих) элементов в СГИМ, как правило, используются МОП-полевые транзисторы (MOSFET) или биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), реже биполярные транзисторы (в том числе Дарлингтона). Причем MOSFETs применяются при уровнях напряжений до 400—500 В, мощностей — несколько киловатт и частот коммутации от 20 кГц до нескольких сотен килогерц. Для этих применений по совокупности параметров они предпочтительнее [3] всех других типов приборов (включая IGBT). А для уровня напряжений до 200 В по всем показателям, включая статические потери, MOSFETs имеют лучшие показатели, чем биполярные транзисторы (BJT) или транзисторы со статической индукцией (СИТ или БСИТ). Для уровней напряжений более 600 В, токов более 40—50 А и частот коммутации до 50 кГц наиболее предпочтительны в настоящее время IGBT, а в будущем — тиристоры с МОП-управлением (МСТ — MOS Controlled Thyristors). По оценкам веду-

щих специалистов [4] только эти три типа приборов, наряду с обычными и быстро восстанавливающимися диодами, могут быть рекомендованы для применения в СГИМ.

Научно-промышленным консорциумом "Интеллектуальная силовая электроника" разработана и реализуется Программа создания элементной базы силовой электроники (Программа-92), включающая как разработку перечисленных приборов, так и СГИМ на их основе и некоторых видов преобразовательного оборудования с их применением. В настоящее время завершены работы по созданию двух типов MOSFET: 200 В/0,12 Ом (аналог BUZ36) и 500 В/0,6 Ом (аналог BUZ45), ведутся работы по созданию IGBT и МСТ.

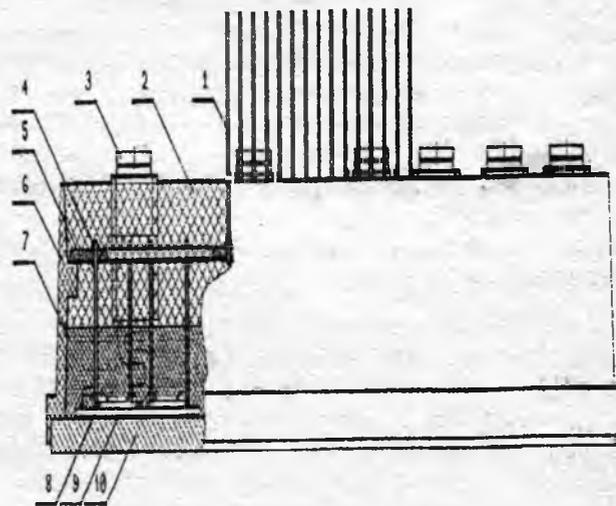


Рис.1. Силовой гибридный интеллектуальный модуль:

1 - информационный вывод; 2 - эпоксидный компаунд с резиновым наполнителем; 3 - силовой вывод; 4 - проводник, соединяющий плату драйверов с основанием; 5 - плата драйверов (электрорадиоэлементы условно не показаны); 6 - корпус СГИМ; 7 - силиконовый гелеобразный компаунд; 8 - чип силового МОП-транзистора (диода); 9 - металлизированная керамическая плата; 10 - медное основание (теплоотвод)

Ключевой проблемой при создании СГИМ является выполнение механических, тепловых и электрических требований, часто взаимоисключающих друг друга. На рис. 1 изображена структура СГИМ. На медном, теплоотводящем основании 10 установлены изолирующие, теплопроводящие, керамические подложки 9 с двусторонней металлизацией (одна сторона — сплошная, другая, верхняя — с рисунком для соединения активных и пассивных элементов в определенную силовую схему). На площадках верхней металлизации установлены чипы 8 активных элементов (транзисторов, диодов), верхние выводы которых соединяются с помощью ультразвуковой сварки или пайки с металлизацией керамических плат. Кроме проводниковых элементов на керамических платах могут быть нанесены толсто- и тонкопленочные резисторы, датчики (тока, напряжения, температуры), а также тепловыделяющие

элементы схем драйверов и снабберов. Корпус 6 и силиконовый гелеобразный компаунд 7 защищают активные и пассивные элементы основания (силовой части СГИМ) от воздействия окружающей среды. Над ними (на втором этаже) на печатной плате 5 размещаются драйверы, системы управления и защит (интеллектуальная часть СГИМ). Соединение обеих частей СГИМ осуществляется проводниками 4 или гибким плоским кабелем. СГИМ имеет силовые 3 и информационные 1 выводы. Сверху СГИМ закрывается либо крышкой, либо заливается эпоксидным резиновым компаундом 2.

Размещение в одном модуле электрически изолированных друг от друга чипов силовых элементов требует эффективного отвода тепла от них, чтобы обеспечить допустимую рабочую температуру как силовых элементов, так и элементов интеллектуальной части СГИМ. Ограничение рабочей температуры элементов для получения безотказной и долговременной работы СГИМ может быть обеспечено применением материалов с высокой теплопроводностью и рациональным конструированием тепловых потоков в СГИМ. В табл. 1 приведены характеристики различных материалов, которые могут применяться в СГИМ.

Т а б л и ц а 1

Материал	Теплопроводность, Вт/(см·°С)	Коэффициент температурного линейного расширения, 1/°С
Проводники:		
серебро	4,14	19,0
медь	4,05	17,0
алюминий	2,17	23,0
молибден	1,42	5,1
кремний	1,40	4,5
Диэлектрики:		
ВеО-керамика	2,34	5,2
AlN-керамика	1,7-2,2	4,5
Al ₂ O ₃ -керамика	0,18-0,2	7,0
алмазная		
CVD-пленка (Chemical Vapor Deposition)	11,0	2,0

Однако материалы с высокой теплопроводностью имеют столь значительные и отличающиеся от кремния коэффициенты температурного линейного расширения (КТЛР), что их соединение в "слоеный пирог" вызовет сильные механические напряжения в СГИМ и не обеспечит высокой термоциклоустойчивости. Это одна из ключевых проблем в создании СГИМ.

В рамках работ по созданию СГИМ были исследованы и разработаны несколько технологических процессов получения металлизированных керамических плат. Понимая, что, вероятно, за алмазными CVD-пленками будущее, и учитывая, что бериллиевая керамика запрещена по экологическим характеристикам к промышленному применению, а алюминий-нитридная керамика дорога (хотя и обладает уникальным сочетанием хорошей теплопроводности и КТЛР, равным КТЛР

кремния!), нами для первого поколения СГИМ относительно небольшой мощности использована алюминий-оксидная керамика ВК92-1 и ВК94-1. В более мощных СГИМ второго поколения планируется применять и AlN-керамику.

При создании первого поколения СГИМ реализовано несколько методов получения металлизированных слоев. Известно, что при толщине Al₂O₃ керамики 0,6 мм и медной металлизации толщиной 0,3 мм можно получить КТЛР в месте паянного слоя с кремниевым чипом, равный КТЛР кремния, т.е. обойтись без применявшихся ранее молибденовых (вольфрамовых) термокомпенсаторов. Для получения таких толстых металлизированных покрытий наряду с известными методами диффузионной сварки (DCB-Direct Copper Bonding) и вжигания медных паст в среде азота обработаны и используются методы:

оплавления меди на тонкий подслои из вольфрамо-молибденовой пасты, вожженной в сырую керамику;

напыления с последующим гальваническим наращиванием;

высокотемпературной пайки медных аппликаций на активные подслои.

Работы по отработке этих технологических процессов проводились на ряде предприятий оборонного комплекса. Полученные этими методами металлизированные керамические платы имеют термоциклоустойчивость более 100 циклов при изменении температуры от -60 до +150 °С и энергоциклоустойчивость (с напаянным кремниевым чипом) более 1000 циклов при изменении температуры чипа от +25 до +125 °С.

Оптимизация конструкции и тепловых потоков в СГИМ проводилась моделированием методом конечных элементов тепловых процессов и механических напряжений в СГИМ с использованием пакета "COSMOS-M".

В ходе отработки процесса технологии сборки СГИМ были разработаны технологические приемы:

нанесения толстопленочных высокоомных и низкоомных термостабильных резисторов с регулированием, контролем и обеспечением параметров;

посадки чипов СПП на контактные площадки металлизированных керамических плат (в том числе и групповой), контроль и обеспечение качества паянного слоя;

посадки собранных керамических плат на медное основание с контролем и обеспечением качества паянного слоя;

процессов герметизации силовой части СГИМ с помощью заливки из кремнийорганического гелеобразного компаунда;

конструирования силовых и информационных выводов в СГИМ, обеспечивающих надежную работу в широком диапазоне температур и механических напряжений;

межоперационного, включая термотренировку, и выходного функционального тестирования,

обеспечивающих высокое качество и надежность работы СГИМ.

В настоящее время на нескольких предприятиях России и стран СНГ в рамках работ по Программе-92 подготовлены к серийному производству шесть типов силовых гибридных модулей:

СГИМ-МИП — силовой гибридный интеллектуальный модуль для многофункциональных источников питания;

СГИМ-СГЭ1, СГИМ-СГЭ2 — силовые гибридные модули для компактных систем гарантированного электроснабжения класса "on-line";

СГИМ-СГЭ3 — силовой гибридный модуль для интеллектуальных компактных систем гарантированного электроснабжения класса "off-line";

СГИМ-МПИ2 — четырехключевой силовой гибридный модуль для многофункциональных сварочных агрегатов;

СГИМ-ПЧ — силовой гибридный интеллектуальный модуль для преобразователей частоты регулируемых приводов переменного тока.

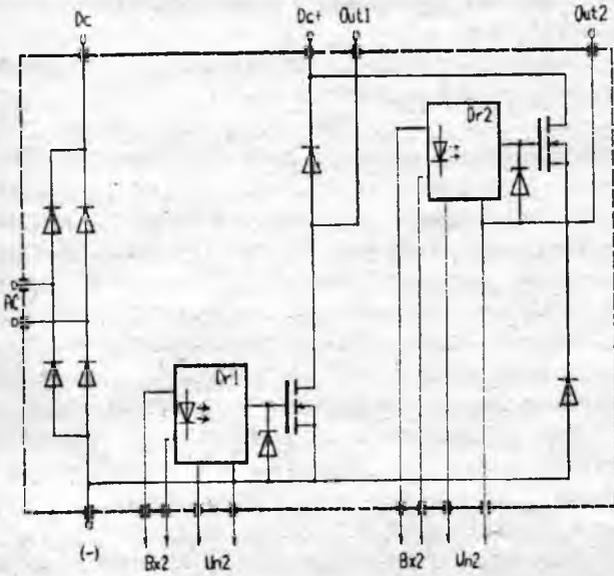


Рис.2. Схема СГИМ-МИП

Функциональная схема СГИМ-МИП приведена на рис. 2. Модуль содержит однофазный мостовой диодный выпрямитель и мостовой асимметричный инвертор напряжения с МОП-транзисторами в двух плечах и быстро восстанавливающимися диодами в двух других, а также драйверы управления МОП-транзисторами с оптоэлектронной развязкой. Модуль используется в многофункциональных источниках питания (МИП), обеспечивающих регулирование и стабилизацию сварочного тока на крутопадающей внешней характеристике при дуговой сварке обмазанным электродом, стабилизацию и плавное регулирование выходного напряжения при работе на жесткой внешней характеристике при сварке в среде инертных газов и в режиме пускозарядного устройства. Функциональная схема МИП изложена в [5]. При максимальном сварочном токе 140 А МИП имеет массу около 12 кг. В настоящее время

подготовлено серийное производство МИП на нескольких предприятиях оборонного комплекса.

Электрические параметры СГИМ-МИП

Входное напряжение модуля U_{in} , В	220
Частота входного напряжения F , Гц	50 (60)
Амплитуда выходного напряжения U_{out} , В	500
Сопrotивление силовых ключей в открытом состоянии $R_{o,п}$, Ом	0,1
Выходной ток постоянный I_0 , А	
$T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	20
$T=85\text{ }^{\circ}\text{C}$	15
Выходной ток импульсный I_m , А	
(скважность 2, $T_n = 25$ мкс)	50
Время задержки включения силовых ключей $T_{o,п}$, мкс	1
Время задержки выключения силовых ключей T_{off} , мкс	1
Напряжение питания драйверов $U_{пит}$, В	15
Уровень напряжения управления драйверов	ТТЛ, КМОП
Действующее напряжение изоляции U_{ib} , В	
цепи управления	1500
основания корпуса	2500

Схема СГИМ-СГЭ1 приведена на рис. 3. Модуль содержит мостовой однофазный выпрямитель, МОП-транзистор и быстро восстанавливающийся диод схемы активной коррекции коэффициента мощности [6], мостовой инвертор напряжения на МОП-транзисторах с прямыми и обратными быстро восстанавливающимися диодами и защитными стабилизаторами в цепях затвор-исток каждого плеча. Используется в компактных системах гарантированного электроснабжения мощностью 630 В · А [7], серийное производство которых подготовлено на ряде предприятий России, Украины и Белоруссии.

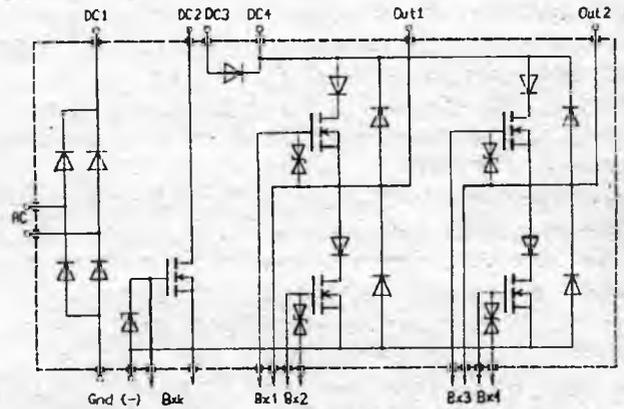


Рис.3. Схема СГИМ-СГЭ1

Электрические параметры СГИМ-СГЭ1

Входное напряжение модуля U_{in} , В	220
Частота входного напряжения F , Гц	50 (60)
Амплитуда выходного напряжения U_{out} , В	500
Сопrotивление силовых ключей в открытом состоянии $R_{o,п}$, Ом	0,3
Выходной ток постоянный I_0 , А	
$T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	8
$T=85\text{ }^{\circ}\text{C}$	7
Выходной ток импульсный I_m , А	
(скважность 2, $T_n = 25$ мкс)	20
Время включения силовых ключей $T_{o,п}$, нс	75
Время выключения силовых ключей T_{off} , нс	220
Действующее напряжение изоляции U_{ib} , В	2500

Схема СГИМ-СГЭ2 приведена на рис. 4. Модуль содержит два ключа на МОП-транзисторах с обратными быстро восстанавливающимися диодами и защитными стабилитронами в цепях затвор-исток. Используется в схеме двухтактного разрядного устройства компактной системы гарантированного электроснабжения [7].

Электрические параметры СГИМ-ОГЭС

Амплитуда выходного напряжения U_{out} , В	200
Сопротивление силовых ключей в открытом состоянии $R_{o.п.}$, Ом	0,025
Выходной ток постоянный I_0 , А	
$T=25\text{ }^\circ\text{C}$	50
$T=85\text{ }^\circ\text{C}$	40
Выходной ток импульсный I_m , А	
(скважность 2, $T_n = 25\text{ мкс}$)	150
Время включения силовых ключей $T_{o.п.}$, нс	170
Время выключения силовых ключей T_{off} , нс	420
Действующее напряжение изоляции U_{ib} , В	2500

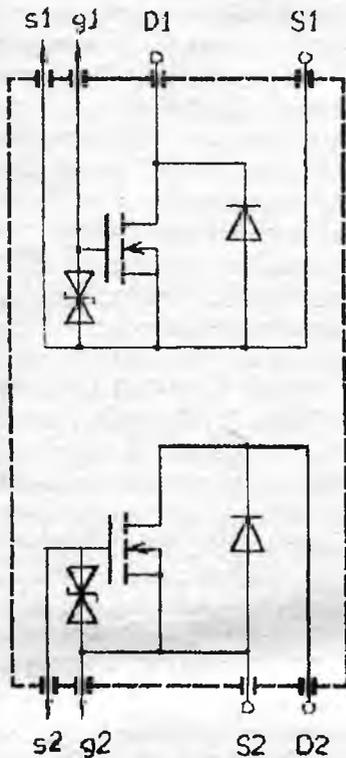


Рис.4. Схема СГИМ-СГЭ2

Схема СГИМ-СГЭ3 приведена на рис. 5. Модуль содержит четыре ключа на МОП-транзисторах с обратными быстро восстанавливающимися диодами и защитными стабилитронами в цепях затвор-исток. Используется в схеме мостового инвертора напряжения компактной интеллектуальной системы гарантированного электроснабжения класса "off-line" [8]. По такой же схеме выполнен и модуль СГИМ-МИП2, предназначенный для использования в многофункциональных сварочных агрегатах (МФСА), обеспечивающих электросварку обмазанными электродами, плавящимися и неплавящимися электродами в среде защитных газов, газовую сварку и резку,

пуск двигателей и зарядку батарей. Источник при сварочном токе 160 А имеет массу около 8 кг. В настоящее время ведется подготовка его серийного производства.

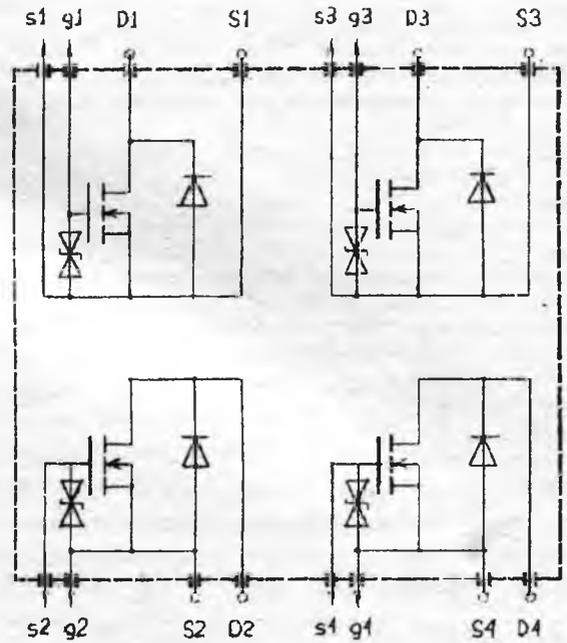


Рис.5. Схема СГИМ-СГЭ3 (СГИМ-МИП2)

Электрические параметры модулей ОГИМ-СГЭ3 и СГИМ-МИП2 приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры	СГИМ-СГЭ3	СГИМ-МИП2
Амплитуда выходного напряжения U_{out} , В	200	500
Сопротивление силовых ключей в открытом состоянии $R_{o.п.}$, Ом	0,02	0,1
Выходной ток постоянный I_0 , А		
$T=25\text{ }^\circ\text{C}$	60	25
$T=85\text{ }^\circ\text{C}$	50	20
Выходной ток импульсный I_m , А		
(скважность 2, $T_n = 25\text{ мкс}$)	180	75
Время включения силовых ключей $T_{o.п.}$, нс	170	75
Время выключения силовых ключей T_{off} , нс	420	220
Действующее напряжение изоляции U_{ib} , В	2500	2500

Функциональная схема СГИМ-ПЧ приведена на рис. 6. СГИМ содержит мостовой однофазный диодный выпрямитель и трехфазный мостовой инвертор напряжения на МОП-транзисторах с прямыми и обратными быстро восстанавливающимися диодами в плечах, а также драйверы управления каждым транзистором с оптоэлектронной развязкой и внутренним питанием от шин постоянного тока. СГИМ предназначен для использования в преобразователях частоты со звездом постоянного тока.

Разработаны четыре типоразмера СГИМ-ПЧ на максимальные токи 5, 10, 15, 20 А.

Электрические параметры СГИМ-ПЧ на 20 А

Входное напряжение модуля U_{in} , В	220
Частота входного напряжения F , Гц	50 (60)
Амплитуда выходного напряжения U_{out} , В	500
Сопrotивление силовых ключей в открытом состоянии $R_{o.n.}$, Ом	0,6
Выходной ток постоянный I_0 , А	8
Выходной ток импульсный I_m , А (скважность 2, $T_n = 25$ мкс)	20
Время задержки включения силовых ключей $T_{o.n.}$, мкс	1
Время задержки выключения силовых ключей $T_{o.f.}$, мкс	1
Уровень напряжения управления драйверов	ТТЛ, КМОП
Действующее напряжение изоляции U_{ib} , В	
цепи управления	1500
основания корпуса	2500

В заключение приведем один из наиболее эффективных примеров использования СГИМ-ПЧ вместе с заказными управляющими интегральными схемами (ASICs) в схеме электропривода вентильного двигателя (рис. 6).

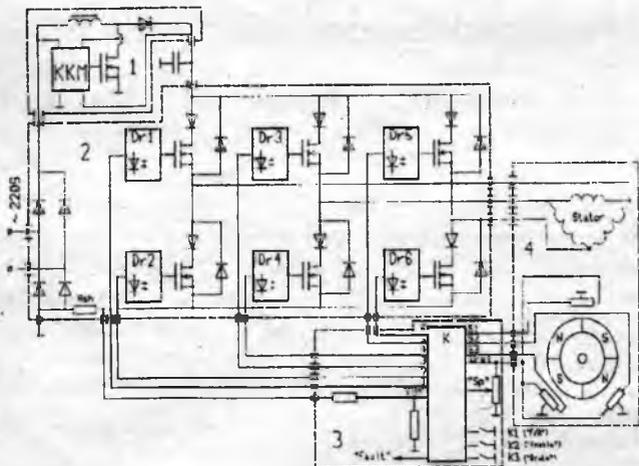


Рис.6. Функциональная схема электропривода вентильного двигателя с использованием СГИМ-ПЧ:

1 - схема корректора коэффициента мощности; 2 - силовой гибридный интеллектуальный модуль СГИМ-ПЧ; 3 - схема управления электропривода; 4 - вентильный двигатель с постоянными магнитами и датчиками положения Холла

Базовая схема привода подобна приведенной в [4] и содержит высоковольтную силовую часть на базе СГИМ-ПЧ и бесщеточный вентильный двигатель (ВД) с постоянными магнитами и встроенными датчиками положения ротора (DC Brushless Motor), контроллер управления привода на базе ИС (аналог МС33035), контроллер корректора коэффициента мощности на базе ИС КР1033ЕУ4 (аналог МЛ 4812) и источник питания на базе ИС КР1033ЕУ2 и МОП-транзистора КП707. При питании от однофазной сети переменного тока 220 В/50 Гц обеспечивает регулирование скорости вращения ВД от 400 до 15 000 об/мин, реверс, торможение, защиту от перегрузок по току, диагностику внутренних и внешних неисправностей.

При необходимости преобразователь может дополняться схемой ограничения перенапряжений на шине постоянного тока. В одной из разработок габариты такого преобразователя мощностью до 1,1 кВт составляют всего 120x85x150 мм. Области применения в представленной схеме привода: электропривод элитных стиральных машин и пылесосов, кухонных процессоров, стиральных машин, компактных мельниц, деревообрабатывающих станков, сепараторов, доильных аппаратов и т.п.

Дальнейшее расширение областей применения возможно за счет применения в качестве силовых ключей в СГИМ биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT — Insulated Gate Bipolar Transistors) на токи 20—50 А и напряжение 1000-1200 В. Это позволит перекрыть диапазон мощностей электроприводов до 30 кВт с входным и выходным трехфазными напряжениями 380 В. В настоящее время межрегиональным коллективом в рамках Программы-92 заканчивается разработка IGBT на ток 20 А, напряжение 1200 В и время коммутации менее 1 мкс. Кроме того, разрабатываются интегральные схемы высоковольтных драйверов для MOSFET и IGBT, ИС вторичных источников питания, применение которых позволит поднять уровень "интеллекта" СГИМ. В области технологии изготовления мощных СГИМ перспективным является использование анодированного алюминия в качестве электроизолирующего теплоотводящего основания, подобного применяемому в модулях серии IPM-Intelligent Power Modules фирмы Fuji (7MBxxA-050HR и 70xxA-0550HR).

Применение новых полупроводниковых приборов и материалов, заказных интегральных схем драйверов и управления, совершенствование технологии изготовления СГИМ при снижении их стоимости, повышение надежности, мощности и уровня "интеллекта" будет расширять области применения и объемы производства СГИМ.

По вопросам приобретения СГИМ, заказных ИС, разработок на их базе, а также методических указаний по использованию новых приборов силовой электроники обращаться по тел. (095) 963-18-15, факс (095) 963-83-30.

Список литературы

1. Флоренцев С.Н., Савкин А.И. Гибридные силовые интегральные схемы и модули //Электротехника. 1991. № 6. С.5-9.
2. Гош Д. Перспективы выпуска мощных приборов фирмой "Siemens"//Электроника. 1990. № 18. С. 14-15.
3. Lorenz L. MOS-Controlled Power Semiconductor Components for Voltages from 50 V to 2000 V//EPE Journal, 1992. Vol.2. № 2. P.77-84.
4. Emerald P.R., Hickey M.T., Tasker A.D. Perspectives on "Smart-Power" Hybrids//Intelligent Motion. 1991. September. Proceedings. P.231-240.
5. Смоляков С.В., Изварин Ю.В. Многофункциональный источник питания для дуговой электросварки//Электротехника. 1991. № 6. С. 38-39.

6. Флоренцев С.Н. Активная коррекция коэффициента мощности преобразователей с однофазным выпрямителем на входе//Электротехника. 1992. № 3. С.28-32.

7. Современные компактные системы гарантированного электроснабжения/С.Н.Флоренцев, Ю.В.Изварин, Ф.И.Ко-

валев, С.В.Смоляков//Электротехника. 1993. № 3. С.47-54.

8. "Интеллектуальные" компактные системы гарантированного электроснабжения/Ю.И.Изварин., Ф.И.Ковалев, С.В.Смоляков, С.Н.Флоренцев//Электротехника. 1994. № 2.

УДК 621.6.382.82.001.8

МИКРОСХЕМА КОНТРОЛЛЕРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

А.С.КУСИН, Н.П.КАДАЧИГОВ, инженеры

Разработана и предлагается потребителю микросхема, выполняющая роль активного фильтра высших гармоник потребляемого от сети переменного тока.

Необходимость решения этой проблемы вызывается резким ростом числа источников вторичного электропитания с широтно-импульсной модуляцией, характерной особенностью которых является большое число нелинейных компонентов и, как следствие этого, нелинейная форма потребляемого от сети тока. Введение с 1992 г. в Западной Европе стандарта МЭК 555.2, устанавливающего требования к уровню высших гармоник потребляемого от сети тока, ограничивает выход отечественных изготовителей бытовой радиоэлектронной аппаратуры на внешний рынок без специальных мер защиты.

Предлагаемая ИМС КР1033ЕУ4 предназначена для активной высокочастотной коррекции коэффициента мощности путем принудительного формирования синусоидальной кривой входного тока. Одновременно микросхема осуществляет стабилизацию выходного напряжения повышающего импульсного источника питания.

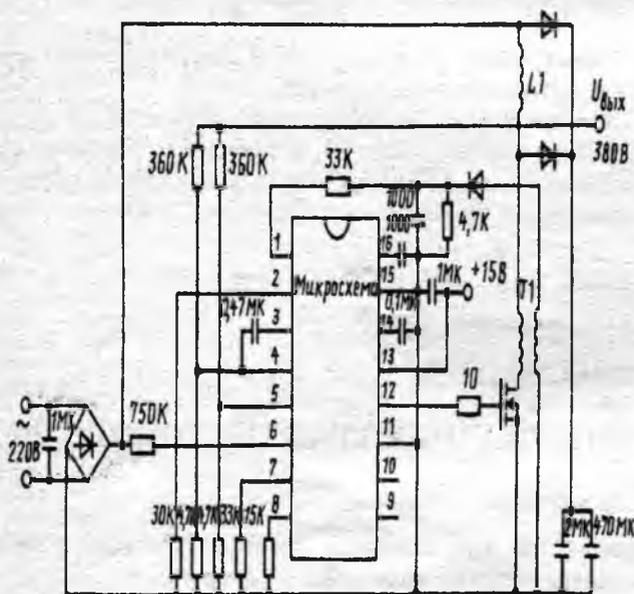


Рис. 1

Пример использования ИМС для этой цели приведен на рис. 1.

Схема электрическая структурная и условное графическое обозначение даны на рис. 2, 3. Назначения выводов ИМС приведены в таблице.

Таблица назначения выводов

Номер вывода	Обозначение	Функциональное назначение
1	+1 COMP	Вход (+) компаратора ШИМ
2	-1 COMP/OUT M	Вход (-) компаратора ШИМ Выход умножителя токов
3	OUT EA	Выход усилителя ошибки
4	I EA	Вход усилителя ошибки
5	I OVP	Вход компаратора защиты от превышения напряжения
6	I M	Вход умножителя токов
7	R/C	Вывод подключения резистора коррекции выходного тока умножителя
8	R/T	Вывод подключения времязадающего резистора генератора
9	OUT C	Вывод генератора
10	DE	Блокировка выхода
11	OV #	Общий вывод выходного каскада
12	OUT	Вывод микросхемы
13	U/OO	Питание
14	OUT U/REF	Вывод источника опорного напряжения
15	OVA	Общий вывод аналоговой части микросхемы
16	O/T	Вывод подключения времязадающего конденсатора

Микросхема представляет собой контроллер ШИМ преобразователя с дополнительной обратной связью по току дросселя. Для регулирования на входы схемы подаются сигналы, пропорциональные мгновенному значению входного синус-

социального напряжения (вход 6) и входному напряжению преобразователя (вход 4). Сигнал, пропорциональный произведению этих величин, подается как опорный сигнал на вход ШИМ компаратора. Сигнал, пропорциональный мгновенному значению тока дросселя (вход 1), подается на другой вход ШИМ компаратора и сравнивается с опорным сигналом.

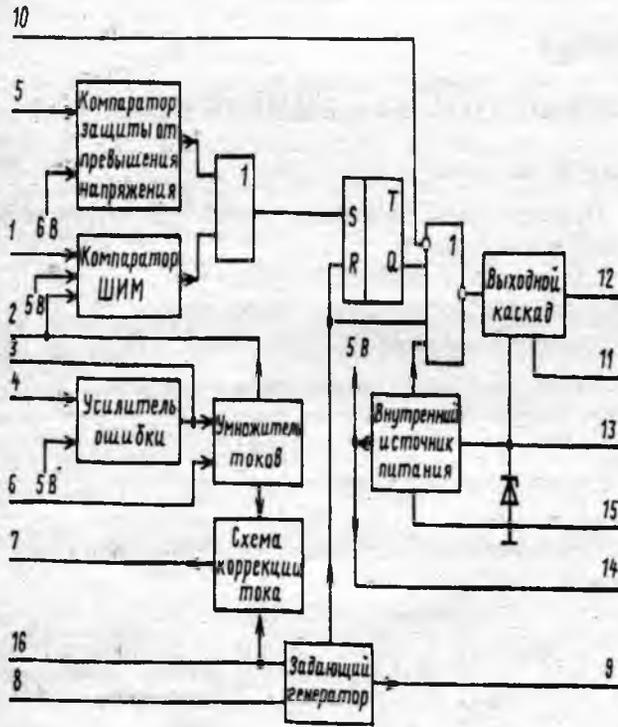


Рис. 2

Работа схемы синхронизируется внутренним генератором, частота генерирования которого задается внешними R, C элементами. Каждый цикл работы начинается с включения МОП-ключа, что вызывает линейное возрастание тока дросселя. При достижении сигнала на входе 1 уровня опорного сигнала с выхода умножителя токов на входе 2, ШИМ компаратор устанавливает выходной каскад схемы в состояние низкого уровня и запирает МОП-ключ.

В качестве силового ключа могут быть применены транзисторы КП708, КП709 или иные, обладающие сходными характеристиками.

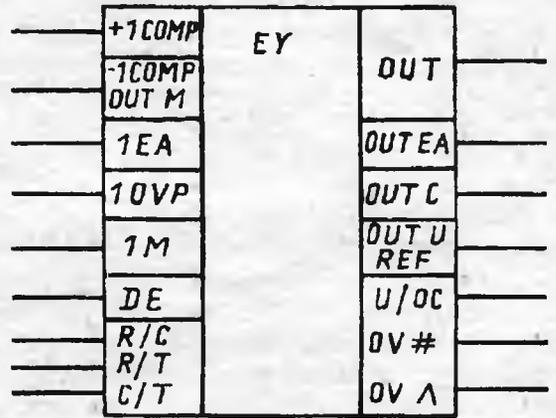


Рис. 3

Основные электрические параметры микросхемы KP1033EY4 (при $T = 25^\circ\text{C}$)

Рабочий диапазон питающего напряжения, В	12—25
Напряжение питания при включении микросхемы, В	15—18
Напряжение питания при включении микросхемы, В	9—12
Частота генерирования при $R/T=14\text{ кОм}$, $C/T=1000\text{ пФ}$, кГц	$100 \pm 1\%$
Выходной ток драйвера:	
импульсный, А	± 1
постоянный, мА	± 200
Коэффициент усиления усилителя ошибки, дБ	не менее 60
Ток потребления включенной микросхемы, мА	не более 25
Ток потребления выключенной микросхемы, мА	не более 1,2

Микросхема выпускается в пластмассовом шестнадцатывыводном корпусе.

По вопросам приобретения образцов или небольших партий изделий, а также для заключения договоров на поставку крупных партий следует обращаться по телефону: 096-56-4-22-49.

УДК 621.382.3.001.8

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МОП-БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

А.А.БОГОМЯКОВ, С.Н.КРУГЛОВ

В настоящее время основное использование мощных транзисторов — ключевые схемы самого широкого применения. С точки зрения разработчика таких схем к ключевым элементам предъявляются требования "идеального" ключа, которым

в большей или меньшей степени отвечают реально выпускаемые приборы.

Серийно выпускаемые мощные транзисторы имеют ограничения по максимальному току, который может протекать в открытом состоянии, и

максимальному напряжению, выдерживаемому ими (блокируют) в закрытом состоянии. Переход из включенного состояния в выключенное и обратно происходит за конечное время, которое должно быть минимальным. Кроме того, область безопасной работы (ОБР), определяющая границы возможной траектории рабочей точки, накладывает определенные ограничения на используемые режимы и схемотехнические решения. При этом необходимые решения по схемам управления и защиты могут существенно увеличить стоимость и сложность всей системы.

Производственное объединение "Электроприбор" традиционно специализируется на серийном выпуске мощных высоковольтных биполярных *n-p-n*-транзисторов (БТ) как в дискретном исполнении, так и в виде схемы Дарлингтона на токи $I_{к.и \max}$ до 40 А и напряжения $U_{к.э \max}$ до 2,5 кВ.

Физические ограничения, накладываемые на БТ в части их приближения к требованиям "идеального" ключа, делают необходимым разработку мощных транзисторов, использующих эффект полевого управления. Несмотря на то, что мощные полевые транзисторы (МОПТ) разрабатываются и выпускаются уже длительное время НПО "Пульсар" (г.Москва) и заводом "Гравитон" (г.Черновцы), номенклатура их недостаточно широка, чтобы обеспечить растущую потребность.

В статье предлагается краткий обзор ближайших перспектив развития мощных высоковольтных ключевых транзисторов с полевым управлением ПО "Электронприбор".

Физика переноса тока в МОПТ обусловлена основными носителями заряда, что обеспечивает приборам этого типа ряд преимуществ перед БТ. Прежде всего, МОПТ имеют время переключения

на один — два порядка меньше, чем БТ. Из-за отрицательного температурного коэффициента тока в МОПТ происходит выравнивание тока по площади кристалла с меньшей вероятностью появления "горячих" пятен. Поэтому в отличие от БТ МОПТ более термостабильны, в меньшей степени подвержены действию теплового и вторичного пробоев и способны работать при параллельном включении с существенно меньшими сложностями подбора по электрическим параметрам.

Высокое входное сопротивление, обусловленное изолированным затвором МОПТ, позволяет осуществлять потенциальное управление напряжением затвор—исток с минимальной мощностью по цепи управляющего электрода.

Несмотря на некоторые второстепенные отличия в элементах технологии изготовления и топологии кристалла, все типы мощных МОПТ имеют одинаковую конструкцию транзисторных структур (рис. 1), состоящую из большого числа параллельно соединенных металлизацией истока элементарных МОП ячеек. Эти приборы обычно называют ВДМОП-транзисторами, так как они относятся к классу приборов с вертикальным протеканием тока, а активные области формируются двойной диффузией примеси.

Максимальный ток, коммутируемый МОПТ, определяется его сопротивлением в открытом состоянии, которое в высоковольтных приборах зависит от сопротивления дрейфовой области и канала, которые, в свою очередь, связаны с топологией элементарной ячейки (гексагональная, квадратная, прямоугольная), шириной поликремниевго затвора, размером окна в поликремнии, длиной канала и т.д. Сопротивление МОПТ во вклю-

МОП-транзисторы, осваиваемые ПО "Электронприбор" в 1994 г.

Параметры	КП708А	КП708Б	КП709А	КП709Б	КП709В	КП811А	КП811Б	КП811В	КП811А1	КП811Б1	КП811В1	КП719А	КП720А
Максимально допустимое постоянное напряжение сток—исток $U_{с.и \max}$, В	500	500	600	600	600	500	500	600	500	500	600	200	-200
Максимально допустимый постоянный ток стока $I_{с \max}$, А	4,5	4,0	4,5	4,0	3,5	9,5	8,5	8,0	9,5	8,5	8,0	6,0	-3,5
Сопротивление сток—исток в открытом состоянии $R_{с.и \text{отк}}$, Ом	1,5	2,0	1,6	2,0	2,5	0,6	0,8	0,9	0,6	0,8	0,9	0,4	1,5
Максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность стока $P_{с \max}$, Вт ($T_k=25^\circ\text{C}$)	75	75	75	75	75	125	125	125	125	125	125	50	50
Тип канала	<i>n</i>	<i>p</i>											
Тип корпуса	КТ-28	КТ-28	КТ-28	КТ-28	КТ-28	КТ-9	КТ-9	КТ-9	КТ-43	КТ-43	КТ-43	КТ-28	КТ-28
Ближайший зарубежный аналог	BUZ41А	BUZ42	BUZ90	BUZ90А	BUZ92	BUZ45	BUZ45А	BUZ94	BUZ330	BUZ331	BUZ332	BUZ73	BUZ173

ченном состоянии увеличивается с ростом максимального напряжения сток—исток пропорционально степени 2,3—2,7 [1], т.е. существенно более резко, чем в БТ, что является основным ограничением на пути создания мощных МОПТ, одновременно сочетающих высокие значения максимально допустимых постоянного тока стока $I_{c \max}$ и напряжения сток—исток $U_{c.и \max}$.

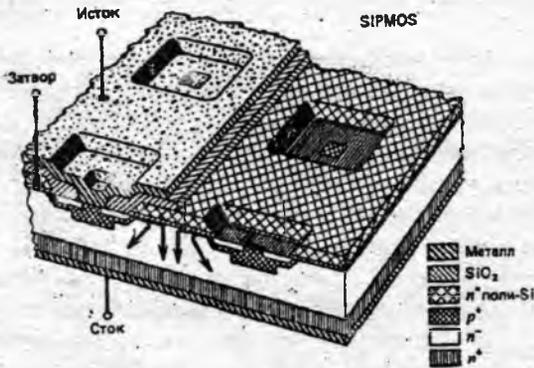


Рис. 1. Поперечное сечение МОПТ фирмы "Siemens"

В таблице представлены основные параметры разработанных МОПТ, включенных в план освоения ПО "Электронприбор".

С учетом присущих МОПТ высокого сопротивления сток—исток в открытом состоянии $R_{c.и \text{отк}}$ усилия разработчиков были постоянно направлены на решение этой задачи.

Качественный скачок в области создания транзисторов, сочетающих в себе одновременно достоинства БТ и МОПТ, связан с разработкой нового класса приборов, так называемого БТИЗ — биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT — Insulated Gate Bipolar Transistor — терминология фирмы GE, COMFET — Conditive Modulated FET — R.C.A.). О появлении БТИЗ было объявлено обеими фирмами, слившимися сегодня, одновременно в 1982 г.

Сочетая в одном кристалле высокий входной импеданс, характерный МОПТ, и малые потери в проводящем состоянии, характерные для БТ, БТИЗ представляется достаточно привлекательным ключевым элементом для преобразователей средней мощности, в частности, для регулируемых приводов [2].

Ведущими фирмами по производству БТИЗ в настоящее время являются IXYS, GE, "Gentron", "Motorola", "Toshiba", "Powerex". Мировой объем продаж, в том числе для военных целей, составил в 1992 г. 2 млрд.долл. и по прогнозам на 1995 г. достигнет 4,5—5 млрд. долл. [3].

В ОКБ ЭлП ПО "Электронприбор" разрабатываются БТИЗ КП710 на напряжение 500—600 В, которые являются аналогом IGT4 4E11 фирмы GE, на ток 10 А, напряжение насыщения коллектор—эмиттер 2,7 В, с временем спада тока коллектора менее 1 мкс.

В стационарном состоянии БТИЗ можно смоделировать как $p-n-p$ биполярный транзистор с

широкой базой, возбуждаемый n -канальным МОП-транзистором (рис. 2). МОПТ обеспечивает ток базы $p-n-p$ БТ и, таким образом, общий ток прибора управляется напряжением на затворе МОПТ.

В нормальном режиме работы эмиттер БТИЗ заземлен, а коллектор имеет положительное смещение. При нулевом напряжении $U_{3,э}$ переход находится под обратным смещением и прибор блокируется. Когда к затвору приложено высокое положительное напряжение, превышающее $U_{\text{пор}}$, то под затвором образуется инверсный канал и ток МОПТ проходит от n^+ -истока в эпитаксиальный n -слой и становится током базы для $p-n-p$ БТ. Переход получает прямое смещение, и $p-n-p$ БТ включается в проводящее состояние. Дырки инжектируются от нижней p^+ -области в эпитаксиальный n -слой. Часть дырок рекомбинирует с электронами, поступающими в канал, а другая часть в виде объемного заряда моделирует проводимость n -области. Плотность инжектируемых неосновных носителей заряда обычно в 100—1000 раз выше уровня легирования эпитаксиальной n -области. Такая модуляция проводимости эпитаксиальной области посредством инъекции неосновных носителей заряда позволяет БТИЗ работать при плотностях тока, которые в десятки раз превышают плотность тока эквивалентного МОПТ.

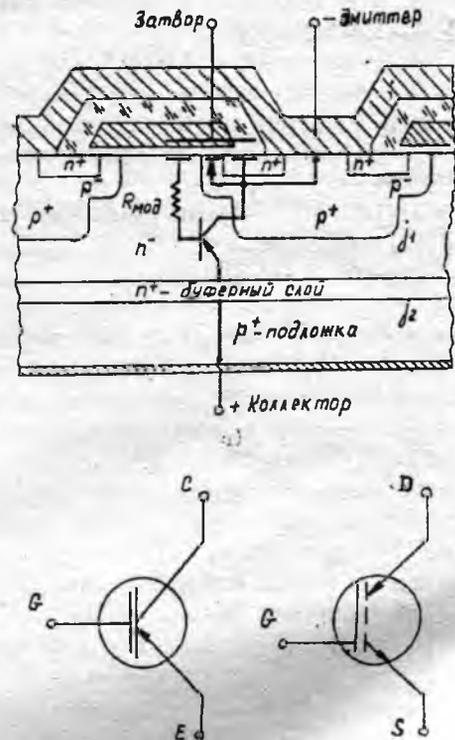


Рис. 2. Биполярный транзистор с изолированным затвором: а — эквивалентная схема; б, в — условно обозначение по каталогам зарубежных фирм

Совершенно очевидно, что наиболее эффективное влияние на электрические параметры про-

цесс модуляции проявляет в высоковольтных приборах с толстым эпитаксиальным слоем.

Структура БТИЗ очень похожа на структуру мощного МОПТ за исключением того, что n^+ -область стока заменена на p^+ -область инжектора.

Буферный n -слой, расположенный между n и p^+ -слоями обычно имеет толщину примерно 5–15 мкм и $N_d \approx 10^{16} - 10^{18} \text{ см}^{-3}$. Этот слой снижает $V_{ст}$ БТ и таким образом улучшает значение $U_{кэ0}$ этого БТ, а также уменьшает время коммутации [4].

Одним из недостатков БТИЗ как биполярного прибора является его худшее быстродействие по сравнению с МОПТ. Первые образцы БТИЗ имели $\tau_{выкл} = 10 - 15 \text{ мкс}$. Однако проведенная доработка технологии их изготовления и конструкции позволила снизить $\tau_{выкл}$ до значений менее 1 мкс.

При включении БТИЗ аналогичен МОПТ, а в режиме выключения проявляются два отчетливых временных интервала $\tau_{сп}$. Первый участок (очень короткий) — выключение МОПТ и уменьшение тока базы до нуля. Второй — медленный спад тока коллектора БТ в режиме с оборванной базой. Наблюдаемая задержка времени спада пропорцио-

нальна $V_{ст}$ БТ и обратно пропорциональна граничной частоте.

Использование оптимального буферного n^+ -слоя и создание центров рекомбинации в базе БТ путем введения примесей с глубокими уровнями (Au, Pt) или облучение заряженными частицами позволяет существенно улучшить динамические параметры БТИЗ [4].

Основными факторами, сдерживающими освоение БТИЗ, являются отсутствие исходных эпитаксиальных структур $p^+ - n^+ - n$ -типа, измерительного оборудования для контроля как электрофизических параметров в технологическом процессе, так и статических, динамических и мощностных характеристик готовых приборов, а также методик проведения измерений.

Список литературы

1. Electron Desing. 1980. 28. № 12. P.131—137.
2. ТИИЭР. Т.76 № 4 1988. С. 36—45.
3. ТИИЭР. Т. 76. № 4. 1988. С. 117—127.
4. IEEE. 1986. E-7. P.510—512.

УДК [621.31.031:621.382.233.026]001.8

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ КОМПАКТНЫЕ СИСТЕМЫ ГАРАНТИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Ю.В.ИЗВАРИН, инж., Ф.И.КОВАЛЕВ, доктор техн.наук, С.В.СМОЛЯКОВ, С.Н.ФЛОРЕНЦЕВ, кандидаты техн.наук

В [1] изложены состояние и тенденции развития современных компактных систем гарантированного электроснабжения (СГЭ), описаны области и эффективность их применения при различных отказах в питающих сетях, сформулированы требования к компактным СГЭ, дана их классификация, приведена функциональная схема СГЭ-0,5, выполненная по классической схеме "on-line" с использованием силовых гибридных интеллектуальных модулей (СГИМ) на базе МОП-транзисторов. С учетом опыта этой разработки, а также тенденции предпочтительного использования в последнее время компактных СГЭ класса "off-line" в статье изложены принципы построения современных "интеллектуальных" компактных систем гарантированного электроснабжения, алгоритмы функционирования и схемотехника отдельных узлов с учетом использования микропроцессорной системы управления, режимной автоматики и диагностики, силовых полевых транзисторов с изолированным затвором (MOSFET) и СГИМ на их основе.

Наиболее типичными представителями СГЭ этого класса являются интеллектуальные системы бесперебойного питания ведущих фирм: "Smart-UPS AP600" (American Power Conversion Cjrp)

и "Advanced Intelligent UPS 600" (Claude Lyons), параметры которых приведены в таблице.

Разработанная и описываемая система гарантированного электроснабжения СГЭ-630 в рамках общепринятой классификации относится к классу источников резервного питания (по зарубежной терминологии "Standby" или "off-line" Smart-UPS) [1] с развитым интеллектом.

Функциональная схема СГЭ приведена на рис. 1. При нормальных параметрах напряжения сети нагрузка питается от сети через фильтр радиопомех и замкнутые контакты реле $K1$ и $K3$. В фильтр радиопомех встроены ограничители импульсных перенапряжений, обеспечивающие реализацию требования стандарта МЭК 587.

Зарядное устройство осуществляет заряд (подзаряд) аккумуляторной батареи от сети через трансформатор T .

При снижении напряжения питающей сети на 15% и более от номинального реле $K2$ осуществляет переключение первичной обмотки трансформатора T на отпайку. Нагрузка, оставаясь подключенной ко всей первичной обмотке, питается от сети через повышающий автотрансформатор (так называемый режим Smart Boost). Этот режим поддерживается при снижении напряжения пита-

ющей сети в диапазоне (11—22)%. При этом напряжение на нагрузке составляет 214—195 В соответственно. Указанный режим позволяет переходить на питание нагрузки от батареи только при снижении напряжения сети более чем на 22% номинального, что повышает эффективность применения СГЭ при питании от сети с "хронически" пониженным напряжением, увеличивая срок службы аккумуляторной батареи.

Параметр	AP 600	AI-UPS 600
Мощность, В · А/Вт	600/400	600/400
Выходное (синусоидальное) напряжение при работе от батареи, В	225 +(-5%)	230 +(-5%)
Выходная частота (при работе от батареи), Гц	50/60+(-0,1)	50/60+(-0,1)
Перерыв в питании нагрузки при переходе на батарею и обратно, мс	2 (4 max)	2 (3,5 max)
Батарея, В/(А · ч)	24/6,5	24/7
Время заряда батареи до 90% емкости, ч	10	10
Уровень шума, дБА	<40	<40
Интерфейс	DB-	DB-9
Програмное обеспечение	"Power Doctor"	"UPS-Doctor" "Safe Ware"
Режим "Smart=Boost" ("Auto=Boost")	$U_{\text{вых}}=(0,89-0,97)U_{\text{ном}}$ при $U_{\text{вх}}=(0,77-0,85)U_{\text{ном}}$	$U_{\text{вых}}=(0,89-0,94)U_{\text{ном}}$ при $U_{\text{вх}}=(0,77-0,82)U_{\text{ном}}$
Индикация (светодиодная/звуковая) неисправности батареи	Есть/есть	Есть/есть
Индикация разряд батареи	Есть/есть	Есть/есть
Индикация перегрузки батареи	Есть/нет	Есть/есть
Индикация работы от батареи	Есть/есть	Есть/есть
Индикация работы от сети	Есть/нет	Есть/нет
Индикация выходной мощности	Линейная шкала светодиодов	Линейная шкала светодиодов
Индикация выходного напряжения (уровень)	Линейная шкала светодиодов	Линейная шкала светодиодов
Самотестирование	Есть	Есть
Дистанционное управление	Есть	Есть
Размеры (высота—шина—длина), мм	170×120×360	190×130×400
Масса, кг	13,6	14,5
Цена, долл.	635	690

реле K1 отключает нагрузку от сети. Одновременно включается инвертор, выключается зарядное устройство, и питание нагрузки производится от батареи через инвертор и трансформатор T.

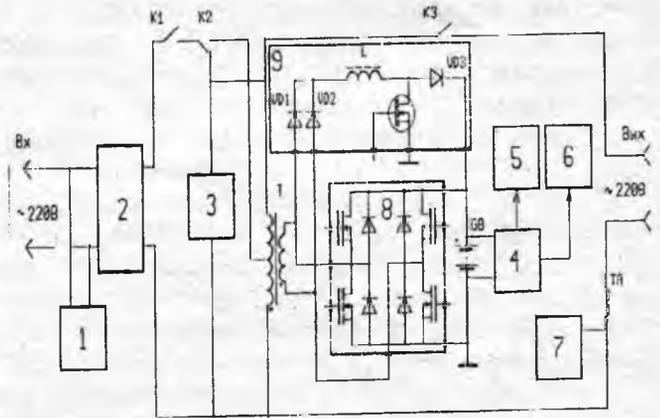


Рис. 1. Функциональная схема СГЭ-630:

1 - датчик напряжения сети; 2 - фильтр радиопомех с ограничителями перенапряжений; 3 - датчик напряжения нагрузки; 4 - блок питания собственных нужд; 5 - система управления инвертором и зарядным устройством; 6 - микроконтроллер системы управления; 7 - датчик тока нагрузки; 8 - инвертор на СГИМ; 9 - зарядное устройство

Реле K3 отключает нагрузку при перегрузке на выходе при работе от батареи или в случае выключения СГЭ.

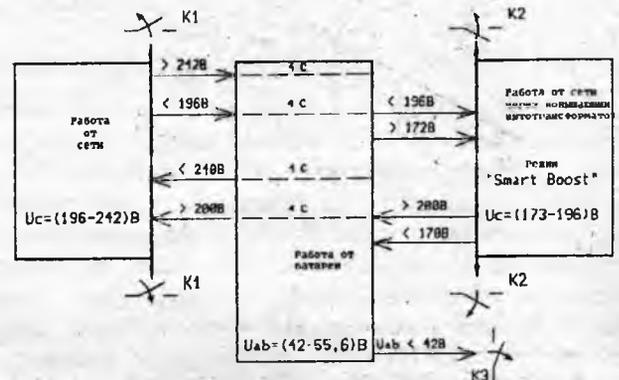


Рис. 2. Диаграмма состояний СГЭ-630

На рис. 2 приведена диаграмма состояний СГЭ (работа от сети, от батареи, режим Smart Boost) с указанием уровней напряжений и временных интервалов выдержки. Обеспечение этих режимов и управление функциональными элементами СГЭ осуществляет микроконтроллер системы управления (МКСУ), реализованный на основе однокристалльной ЭВМ типа K1816BE51* Функциональная схема МКСУ приведена на рис. 3.

Основные функции МКСУ, реализуемые в реальном времени:

В случае выхода параметров напряжения сети за пределы (220 В — 22%), а также (220 В + 10%)

* Аппаратная и программная части МКСУ разработаны И.В.Тарасовым, И.В.Чибиревым (г.Запорожье).

измерение параметров сети (напряжение, частота);

измерение характеристик нагрузки (ток, напряжение, мощность);

обеспечение оперативного управления и индикации (светодиодная и звуковая) режимов работы СГЭ;

управление элементами СГЭ в соответствии с алгоритмом функционирования; обеспечение информационной связи между СГЭ и питаемым оборудованием; самотестирование и самодиагностика СГЭ.

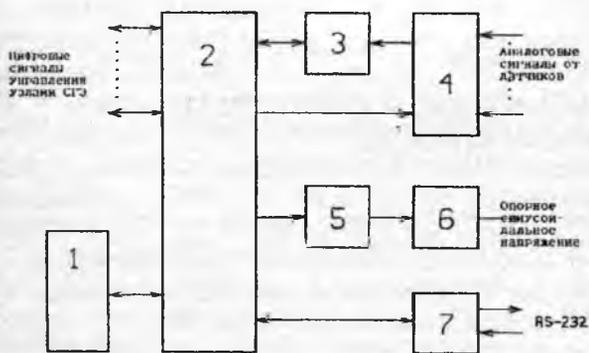


Рис. 3. Функциональная схема микроконтроллера системы управления:

1 - панель управления и индикации СГЭ; 2 - однокристалльная микроЭВМ K1816BE51; 3 - аналого-цифровой преобразователь; 4 - аналоговый коммутатор; 5 - цифроаналоговый преобразователь; 6 - фильтр нижних частот; 7 - формирователи интерфейса RS-232

Функции оперативного управления и индикации обеспечивают возможность:

- включения/выключения СГЭ;
- разрешения/отмены звуковой индикации;
- индикации основных состояний СГЭ (работа от сети или от батареи, перегрузка, степень разряда батареи);
- включения режима самотестирования;
- индикации и результатов самодиагностики;
- вывода на индикацию напряжения сети и мощности, потребляемой нагрузкой СГЭ.

Микроконтроллер системы управления вырабатывает цифровые сигналы, включающие/выключающие реле, инвертор, зарядное устройство. Кроме того, МКСУ вырабатывает опорное синусоидальное напряжение для работы системы управления инвертором. Для реализации описанных на рис. 2 режимов перехода из одного состояния в другое это напряжение должно быть синфазно с напряжением сети и иметь амплитуду, пропорциональную амплитуде напряжения сети в заданных пределах. МКСУ реализует также алго-

ритм быстрой автоматической подстройки частоты, фазы и амплитуды опорного напряжения, используя сигнал датчика напряжения сети.

Для реализации всех функций режимной автоматики МКСУ измеряет с помощью датчиков, аналогового коммутатора и аналого-цифрового преобразователя следующие параметры:

- напряжение сети;
- частоту напряжения сети;
- напряжение на нагрузке при работе от батареи;
- мощность, потребляемую нагрузкой;
- напряжение аккумуляторной батареи;
- температуру внутри корпуса СГЭ.

Микроконтроллер производит тестирование и обеспечивает выдачу результатов самодиагностики следующих функциональных элементов СГЭ на светодиоды передней панели: процессора совместно с каналами аналогового ввода-вывода; инвертора; аккумуляторной батареи.

Обмен информацией МКСУ осуществляет через стандартный последовательный асинхронный интерфейс RS-232 с потребителем электроэнергии (например, с питаемой ПЭВМ), используя протокол обмена информацией, совместимый с такими программными системами, как "Power Doctor" и "Power Chute". По этому каналу на начальный запрос из ПЭВМ МКСУ обеспечивает передачу:

- кода принадлежности СГЭ к классу "интеллектуальных";
- номера версии программного обеспечения МКСУ;
- номинального напряжения аккумуляторной батареи.

После завершения начального обмена в ответ на циклические запросы ПЭВМ МКСУ передает информацию о параметрах текущего состояния СГЭ:

- напряжение батареи;
- температуру внутри корпуса СГЭ;
- частоту и напряжение сети;
- емкость батареи;
- максимальное и минимальное напряжения сети;
- выходное напряжение;
- выходную мощность;
- результаты самотестирования (код состояния СГЭ).

Эти данные используются программным обеспечением ПЭВМ для вывода на экран (таблицы, гистограммы) и введения журнала работы СГЭ.

При изменении состояния СГЭ (работа от сети, от батареи, возникновение неисправности и т.п.) без ожидания запроса от ПЭВМ МКСУ передает код состояния СГЭ.

Кроме того, из ПЭВМ может быть передан ряд команд управления режимами работы СГЭ:

- включение самотестирования;
- проверка исправности всех светодиодов на передней панели;
- имитация пропадания сетевого напряжения;
- программирование времени включения

ния/выключения СГЭ.

Перечисленные функциональные возможности СГЭ, реализованные с помощью МКСУ, и позволяют отнести разработанную систему гарантированного электроснабжения к классу "интеллектуальных".

В силовой части СГЭ применен однофазный мостовой инвертор, работающий на повышающий трансформатор Т. Выходное напряжение инвертора синусоидальное. В инверторе использован четырехключевой силовой гибридный модуль СГИМ-СГЭЗ [2] на базе МОП-транзисторов с изолированным затвором (MOSFET) с параметрами ключей 200 В/0,2 Ом. Система управления инвертором реализует принцип следящего управления с трехуровневой модуляцией выходного напряжения мостового коммутатора [3]. К особенностям управления силовыми ключами коммутатора можно отнести способ питания всех драйверов ключей моста от одного источника питания (известный в зарубежной литературе как "bootstrap"). На рис. 4 показана принципиальная схема одной фазы инвертора с драйверами. Драйверы верхнего и нижнего ключей фазы инвертора идентичны. Транзистор VT1 обеспечивает сдвиг уровня сигнала управления верхним драйвером. Питание верхнего драйвера осуществляется от конденсатора C1. Подзаряд C1 происходит периодически по цепи $+U_{00}-VD1-C1-VT7$ -Общ. при включенном силовом транзисторе во время работы инвертора. Для реализации функций измерения, а также ограничения тока ключей инвертора в качестве датчика тока используется сопротивление МОП-транзисторов во время их открытого состояния.

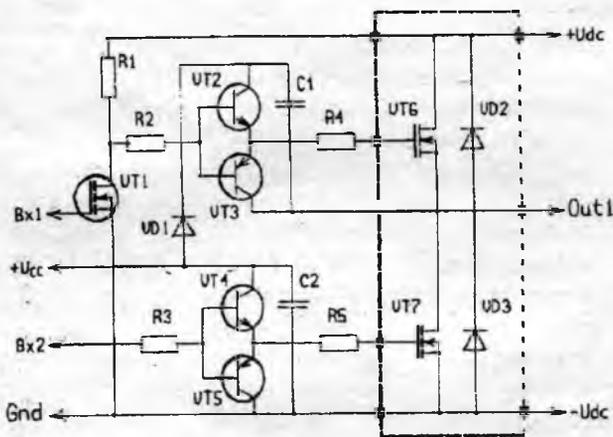


Рис. 4. Принципиальная схема одной фазы инвертора

Зарядное устройство реализовано по схеме одноконтурного повышающего преобразователя, известного в зарубежной литературе как "boost-converter". В качестве силового ключа в зарядном устройстве использовался МОП-транзистор КП813А (200 В/0,12 Ом). Система управления зарядным устройством реализует следующий алгоритм заряда аккумулятора: при напряжении батареи ниже порогового, соответствующего полно-

тью заряженной батарее, производится заряд пульсирующим стабилизированным током; при достижении напряжения на батарее уровня порогового напряжения зарядное устройство переходит в режим стабилизации напряжения.

Следует отметить, что зарядное устройство функционирует все время, пока СГЭ подключена к сети.

В СГЭ применены герконовые реле РПГ-8, что позволяет при форсированном режиме выключения отключить нагрузку от сети за время около 1,5 мс.

На рис. 5, 6 приведены осциллограммы напряжения на нагрузке при переходе на питание от аккумуляторной батареи (авария сети) и возврате на питание от сети при максимальной мощности нагрузки. Следует отметить, что при возврате на питание от сети (рис. 6) перерыв в питании нагрузки практически отсутствует, так как момент переключения на питание от сети, задаваемый МКСУ, всегда синхронизирован с напряжением сети и током намагничивания трансформатора Т. Таковы же отклонения в выходном напряжении при переходах на батарею и обратно, инициируемых самой МКСУ (рис. 2): самотестирование, переходы после 4 с выдержки работы от батареи на сеть или сеть с отводом.

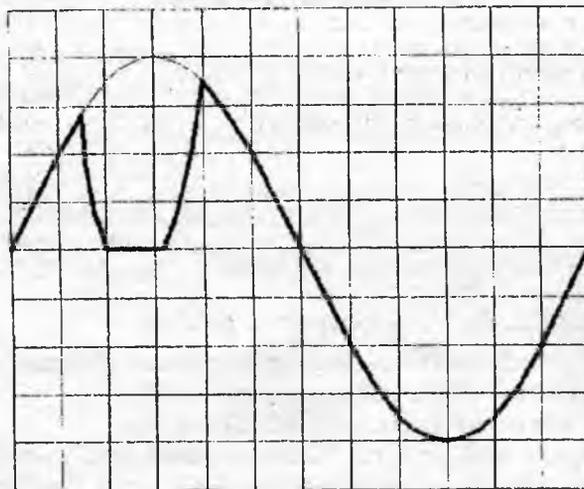


Рис. 5. Напряжение на нагрузке при аварии сети и переходе на аккумуляторную батарею (наихудший случай)

Все узлы СГЭ реализованы на печатных платах, установленных в одном корпусе с аккумуляторной батареей и силовым трансформатором. Аккумуляторные батареи — свинцовые герметичные необслуживаемые типов 6СГ-1.8 — 8 шт; 6СГ-4.5 — 4 шт; 6СГ-6 — 4 шт; 6СГ-10 — 4 шт (24СГ-10).

Органы управления и индикации выведены на переднюю панель, на задней панели размещены розетки подключения нагрузки и охладитель силового гибридного модуля. Малое сопротивление во включенном состоянии примененных МОП-транзисторов и их малые коммутационные потери позволили обойтись без принудительного охлаждения силовых элементов СГЭ.

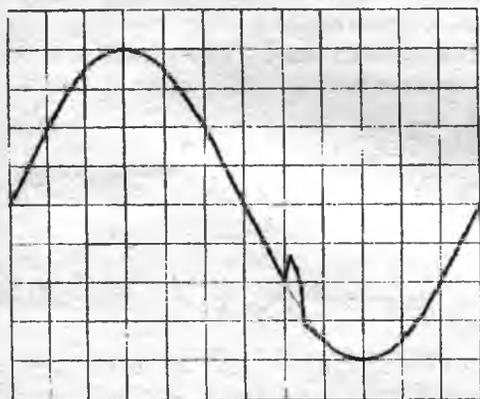


Рис. 6. Напряжение на нагрузке при возврате на питание от сети (переходы, инициируемые МКСУ)

Основные параметры СГЭ-630

Напряжение питающей сети 50/60 Гц, В220+10%, -22%
Номинальная полная выходная мощность, В · А 630
Номинальная активная выходная мощность, Вт 400
При работе от батареи:	
Номинальное выходное напряжение 50/60 Гц, В 225
Длительность перегрузки по мощности $1,1 P_{ном}$, с 4
Крест-фактор [1] при работе на нелинейную импульсную нагрузку, не более 2
Коэффициент гармоник выходного напряжения, не более, % 5
Перерыв в питании нагрузки при переходе на батарею, не более, мс 4
Напряжение аккумуляторной батареи, В 48
Время работы от батареи на 100%-ю нагрузку, мин 10
Размеры (длина-высота-ширина), мм 300x230x195
Масса, кг 15

Применение силового гибридного модуля позволило уменьшить габариты и упростить конструкцию печатной платы силовой части инвертора, сократить длину соединительных проводников и уменьшить уровень помех в системе. Кроме того, значительно сокращена и трудоемкость изготовления СГЭ.

Приведенные характеристики, а также описанные "интеллектуальные" возможности СГЭ-630 свидетельствуют о том, что она по всем характеристикам соответствует лучшим мировым образцам интеллектуальных компактных систем гарантированного электроснабжения, имея при этом и более низкую цену.

Желающим получить дополнительную информацию по СГЭ-630, а также приобрести документацию для их производства просим обращаться по адресу:

105023, г. Москва, Электrozаводская, 21, НПП "ИНЭЛС".

Тел. (095) 963-18-15.

Факс (095) 963-83-30.

Список литературы

1. **Современные компактные системы гарантированного электроснабжения**/С.Н.Флоренцев, Ю.В.Изварин, Ф.И.Ковалев, С.В.Смоляков//Электротехника. 1993. № 4. С.47—54.
2. **Флоренцев С.Н.** Силовые гибридные интеллектуальные модули//Электротехника. 1994. № 2.
3. **Статические агрегаты бесперебойного питания**/ Под ред.Ф.И.Ковалева. М.: Энергия, 1992.

УДК 62-83::621.31

К ВОПРОСУ О СНИЖЕНИИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НАСОСНЫХ АГРЕГАТОВ

А.Д.ПОЗДЕЕВ, доктор техн.наук, В.Н.ЛАРИОНОВ, канд.техн.наук

Чувашский Государственный университет

В связи с повышением тарифов на энергоносители, их увеличивающимся дефицитом стала весьма острой проблема экономии всех видов энергоресурсов и переход на энергосберегающие технологии. На объектах коммунального хозяйства, теплоэнергетики, нефтяной, химической и других отраслях промышленности крупными потребителями электроэнергии являются насосные агрегаты и вентиляционные установки, требующие в большинстве случаев регулирования производительности в различных режимах их работы. В

нашей стране это регулирование в большинстве случаев производится задвижками (шиберами). Известно, что этот метод регулирования неэкономичен, так как доля потерь энергии при регулировании оказывается примерно пропорциональной глубине регулирования давления $a=h_3/H_{II}$, где h_3 — падение напора на задвижке; H_{II} — напор, развиваемый насосом.

На эксплуатируемых насосных станциях проблему энергосбережения следует решать их модернизацией путем:

1. Замены существующих насосных агрегатов другими, обладающими меньшими запасами по напору по сравнению с требуемым эксплуатационным или снижения развиваемого насосом напора подрезкой колеса с тем, чтобы при регулировании задвижкой величина a была по возможности минимальной. Однако в случаях, когда наблюдается большой диапазон изменения рабочего давления в магистрали, этот метод становится недостаточно эффективным.

2. Применения регулируемого электропривода (РЭП) на существующем насосном агрегате без замены либо с заменой приводного электродвигателя. Для этой цели наиболее пригодными типами РЭД являются:

а) частотно-регулируемый ЭП с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. В настоящее время его можно использовать с двигателями на номинальные напряжения 380 В. При модернизации не требуется замена двигателя. Нужна установка преобразователей частоты, выпускаемых в настоящее время серийно Запорожским электроаппаратным заводом (ЗЭАЗ) и Харьковским электромеханическим заводом (ХЭМЗ);

б) РЭП по системе асинхронно-вентильного каскада (АВК) с асинхронными электродвигателями с фазным ротором как низковольтными (380 В), так и высоковольтными (6000 В). Преобразователи по системе АВК выпускаются Саранским заводом "Электровыпрямитель";

в) РЭП с асинхронными двигателями с фазным ротором, регулируемые изменением сопротивления в цепи ротора. Этот старый, давно известный тип РЭП, является по капитальным затратам более дешевым, чем РЭП Саранского завода (пункт б), и его использование, как увидим ниже, целесообразно при небольших значениях глубины регулирования давления (при $a \leq 0,2$). При модернизации в двух последних случаях требуется замена приводного двигателя;

г) регулируемый вентильный электропривод с высоковольтным синхронным двигателем. РЭП такого типа выпускаются ХЭМЗ. При модернизации можно избежать замены двигателя, так как на многих насосных агрегатах установлены двигатели подобного типа.

Из изложенного следует, что задача модернизации насосных станций и вентиляционных установок с целью энергосбережения является многовариантной и для поиска оптимального решения требуется выполнение технико-экономического анализа. Для этого в первую очередь необходимо оценить потери энергии при различных методах регулирования насосного агрегата.

1. Регулирование задвижкой.

Непроизводительные потери мощности при регулировании задвижкой с учетом КПД двигателя

$$\Delta P_{д.з} = a P_d \quad (1)$$

где P_d — мощность, потребляемая двигателем, в рассматриваемом режиме работы насосного агрегата.

2. Частотно-регулируемый электропривод, привод с вентильным двигателем и АВК.

При использовании такого РЭП мощность, потребляемая двигателем,

$$P_{д.р} = (1-a) \frac{\eta_n}{\eta_{н.р}} \frac{\eta_d}{\eta_{д.р}}, \quad (2)$$

где P_d — та же мощность, потребляемая двигателем при регулировании задвижкой; η_n, η_d — КПД насоса и двигателя при работе на номинальной скорости; $\eta_{н.р}, \eta_{д.р}$ — то же на регулировочной характеристике.

Мощность, потребляемая приводом,

$$P_{пр} = \frac{P_{д.р}}{\eta_{п}}, \quad (3)$$

где $\eta_{п}$ — КПД преобразователя.

Потери мощности в преобразователе с учетом (2)

$$\Delta P_{пр} = \frac{P_{д.р}(1-\eta_{п})}{\eta_{п}} = \frac{1-\eta_{п}}{\eta_{п}} \alpha_n \alpha_d P_d, \quad (4)$$

где

$$\alpha_n = \frac{\eta_n}{\eta_{н.р}}; \quad \alpha_d = \frac{\eta_d}{\eta_{д.р}}.$$

Снижение потерь мощности при использовании РЭП по сравнению с регулированием задвижкой

$$\Delta P_{д.з} - \Delta P_{пр} = \left[a - \frac{1-\eta_{п}}{\eta_{п}} (1-a) \alpha_n \alpha_d \right] P_d = b P_d. \quad (5)$$

Экономия энергии при использовании РЭП будет иметь место при

$$b = a - \frac{1-\eta_{п}}{\eta_{п}} (1-a) \alpha_n \alpha_d > 0;$$

$$a \geq \frac{d}{1+d}; \quad d = \frac{1-\eta_{п}}{\eta_{п}} \alpha_n \alpha_d. \quad (6)$$

Если пренебречь изменениями КПД насоса и двигателя, то $\alpha_n = \alpha_d = 1$ и условие (6) примет вид

$$a \geq \frac{h_3}{H} \geq \frac{1-\eta_{п}}{\eta_{п}}. \quad (7)$$

При КПД преобразователя $\eta_{п} = 0,95 \div 0,9$ это условие соответствует $a \geq 0,05 \div 0,11$, т.е. применение РЭП с преобразователем может быть нецелесообразным лишь при весьма малой глубине регулирования давления $a \leq 0,1$.

3. РЭП с асинхронными двигателем с фазным ротором, регулируемым изменением сопротивления в роторе.

Дополнительные потери скольжения в роторе при таком регулировании по сравнению с РЭП по п. 2

$$\Delta P_{с} \approx M(\omega_n - \omega_p) = P_d(1-a) \left(\frac{\omega_n}{\omega_p} - 1 \right) \frac{\eta_n}{\eta_{н.р}}; \quad (8)$$

$$M = \frac{P_{д.р}}{\omega_p} = \frac{P_d(1-a)}{\omega_p}, \quad (9)$$

где M — момент на валу двигателя; ω_n, ω_p — номинальная и фактическая частоты вращения вала двигателя.

С учетом этих дополнительных потерь и разницы в КПД двигателей с короткозамкнутым

($\eta_{д.к}$) и фазным роторами ($\eta_{д.ф}$) снижение потерь мощности по сравнению с дроссельным регулированием

$$\Delta P_{р.ф} = a P_d \frac{\eta_{д.к}}{\eta_{д.ф}} - \Delta P_c = \left[a \frac{\eta_{д.к}}{\eta_{д.ф}} - (1-a) \left(\frac{\omega_H}{\omega_p} - 1 \right) \right] P_d. \quad (10)$$

Согласно теории подобия насосов¹ при заданном расходе Q параметр

$$(1-a) = \frac{H_M}{H_H} < \left(\frac{\omega_H}{\omega_p} \right)^2; \quad \frac{\omega_H}{\omega_p} < \sqrt{\frac{1}{1-a}}. \quad (11)$$

Однако эти неравенства близки к равенствам, так как естественные характеристики насосов имеют значительный наклон

$$\Delta P_{д.ф} \approx \left[a \frac{\eta_{д.к}}{\eta_{д.ф}} - (1-a) \left(\frac{1}{\sqrt{1-a}} - 1 \right) \right] P_d = c P_d. \quad (12)$$

Экономия мощности по сравнению с регулированием задвижкой наблюдается при $c > 0$. Если положить $\frac{\eta_{д.к}}{\eta_{д.ф}} \approx 1$, условие (12) примет вид

$$c = 1 - \sqrt{1-a} > 0, \quad (13)$$

которое всегда выполняется, т.е. данный метод всегда экономичен по сравнению с дроссельным регулированием. Он будет экономичнее РЭП с преобразователем при $c > b$, т.е. при

$$1 - \sqrt{1-a} > a - \frac{1 - \eta_{п}}{\eta_{п}} (1-a) \alpha_n \alpha_d. \quad (14)$$

При $\alpha_n = \alpha_d = 1$ это условие принимает вид

$$\eta_{п} < \sqrt{1-a}; \quad a < 1 - \eta_{п}^2. \quad (15)$$

При $\eta_{п} = 0,95 \pm 0,9$ данный метод регулирования будет экономичнее РЭП с преобразователями по п. 2 при $a < 0,1 \pm 0,2$. Во многих реальных случаях требуемая глубина регулирования не превышает 0,2.

Этот не претендующий на абсолютную точность анализ показывает, что во всех случаях применение РЭП по сравнению с регулированием насосов задвижкой дает экономию электроэнергии, увеличивающуюся с ростом глубины регулирования давления a . При небольших значениях $a < 0,2$ может оказаться более экономичнее метод реостатного регулирования по сравнению с частотным регулированием и РЭП по системе АВК. Последний тип РЭП целесообразно использовать лишь при $\frac{\omega_{\max}}{\omega_H} < 0,8 \pm 0,85$, что согласно (11) соот-

ветствует $a_{\min} > 0,56 \pm 0,4$, т.е. в тех случаях, когда у насоса имеется приличный запас по давлению, так как при скоростях, близких к подсинхронным, у АВК существенно снижается $\cos \phi$, что ве-

дет и к снижению КПД всей системы энергообеспечения. Проиллюстрируем эти выводы конкретными данными.

На одном из агрегатов насосной станции № 2 (насос типа 1250/65 $H_H = 65$, двигатель 250 кВт, 1500 об/мин) Саранского производственного управления водоканализационного хозяйства был установлен преобразователь частоты типа ЭКТЗР-400/380-50УХЛ4 производства ЗЭАЗ. Эксплуатационная глубина регулирования давления $0,4 \leq a \leq 0,65$. Экономия мощности составила в среднем около 100 кВт. При существующем на сентябрь 1993 г. тарифе на электроэнергию 30 руб/(кВт·ч) и годовой продолжительности работы агрегата 49 недель срок окупаемости затрат на покупку и наладку преобразователя составит примерно 1,5 месяца.

На насосном агрегате насосной станции Ново-южного района Чебоксарского муниципального управления "Водоканал" типа 200Д90Б ($H_H = 65$ м) с двигателем 160 кВт, 1500 об/мин был также установлен преобразователь частоты типа ЭКТЗР-400/380-50УХЛ4. Эксплуатационная глубина регулирования давления составляет $0,23 \leq a \leq 0,38$. Снижение мощности в среднем составило около 20–25 кВт. Применение реостатного регулирования дало бы в среднем снижение мощности до 17–20 кВт. Эксперимент показал, что применение АВК на данном агрегате с указанными значениями a не дает экономии по сравнению с регулированием задвижкой.

На насосном агрегате типа 18НДС ($H_H = 58$ м) с двигателем 320 кВт, 1000 об/мин установлен преобразователь по системе АВК. Среднее эксплуатационное значение $a \approx 0,7$. АВК работает с $\omega_p/\omega_H = 0,55 \pm 0,8$. Среднее значение снижения потребляемой мощности составляет около 250 кВт, так как при работе на номинальной скорости на этот агрегат потребовалась бы установка двигателя мощностью 500 кВт.

На насосном агрегате типа ФГ-800 с двигателем 110 кВт, 1000 об/мин центральной котельной Северо-Западного района Чебоксарских городских теплосетей был установлен преобразователь частоты типа ЭКТЗД-160/380-50АУХЛ4. Эксплуатационная глубина регулирования давления $a \approx 0,6$. Снижение потребляемой мощности составило в среднем 33 кВт.

Таким образом, фактические результаты работы различных типов регулируемых электроприводов подтверждают данные изложенного анализа и указывают на безусловную эффективность применения регулируемых электроприводов для данного класса механизмов. Опыт эксплуатации показал, что требуется повысить надежность работы преобразователей частоты типа ЭКТЗ-400/380. Для обеспечения конкурентоспособности и расширения применения регулируемых приводов требуется разработка российских серий преобразователей частоты как для низковольтных (380 В) АД, так и высоковольтных (6000 В) асинхронных и синхронных двигателей.

¹ Карелин В.Я., Новодержкин Р.А. Насосные станции с центробежными насосами. М.: Стройиздат, 1983.

АСИНХРОННЫЕ ТЯГОВЫЕ ДВИГАТЕЛИ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

Ю.М. ИНЬКОВ, В.В. ЛИТОВЧЕНКО, В.А. ШАРОВ

Одним из наиболее мощных источников загрязнения окружающей среды являются двигатели внутреннего сгорания, газовые турбины, турбовинтовые и реактивные двигатели. Поэтому в условиях надвигающейся экологической катастрофы предпочтительным видом транспорта является электрический железнодорожный транспорт, использующий экологически чистую энергию — электрическую, с наибольшей эффективностью (по удельному потреблению первичного топлива железнодорожный, автомобильный и авиационный транспорт соотносятся как 1:2:3).

80—90-е годы XX столетия характеризуются широким внедрением на тяговом подвижном составе (ТПС) железных дорог мира асинхронных тяговых двигателей (АТД) в сочетании с преобразователями электрической энергии, выполненными с использованием последних достижений в силовой и информационной электронике. К достоинствам АТД по сравнению с коллекторными относятся уменьшенный расход меди и изоляционных материалов, снижение эксплуатационных расходов, возможность уменьшения числа обмоточных осей для электропоездов (и тем самым снижение их стоимости), уменьшение динамического воздействия на путь из-за меньших размеров и массы, а также лучшего вписывания в тележку подвижного состава.

Использование АТД на подвижном составе в определенной степени сдерживается более трудной, чем ожидалось, реализацией жестких тяговых характеристик, значительным уровнем шума и относительно высокой стоимостью электронного оборудования.

Таким образом, важнейшими критериями в пользу выбора системы электропривода ТПС с асинхронными двигателями являются высокие тягово-технические свойства, малые габариты и масса тяговых двигателей, меньшие затраты на уход и меньший расход энергии. Пока не выполняется критерий низкой цены подвижного состава и стоимости разработки. Поэтому целью дальнейших разработок является снижение затрат на преобразовательные установки для возможности экономичного внедрения асинхронного тягового привода. По прогнозам специалистов ведущих фирм электроподвижной состав с АТД несмотря на высокую стоимость изготовления будет экономичнее своих предшественников в эксплуатации. Долголетняя оценка этого факта еще не может быть проведена в текущем столетии. Однако несомненно, что тяговый электропривод с асинх-

ронными двигателями может надежно обеспечить все потребности в ТПС следующего столетия.

Наибольших успехов в создании тяговых электроприводов с АТД достигли фирма АВВ и фирмы Японии. С 1970 г. по 1990 г. фирма АВВ построила свыше 1000 единиц электроподвижного состава (ЭПС) различного назначения. За этот период преобразовательная техника получила значительное развитие. Например, первый тепловоз серии DE2500 с асинхронными двигателями мощностью 1500 кВт, выпущенный в 1971 г., содержал в преобразовательной установке 96 тиристоров и 48 диодов. В 1987 г. преобразователь тепловоза мощностью 2200 кВт имел всего шесть запираемых тиристоров и шесть диодов.

Первым серийным универсальным электровозом с АТД стал локомотив серии 120 Государственных железных дорог ФРГ. В 1989 г. было завершено изготовление таких электровозов из 60 единиц. Четырехосный электровоз серии 120 мощностью 5600 кВт рассчитан на работу от контактной сети переменного тока напряжением 15 кВт, 16 2/3 Гц. В зависимости от передаточного отношения редуктора тяговой передачи максимальная скорость локомотива составляет 160 или 200 км/ч. Преобразовательная установка выполнена с промежуточным звеном постоянного напряжения и содержит входной четырехкватратный (4q-s) преобразователь и выходной преобразователь — автономный инвертор напряжения (АИН). Входной преобразователь обеспечивает выпрямление переменного тока и стабилизацию постоянного напряжения на уровне 2,8 кВ в промежуточном звене. Выходной преобразователь регулирует прикладываемое к обмотке статора АТД напряжение и его частоту.

Такая же структура силовых цепей (рис. 1) использована для моторного вагона скоростного междугородного электропоезда серии ICE с преобразователями, выполненными на обычных тиристорах. Мощность моторного вагона первых выпусков составляла 4200 кВт, максимальная скорость — 250 км/ч. Первые 40 головных моторных вагонов оборудованы преобразователями с масляным охлаждением. Все последующие головные вагоны имеют мощность 4800 кВт и преобразовательные установки на запираемых тиристорах с испарительным охлаждением (рис. 2). При использовании тиристоров с повторяющимся напряжением 4,5 кВ и выключаемым током 3 кА удалось реализовать в одном инверторе мощность примерно 2700 кВт без группового соединения полупроводниковых приборов. Благодаря выбран-

ному напряжению в промежуточном звене 2,8 кВ при переходе от обычных тиристоров на запираемые сохранили неизменными такие компоненты как сетевой фильтр, тяговый трансформатор, промежуточное звено и АТД.

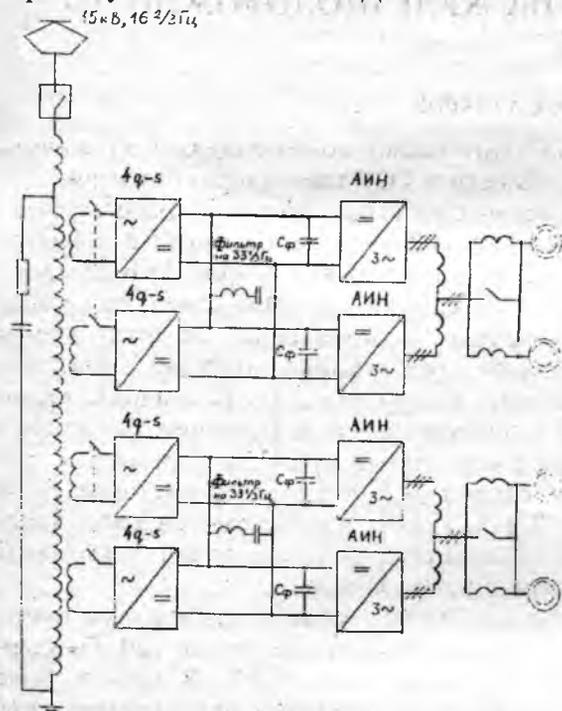


Рис.1. Схема силовых цепей моторного вагона электропоезда IGE с преобразователями на обычных тиристорах

Переход на запираемые тиристоры позволил уменьшить массу головного моторного вагона при той же мощности примерно на 3 т.

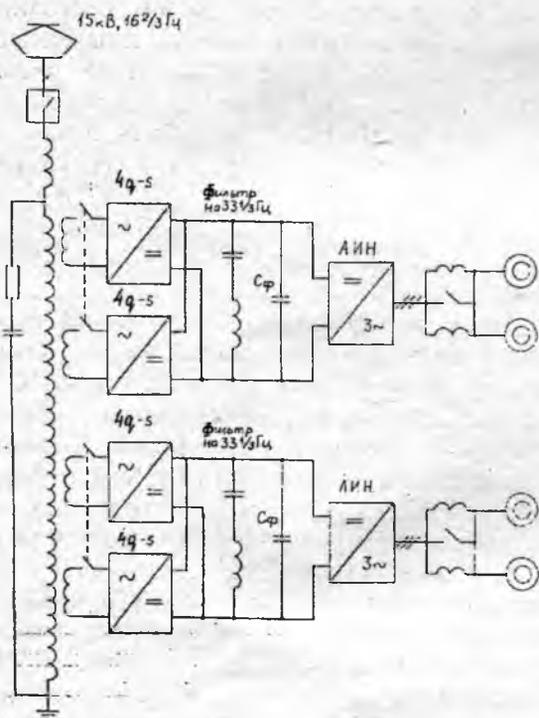


Рис.2. Схема силовых цепей моторного вагона электропоезда IGE с преобразователями на запираемых тиристорах

Партия из 60 поездов серии ICE (стоимость поезда 50 млн.нем.марок) поставляется до 1997 г., а первый многосистемный электропоезд ICE-M будет введен в эксплуатацию в начале 1995 г. Поезд ICE-M рассчитан на работу от четырех систем тока (как переменного, так и постоянного) в контактной сети и может соединить все крупнейшие европейские железные дороги.

Исходная база для создания электровоза с АТД следующего поколения (серия 121) Государственных железных дорог ФРГ — электровоз серии 120. Для всех компонентов электровоза должны быть обеспечены высокая надежность, безопасность и эксплуатационная готовность, а также простота обслуживания и доступность выполнения работ по текущему содержанию. Общая концепция силовой электроники в системе асинхронного тягового привода на локомотиве серии 121 должна быть сохранена такой же, как и на серии 120. Такая схема силовых цепей гарантирует высокий КПД всего тягового привода и обеспечивает низкую степень мешающего влияния подвижного состава на питающую сеть благодаря высоким значениям коэффициента мощности. Анализ технических возможностей показывает, что при современном уровне развития техники четырехосный электровоз с АТД массой 84 т может реализовать мощность в длительном режиме 6 МВт. Для мощного электровоза необходимо индивидуальное регулирование тяговых двигателей. Поэтому каждый асинхронный двигатель должен получать питание от отдельного преобразователя. Принципиально преобразовательные установки на запираемых тиристорах позволяют отказаться от использования дросселей в фазах асинхронных двигателей и входных фильтров. При этом масса электрооборудования уменьшается примерно на 3 т при одновременном повышении продолжительной мощности одного тягового двигателя до 1,4—1,5 МВт. Планируется применить испарительное охлаждение силовых полупроводниковых приборов, позволяющее существенно снизить массу преобразовательной установки по сравнению с установкой, имеющей систему масляного охлаждения.

В 1992 г. фирмами "Siemens", Krauss-Maffei" изготовлен новый электровоз с АТД "Europrinter" №127001-6 мощностью 6400 кВт. Четырехосный локомотив массой 86 т спроектирован универсальным для работы от контактной сети переменного тока 15 кВ, 16 2/3 Гц с максимальными скоростями до 220 км/ч.

Электрооборудование создается фирмой АВВ "Verkehrssystem". Длительная мощность четырехосного локомотива серии 460 Швейцарских железных дорог (стоимость 6,9 млн. франков) составляет 4800 кВт, а максимальная — 6100 кВт. Эксплуатационная скорость — до 200 км/ч, а максимальная — 230 км/ч. Преобразователь выполнен на запираемых тиристорах с параметрами 4,5 и 2,5 кА по "трехточечной" схеме, предполагающей наличие средней точки в промежуточном

звене постоянного напряжения (рис. 3). При этом снижаются уровень мешающего влияния на контактную сеть и пульсации вращающего момента тягового двигателя. Вентильные модули входного и выходного преобразователей выполнены одинаковыми по конструкции.

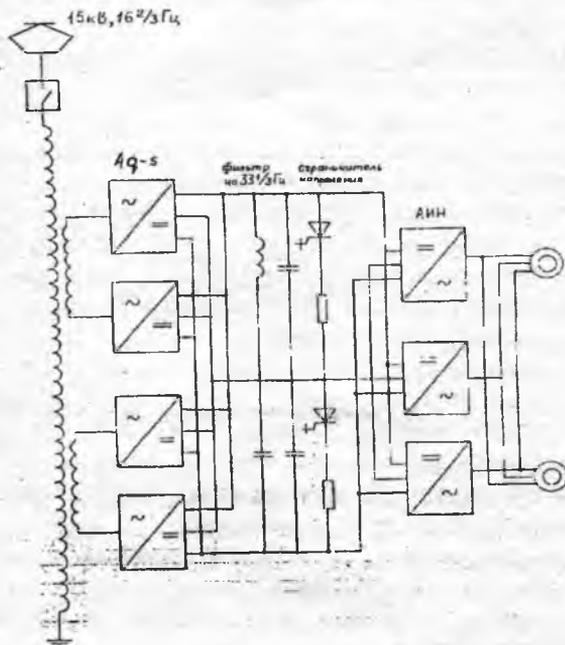


Рис.3. Схема силовых цепей одной тележки электровоза серии 460

Португальское железнодорожное общество в декабре 1990 г. заказало у немецко-португальского консорциума 30 мощных универсальных электровозов серии LE5600. Основные характеристики локомотива согласованы с характеристиками электровоза серии 120. Мощность — 5600 кВт, максимальная скорость — 220 км/ч. При рекуперативном торможении будет развиваться мощность 5600 кВт, а при реостатном — 3300 кВт. И преобразовательные установки, и тормозной регулятор выполнены на запираемых тиристорах (рис. 4). Использовано кипящее погружное охлаждение полупроводниковых вентилях. Первый электровоз LE5600 поставляется с весны 1993 г. Вся партия локомотивов будет изготовлена до осени 1995 г.

Такая же технология асинхронного тягового привода планируется для поездов серии 2300 городской железной дороги Португальского железнодорожного общества. Это позволит производить обмен важными компонентами двух типов ЭПС, что дает выгоду в эксплуатации и является достоинством модульной конструкции преобразователей. Мощность привода в режимах тяги и электрического торможения равна 3100 кВт. Электропоезд рассчитан на питание от контактной сети переменного тока 25 кВ, 50 Гц и максимальную скорость 120 км/ч. В апреле 1990 г. заказаны 42 четырехвагонных поезда у консорциума "Siemens-Sorefame". Благодаря рекуперативному торможению ожидается на 30% меньший расход электроэнергии на тягу поезда. Все компоненты тягового

преобразователя, в том числе, фазные модули на запираемых тиристорах, конденсаторы и электроника управления находятся в подвагонном ящике. Использованы запираемые тиристоры 45 класса с выключаемым током 3 кА.

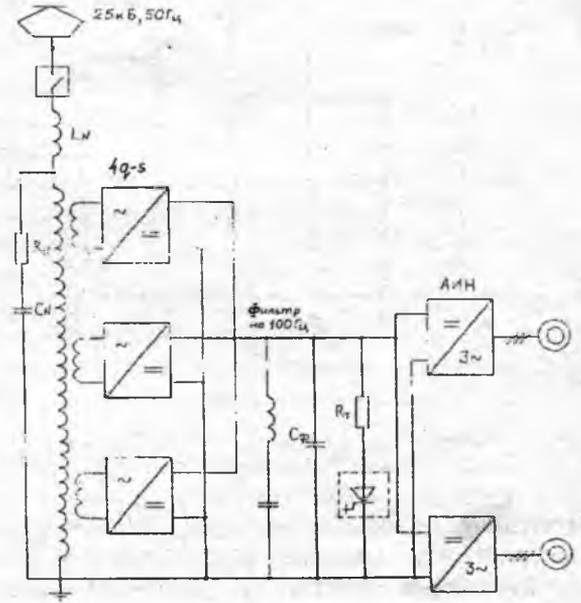


Рис.4. Схема силовых цепей одной тележки электровоза серии LE5600

К началу 1994 г. Шведским государственным железным дорогам должны быть поставлены 20 электропоездов серии Х2 с электрооборудованием фирмы АВВ. Четырехосный моторный вагон поезда максимальной мощностью 4000 кВт (длительной 3300 кВт) получает питание от контактной сети 15 кВ, 16 2/3 Гц. Максимальная скорость электропоезда равна 210 км/ч. Два входных преобразователя типа 4q-s одной тележки питают промежуточное звено постоянного напряжения (2,4 кВ), к которому через автономный инвертор напряжения подключены два АТД. Входной и выходной преобразователи (рис. 5) выполнены на запираемых тиристорах с параметрами 4,5 кВ и 2,5 кА.

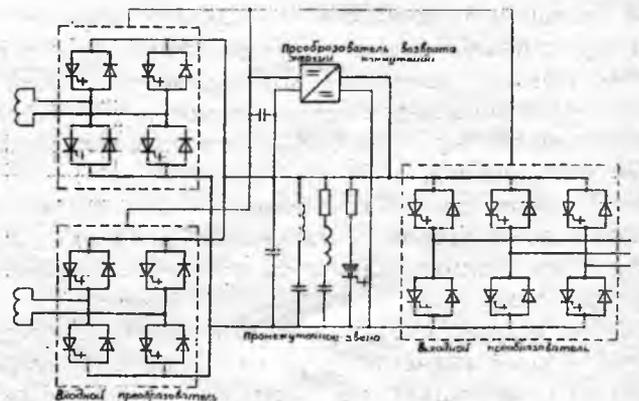


Рис.5. Схема силовых цепей тягового модуля электропоезда Х2

Хотя запираемые тиристоры упрощают схему силовых цепей преобразователя, мощность потерь

в "демпфируемых" цепях превышает 100 кВт. Поэтому для уменьшения этих потерь предусмотрен преобразователь энергии коммутационных потерь в промежуточное звено постоянного напряжения 2,4 кВ.

Универсальные локомотивы серий S252 рассчитаны на питание от контактной сети переменного тока 25 кВ, 50 Гц и постоянного тока 3 кВ и заказаны Испанскими государственными железными дорогами.

Электрическая часть электровоза представляет собой дальнейшее развитие локомотива серии 120. На рис. 6 приведена схема силовых цепей для одной тележки. Преобразователи выполнены в модульной конструкции на запираемых тиристорах 45 класса. При питании от контактной сети переменного тока в качестве входного преобразователя используются три преобразователя 4q-s. На схеме использованы следующие обозначения: R_{T1} , R_{T2} — тормозные резисторы; $T1$, $T2$, $T3$ — вторичные обмотки тягового трансформатора; C_{d1} , C_{d2} — конденсаторы звена постоянного напряжения; $C_{СК}$, $L_{СК}$ — конденсатор и реактор резонансного фильтра, настроенного на частоту 100 Гц; $L1-L4$ — сглаживающие реакторы; L_E — реактор входного фильтра; R_V — зарядные резисторы. При питании от контактной сети постоянного тока четырехкватерные преобразователи работают в качестве импульсных прерывателей. Электровоз реализует мощность 5600 кВт при скоростях от 70 до 220 км/ч. Максимальная мощность реостатного торможения составляет 3300 кВт, а рекуперативного — 5600 кВт. В промежуточном звене поддерживается постоянное напряжение 2,5–2,8 кВ. Все фазные модули преобразовательной установки с испарительным охлаждением выполнены одинаковыми. Тормозной регулятор также содержит запираемые тиристоры. Применение последовательного соединения преобразователей вместо последовательного соединения вентилях позволило отказаться от дорогостоящей "трехточечной" схемы со средней точкой в промежуточном звене и обеспечило индивидуальное регулирование АТД. Конструкция и компоненты преобразовательной установки такие же, как и у электровоза LE5600.

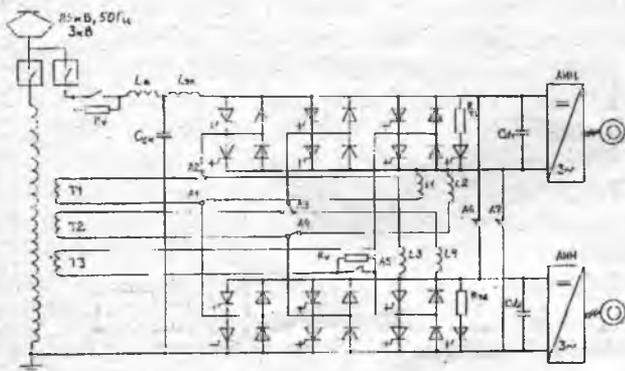


Рис.6. Схема силовых цепей одной тележки двухсистемного электровоза S252

Испанские государственные железные дороги запланировали получить начиная с марта 1992 г. 110 трехвагонных электропоездов городской железной дороги серии 447 с преобразовательными установками номинальной мощностью 2400 кВт в тяге и 3900 кВт при электрическом торможении. Преобразовательная установка (рис. 7), получающая питание от контактной сети постоянного тока 3кВт, выполнена по модульному принципу с испарительным охлаждением вентилях и размещена в подвагонном ящике. Фазный модуль идентичен и взаимозаменяем с модулем испанского электровоза типа S252. При изготовлении этого электропоезда выполнено важное требование совместимости нового ЭПС и АТД и ЭПС серии 446 с коллекторными двигателями. Масса поезда серии 447 с АТД меньше массы поезда серии 446 примерно на 6 т. Ожидается также на 5–7% меньший расход энергии. Заказ размещен на фирме "Siemens", однако электропоезда будут большей частью изготовлены испанскими предприятиями.

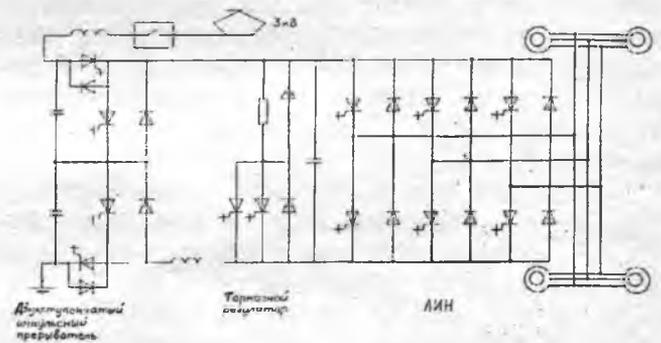


Рис.7. Схема силовых цепей электропоезда серии 447

Австрийские федеральные железные дороги заказали первые 18 электровозов серии 1014 с началом поставки с конца 1992 г. Электровозы рассчитаны на питание от контактной сети 15 кВт, 16 2/3 Гц (Австрия) и 25 кВ, 50 Гц (Венгрия, Словакия, Чехия). Мощность асинхронного тягового привода составляет 3400 кВт, а максимальная скорость — 160 км/ч. Это — легкий четырехосный пассажирский электровоз массой 64 т (с балластом — 72 т). Схема силовых цепей локомотива аналогична схеме электровоза серии 120 и не предполагает использования запираемых тиристоров. Преобразователь состоит из трех модулей, каждый из которых содержит линейные (главные) тиристоры, встречно-параллельные включенные диоды и коммутирующие тиристоры. Модуль имеет также цепочки из коммутирующих конденсаторов и дросселя, токоограничивающий дроссель и часть батареи конденсаторов промежуточного звена постоянного напряжения. Благодаря низкому напряжению в промежуточном звене (1400 В) удалось избежать последовательного соединения вентилях. Нет также и параллельного соединения полупроводниковых приборов. Двухсистемные локомотивы австрийских федеральных железных дорог серии 1822 рассчитаны как на пи-

тание от контактной сети переменного тока 15 кВ, 16 2/3 Гц. так и постоянного тока 3 кВ. Мощность асинхронного тягового привода на переменном и постоянном токе составляет 4300 кВт. Используется схема промежуточного звена со средней точкой, позволяющая питать инверторы на запираемых тиристорах от этого звена, непосредственно связанного с контактной сетью 3 кВ. Максимальная скорость электровоза составляет 140 км/ч. Электровоз рассчитан также на работу на линиях Итальянских государственных железных дорог, на которых нет приемников энергии рекуперации. Поэтому на линиях с напряжением в контактной сети 3 кВ используется реостатное торможение.

Электропоезд серии 4012 Австрийских федеральных железных дорог задуман по концепции как итальянский поезд "Pendolino" (ETR 450) и рассчитан на питание от контактной сети переменного тока 25 кВ, 16 2/3 Гц с длительной мощностью 3200 кВт и максимальной — 3600 кВт. Тяговое и вспомогательное электрооборудование распределено на три вагона. АТД расположены на двух моторных вагонах. Преобразовательная установка (типа 4*q-s* и АИН) изготовлена на запираемых тиристорах. Напряжение в промежуточном звене равно 2400 В. Тормозные резисторы не предусмотрены.

Специально для магистрали Вена—Будапешт спроектирован электровоз серии 1146 Австрийских федеральных железных дорог с питанием от контактных сетей переменного тока 15 кВ, 16 2/3 Гц и 25 кВ, 50 Гц. Схема силовых цепей электровоза аналогична схеме электровоза серии 120 с преобразователями на обычных тиристорах. Во время создания локомотива (80-е годы) считалось, что быстродействующие тиристоры будут применяться и в будущем, так как запираемые тиристоры еще очень дороги и мало надежны. Напряжение в промежуточном звене 1200 В позволило отказаться от последовательного и параллельного включения полупроводниковых приборов. Вентили преобразователей имеют масляное охлаждение. Тактовая частота работы преобразователя 4*q-s* равняется 300 Гц, а максимальная частота тока инвертора — 180 Гц. Каждый из четырех АТД развивает длительную мощность 510 кВт. Максимальная скорость электровоза равна 125 км/ч.

На Норвежских государственных железных дорогах находятся в эксплуатации 12 четырехосных электровозов с АТД серии EL17 и схемой, аналогичной схеме электровоза серии 120. Первая партия электровозов (6 штук) поставлялась с 1982 г. С апреля по сентябрь 1987 г. изготовлена вторая партия локомотивов, отличающихся от первой, прежде всего, усиленным фильтром помех, доработанной системой управления и встроенной диагностикой. Если для первой партии электровозов было предусмотрено рекуперативное и резисторное торможение, то для второй партии из-за высокой готовности системы электроснаб-

жения принимать энергию рекуперации было убрано резисторное торможение. Мощность тягового привода 3400 кВт.

На базе электровоза серии 120 была изготовлена также партия из 10 универсальных четырехосных электровозов серии EA3000 для Датских государственных железных дорог, которые были первыми локомотивами с АТД, предназначенными для работы от контактной сети переменного тока 25 кВ, 50 Гц, что потребовало дополнительно решить вопросы входного преобразователя типа 4*q-s* при повышенной частоте напряжения источника питания. Максимальная скорость электровоза — 175 км/ч, длительная мощность — 4000 кВт, а мощность рекуперативного торможения — 3700 кВт. Преобразователи выполнены на обычных тиристорах с масляным охлаждением.

Для СССР в 1985 г. был изготовлен опытный двенадцатиосный электровоз ВЛ86Ф с АТД для работы от контактной сети переменного тока 25 кВ, 50 Гц. Преобразовательные установки разработала и изготовила финская фирма "Кюми-Стремберг". Схема силовых цепей электровоза содержит преобразователи типа 4*q-s* и АИН. Мощность тягового привода в часовом режиме составляет 11 400 кВт, а продолжительного — 10 800 кВт. Конструктивная скорость 110 км/ч. Для обеспечения необходимой электрической прочности в качестве линейных (главных) тиристоров применены по три последовательно соединенных тиристора серии ТБ-253 двенадцатого класса со временем выключения 40 мкс, а в качестве вспомогательных — тиристоры серии ТБ-253 четырнадцатого класса со временем выключения 50 мкс. Тиристоры были подвергнуты специальному отбору по ряду дополнительных параметров, в частности, по остаточному заряду восстановления и коэффициенту формы обратного тока. В качестве обратных диодов использованы диоды серии Д4-143, также соединенные по три последовательно и подвергнутые специальному отбору. Полупроводниковые приборы преобразователя скомпонованы в силовые модули по шесть приборов в модуле. После наладки и опытного пробега 5000 км электровоз ВЛ86Ф подвергся всесторонним испытаниям на экспериментальном кольце ВНИИ железнодорожного транспорта, прошел опытную эксплуатацию на железных дорогах.

Электропоезд с АТД серии ETR 500 для железных дорог Италии, электрифицированных на постоянном токе 3 кВ предназначен для перевозок пассажиров на трех главных направлениях итальянской высокоскоростной системы: север—юг, восток—юг и восток—запад. Этот поезд может развивать скорости до 300 км/ч на новых участках и работать с повышенной производительностью как обычный поезд на старых участках. Два четырехосных моторных вагона электропоезда развивают мощность 8800 кВт. Импульсные прерыватели (рис. 8) формируют в промежуточном звене постоянное напряжение 2800 В. Два АИН каждой тележки включены последовательно и имеют

входное напряжение 1400 В. АД мощностью 1100 кВт каждый выполнены с двумя трехфазными обмотками на статоре. Предусмотрено резисторное торможение с максимальной мощностью 2800 кВт на тележку.

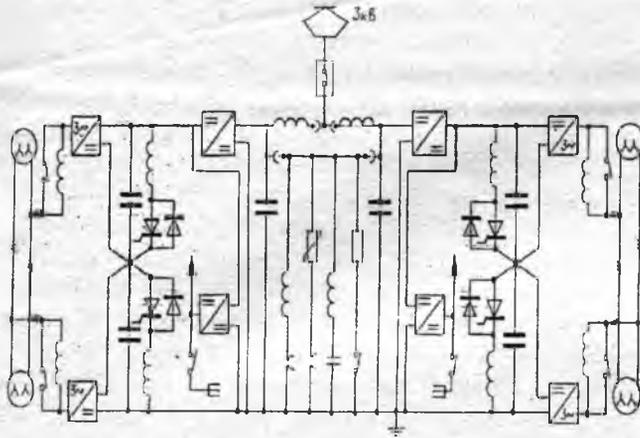


Рис.8. Схема силовых цепей электропоезда ETR500

Фирма "GEC Alsthom" запланировала изготовить трехсистемный электропоезд типа TGV Transmanche с шестью двухмоторными тележками, АД мощностью по 1050 кВт и преобразователями на запираемых тиристорах. При питании от контактной сети 25 кВ, 50 Гц мощность одного тягового трансформатора составляет 7500 кВ·А. Используется компенсатор реактивной мощности на вторичных обмотках трансформатора. При работе от контактной сети постоянного напряжения 3 кВ входным преобразователем является импульсный прерыватель. При напряжении в контактной сети, равном 750 кВ, автономный инвертор подключается непосредственно к контактной сети. Поезда TGV третьего поколения с АД, рассчитанные на скорости до 350 км/ч, смогут работать на участках постоянного напряжения 1,5 и 3 кВ, а также переменного напряжения 25 кВ, 50 Гц и 15кВ, 16 2/3 Гц.

В Японии впервые в 1982 г. на городской железной дороге Кумамото пущен в годичную эксплуатацию электропоезд с АД. Это произошло примерно на 10 лет позже, чем пуск в эксплуатацию тепловоза типа ДЕ2500 с АД фирм ВВС и "Henschel". Однако, в настоящее время Япония имеет намного большее число единиц подвижного состава с АД (рис. 9), начиная от трамваев до рекордных по мощности электровозов узкой колеи. Причина медленного старта и затем быстрого продвижения вперед может быть объяснена длительным подготовительным периодом, связанным с созданием АИН с широтно-импульсной модуляцией на запираемых тиристорах. Хотя первый инвертор был изготовлен на асимметричных тиристорах с системой управления на аналоговых микросхемах, сама концепция предполагала использование микропроцессорной системы управления и запираемых тиристоров. Первые в мире запираемые тиристоры на 4,5 кВ стали использо-

ваться с 1984 г. японской промышленностью для создания тяговых инверторов и импульсных прерывателей, работающих непосредственно от контактной сети постоянного напряжения 1,5 кВ. ЭПС с АД успешно эксплуатируются на важных (магистральных) участках железных дорог без периода опытной эксплуатации. Фирма-изготовителями ЭПС с АД являются "Fuji Electric", "Hitachi Ltd", "Mitsubishi Electric Corp", "Toshiba Corp", "Toyo Denki".

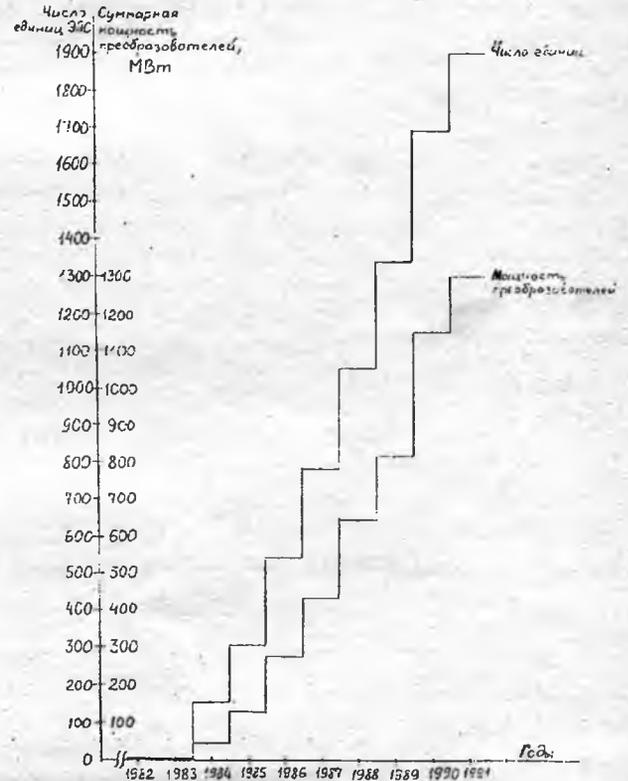


Рис.9. Динамики выпуска ЭПС с асинхронными тяговыми двигателями в Японии

С 1984 г. токовые нагрузки запираемых тиристоров повышены с 2 до 4 кА с уменьшением потерь на демпфирование. За последние годы изменилось и охлаждение силовых полупроводниковых приборов. Погружное испарительное охлаждение с использованием фреона заменено охлаждением с применением тепловых труб с фреоном и дистиллированной водой.

В последние годы большинство созданных электропоездов выполнено для контактной сети с постоянным напряжением 1,5 кВ. Эти электропоезда, являющиеся в Японии наиболее распространенным видом подвижного состава, имеют один инвертор на два моторных вагона для питания восьми асинхронных двигателей мощностью около 150 кВт каждый. Распределенная система тягового привода электропоезда создает дополнительные трудности при решении проблемы снижения акустического шума, возникающего при работе инверторов. Акустический шум возможно снизить

применением улучшенной модуляции тока в инверторе, а также использованием так называемых "трехточечных" схем инверторов, предусматривающих последовательное включение двух отдельных инверторов и рассчитанных на половину входного напряжения. "Трехточечная" схема позволяет осуществить лучшее приближение формы кривой выходного напряжения инвертора к синусоидальной, что снижает пульсации вращающего момента тягового двигателя и акустический шум. В настоящее время ЭПС с тяговым приводом трехфазного тока используется и на линиях, электрифицированных на переменном напряжении. Изготовлены и многосистемные электропоезда для контактных сетей постоянного и переменного напряжения.

Пока еще не разработаны высоковольтные транзисторы для тяговых цепей. Поэтому применяются схемы инверторов с последовательным соединением двух транзисторов. На рис. 10 показана схема силовых цепей электропоезда серии 207, построенная с использованием импульсного прерывателя на запираемых тиристорах и АИН на силовых транзисторах.

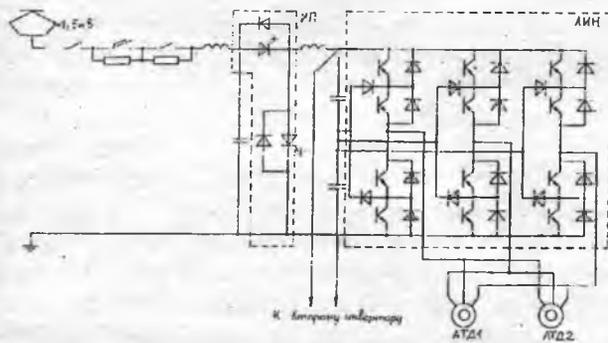


Рис.10. Схема силовых цепей электропоезда серии 207

В Японии изготовлен также первый в мире двухсистемный узкоколейный шестиосный электровоз серии EF500 с мощностью 1000 кВт на каждую ось. Схема силовых цепей приведена на рис. 11. Предусмотрено резисторное торможение с максимальной мощностью 3000 кВт. Применены запираемые тиристоры с параметрами 4 кВ, 3 кА в АИН с широтно-импульсной модуляцией. Использовано испарительное охлаждение полупроводниковых приборов. Аналогичные параметры электрооборудования имеет односистемный электровоз серии EF200 для работы от контактной сети постоянного напряжения 1,5 кВ.

Для силовых цепей ЭПС с АТД на основании АИН характерно использование быстродействующих тиристоров с временем выключения 50—63 мкс или запираемых тиристоров, быстро восстанавливающихся диодов с временем обратного восстановления до 10 мкс, частотных коммутирующих конденсаторов и коммутирующих реакторов с высокой добротностью узлов принудительной конденсаторной коммутации. Тиристоры и диоды должны быть рассчитаны на импульсные

токи, в 3—4 раза превышающие средние значения. Скорости нарастания напряжения могут достигать 500—1000 В/мкс, а скорость нарастания тока — 50—100 А/мкс. Для ограничения скоростей изменения токов и напряжений необходимо применять специальные средства, которые могут в 1,5 раза увеличить повторяющиеся напряжения на полупроводниковых приборах преобразователя. Для систем с АИН характерно "тяжелое" протекание аварийных режимов при "опрокидывании" инвертора, так как при этом конденсатор фильтра разряжается на аварийную фазу, а асинхронный двигатель переходит в режим трехфазного короткого замыкания. Простота схем тягового привода с АИН вызывает определенные трудности в обеспечении электромагнитной совместимости с системой энергоснабжения, сигнализации, связи и железнодорожной автоматики. Так, масса фильтра (конденсатора и реактора) в 1,5—2 раза может превышать массу непосредственно преобразователя частоты.

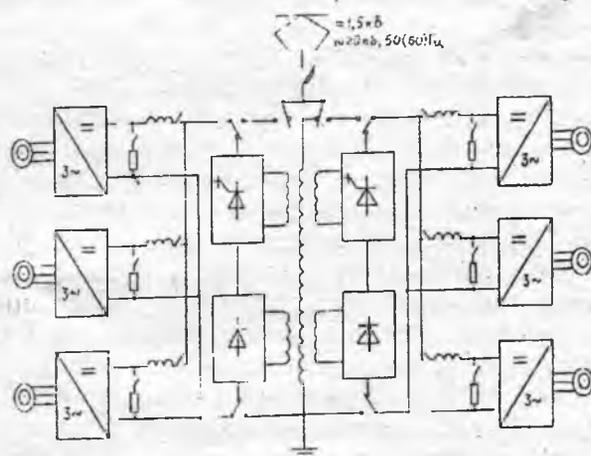


Рис.11. Двухсистемный электровоз серии EF500

В системах же с автономными инверторами тока (АИТ) могут использоваться тиристоры и диоды среднего и малого быстродействия с временем выключения тиристоров 300—500 мкс. Полупроводниковые приборы нагружены прямоугольными импульсами тока с амплитудой, не превышающей среднего значения тока промежуточного звена постоянного тока. Скорость изменения прямого напряжения на тиристорах и обратного напряжения на диодах не превышает 10—50 В/мкс, а скорость изменения тока может быть ограничена 30—50 А/мкс. Коммутирующие конденсаторы могут быть среднечастотными с временем полного перезаряда 0,5—1,5 мс. Одним из основных недостатков АИТ является наличие больших перенапряжений на его элементах, превышающих в 2—3 раза напряжение на двигателе, что требует применения высоковольтных тиристоров, диодов и конденсаторов. Однако, аварийные режимы в АИТ имеют более легкий характер протекания, так как включенный последовательно с инвертором реактор ограничивает скорость нарастания аварийного тока, а асинхронный двигатель не подвергается воздействию ударных токов короткого замыкания.

Хотя структура силовой цепи АИТ является предельно простой, для асинхронного тягового привода необходим дополнительный входной преобразователь, что в целом усложняет преобразовательную установку. Наличие входного преобразователя увеличивает установленную мощность электрооборудования, но тем не менее вносит в процесс преобразования энергии ряд положительных моментов: снижается или полностью устраняется влияние изменения напряжения в контактной сети на работу выходного преобразователя (инвертора); снижается мешающее влияние выходного преобразователя на питающую сеть; имеется возможность понизить напряжение на выходных преобразователях, обеспечив наилучшее согласование напряжения в промежуточном звене с предельными параметрами элементов выходного преобразователя; упрощается решение вопросов защиты тягового привода от аварийных режимов. И, хотя масса и габариты непосредственно преобразователя на основе АИТ больше, чем на основе АИН, суммарные массы электрооборудования при равной мощности нагрузки в двух вариантах оказываются практически равными.

Для преодоления основного недостатка АИТ — значительных перенапряжений на элементах схемы — уменьшают индуктивности рассеяния асинхронных двигателей. Исполнение АТД шестифазным (две трехфазные звезды, смещенные на 30°) уменьшает линейное напряжение каждой звезды и тем самым снижает напряжение на полупроводниковых приборах АИТ, что при использовании тиристоров 45—50 классов позволяет избежать их последовательного соединения. Кроме того, выполнение АТД с двумя трехфазными обмотками на статоре и питание их от АИТ, работающих со сдвигом на 30° , увеличивает в два раза частоту пульсаций вращающего момента и снижает приблизительно в два раза амплитуду этих пульсаций. В результате снижается воздействие АТД на механическую передачу. Одновременно уменьшается мешающее влияние преобразователя на тяговую сеть, что упрощает решение задачи электромагнитной совместимости с системой электроснабжения.

С учетом наличия полупроводниковой элементной базы, конденсаторов с требуемыми параметрами, более легкого протекания аварийных процессов, относительной простоты создания системы защиты и существенно более низкой стоимости на ЭПС с АТД применяют преобразовательные системы на основе АИТ. Наиболее часто используют АИТ для городского электрического транспорта (трамваи, троллейбусы, метро), а также электропоездов городской железной дороги и пригородных электропоездов.

Фирма "АEG-Telefunken" в 1979—1980 гг. переоборудовала двухчастотный электровоз Государственных железных дорог ФРГ серии 182001 для испытаний электрооборудования тягового привода с асинхронными двигателями и преобразователями на основе АИТ. Схема силовых цепей питания

одного АТД мощностью 1100 кВт показана на рис. 12. В качестве входного преобразователя использован уже опробованный на ЭПС с коллекторными двигателями выпрямитель по двухполупериодной диодно-тиристорной мостовой схеме и принудительной коммутацией. Считалось, что рекуперативное торможение при дополнительных затратах на тиристоры и электронику управления дает малую экономию энергии при работе электровоза. Поэтому от режима рекуперативного торможения сознательно отказались. Тормозной регулятор работает с постоянной частотой 44 Гц. Диапазон регулирования тормозного резистора от 95 до 5% его номинального значения. В АИТ использовано последовательное соединение двух среднечастотных тиристоров с последующим отказом от последовательного соединения. Преобразовательная установка на основе АИТ из-за простоты конструкции и малой стоимости дает хорошие предпосылки для возможно более экономичного внедрения АТД на ЭПС. Был разработан проект четырехосного электровоза мощностью 5000 кВт. Однако Государственные железные дороги ФРГ отдали предпочтение другой разработке — электровозу серии 120.

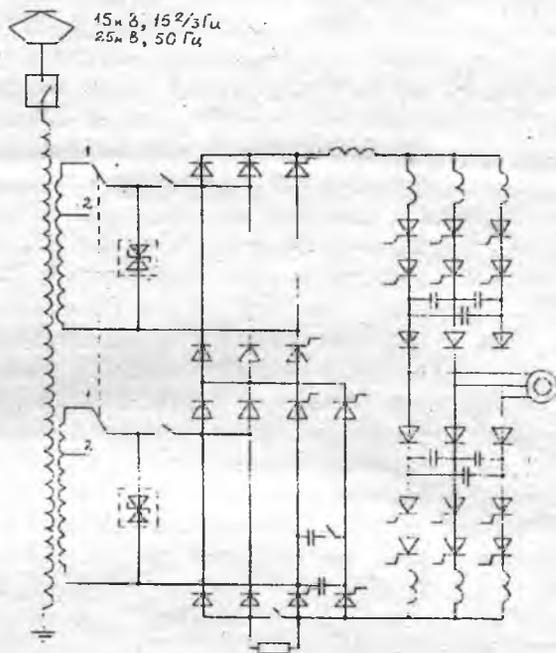


Рис.12. Схема силовых цепей электровоза 182001

В соответствии с мировым уровнем в области разработок и проектирования электровозов и в результате завершения многолетних работ Чешский электровозостроительный завод разработал и изготовил первый электровоз "Шкода" с АТД третьего поколения — заводской прототип 85ЕО. Питание локомотива осуществляется от контактной сети с постоянным напряжением 3 кВ. При-

нята схема (рис. 13), в которой два АТД мощностью 800—900 кВт одной тележки питаются от одного инвертора. Входной фильтр является общим для двух тележек электровоза. Кроме входных импульсных прерывателей АИТ и АТД, в систему включены сглаживающие реакторы в промежуточных звеньях, коммутирующие конденсаторы преобразователей, а также входной фильтр с тиристорной защитой короткого замыкания и соответствующие контакторы. Такая схема обеспечивает работу привода в тормозном режиме при реостатном торможении, а в случае необходимости может быть введено рекуперативное торможение. Для прототипа электровоза "Шкода" предполагается применение АТД в двух вариантах исполнения. В первом варианте используется тихоходный двигатель с непосредственным приводом оси колесной пары без редуктора и мощностью длительного режима 650—700 кВт. Во втором варианте применяется быстроходный АТД с одноступенчатым редуктором и мощностью 800—900 кВт. Полупроводниковые преобразователи охлаждаются маслом. В импульсных прерывателях применяются быстродействующие линейные и коммутирующие тиристоры, по пять последовательно. В АИТ включены последовательно пять тиристоров и четыре диода. В общем случае в локомотиве в целом установлено 100 тиристоров и 64 диода. Выходная частота тока инвертора изменяется в диапазоне 0,5—75 Гц (или 0,5—120 Гц) при максимальной скорости электровоза 120 км/ч. С 1988 г. локомотив находится в опытной эксплуатации. Считается, что в будущем не будет проблем создать электровоз для контактной сети напряжением 25 кВ, 50 Гц и, возможно, на 15кВ, 16 2/3 Гц. Также может быть разработан двухсистемный локомотив. Технический уровень разрабатываемых электровозов с АТД позволит вместе с дальнейшими улучшениями произвести их по меньшей мере до 2050 г. Асинхронный тяговый привод планируется внедрить на электровозах различных серий (169 и др.). Создается высокоскоростной электропоезд с АТД серии 100Е на скорости до 270—300 км/ч мощностью 2×5000 кВт, а также трехсистемный электропоезд серии 100Е-М мощностью 2×3600 кВт.

Для Венгерских государственных железных дорог фирмой "Ganz" изготовлена партия из 18 электропоездов с АТД, питаемых от АИТ. В 1989 г. были введены в эксплуатацию 10 четырехвагонных электропоездов с одним моторным вагоном, рассчитанных на питание от контактной сети переменного напряжения 25 кВ, 50 Гц. Использован групповой привод двух осей тележки одним АТД. Мощность двух тяговых двигателей моторного вагона составляет 1444 кВт. Максимальная скорость электропоезда равна 120 км/ч. Пятиплечий двухзонный управляемый выпрямитель (рис. 14) с воздушным охлаждением обеспечивает в промежуточном звене номинальное напряжение 772 В и номинальный ток 1250 А. С помощью модуляции выходного тока выпрямителя

по заданному закону внутри тактов работы АИТ достигается уменьшение пульсации электромагнитного момента АТД.

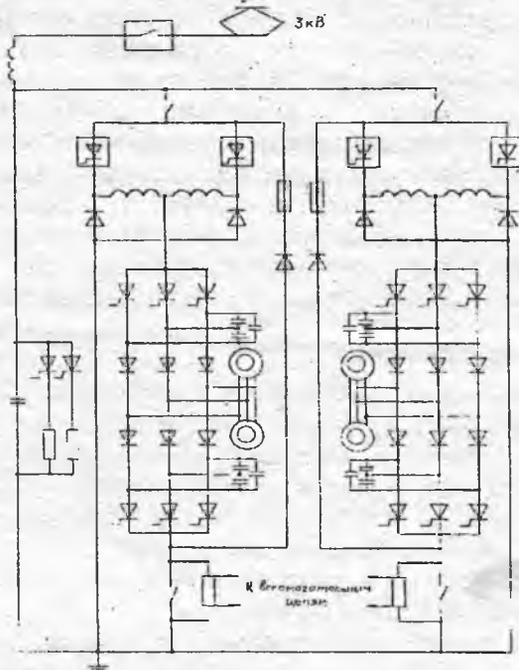


Рис. 13. Схема силовых цепей электровоза 85Е0

Во Франции заказана партия из 100 электропоездов серии Z2N8895 для контактной сети напряжением 25кВ, 50 Гц. В моторном вагоне установлены четыре АТД общей мощностью 1400 кВт. Два АТД одной тележки питаются от двух АИТ, соединенных последовательно. Входным преобразователем является выпрямитель с диодно-тиристорным и тиристорным мостами. Применено испарительное фреоновое охлаждение силовых полупроводниковых приборов. Признано, что АИТ как нельзя лучше подходит для небольших мощностей АТД (около 400 кВт). Однако в перспективе возможно использование АИН большой мощности на запираемых тиристорах.

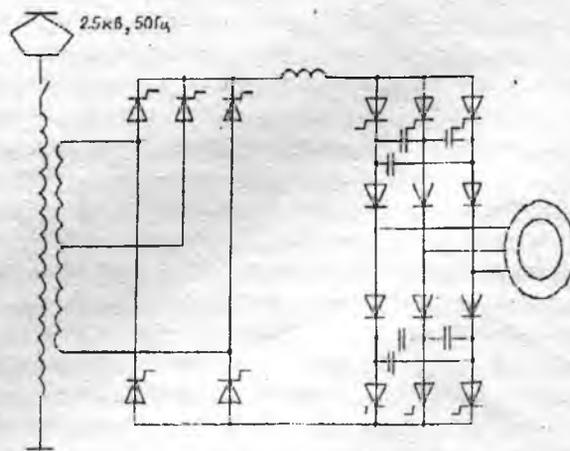


Рис. 14. Схема силовых цепей моторного вагона электропоезда фирмы "Ganz"

На рис. 15 показана схема силовых цепей французского электропоезда с АТД серии Z20500, рассчитанного на питание от контактной сети переменного напряжения 25 кВ, 50 Гц и постоянного напряжения 1,5 кВ. В случае работы от контактной сети переменного тока роль источника постоянного напряжения выполняет выпрямитель, обеспечивающий на входе импульсного прерывателя постоянное напряжение 1,5 кВ. Особенностью схемы является последовательное соединение АИТ с целью снижения напряжения на коммутирующих конденсаторах. Кроме того, введение в схему импульсного прерывателя "нониусного" тиристора обеспечивает "амплитудное" регулирование напряжения на выходе прерывателя и расширяет диапазон регулирования напряжения, а также позволяет поднять частоту работы импульсного прерывателя до 600 Гц без ухудшения регулировочных свойств преобразователя. На моторном вагоне электропоезда установлены четыре АТД мощностью по 375 кВт при частоте вращения 1460 об/мин. Национальное общество французских железных дорог заказало фирме "Alsthom" партию из 55 двухэтажных секций с асинхронным тяговым приводом по приведенной схеме.

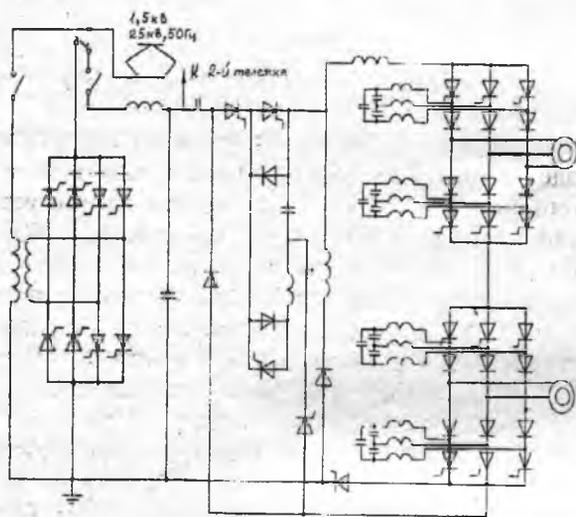


Рис. 15. Схема силовых цепей электропоезда Z20500

В последнее время запираемые тиристоры стали применяться и в электрооборудовании ЭПС, выполненного на основе АИТ. Так, в схеме силовых цепей электропоезда городской железной дороги г. Берлина серии 480 (рис. 16) запираемые тиристоры использованы в цепях коммутации импульсного прерывателя для его упрощения. Здесь для выключения линейного тиристора импульсного прерывателя вместо вспомогательного тиристора, коммутирующего реактора и конденсатора используется комбинация запираемого тиристора и вспомогательного источника постоянного напряжения. При этом обычные тиристоры проводят ток основной цепи, а запираемые тиристоры "перехватывают" этот ток только на короткое время для выключения обычных тиристоров. Из-за

быстрого без потерь энергии выключения тока запираемым тиристором без использования пассивных элементов можно существенно снизить массу, объем, потери и стоимость прерывателей. Применение запираемых тиристоров в цепях тока основной цепи приводит к обусловленным физической работой полупроводниковых приборов повышенным потерям, что требует более интенсивного охлаждения преобразовательной установки. Применение импульсных прерывателей с запираемыми тиристорами в цепях коммутации на пригородном ЭПС позволяет иметь потери на 15% меньшие, чем потери в прерывателях, выполненных полностью на запираемых тиристорах. Импульсные прерыватели рассчитаны на максимальное входное напряжение 1000 В и максимальный ток 1100 А. Максимальная частота тока статора АТД равна 200 Гц. В АИТ использованы тиристоры с параметрами 2,5 и 1,2 кА, что позволило избежать параллельного и последовательного соединения полупроводниковых приборов. Восьмиосный прототип электропоезда принят в эксплуатацию в конце 1986 г.

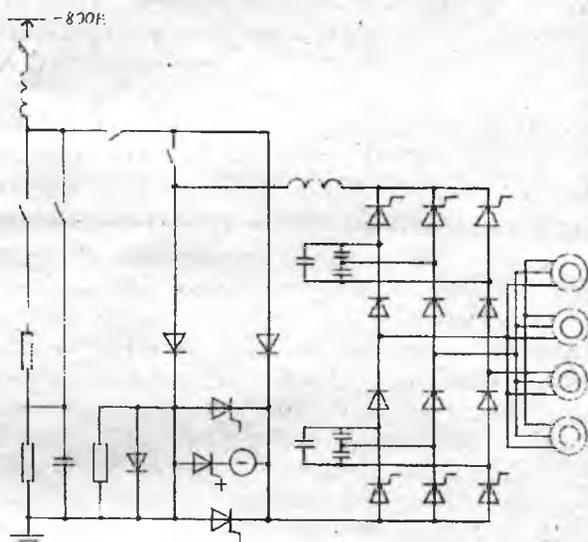


Рис. 16. Схема силовых цепей поезда городской железной дороги серии 480

По поставкам фирмой АЕГ всех видов ЭПС за время с 1976 г. можно проследить следующие тенденции развития тяговых электроприводов. Выпуск импульсных прерывателей для пригородного и городского ЭПС в последние годы стал стабильным — на уровне 140 штук. С 1985 г. начинает расти с нуля выпуск прерывателей на запираемых тиристорах. Поставки фирмой подвижного состава с АТД начались с 1980 г. В 1987 г. примерно в 35% тяговых приводов использовались бесколлекторные двигатели. Причем новый подвижной состав метро и городской железной дороги изготавливался почти весь с АТД. В качестве примера на рис. 17 показана схема силовых цепей электропоезда венского метро, в которой импульсный прерыватель выполнен полностью на запираемых тиристорах. импульсный прерыватель рассчитан на максимальный ток 1120 А и длитель-

ный — 720 А. Частота коммутаций прерывателя составляет 250 Гц. АИТ имеет на выходе максимальное напряжение 700 В и ток 875 А при изменении частоты тока статора двигателей в диапазоне 0,2—200 Гц. Максимальная суммарная мощность четырех АД, подключенных к одному инвертору, составляет 570 кВт. Типовая мощность инвертора равна 760 кВт·А.

Приведенные сведения о преобразовательном электрооборудовании ЭПС с АД не охватывают все серии подвижного состава, разработанного и изготовленного в мире. Однако сделана попытка осветить все известные к настоящему времени характерные технические решения.

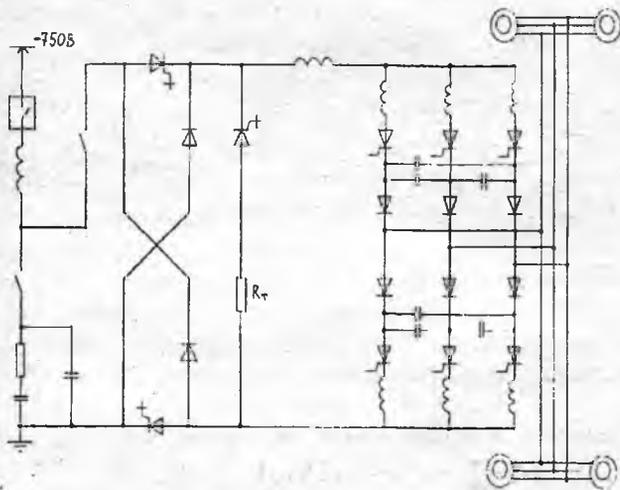


Рис. 17. Схема силовых цепей электропоезда Венского метро

Объемы производства ЭПС с АД, а также принимаемые технические решения в области преобразовательного электрооборудования обусловлены в существенной степени имеющейся полупроводниковой элементной базой. На рис. 18 на примере японской фирмы "Хитачи" показаны основные тенденции в создании и совершенствовании тиристоров для мощных полупроводниковых преобразователей. Наиболее успешными стали достижения фирмы в создании запираемых тиристоров. С 1984 г., когда впервые в мире японскими фирмами были разработаны запираемые тиристоры на напряжение 4,5 кВ для использования в преобразователях, подключаемых непосредственно к контактной сети постоянного напряжения 1,5 кВ, запираемые тиристоры начали сразу применяться с тяговых инверторах и импульсных прерывателях по всему миру.

Как правило, запираемые тиристоры выполняются либо асимметричными, либо со встроенным в структуру обратным диодом, что и определяет область их применения — автономные инверторы напряжения, импульсные прерыватели и узлы принудительной коммутации. Приводимый для запираемых тиристоров показатель — "мощность прибора", равная повторяющемуся прямому напряжению в закрытом состоянии, умноженному на выключаемый ток, характеризует предельную коммутирующую мощность. Фактическая реализу-

емая мощность значительно (приблизительно в 3—4 раза) меньше, так как предельный ток тиристора в основном определяется условиями теплоотвода.

Для работы в паре с запираемыми тиристорами разработаны быстровосстанавливающиеся диоды с повторяющимся напряжением 4500 В и предельным током до 1000 А и временем обратного восстановления 7—10 мкс.

Успехи в создании быстродействующих тиристоров значительно скромнее. Так, фирмой АВВ разработаны тиристоры с повторяющимся напряжением 3000 В, предельным током 710 А и временем выключения 100 мкс, а также асимметричные тиристоры с параметрами 2800 В, 840 А и 40 мкс, соответственно. По-видимому, дальнейшего сколь-нибудь существенного повышения параметров быстродействующих тиристоров ожидать не приходится.

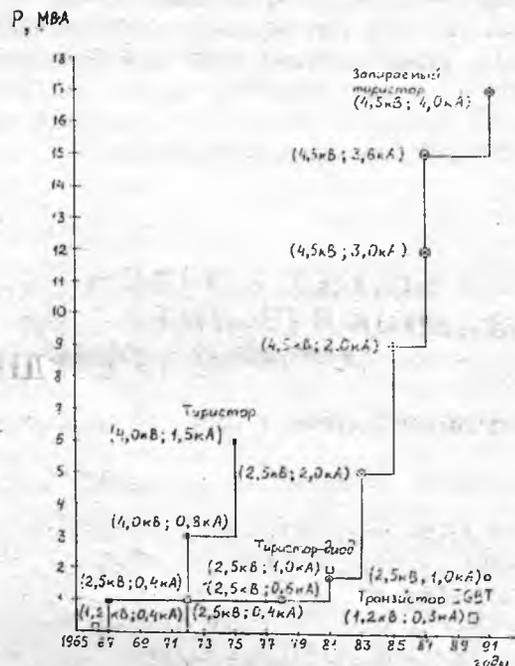


Рис. 18. Динамика создания и совершенствования тиристоров для мощных полупроводниковых преобразователей (P — мощность преобразования одним силовым полупроводниковым прибором):

■ - тиристор; ⊙ - запираемый тиристор; ● - тиристор-диод; □ - транзистор IGBT

Что же касается параметров обычных "среднечастотных" тиристоров с неконтролируемым временем выключения, то их единичная мощность достигает и даже превосходит мощность запираемых тиристоров. Так, разработаны образцы с параметрами 6500 В и 2650 А. Примечательно, что прямое падение напряжения у этих тиристоров при предельном токе составляет около 2 В и в два раза меньше, чем у запираемых тиристоров, а тепловое сопротивление "полупроводниковый элемент — корпус" в 2—3 раза меньше.

В последние годы появились мощные транзисторы IGBT (биполярные транзисторы с полевым управлением), которые смогут в ближайшем бу-

дущем составить конкуренцию тиристорам в тяговых электроприводах.

В целом достижения силовой полупроводниковой техники (увеличение единичной мощности приборов) позволяют избежать группового их соединения при создании мощных преобразователей для тяговых приводов ЭПС.

Таким образом, современному уровню развития силовой электроники соответствует электрооборудование электроподвижного состава с асинхронными тяговыми двигателями, мощными преобразовательными установками с погружным испарительным охлаждением и микропроцессорным управлением непосредственно тяговым приводом и движением подвижного состава в целом. Существенные улучшения смогли быть достигнуты благодаря новой схемотехнике силовых цепей тягового электрооборудования и конструкции преобразователей. Бурное развитие таких компонентов электрооборудования, как запираемые тиристоры и микропроцессоры, дало сильный импульс к системному развитию, которое позволит в

будущем иметь еще более простой и легкий электроподвижной состав с лучшим использованием коэффициента сцепления колес с рельсами, не оказывающий влияния на верхнее строение пути, а также обеспечить снижение затрат на содержание подвижного состава. Запираемые тиристоры позволяют не только упростить схемы преобразователей, но и дают возможность создать преобразовательную установку без промежуточного звена (одноступенчатое преобразование энергии) на электроподвижном составе, работающем от контактной сети постоянного напряжения.

В заключение подчеркнем, что применение асинхронных тяговых двигателей на электроподвижном составе позволяет решить следующие проблемы современных железных дорог: повышение безопасности и надежности; улучшение использования коэффициента сцепления колес с рельсами; сокращение до минимума влияния на окружающую среду (шум, загрязнение продуктами износа тормозных колодок); минимизация стоимости системы за весь срок службы.

УДК 62-83:62-5.015.3

СЕТИ ПЕТРИ И СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ В РЕЖИМАХ КОМБИНИРОВАННОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОРМОЖЕНИЯ РУДНИЧНЫХ ЭЛЕКТРОВЗОВ

О.Н.СИНЧУК, доктор техн.наук, Е.В.АФАНАСЬЕВ, Э.С.ГУЗОВ, кандидаты техн.наук, М.Г.АФАНАСЬЕВ

Криворожский горнорудный институт

Перевод существующих систем управления электровозами на импульсное регулирование позволил существенно улучшить их технико-экономические показатели при одновременном достижении необходимой безопасности эксплуатации электроподвижного состава [1]. Последнее неразрывно связано с необходимостью соблюдения жестких критериев, предъявляемых к тормозным режимам тяговых электроприводов во всем диапазоне регулирования скоростей движения. При этом, импульсное регулирование, как ни один другой способ, позволяет достичь достаточной оптимальности электрического торможения тяговыми двигателями (ТД) [1,2].

Одним из возможных вариантов при импульсном управлении ТД может быть совместное применение режимов электродинамического торможения и противовключения ТД, т.е. когда при включении импульсного регулятора (ИР) собирается схема противовключения ТД, а после выключения — схема режима электродинамического торможения.

Здесь необходимо иметь в виду, что у тяговых электроприводов совместное применение режимов электродинамического торможения и проти-

вовключения ТД осуществляется лишь на завершающем этапе торможения и является критичным по условиям токосъема. Поэтому конечная цель исследований — создание схемы электропривода с системой электрического торможения ТД, максимально использующей режим электродинамического торможения с иницированием его режимом противовключения на завершающем этапе торможения.

Анализ импульсных систем регулирования напряжения и тока тяговых электроприводов, как правило, сводится к изучению свойств дискретных систем и развитию методов их конструирования с помощью различных математических моделей и методов в зависимости от их класса, степени детализации их структуры и свойств, а также от характера исследуемых проблем.

Исследования, проведенные авторами с целью поиска оптимальных методов моделирования, позволили отдать предпочтение теории маркированных сетей Петри, которые в отличие от известных методов делают возможным моделирование системы математическим представлением ее в виде наглядно анализируемой сети, позволяющей получить важную информацию о структуре и дина-

мическом поведении моделируемой системы [3,4].

В значительной степени теоретические работы по сетям Петри основаны на формальном их определении. Тем не менее для иллюстрации понятий теории этих сетей гораздо более удобно графическое их представление в виде двудольного ориентированного мультиграфа [3,4].

Структура сети Петри представляет собой совокупность позиций (условий) P и переходов (событий) T . Поэтому работу сети представляют как совокупность локальных действий, которые называются срабатываниями переходов. Они соответствуют реализациям событий и приводят к изменению разметки позиций, т.е. к локальному изменению условий в системе.

Сеть Петри будем считать набор $N=(P, T, F, W, M_0)$, где (P, T, F) — конечная сеть (множество $X=PUT$ конечно), а $W:F \rightarrow \mathbb{N} \setminus \{0\}$ и $M_0:P \rightarrow \mathbb{N}$ — две функции, называемые соответственно кратностью дуг и начальной разметкой, [3].

В процессе исследований была использована предложенная в [3] алгебра сетей, порождающих класс регулярных сетей, для которых характерно топологически регулярное строение, что дает возможность расчленить процесс анализа и конструирования сетей на совокупность этапов, на каждом из которых достаточно иметь дело с более простыми фрагментами сети.

Ввиду того, что реальные события исследуемых объектов укладываются в различные интервалы времени и могут происходить как параллельно, так и независимо друг от друга, то в ходе построения и анализа моделей введем следующие ограничения:

поведение моделируемой системы будем рассматривать как последовательность дискретных событий, порядок которых является одним из возможных, допускаемых основной структурой;

запуск переходов (соответствующих событий) рассматривается как мгновенное событие, занимающее нулевое время;

возникновение двух событий одновременно невозможно.

В некоторых исследованиях [2] уже решались задачи создания элементов систем импульсного регулирования электропривода постоянного тока с использованием на этапе теоретических исследований маркированных сетей Петри.

Материал этих исследований вполне может представлять определенную ценность при моделировании требуемых режимов в системах импульсного регулирования. Однако решение поставленной в данной работе задачи не требует такого глубокого, продолжительного во времени и сложного по исполнению анализа возможных способов управления импульсными регуляторами. Основная цель работы заключается в разработке способов и алгоритмов управления режимом электрического торможения ТД. В этом направлении и проведены исследования.

В ходе исследований с помощью аппарата маркированных сетей Петри авторами была синтези-

рована обобщенная модель, граф которой представлен на рис. 1 (граф сети изображен сплошными линиями). В полученной сети N_1 условиями являются: P_1 — сформирован сигнал на открывание ИР; P_2 — СУ готова сформировать управляющий сигнал на закрывание ИР; P_3 — СУ готова сформировать управляющий сигнал на открывание ИР; P_4 — сформирован сигнал на закрывание ИР; P_5 — напряжение питающей сети отсутствует в схеме электропривода; P_6 — напряжение питающей сети присутствует в схеме электропривода; P_7 — собрана схема режима противовключения ТД; P_8 — текущее время торможения $t=\gamma T$, где γ — относительное время включения ИР; T — период; P_9 — собрана схема электродинамического торможения ТД; P_{10} — текущее время торможения $t=T$. Событиями для сети N_1 будут: t_1 — формируется сигнал открывания ИР; t_2 — формируется сигнал закрывания ИР; t_3 — напряжение питающей сети восстанавливается; t_4 — напряжение питающей сети исчезает; t_5 — ИР открывается; t_6 — реализуется режим противовключения ТД; t_7 — реализуется режим электродинамического торможения ТД; t_8 — ИР остается закрытым; t_9 — ИР закрывается.

Как известно [3,4], важнейшими свойствами сетей Петри являются ограниченность и безопасность. При этом первое связано с ограниченной емкостью реальных условий реализации событий. В ходе дальнейших рассуждений сделаем несколько определений.

Определение 1. Место P в сети Петри $N=(P, T, F, W, M_0)$ называется ограниченным, если существует число такое, что для любой достижимой в сети разметки M справедливо неравенство $M(P) \leq n$. Сеть N называется ограниченной, если любое ее место ограничено. Ясно, что множество достижимых разметок $P(N)$ конечно, если и только если N — ограниченная сеть.

Безопасность сети — это частный случай более общего свойства ограниченности. Место P называется безопасным, если $\forall M \in R(N): M(P) \leq 1$; соответственно сеть безопасна, если все ее места безопасны.

Соображения относительно реального ограничения на аппаратную реализацию позиций позволяют прийти к заключению, что безопасность — необязательное требование. Однако для данного класса задач нарушение условий безопасности может привести к неопределенностям в алгоритме функционирования электропривода. Поэтому будем считать, что в определении 1 $n \leq 1$.

Исследование проблемы ограниченности сводится к анализу графа другого типа, а именно — покрывающего дерева сети, т.е. алгоритм распознавания ограниченности сети состоит в построении ее покрывающего дерева и последующего просмотра конечного числа вершин — разметок. Если будет найдена хотя бы одна разметка с символом ∞ , то сеть не ограничена, в противном случае — ограничена.

Отметим, что в процессе исследований в модель была введена модификация сети по методу автоблокировки, являющаяся одним из самых простых методов увеличения мощности моделирования этим математическим аппаратом [4,5].

Однако процесс создания модели сам по себе малоэффективен. Поэтому необходимо провести анализ моделируемой системы. Для постановок задач анализа сетей Петри прежде всего необходимо указать и формально определить те свойства сетей, которые целесообразно анализировать.

По-видимому, на следующем этапе исследований необходимо осуществить выбор методов анализа сетей, при помощи которых попытаться глубоко проникнуть в поведение моделируемой системы.

Рассмотрим маркированную сеть Петри N_1 , представленную на рис. 1. Начальная маркировка ее — $(0,0,1,0,0,1,0,0,0,1)$. В этой начальной маркировке разрешены два перехода: t_1 и t_4 . Поскольку мы хотим рассмотреть все множество достижимости для маркировок, получающихся в результате запуска каждого из этих двух переходов. Срабатывание перехода t_4 и последующее срабатывание перехода t_3 моделирует наличие напряжения питающего схему электропривода. Поэтому в соответствии с принятыми ранее определениями будем считать, что возможна любая последовательность чередующихся запусков переходов t_3, t_4 с запусками других переходов сети.

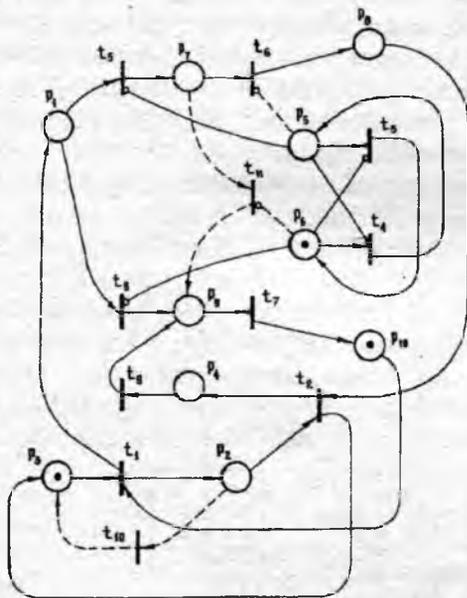


Рис.1. Обобщенная модель электропривода в виде маркированной сети Петри

Так как процесс функционирования импульсной системы регулирования тока ТД состоит из множества периодов включений, то при построении дерева достижимости будем считать, что работа сети начинается посредством запуска перехода t_1 и заканчивается при маркировке $(0,0,1,0,0,1,0,0,0,1)$ или $(0,0,1,0,1,0,0,0,0,1)$.

Из-за большого количества позиций и переходов сети N_1 его дерево достижимости имеет довольно громоздкий вид. С целью удобства анализа сети представим его в виде графа достижимых маркировок (рис. 2), где цифры показывают номер позиций, в которых находятся фишки.

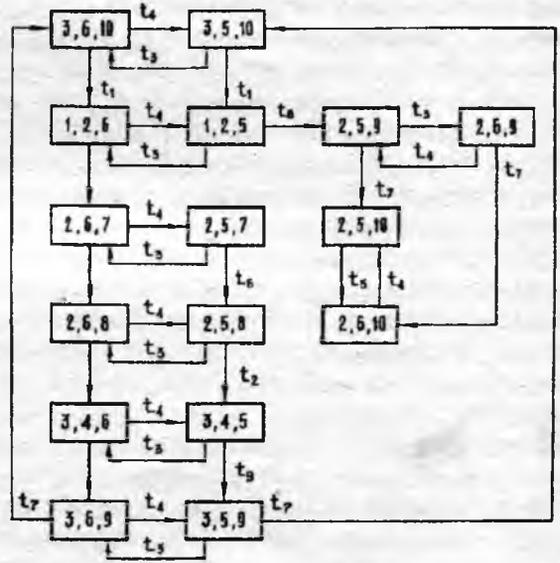


Рис.2. Граф достижимых маркировок сети Петри к рис. 1

Просмотр конечного числа вершин — разметок сети N_1 показывает, что сеть ограничена, а так как $\forall M \in R(N): M(P) \leq 1$, то и безопасна.

Нетрудно заметить, что в сети N_1 число входов в каждом переходе равняется числу выходов. Это позволило наделить сеть свойством строгого сохранения, т.е. сеть не теряет и не порождает фишки, а просто передвигает их (рис. 1, 2).

Очень важным свойством алгоритма построения дерева достижимости, а в нашем случае графа разметок, является то, что он заканчивает работу, т.е. необходимо, чтобы сеть была живой.

Определение 2. Сеть Петри называют живой, если в ней из любой маркировки, достижимой из начальной маркировки M_0 , можно возвратиться (при помощи цепочки переходов) в M_0 и любой переход срабатывает в какой-нибудь из достижимых маркировок.

В данном случае нас будет интересовать задача достижимости маркировок: $(0,0,1,0,0,1,0,0,0,1)$ и $(0,0,1,0,1,0,0,0,0,1)$. Но анализ вершин-разметок позволил выявить тупиковую разметку $(0,1,0,0,1,0,0,0,0,1)$, т.е. разметку, при которой в сети N_1 ни один переход не может сработать. Это значит, что маркировки $(0,0,1,0,0,1,0,0,0,1)$ и $(0,0,1,0,1,0,0,0,0,1)$ становятся не достижимыми, а сеть N_1 не отвечает требованию, предъявленному к построению дерева достижимости. Следовательно, построенная модель в виде маркированной сети N_1 нуждается в дальнейшем совершенствовании. На модели это должно выглядеть как недопустимость запуска переходов, образующих тупиковые разметки. При этом в модель, как минимум, необходимо ввести один или несколько пе-

реходов, позволяющих смоделировать устойчивую работу системы импульсного регулирования режимов электрического торможения ТД.

Из анализа графа сети N_1 и его графа достижимых маркировок следует, что тупик возникает, если в последовательности векторов маркировок исходящей из корня, присутствуют маркировки $(0,1,0,0,1,0,0,0,1)$ и $(0,1,0,0,0,1,0,0,0,1)$.

Сеть N_1 с маркировкой $(0,1,0,0,1,0,0,0,0,1)$ или $(0,1,0,0,0,1,0,0,0,1)$ могла бы перейти в состояние исправной сети с множеством достижимых маркировок, включающих $(0,1,0,0,1,0,0,0,0,1)$ и $(0,1,0,0,0,1,0,0,0,1)$ после срабатывания перехода t_2 или в результате срабатывания дополнительно введенного перехода, соединяющего входной и выходной дугой позиции P_2, P_3 , причем этот переход должен быть разрешен только после срабатывания переходов t_4, t_8 . В противном случае срабатывание вновь введенного перехода приведет к другим тупиковым разметкам $(0,0,1,0,1,0,0,1,0,0)$ или $(0,0,1,0,0,1,0,1,0,0)$.

Далее, выполнение последовательности срабатывания переходов t_5, t_4 ставит исследуемую сеть в несоответствие реальному объекту. Здесь одновременное выполнение условий P_5, P_7 противоречит логике дальнейшего функционирования моделируемой системы электрического торможения ТД, так как без подведенного к схеме электропривода питающего напряжения реализовать режим противовключения ТД невозможно.

Следовательно, переход t_6 не должен срабатывать при маркировке $(0,1,0,0,1,0,1,0,0,0)$, что противоречит структуре сети и еще раз подчеркивает необходимость дальнейшего совершенствования модели.

Подобно рассмотренному методу устранения тупиковых разметок анализируемая сеть сможет перейти из состояния $(0,1,0,0,1,0,1,0,0,0)$ в состояние $(0,1,0,0,1,0,0,0,1,0)$, соответствующее реальным процессам, протекающим в электроприводе при этих условиях, путем введения еще одного дополнительного перехода, соединяющего входной и выходной дугами позиции P_7, P_9 .

Заметим, что введение новых переходов t_{10}, t_{11} (рис. 1) в исходную сеть целесообразно осуществлять совместно с введением автоблокировок.

Таким образом, в соответствии с изложенным

будет получена модифицированная сеть N_1' , представленная на рис. 1 с учетом пунтирных линий.

Как уже было отмечено, переход t_{10} , соединивший входной и выходной дугами позиции P_2, P_3 , должен срабатывать только после выполнения условия, которое записывается в виде разметки: $(0,1,0,0,1,0,0,0,1,0)$. Предположим, что в сеть N_1' введены запрещающие дуги P_2t_7 и P_9t_3 , которые реализуют необходимую последовательность срабатывания переходов: $M = (0,1,0,0,1,0,0,0,1,0)$ $[t_{10} > M = (0,0,1,0,1,0,0,0,1,0)$ $[t_7 > M = (0,0,1,0,1,0,0,0,0,1)$, а также запрещающие дуги $P_1t_{10}, P_3t_{10}, P_4t_{10}, P_6t_{10}, P_7t_{10}, P_8t_{10}, P_{10}t_{10}$, которые предотвратят срабатывание t_{10} , при любых других маркировках сети.

Обеспечение безопасности сети методом автоблокировки приводит к максимальному соответствию модели реальному объекту. Однако это достигается иногда избыточным введением запрещающих дуг. Поэтому применим к разрабатываемой модели алгоритм уменьшения числа запрещающих дуг при условии сохранения максимального соответствия сети реальному объекту [5]:

1. Введем в N запрещающие дуги (их множество обозначим через F_0), обеспечив его безопасность по методу автоблокировки. Получим блок N' :

2. Построим для N' граф достижимых маркировок и определим на его основе множество $R'(M_0)$ маркировок, достижимых в N из M_0 .

3. Заполним таблицу, строки которой однозначно соответствуют запрещающим дугам множества F_0 , а столбцы — маркировкам множества $R'(M_0)$. При этом в клетку $((P, t), M)$ таблицы занесем "плюс", если переход t возбужден при маркировке M в блоке N , но не возбужден в N' . Иначе надо занести "минус".

4. Разобьем на два непересекающихся подмножества F_0' и F_0'' так, что $(P, t) \in F_0'$, если а) либо в каждой клетке строки (P, t) лишь минусы; б) либо для каждого столбца таблицы, такого, что в клетке $((P, t), M)$ содержится плюс, найдется строка с тем же переходом $(P', t) \in F_0''$, у которой в клетке $((P', t), M)$ также содержится плюс. Очевидно, такое разбиение в общем случае неоднозначно.

5. Положим в качестве модифицированного

Параметры	3, 6, 10	3, 5, 10	1, 2, 6	2, 6, 7	2, 6, 8	3, 4, 6	3, 6, 9	1, 2, 5	2, 5, 9	3, 5, 9	2, 5, 7	2, 5, 8	3, 4, 5
P_5t_5	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-	-
P_5t_6	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-
P_5t_4	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
P_6t_3	-	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-
P_6t_{11}	-	-	-	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
P_6t_8	-	-	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
P_6t_{10}	-	-	+	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-
P_1t_{10}	-	-	+	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-
P_7t_{10}	-	-	+	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-
P_8t_{10}	-	-	+	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-
P_9t_3	-	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-
P_2t_7	-	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-
P_3t_{10}	-	-	+	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-
P_4t_{10}	-	-	+	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-
$P_{10}t_{10}$	-	-	+	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-

блока блок N'' , получившийся из N' после удаления всех дуг множества F_0' .

Предположим, что в исходной сети N_1' запрещающие дуги отсутствуют. Модифицированный блок N_1'' получен путем введения выше указанного множества блокировок. Граф достижимых маркировок модифицированного блока N_1'' представлен на рис. 3. В соответствии с алгоритмом строим таблицу.

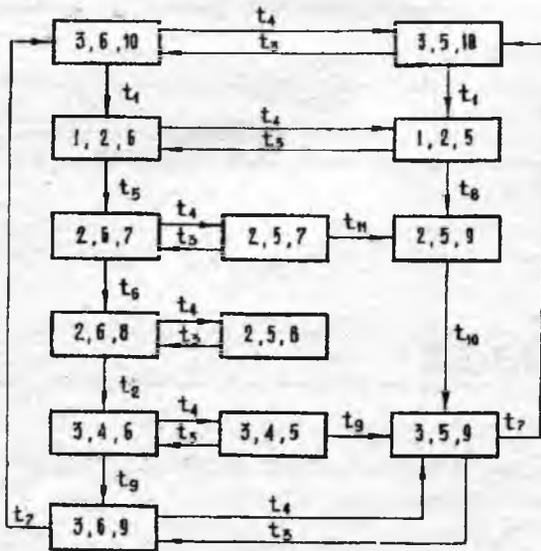


Рис.3. Граф достижимых маркировок модифицированного блока сети Петри

Множество F_0' составим из строк (P_5t_5) , (P_5t_6) , (P_6t_{11}) , (P_6t_8) , (P_6t_{10}) , (P_7t_{10}) , (P_8t_{10}) , (P_9t_3) , (P_2t_7) . Оставшиеся строки таблицы составляют множество F_0 . Процесс удаления дуг является завершающим этапом построения модели электропривода в виде маркированной сети Петри, N_2 граф которой представлен на рис. 4.

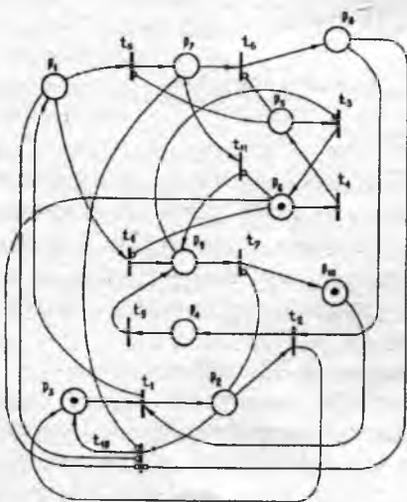


Рис.4. Модифицированная модель электропривода

Так как разрабатываемая схема электрического торможения ТД является неотъемлемой частью схемы электропривода, рассмотрим на получен-

ной модели общие особенности функционирования схемы электропривода в режиме тяги и режиме электрического торможения. Так, если представить, что математическая модель N_2 отражает процессы протекающие в схеме электропривода в двигательном режиме, то необходимо условия P_7 , P_9 и события t_6 , t_7 наделить другим содержанием. Тогда условия P_7 , P_9 будут соответствовать схеме двигательного режима ТД при включенном и выключенном ИР. События t_6 , t_7 будут отражать процесс нарастания и снижения тока в ТД за время импульсного цикла прерывателя.

Очевидно, что последовательность срабатываний переходов t_8 , t_6 для обоих режимов возможно реализовать одним схмотехническим решением посредством изменения полярности напряжения якорной цепи ТД с помощью реверсирующих контакторов (тиристоров), предназначенных для изменения направления вращения.

Для двигательного режима последовательность срабатывания переходов t_8 , t_7 или t_9 , t_7 соответствует образованию контура тока по цепи обратного диода. Вместе с тем, после реверсирования якоря ТД направление тока в режиме электродинамического торможения также совпадает с направлением проводимости обратного диода.

По-видимому целесообразно чтобы и последовательность срабатывания переходов t_8 , t_7 или t_9 , t_7 были реализованы одним схмотехническим решением. В результате, с учетом положительных качеств известных технических решений [1] была получена синтезированная силовая схема электропривода РЭ, представленная на рис. 5, где C_Φ — конденсатор входного фильтра; M , LM — соответственно якорь и обмотка возбуждения ТД; R_T — тормозной резистор; $VD1$ — обратный диод; $VD2$, $VD3$ — разделительные диоды.

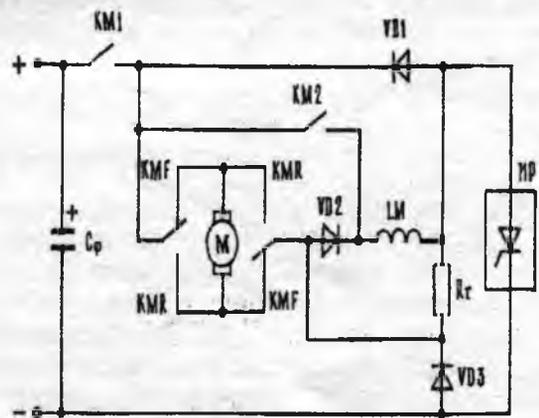


Рис.5. Силовая часть схемы управления тяговыми электроприводом

Работа схемы осуществляется следующим образом. Предположим, что замкнуты контакты реверсора KMF и включен контактор двигательного режима $KM1$. В этом случае ТД работает в режиме тяги. Требуемые средние значения напряжения и

тока ТД поддерживаются путем изменения времени относительного включения ИР.

На начальном этапе торможения собирается схема электродинамического торможения ТД посредством включения *KM2* и отключения *KM1*.

На конечном этапе торможения совместно используются два режима торможения электродинамическое и противовключение. Для этого выключаются контакты *KM2*, *KMF* и включаются контакты *KM1*, *KMR*.

Разработанная силовая схема электропривода применена при модификации системы управления промышленным электровозом типа К-14 [1,2]. Испытания подтвердили значительную эффективность использования технических возможностей системы управления в режиме электрического

торможения ТД и достаточную его безопасность.

Список литературы

1. Синчук О.Н., Гузов Э.С., Афанасьев Е.В. Совершенствование способов электрического торможения тяговых электроприводов//Электротехника. 1992. № 5.С.21-25.
2. Синчук О.Н., Луценко И.А. Стратегия издания обобщенной структуры формирователя управляющих импульсов электропривода постоянного тока//Техническая электродинамика. 1992. № 1. С.52-56.
3. Котов В.Е. Сети Петри. М.: Наука, 1984.
4. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование систем. М.: Мир, 1984.
5. Руднев В.В. К вопросу об описании конвейерных процессов сетями Петри//Автоматика и телемеханика. 1985. № 8. С.115-121.

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Настоящей статьей, написанной по заказу Ассоциации "Автоматизированный электропривод", мы продолжаем серию публикаций, относящихся к независимой экспертизе качества как изделий, входящих в состав электропривода, так и систем в целом.

В статье изложена лишь небольшая часть исследований отрезка серии АИ (АИС), проведенных группой квалифицированных и хорошо оснащенных специалистов из МЭИ.

Контактный телефон для интересующихся другими результатами, а также упомянутой в статье экспертной системой: (095) 208-29-02. — Ассоциация "Автоматизированный электропривод".

УДК 621.313.333.001.8

ОБОБЩЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ ПОРТРЕТ ОТРЕЗКА СЕРИИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ АИС

Е.Е.МОИСЕЕВА, Ю.И.ПРУДНИКОВА, Н.В.СИДОРОВ, кандидаты техн.наук

Московский энергетический институт

Асинхронные двигатели общего назначения, являясь наиболее массовой продукцией электромашиностроения, широко применяются во всех отраслях промышленности и сельского хозяйства в силу простоты, относительно небольшой стоимости и невысоких требований к техническому обслуживанию. Расширяющееся использование технически сложных электроприводов с преобразователями частоты и другими электронными устройствами ни в коей мере не исключает широкого применения простых нерегулируемых электроприводов с короткозамкнутыми асинхронными двигателями, питаемыми от сети стандартного напряжения.

В статье приводятся результаты сопоставления основных технических показателей современных массовых асинхронных двигателей серии АИ (АИС в экспортном исполнении), выпускаемых в

странах СНГ, с аналогичными двигателями ведущих зарубежных фирм и дается критический анализ свойств реальных двигателей указанной серии, выполненный на основе данных широко-масштабного экспериментального исследования отрезка серии.

Производимые в настоящее время в странах СНГ асинхронные двигатели общего назначения серии АИ проектировались с использованием богатого опыта отечественного и мирового электромашиностроения и в полном соответствии с рекомендациями международной электротехнической комиссии (МЭК) как массовые электротехнические изделия высокого технического уровня [1]. И это удалось разработчикам: сравнение общих технических характеристик двигателей различных производителей (данные из каталогов), примеры которого приведены в таблице, показывает, что

Производитель	Маркировка	Мощность номинальная, кВт	Скорость номинальная, об/мин	Ток номинальный, А	Ток пусковой, о.с.	Момент пусковой ое.	Момент минимальный, о.е.	Момент максимальный, о.е.	КПД, %	cosφ	Масса, кг
ABB	90s	1,1	1410	2,9	4,5	2,2		2,4	74	0,78	13
AEG	AM90SX4	1,1	1390	2,8	4,6	2,1	2,0	2,2	74	0,80	13,2
АИС (заводы СНГ)	90S4S	1,1	1395	2,8	5,5	2,2	1,6	2,2	75	0,81	12
ATB	A90S/4A	1,1	1400	2,8	5,0	2,1		2,3	74	0,81	12
Brook Crompton	D90SN	1,1	1410	3,3	4,5	2,1	2,1	2,7	79	0,65	
Electrim	90S-4	1,1	1415	2,8	4,7	2,1		2,4	74	0,80	12,5
Rotor	4AP90S-4	1,1	1410	2,8	4,6	2,2		2,5	73	0,82	13
ABB	160m	11	1450	23	6,7	2,8		3,0	88	0,85	72
AEG	AM160M04	11	1460	23	6,7	2,5	2,1	2,6	90	0,83	87
АИС (заводы СНГ)	160M4	11	1445	22	7,5	2,0	1,4	3,2	89,5	0,87	115
ATB	A160M/4A	11	1465	22	7,0	2,0		2,6	87	0,87	100
Brook Crompton	D160M	11	1460	22	6,5	2,2	2,0	2,9	88	0,86	
Electrim	160C-4	11	1460	22	7,0	2,3		3,1	89	0,85	110
Rotor	XF160M04	11	1445	22,5	6,8	2,6		3,1	87	0,85	115

АИС практически не отличаются от лучших европейских аналогов. Лишь по двум признакам — пусковому и минимальному (седловому) моментам ряд двигателей АИС уступает на 10—30% двигателям-аналогам других фирм, однако эти моменты превышают минимальные стандартные значения по VDE и МЭК (информационный материал "Определение соответствия отечественных асинхронных двигателей мощностью от 0,025 до 400 кВт общего назначения требованиям международных и национальных стандартов (США, ФРГ, Япония) "ВАКИ 520.075.931, 1991, ВНИПТИЭМ), т.е. не выходят за допустимые рамки.

Двигатели серии АИС могут рассматриваться как типичные представители современных стандартных асинхронных двигателей общего назначения, что создает неплохие предпосылки для экспорта.

Производство двигателей осуществляется на многих электромашиностроительных заводах, причем часто на одном заводе изготавливаются один—два типоразмера двигателей. "Фактор завода" может проявляться как в некоторых отличиях свойств реально производимых двигателей от заложенных при проектировании, так и в существенном различии между отдельными типоразмерами внутри серии.

Замена парка существующих в данное время двигателей (4А и др.) двигателями и поставка их за рубеж порождает ряд вопросов, связанных с новыми европейскими стандартами, с паспортизацией двигателей и т.п., что требует знания не только каталожных данных, но и реальных свойств отдельных типоразмеров и обобщенного портрета всей серии. Эти сведения представляют интерес как для многочисленных пользователей,

так и для производителей, заботящихся о техническом уровне своих изделий.

В научно-исследовательской лаборатории кафедры Автоматизированного электропривода МЭИ под руководством проф. Н.Ф.Ильинского были проведены комплексные испытания ряда асинхронных двигателей серий 4А и АИС с представлением результатов в виде специализированной прикладной компьютерной программы — экспертной системы для ответа на многочисленные вопросы типа "что—если" и для поддержки труда проектировщиков при поиске наиболее эффективных решений в сфере применения электродвигателей. Первый вариант экспертной системы, ориентированный на IBM-совместимые компьютеры, был создан в 1990 г. [2]. Дальнейшие версии, содержащие полные результаты исследований, относятся к 1991—93 гг.

При выполнении работы испытывались двигатели АИС самых массовых габаритов — двух- и четырехполюсные мощностью от 0,55 до 18,5 кВт (высоты 80—160 мм). Всего испытывалось 14 типоразмеров четырехполюсных и 13 типоразмеров двухполюсных двигателей. Каждый типоразмер был представлен двумя или тремя экземплярами машин, выбранных из экспортных поставок по случайному признаку: заводские номера двигателей одного типоразмера существенно отличались между собой. При испытаниях двигателей до 4 кВт использовался специализированный испытательный компьютеризированный стенд, позволяющий проводить эксперименты в автоматическом режиме.

В процессе испытаний исследовались, в частности, зависимости тока статора и температуры двигателя от напряжения питания и нагрузки на валу. За номинальное значение нагрузки прини-

малось то, при котором ток статора равен указанному на щитке двигателя номинальному значению. Температура измерялась термопарами в верхней лобовой части обмотки статора со стороны вала — в самой нагретой точке двигателя [3,4]. В процессе обработки результаты испытаний каждого типоразмера анализировались на однородность и усреднялись.

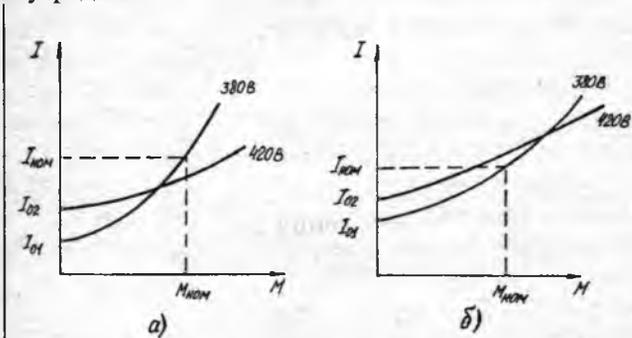


Рис. 1. Типичные зависимости тока статора от момента на валу двигателя: а - при номинальном (380 В) напряжении; б - при повышенном (420 В) напряжении

Многочисленные испытания упомянутого ряда двигателей АИС позволили установить, что разброс токов и температур в рамках одного типоразмера невелик и составляет 5—10%; разброс токовых и тепловых характеристик разных типоразмеров существенно больше, причем различия носят не только количественный, но и качественный характер. Типичные зависимости тока статора и перегрева обмотки статора от момента на валу двигателя при номинальном (380 В) и повышенном (420 В) напряжениях представлены на рис. 1 и 2.

Для большинства машин (исключение в основном составляют двигатели с классом изоляции В) значение сервис-фактора SF (отношение допустимой по изоляции температуры к реальной температуре обмотки при номинальном режиме) превосходит 1,1 (гистограмма на рис. 3), т.е. двигатели имеют существенный запас по нагреву; здесь и далее в гистограммах по вертикальной оси отложено количество испытанных двигателей в процентах. Об использовании активных материалов можно судить по степени насыщения магнитной

цепи машин, отражающейся, в частности, в уровне токов холостого хода. На фоне хороших средних показателей (рис. 4) заметна часть машин, выполненных перенасыщенными, ток ХХ при номинальном напряжении доходит до 80% номинального тока двигателя.

Различие и особенности материалов и технологий, отразившиеся в разных типах зависимостей на рис. 1, и 2, можно охарактеризовать двумя дополнительными параметрами:

электрический фактор насыщения магнитной цепи S_0 (рис. 5)

$$S_0 = \frac{\Delta I_0 / I_{\text{НОМ}}}{\Delta U / U_{\text{НОМ}}},$$

где $\Delta I_0 = I_{02} - I_{01}$ (рис. 1); I_{01} — ток ХХ статора при $U = 380$ В; I_{02} — то же при $U = 420$ В; $I_{\text{НОМ}}$ — номинальный ток статора при $U = 380$ В.

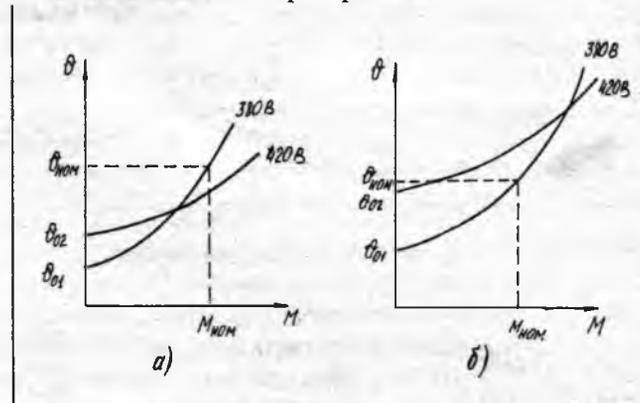


Рис. 2. Типичные зависимости перегрева обмотки статора от момента на валу двигателя:

а - при номинальном (380 В) напряжении; б - при повышенном (420 В) напряжении

Тепловой фактор насыщения магнитной цепи δ_0 (рис. 6)

$$\delta_0 = \frac{\Delta \theta_0 / \theta_{\text{НОМ}}}{\Delta U / U_{\text{НОМ}}},$$

где $\Delta \theta_0 = \theta_{02} - \theta_{01}$ (рис. 2); θ_{01} — нагрев обмотки статора ненагруженного двигателя при $U = 380$ В; θ_{02} — то же при $U = 420$ В; $\theta_{\text{НОМ}}$ — нагрев обмотки статора в номинальном режиме при 380 В.

Гистограмма на рис. 5 свидетельствует о высокой чувствительности значительной части (более 40%) двигателей к повышению напряжения: срав-

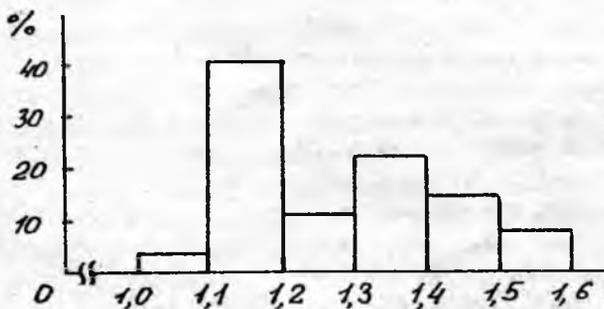


Рис. 3. Гистограмма значений сервис-фактора SF

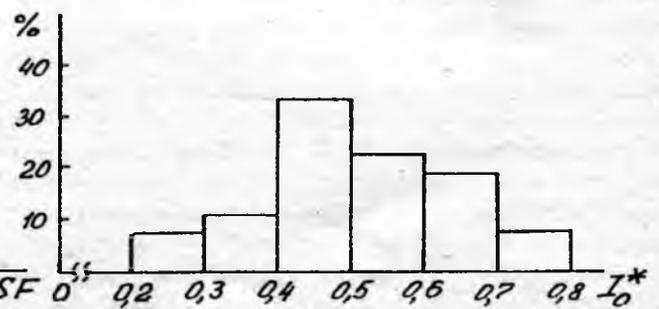


Рис. 4. Гистограмма значений тока ХХ I_0^*

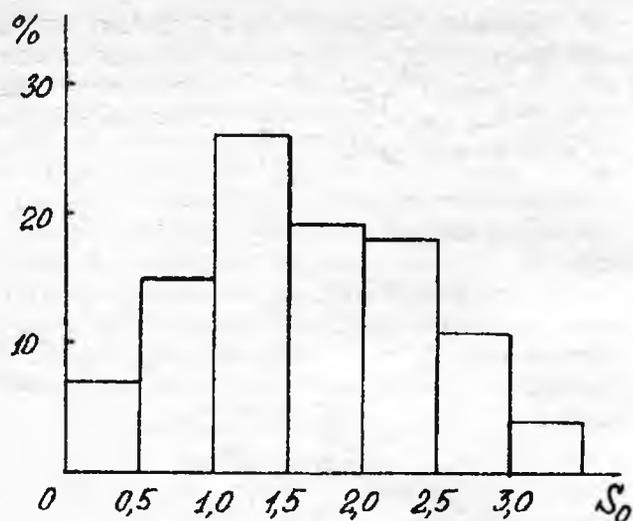


Рис. 5. Гистограмма значений электрического фактора насыщения S_0

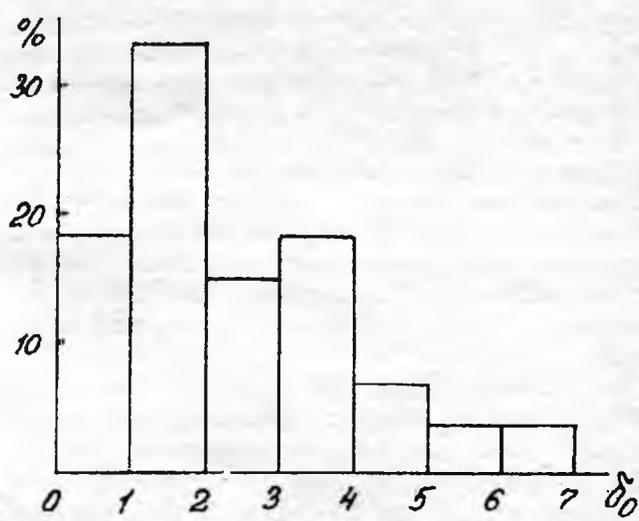


Рис. 6. Гистограмма значений теплового фактора насыщения δ_0

нительно небольшой его рост (10%) приводит к заметному повышению тока ХХ двигателя.

Еще более заметно это явление на рис. 6: ряд двигателей подвержен существенному перегреву при повышенных напряжениях по отношению к номинальному значению. Параметр δ_0 отражает существенно различное соотношение потерь в меди и стали для отдельных образцов. Так, в испытанной выборке машин двигатель 80В2 при вполне благополучных значениях $I_0^* = 0,59$ и $S_0 = 2,4$ имеет параметр $\delta_0 = 4,2$, т.е. температура ненагруженного двигателя с ростом напряжения от 380 до 420 В резко — в два раза возрастает при сравнительно мало меняющемся токе. Интересно отметить, что нагрев двухполюсных машин меньше зависит от изменения напряжения, чем четырехполюсных.

Из общего анализа приведенных на рис. 3—6 гистограмм следует:

1. Средние значения $SF = 1,2$ и $I_0^* = 0,5$ вполне удовлетворительны; около половины машин исследованного отрезка серии имеют значительный запас по теплу ($SF > 1,3$).

2. Большой разброс всех показателей, особенно S_0 и δ_0 , свидетельствует о существенно неодинаковом качестве различных типоразмеров машин, а иногда о необходимости пересмотра технологии, изменении параметров или использовании лучших материалов.

3. Опасны неблагоприятные сочетания нескольких факторов — низкого SF и высоких S_0 и δ_0 , к сожалению, встречающихся в отдельных типоразмерах.

Экспертная система, основанная на экспериментальном изучении отрезка серии АИС, кроме оценки указанных и других потребительских свойств каждого типоразмера, дает возможность решать ряд важных частных задач. Одна из таких

задач — оценка возможности использования двигателей АИС в условиях нового европейского стандарта напряжений 230/400 В и 400/690 В, вводимого в 1997 г. согласно требованиям DIN IEC 38.

Производимые в настоящее время в СНГ и странах Европы асинхронные двигатели общего назначения рассчитаны на питание от сети (в общем случае) 220/380 В или 380/660 В. Диапазоны отклонений напряжения от номинального значения, различные в разных странах, однако по существующим в настоящее время стандартам не превышают 10%. В ходе подготовки перехода на новые стандарты напряжения наблюдается два подхода к решению этой проблемы. Ряд компаний ("Brook Crompton", АЕG, "Siemens", АВВ и др.), производя в данный момент двигатели на стандартное напряжение 380 В, имеют технологии, позволяющие легко переходить на производство стандартных двигателей на любое единичное значение напряжения в диапазоне 200—600 В. Также указывается (каталоги фирм за 1992 г.), что существует нестандартное в данный момент исполнение двигателей, отвечающее требованиям DIN IEC 38 (которые будут обязательны в 1997 г.):

Номинальные напряжения системы питания	Диапазон номинальных напряжений
230 В + 10%	220—240 В
400 В + 10%	380—420 В
690 В + 10%	655—725 В

Основные технические параметры двигателей, за исключением номинального тока, остаются без изменений.

Другой подход заключается в изучении возможности использования выпускаемых в настоящий момент двигателей при новых значениях на-

пряжения с доработкой, если возможно и необходимо, их конструкции.

В связи с этим все исследованные двигатели могут быть разделены на три условные группы:

"Нормальные" двигатели (пригодные к использованию при повышенных напряжениях), характеристики которых соответствуют рис. 1,а и 2,а при $s_0 < 2,5$; $I_0^* < 0,65$; $\delta_0 < 3$. Ток ХХ невелик, и в диапазоне новых напряжений двигатели чувствуют себя достаточно "комфортно". Около 60% испытанных двигателей можно отнести к этой категории.

За "условно нормальные" двигатели (примерно 30%) приняты те рабочие характеристики, которые могут быть представлены кривыми на рис. 1,б и 2,а, либо кривыми на рис. 1,а и 2,б. Использование этих машин при повышенных напряжениях является проблематичным, и их уверенному экспорту в новых условиях должны предшествовать соответствующие доработки.

"Аномальные" двигатели (около 10%), у которых рабочие характеристики соответствуют кривым на рис. 1,б и 2,б, как правило, двигатели малой мощности, характеризующиеся $\delta_0 > 3$ и $s_0 > 2,5$ (или $I_0^* > 0,6$). Использование этих двигателей при повышенных напряжениях недопустимо.

Все двигатели, за исключением "аномальных", при напряжении 400 В + 5% имеют уменьшенный на 5% номинальный ток, по отношению к значению при 380 В. Из изложенного следует, что подавляющее большинство исследованных типоразмеров двигателей готовы (60%) или могут быть относительно просто адаптированы (30%) к новому европейскому стандарту; 10% двигателей нуждаются в более серьезной доработке. В целом же серия двигателей АИС представляется достаточно перспективной (за исключением небольшого ряда типоразмеров), что находит подтверждение в больших объемах поставок этих двигателей на рынок.

Список литературы

1. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/Под ред. В.И.Радина. М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Pynski N.F., Minakov A.A., Sidorov N.V. Expert system for induction motor selection//Proc. of 6-th Conf. on Power Electronics and Motion Control. Budapest. 1990. Vol.1. P.108-110.
3. Ипатенко В.Н. Алгоритмы выбора асинхронных двигателей на основе тепловых моделей. Дис. канд.техн.наук. М.: МЭИ, 1979.
4. Минаков А.А. Алгоритмы выбора двигателей в электроприборах с стохастической нагрузкой. Дис. канд.техн.наук. М.: МЭИ, 1987.

УДК 621.313.333.8.036

ДИНАМИЧЕСКАЯ ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Е.Е.МОИСЕЕВА

Московский энергетический институт

Тепловые модели массовых асинхронных двигателей служат основой их правильного выбора в любом конкретном применении, позволяют оценивать срок службы узлов, подверженных тепловому старению и износу (обмотка, подшипники), входят в компьютерные программы проектирования электроприводов с асинхронными двигателями [1].

Сложность тепловых процессов в асинхронном короткозамкнутом двигателе [2], их сильная зависимость от электрических (питающая сеть) и механических (нагрузка на валу) воздействий на двигатель выдвигают на первый план экспериментальные приемы получения тепловых моделей. Это относится, в первую очередь, к массовым сериям асинхронных двигателей, полная паспортизация которых должна основываться, в частности, на емких тепловых моделях, отражающих реальные процессы в двигателе [3]. Даже в тех случаях, когда в основу тепловых моделей положены весьма совершенные теоретические построения — многомассовые тепловые схемы и т.п. — экспериментальная проверка результатов играет решаю-

щую роль в обеспечении достоверности тепловых моделей.

Многочисленные исследования тепловых полей в серийных асинхронных двигателях при различных воздействиях [4] позволили надежно установить наиболее напряженную в тепловом отношении зону — это лобовая часть обмотки статора со стороны, противоположной вентилятору, вблизи клеммной коробки. На рис. 1 показан характерный пример температурных диаграмм двигателя 4А100S4 в номинальном режиме S1, полученных В.Н.Ипатенко [4]. Исследования других двигателей в различных режимах [5] подтвердили этот вывод. Температура в указанной зоне выше, чем в других частях обмотки статора, на 5—7 °С. Средняя температура обмотки, измеренная методом амперметра-вольтметра, может отличаться от температуры в опасной зоне на 10—15 °С, в связи с чем этот показатель неудобен для использования в моделях, предназначенных для выбора двигателей или оценки их ресурса. Ряд характерных примеров повреждения обмотки в указанной зоне, вызванного перегрузкой двигателя, подтверждает

целесообразность использования в тепловых моделях температуры наиболее нагретой части обмотки.

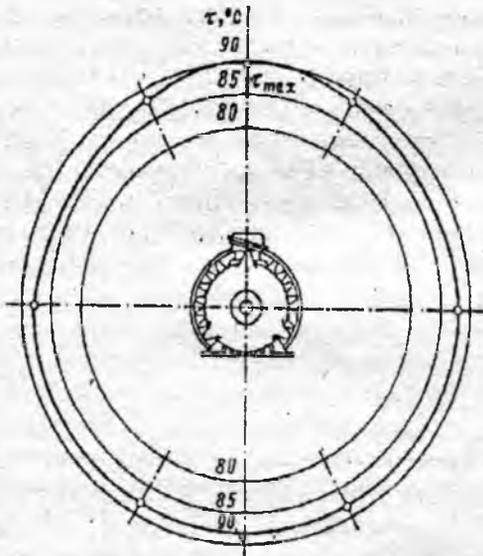


Рис.1. Характерный пример температурных диаграмм двигателя 4A100S4 в номинальном режиме

Многочисленные тепловые испытания отрезков серий массовых двух- и четырехполюсных двигателей различных исполнений и различных заводов-изготовителей в диапазоне мощностей от 0,5 до 18 кВт (высота 80–160 мм), проведенные с участием автора в последние годы [6], позволили установить, что разброс температур, измеренных термопарами в указанной опасной зоне двигателя при одинаковых условиях, в рамках одного типоразмера не превышает 3–4 °С среднего значения, а для различных типоразмеров составляет 2–25 °С.

Из изложенного следует, что представительные экспериментальные тепловые модели обмотки могут быть построены применительно к каждому отдельному типоразмеру при задании на электрический и механический "входы" нужных воздействий — в простейшем случае напряжения U и момента M и измерении установившейся температуры $\theta_{об}$ в отмеченной наиболее напряженной зоне обмотки:

$$\theta_{об} = f_1(U, M). \quad (1)$$

Характерный вид статической модели (1) показан на рис. 2.

Аналогично можно строить тепловые модели подшипников

$$\theta_{подш} = f_2(U, M)$$

и других элементов машины, представляющих практический интерес. Различные варианты построения экспериментальных тепловых моделей (1) рассмотрены в [3–5].

В ряде случаев тепловая модель должна использоваться для непосредственного определения температуры в опасной зоне как функции времени при изменяющихся во времени заданных воздействиях. Здесь оказывается удобным применять

исходную статическую модель (1), дополняя ее любой приемлемой динамической моделью двигателя. Динамическая модель будет определять изменение температуры во времени $\theta(t)$ при входном воздействии $\theta_{вх} = \theta_{уст}$, диктуемом (1)*.

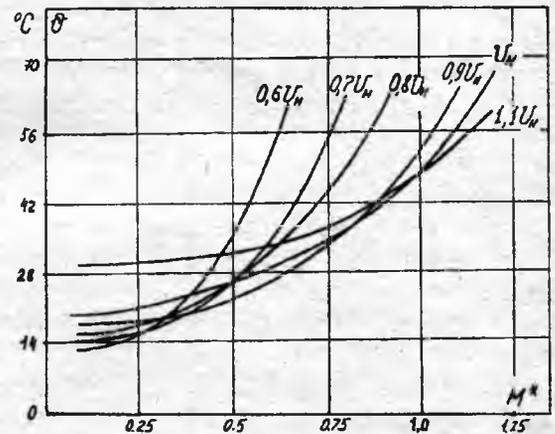


Рис.2. Статическая модель $\theta_{об} = f_1(U, M)$

Простейшая динамическая модель вида

$$\theta(t) + T_T \frac{d\theta(t)}{dt} = \theta_{вх} = \theta_{уст}, \quad (2)$$

где T_T — постоянная времени нагревания или охлаждения; $\theta_{вх} = \theta_{уст}$ — входное воздействие, равное установившемуся значению температуры, определяемому по статической модели (1), как известно, может служить лишь первым грубым приближением к реальным процессам изменения температуры в некоторой зоне двигателя.

Более строгой физически, однако, и существенно более громоздкой была бы двух- или многомассовая модель двигателя [2], применение которой в рассматриваемом случае вряд ли целесообразно в силу очевидной сложности учета начальных условий.

Предлагается скорректировать модель (2) без изменения ее вида, поставив T_T в зависимость либо от времени, либо от температуры. Такая коррекция — рост T_T по мере нагрева — отразит неучитываемую в одномассовой модели (2) разницу в темпе изменения температуры в обмотке и в теле двигателя и заметно приблизит модель к реальному процессу.

На рис. 3 применительно к серийному двигателю АИС112М4S показано характерное различие реальной 1 и полученной по (2) 2 кривых $\theta(t)$. Там же приведена зависимость $\theta(t)$ — кривая 3, полученная при использовании указанной коррекции и весьма близко соответствующая реальному процессу. Изложенная процедура, основанная на моделях (1) и (2) с коррекцией, позволяет вполне удовлетворительно воспроизводить кривые $\theta(t)$.

* Прием предложен А.О.Горновым.

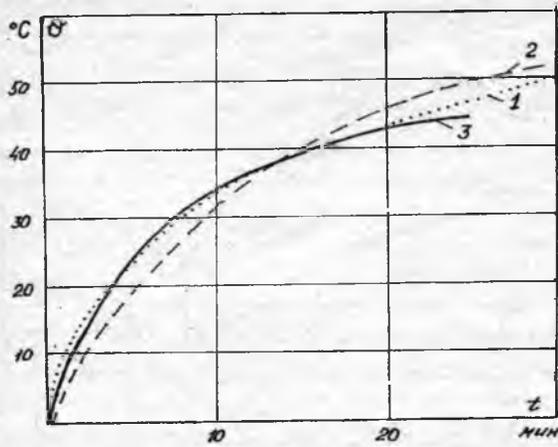


Рис.3. Зависимости $\theta(t)$ для двигателя АИС112М4S: 1 - реальная; 2 - полученная по формуле (2); 3 - полученная при использовании коррекции T_T

При воздействиях на двигатель в виде произвольных, но определенных функций времени $U(t)$ и $M(t)$ удобно представить модели (1) и (2) их структурной схемой на рис. 4. Для ступенчатого, например, графика $M(t)$ произвольной формы достаточно определить $\theta_{вх} = \theta_{уст}$ на каждой ступени по первому блоку в структурной схеме и свести задачу к простой итерационной процедуре многократного решения (2) при соблюдении единственного условия — равенства температур в начале и конце "далекого" цикла, соответствующего квазиустановившемуся режиму работы двигателя.

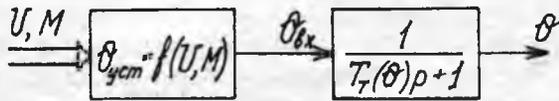


Рис.4. Структурная схема динамической модели

Пример реальной (точки) и расчетной диаграмм $\theta(t)$ при заданных $U=\text{const}$ и $M(t)$ показан на рис. 5.

Преимущество моделей (1), (2) состоит глав-

ным образом в некотором упрощении экспериментальных процедур, в снижении требований к нагрузочному устройству испытательного стенда, которое используется лишь для задания требуемых установившихся режимов двигателя.

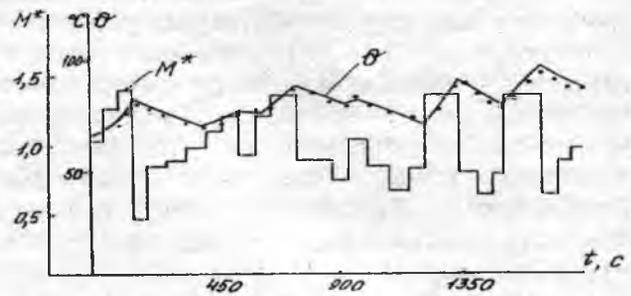


Рис.5. Диаграммы $\theta(t)$ при заданных $U=\text{const}$ и $M(t)$

Рассмотренный способ построения тепловых моделей асинхронных двигателей многократно проверен на практике и использован при создании компьютерных программ для выбора асинхронных двигателей.

Список литературы

1. Pynski N.F., Minakov A.A., Sidorov N.V. Expert system for induction motor selection//Proc. of 6-th Conf. on Power Electronics and Motion Control. 1990. Vol. 1. P.108-110. Budapest, Hungary, 1-3 Oct.
2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
3. Ильинский Н.Ф., Ипатенко В.Н. Тепловые модели электродвигателей в ненормальных циклических режимах//Электричество. 1984.
4. Ипатенко В.Н. Алгоритмы выбора асинхронных двигателей на основе тепловых моделей. Дис.... канд.техн.наук. М.: МЭИ, 1979.
5. Минаков А.А. Алгоритмы выбора двигателей в электроприводах со стохастической нагрузкой. Дис.... канд.техн.наук. М.: МЭИ, 1987.
6. Моисеева Е.Е., Прудникова Ю.И., Сидоров Н.В. Обобщенный экспериментальный портрет отрезка серии асинхронных двигателей АИС//Электротехника. 1994. № 3.

УДК 621.316.72:62-83

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ВВЕДЕНИЕМ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА В ПРЯМОЙ ТРАКТ

А.А.КОБЗЕВ, канд.техн.наук, Ю.Е.МИШУЛИН, В.А.НЕМОНТОВ, инженеры, О.В.ВЕСЕЛОВ, канд.техн.наук

Требование обеспечения аperiodического переходного процесса с максимальным быстродействием при обработке скачкообразного входного воздействия характерно для различных объектов и

технологических процессов. Это следящие приводы подач станков с ЧПУ, и в первую очередь сверлильной и координатно-расточной групп, промышленных роботов, выполняющих сбороч-

ные операции и операции с хрупкими предметами, приводы дозаторов сыпучих материалов и др. Рассматривается возможность обеспечения этого требования в электроприводах путем введения нелинейного элемента (НЭ) в прямой тракт.

В настоящее время серийно выпускаются электроприводы со структурой регулятора скорости, например, серии ЭПБ. При создании на их базе следящего привода в качестве регулятора положения используется, как правило, пропорциональное звено. Однако, как показали теоретические и экспериментальные исследования, более эффективным для обеспечения отмеченных требований является использование НЭ. Проведем краткий анализ введения НЭ в прямой тракт, используя подход, близкий к четвертой форме инвариантности. Рассмотрим обобщенную структурную схему (рис. 1). Необходимо определить вид характеристики НЭ, обеспечивающей монотонный переходный процесс с максимальным быстродействием.

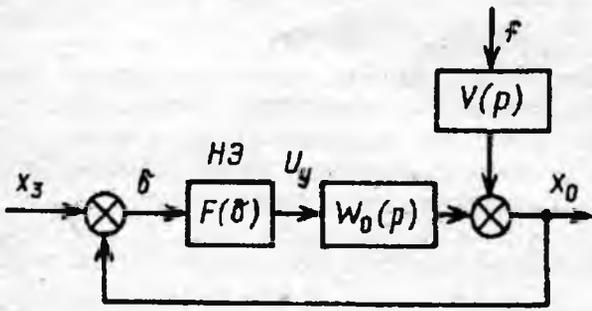


Рис. 1. Структурная схема привода

Для получения требуемой функции на выходе системы

$$x_0^*(t) = L^{-1}x_0^*(p)$$

имеем

$$x_0^*(p) = \Phi(p)x_3^*(p) - \frac{V(p)}{1+W(p)}f(p) + \frac{M(p)}{1+W(p)}, \quad (1)$$

где $\Phi(p) = \frac{W(p)}{1+W(p)}$ — передаточная функция замкнутой системы по управляющему воздействию; $W(p) = F(\delta)W_0(p)$, $W_0(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$ — передаточная функция разомкнутой системы по управляющему воздействию; $A(p)$, $B(p)$ — полиномы от p соответственно степени m и n , причем $n \geq m$; $F(\delta)$ — характеристика НЭ; $V(p) = C(p)/D(p)$ — передаточная функция по возмущению; $C(p)$, $D(p)$ — полиномы от p соответственно степени k и e причем $e \geq k$; $M(p)$ — полином, учитывающий начальные условия.

Символом * здесь и далее отмечены параметры, обеспечивающие требуемый закон изменения выходной координаты $x_0^*(t)$ при $x_3(t) = x_{3m}1(t)$.

В этом случае требуемое управляющее воздействие

$$x_3^*(p) = \frac{1+W(p)}{W(p)}x_0^*(p) + \frac{V(p)}{W(p)}f(p) - \frac{M(p)}{W(p)}. \quad (2)$$

Тогда ошибка в прямом тракте

$$\delta(p) = \frac{x_3^*(p)}{1+W(p)} + \frac{V(p)f(p)}{1+W(p)} + \frac{M(p)}{1+W(p)}. \quad (3)$$

Условие (2) обеспечивает полную инвариантность в четвертой форме при его идеальной реализации. Однако, идеальное обеспечение соотношений (2), (3) вряд ли достижимо в силу сложности их физической реализуемости. При отработке скачкообразного входного воздействия оно и нежелательно, так как на объект управления будет действовать воздействие типа удар с импульсом силы $F/\Delta t \sqrt{\Delta t} \rightarrow 0$. Требуемую функцию $x_0^*(t)$ с некоторой погрешностью можно получить путем введения НЭ в прямой тракт и синтеза его характеристики на основе уравнений (2), (3). Будем рассматривать НЭ как корректирующий элемент, обеспечивающий $x_0^*(t)$ при $x_3 = x_{3m}1(t)$ и неизменяемой функции $W_0(p)$. Отметим, что при $F(\delta) = K_0$ и $W(p) = K_0 W_0(p)$ система предварительно синтезирована на обеспечение показателей качества, как правило, $n = 1 \div 2$; $\sigma = (10 \div 13)\%$; $t_{н.п} = \frac{(4 \div 5)}{\omega_c} \pi$.

Для определения характеристики НЭ может быть рекомендована следующая последовательность процедур.

1. Формируется требуемая функция $x_0^*(t)$ в виде

$$x_0^*(t) = x_m(1 - e^{-\alpha_1 \Delta t_1}) + x_m(1 - a_1)e^{-\alpha_2 \Delta t_2} + x_m(1 - a_1 - a_2)e^{-\alpha_3 \Delta t_3} + \dots + x_m(1 - \sum_{i=1}^{n-1} a_i)e^{-\alpha_n \Delta t_n}. \quad (4)$$

Функция (4) представляет совокупность нарастающих экспонент, формируемых на выходе системы во временные интервалы Δt_i в предположении, что система идентифицирована уравнением второго порядка. На каждом интервале Δt_i она имеет "свой" коэффициент усиления K_i , которому соответствует "свой" коэффициент относительного затухания (демпфирования) и доминирующий корень характеристического уравнения α_i .

На коэффициенты ряда (4) наложим ограничения, которые обусловлены параметрами $W_0(p)$, вопросами реализации требуемой характеристики НЭ и основаны на результатах экспериментальных исследований:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n a_i &= 1; \\ a_1 &> a_2 > a_3 > \dots > a_n; \\ a_1 &\approx 0,5; a_2 \approx 0,5a_1; \dots a_i \approx 0,5a_{i-1}; \\ n &= 4 \div 6. \end{aligned}$$

2. Определяется $x_0^*(p) = Lx_0^*(t)$ и далее $x_3^*(p)$ согласно (2).

3. Определяются ошибки $\delta(p)$ и $\delta^*(p)$ согласно (3) соответственно для $x_3(p)$ и $x_3^*(p)$.

4. Определяются $\delta(t) = L^{-1}\delta(p)$ и $\delta^*(t) = L^{-1}\delta^*(p)$.

5. На основании $\delta(t)$ и $\delta^*(t)$ строится зависимость $\delta^* = f(\delta)$. Для этого берутся значения δ и δ^* для одинаковых моментов времени. Она и является искомой характеристикой НЭ $F = f(\delta)$, где $U_y = F$.

Выкладки по п. 2—4 трудоемки. Для построения характеристики $\delta^*(t)$ можно использовать процедуру инверсии обобщенного алгоритма численного метода последовательного типа [1]. Можно также рекомендовать и метод синтеза, предложенный в [2]. Однако, более простым и наглядным в настоящее время следует считать математическое моделирование на ПЭВМ на основе численных методов интегрирования Рунге-Кутты, Фильберта и др.

Реальные системы имеют элементы с насыщением в прямом тракте. Это, в первую очередь, усилители по напряжению и мощности, исполнительные двигатели. Линейная зона усилителя δ_L определяет максимальную скорость двигателя и привода с учетом механической передачи. При анализе процесса отработки скачкообразного входного воздействия $x_3 = x_{3m}1(t)$ следует выделить два случая в зависимости от его амплитуды:

- 1) $x_{3m} \leq \delta_L \quad \forall \Omega_y \leq \Omega_m, \delta_y \leq \varepsilon_m;$
- 2) $x_{3m} > \delta_L \quad \forall \Omega_y = \Omega_m, \varepsilon_y = (\varepsilon_m \vee 0),$

где Ω_y, ε_y — установившиеся значения скорости и ускорения. Каждый из этих случаев имеет свои особенности. Отметим их.

Случай 1. $x_{3m} \leq \delta_L$. Для определения требуемой характеристики НЭ и анализа динамики системы следует использовать уравнения (2), (3) с нулевыми начальными условиями; последний член не рассматривается, так как $M(p)=0$. Следует оценивать составляющую переходного процесса по возмущению. Обычно имеет место возмущение с характеристикой вида "сухое" трение. Переходная составляющая определяется в основном постоянной времени контура тока и, как правило, на порядок меньше эквивалентной электромеханической постоянной времени. При значениях статической ошибки $\delta_m = M_c/K_m$, где K_m — добротность привода по моменту, в [3,4] рекомендуется вводить равную ей или $0,5\delta_m$ зону нечувствительности. Следует отметить, что характеристика НЭ $\delta^* = f(\delta)$ деформируется здесь пропорционально x_{3m} , что требует соответствующего изменения и коэффициента относительного затухания. В простейшем случае при реализации требуемого закона $x_0^*(t)$ следует принимать $\delta_L = x_{3m}$.

Случай 2. $x_{3m} > \delta_L$. Он более распространен. Действительно, перемещение рабочих органов у всех объектов управления значительно больше линейной зоны δ_L , т.е. $\delta_L \ll x_{3m}$. При нормальном законе распределения появления x_{3m} вероятность этого режима примерно 97%. Для оценки качества переходного процесса и определения характеристики НЭ следует рассматривать переходный процесс при входе системы в линейную зону при $\delta_L = x_{3m}$ с максимальной скоростью $\Omega = \Omega_m$. При однозначном требовании монотонного переходного процесса по известному соотношению $\delta_m = M/K_m$ выбирается коэффициент передачи по моменту K_m . Тогда, в силу аддитивности ошибок по управляющему и возмущающему воздействиям при ха-

рактеристике момента вида "сухое" трение вторая составляющая в выражениях (2), (3) опускается.

Как известно, требования максимального быстрого действия и монотонности характера переходного процесса противоречивы и при постоянном значении коэффициента передачи редко достижимы. Для простоты и наглядности возьмем передаточную функцию разомкнутой системы в виде

$$W(p) = \frac{K}{p(Tp + 1)},$$

которой соответствует передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{1}{TK^{-1}p^2 + K^{-1}p + 1}. \quad (5)$$

Граничным условием аperiодического переходного процесса при нулевых начальных условиях является значение $\xi=1$, при котором характеристическое уравнение для (5) имеет чисто вещественные корни [4]. Оно выполняется при

$$K \leq \frac{1}{4T}. \quad (6)$$

Выражения, определяющие переходный процесс, для системы вида (5) при входе в линейную зону с начальной скоростью Ω_m и значении $x_{3m} = \delta_L$ при различных значениях коэффициента усиления относительно критического будут

$$\left. \begin{aligned} x_0(t) &= (\delta_L \cos \omega t + \frac{\delta_L/2T + \Omega_m}{\omega} \sin \omega t) e^{-\frac{t}{2T}} \quad \forall K > \frac{1}{4T}; \\ x_0(t) &= (\delta_L \operatorname{ch} \omega t + \frac{\delta_L/2T + \Omega_m}{\omega} \operatorname{sh} \omega t) e^{-\frac{t}{2T}} \quad \forall K > \frac{1}{4T}; \\ x_0(t) &= [\delta_L + (\delta_L/2T + \Omega_m)] e^{-\frac{t}{2T}} \quad \forall K > \frac{1}{4T}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Проблемным в данном случае является вопрос выбора ширины линейной зоны δ_L . Выбор значения δ_L , равного контурной ошибке, определяемой как $\delta_K = \Omega_m/K_\Omega$, здесь неприемлем. Согласно [5] необходимым условием для системы вида (5) является

$$\Omega_m < |\alpha| \delta_L,$$

где α — модуль вещественной части кратных корней.

В [3] рекомендуется характеристика НЭ, состоящая из трех участков: параболы, участка типа "насыщение" и зоны нечувствительности, определяемой значением критической скорости характеристики "сухое" трение.

Экспериментальные и теоретические исследования, проведенные авторами, показали, что наиболее приемлемой характеристикой НЭ для обеспечения поставленных требований в этом режиме является характеристика (рис. 2), представляющая совокупность двух составляющих — постоянной и переменной:

$$K = K_0 - K(\delta, t)F_1(\delta), \quad (8)$$

где

$$K(\delta, t) = \Delta K \sin \frac{2\pi}{\delta_L - \delta_1} \delta_2(t);$$

$$\Delta K = (0,1 \pm 0,2) K_0; \delta_2(t) = \delta(t) - \delta_1;$$

$$F_1(\delta) = \begin{cases} 1 & \forall \delta_1 |\delta(t)| < \delta_1; \\ 0 & \forall \delta(t) < \delta_1. \end{cases}$$

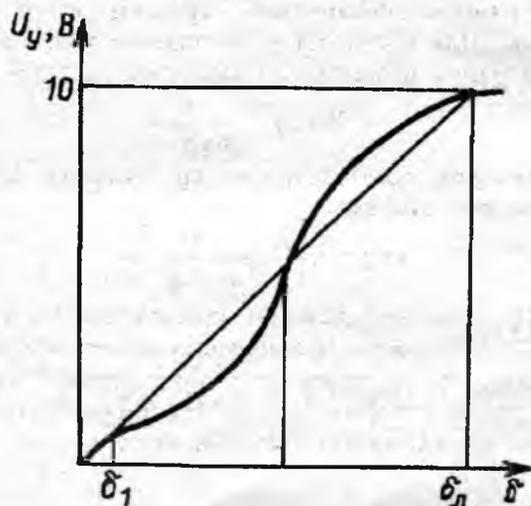


Рис. 2. Характеристика нелинейного элемента

Характерные значения ошибок рекомендуется выбирать в следующих соотношениях: $\delta_n = (0,8 \div 1,0) \delta_k$; $\delta_1 = (0,05 \div 0,1) \delta_n$. Положительный эффект в ряде случаев дает введение зоны нечувствительности $\delta = (0,3 \div 0,5) \delta_1$.

Реализация характеристики НЭ, определяемая соотношением (8) (рис. 2), не представляет каких-либо трудностей как аппаратно, так и программно. Тот или иной вариант определяется конкретной реализацией привода. В случае применения серийного регулятора скорости и ЭВМ в комплексе управления целесообразна аппаратная реализация. При этом не загружается ЭВМ и используется лишь дополнительная автономная плата.

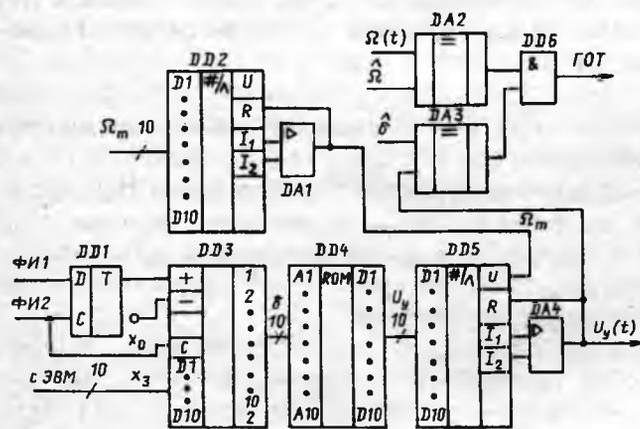


Рис. 3. Функциональная схема платы управления

Экспериментально обрабатывался привод дозатора сыпучих материалов — сухих пищевых продуктов (сухое молоко). Исполнительный орган — шнек, сочлененный с валом двигателя; масса дозы — 10—400 г, точность дозирования — $\pm 0,15\%$. Тре-

бования к приводу для характерной дозы 200 г: угол поворота шнека $1800 \pm 5^\circ$, возможность коррекции — $\pm 200^\circ$, время отработки — 0,25 с, время паузы — 0,25 с, характер переходного процесса — монотонный (апериодический), режим работы — следящий, старт — стопный, время непрерывной работы — 16 ч в сутки, температура нагрева двигателя — не более 70°C . Привод выполнен по структурной схеме (рис. 1). Управляющая микроЭВМ "Электроника-60", регулятор скорости ЭПБ2 с исполнительным двигателем 2ДВУ165М (выбран исходя из требуемой динамики, мощности и температуры нагрева). Плата управления выполнена на дискретных элементах малой и средней степени интеграции. Функциональная схема платы приведена на рис. 3. Код угла перемещения с ЭВМ подается на реверсивный счетчик ДД3 (три элемента К561ИЕ4). Импульсы ФИ1, ФИ2 с датчика обратной связи ПДФ-2 (256 дискрет на оборот) поступают на Д-триггер ДД1 (К176ТМ2) направления их счета. Последовательность импульсов ФИ1, ФИ2 сдвинута на четверть периода: при движении в одном направлении ФИ1 опережают ФИ2, в другом — наоборот. Реверсивный счетчик ДД3 выполняет роль элемента сравнения привода. Характеристика нелинейного элемента "защита" в элементе памяти ДД4 (К573РФ2), работающем на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) ДД5 (К572ПА2). ЦАП ДД2 устанавливает опорное для ЦАП ДД5 напряжение, задавая тем самым максимальную скорость (код подается с ЭВМ). Усилитель ДА4 реализован на двух "половинках" элемента КР140УД20. В плате имеется также компаратор, элементы ДА2, ДА3, ДД6, формирующий сигнал ГОТОВНОСТЬ для микроЭВМ по окончании отработки заданного угла; ГОТ- δ & $\hat{\Omega}$, где $\hat{\delta}$, $\hat{\Omega}$ — логические переменные: $\hat{\delta} = 1$ при значениях ошибки меньше 1—3 единиц дискреты (уставка регулируется); $\hat{\Omega} = 1$ при значениях скорости меньше или равной "ползучей".

При экспериментальных исследованиях анализировались различные виды характеристики НЭ. В результате для данного привода и требуемых от него показателей качества определена характеристика вида:

$$U_y[B] = \begin{cases} 0 & \forall n \leq 3; \\ 0,24 & \forall 3 < n \leq 5; \\ 0,44n - 0,6 & \forall 5 < n \leq 15; \\ 5 \left[1 + \sin\left(n \frac{\pi}{256} - 0,93\right) \right] & \forall 15 < n \leq 190; \\ 10 & \forall 190 < n, \end{cases}$$

где n — число единиц дискреты, 1 е.д. = $1,4^\circ$.

В рассмотренной структуре привода нелинейный элемент в прямом тракте выступает в роли корректирующего звена, существенно влияющего на качество переходного процесса в режиме позиционирования. При этом возможна реализация монотонного (апериодического) переходного про-

цесса. Аппаратная и программная реализация характеристики НЭ практически любого вида достаточно проста.

Список литературы

1. Башарин А.В., Постников Ю.А. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ. Л.: Энергоатомиз-

дат, Ленингр. отд-ние, 1990.

2. Системы автоматического управления объектами с переменными параметрами/Б.Н.Петров, Н.И.Соколов, А.В.Липатов и др. М.: Машиностроение, 1986.

3. Промышленная робототехника/Под ред. Я.А.Шифрина. М.: Машиностроение, 1982.

4. Бай Р.Д., Фельдман А.В. Анализ процессов точного позиционирования электроприводов//Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод. 1972. Вып. 7.

5. Блох З.Ш. Переходные процессы в линейных системах автоматического регулирования. М.: Физматгиз, 1961.

УДК 62-83::621.313.3.072.9

ФОРМИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ В ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Н.Л.АРХАНГЕЛЬСКИЙ, канд.техн.наук, В.Л.ЧИСТОСЕРДОВ, инж.

В настоящее время широкое распространение получили электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Одним из способов управления такими электроприводами является метод векторного формирования напряжения статора двигателя. Устройство, реализующее данный метод, может быть использовано как самостоятельно для простых электроприводов, не требующих большого диапазона регулирования, так и в качестве составной части более сложной системы управления. Оно позволяет получить существенную экономию энергии в результате упорядочения переключений силовых вентилях преобразователя, и, как следствие этого, сокращение их числа. При этом ток статора в такой системе будет по форме близок к синусоидальному (при использовании современных быстродействующих силовых транзисторных модулей отклонение тока статора от синусоидальной формы может не превышать 10—20%). Энергетические свойства данного метода управления подробно рассмотрены в [1,2].

В качестве силовой части преобразователя частоты используется трехфазный инвертор напряжения, имеющий неуправляемый трехфазный выпрямитель и полностью управляемый трехфазный транзисторный инвертор. Нагрузкой инвертора может служить любой двигатель переменного тока с трехфазной обмоткой статора, соединенной в звезду без средней точки.

Рассмотрим пространство состояний напряжения, создаваемого инвертором в статоре трехфазного двигателя переменного тока (без учета противоЭДС) (рис. 1,а). При этом считаем, что влияние собственной индуктивности статора на форму напряжения невелико, так что им можно пренебречь. Впоследствии это подтверждено опытом. Все возможные комбинации состояний силовых вентилях инвертора можно разбить на три груп-

1. Все фазы имеют по одному проводящему вентилю, при этом модуль вектора напряжения статора не равен нулю. Таких комбинаций шесть, им соответствуют шесть векторов напряжения статора. Модуль всех этих векторов равен напряжению в звене постоянного напряжения инвертора U_d . Эти векторы представлены на рис. 1,а как $\vec{U}_1 - \vec{U}_6$.

2. Две фазы инвертора подключены к различным шинам звена постоянного напряжения, третья — отключена. Таких комбинаций также шесть (и соответственно — шесть векторов напряжения). Модули этих векторов равны $\sqrt{3/2}U_d$. Эти векторы обозначены на рис. 1,а как $\vec{U}'_1 - \vec{U}'_6$.

3. Фазы инвертора либо отключены, либо подключены только к одной из шин звена постоянного напряжения, при этом модуль вектора напряжения статора равен 0. В этом случае возможны три варианта. В первом из них потенциал обмотки статора равен потенциалу отрицательной шины звена постоянного напряжения инвертора (обозначим эти векторы как \vec{U}_0), во втором — потенциалу положительной шины звена постоянного напряжения (обозначим такие векторы как \vec{U}_7). Третий вариант — когда все фазы инвертора отключены.

Одним из наиболее простых способов реализации устройства векторного формирования напряжения является метод модуляции сигналов заданных фазных напряжений статора пилообразным сигналом [3]. Этот метод легко реализуется в аналоговом варианте следующим образом: аналоговые сигналы заданий фазных напряжений статора сравниваются с более высокочастотным модулирующим сигналом, имеющим пилообразную форму. Сигнал переключения силовых вентилях инвертора генерируется как разность этих сигналов. Суть работы данного метода иллюстрирует рис. 2,

где представлены временные диаграммы переменных привода для данного метода модуляции. Здесь U_A^* , U_B^* , U_C^* — задания фазных напряжений статора. Их нижнему уровню соответствует потенциал отрицательной шины звена постоянного напряжения, верхнему — потенциал положительной шины; φ_A , φ_B , φ_C — потенциалы на зажимах обмоток фаз статора; U_A , U_B , U_C — фазные напряжения статора.

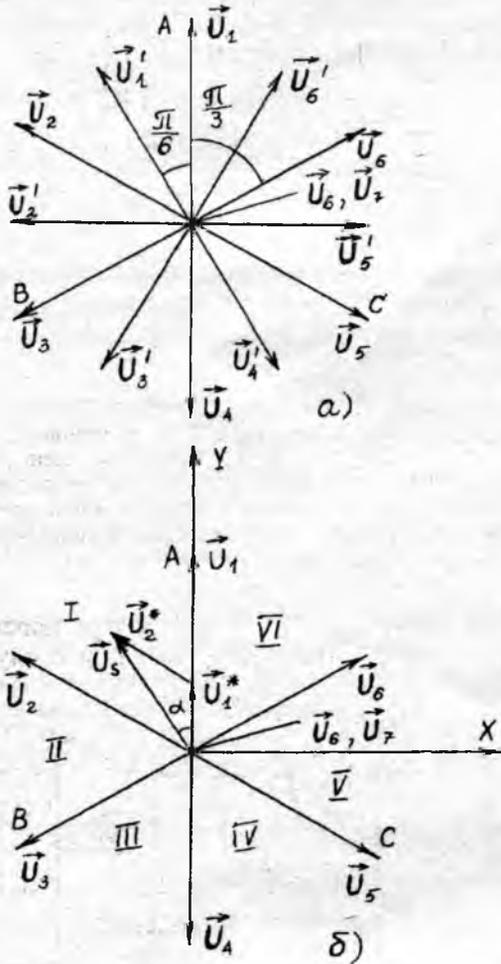


Рис. 1. Пространство состояний напряжений статора трехфазного двигателя переменного тока: а - все возможные векторы напряжения; б - формирование эквивалентного вектора напряжения статора \vec{U}_s

Рассмотрим вначале работу такой системы с идеальным инвертором. Это означает, что мы считаем задержки при переключениях силовых вентилей малыми и поэтому пренебрегаем ими.

Из всех возможных векторов напряжения используются только восемь: шесть ненулевых — $\vec{U}_1 - \vec{U}_6$ (все фазы инвертора включены) и два нулевых — \vec{U}_0 и \vec{U}_7 — все фазы подключены только к отрицательной или только положительной шине звена постоянного напряжения (рис. 1, б). Разобьем все пространство состояний напряжения статора на шесть секторов I—VI, границами которых являются ненулевые векторы напряжения $\vec{U}_0 - \vec{U}_6$. Все время работы устройства формирования сиг-

налов управления также можно разбить на повторяющиеся циклы, в течение каждого из которых происходит переключение четырех векторов напряжения, формирующих эквивалентный вектор напряжения статора \vec{U}_s . Два из этих векторов — ненулевые, являющиеся границами сектора, содержащего искомый эквивалентный вектор, два других — нулевые векторы. На рис. 1, б приведен пример формирования \vec{U}_s в секторе I. Очевидно, что соотношение времени включения ненулевых векторов определяет угловое положение \vec{U}_s , а соотношение времени включения ненулевых и нулевых векторов — его модуль.

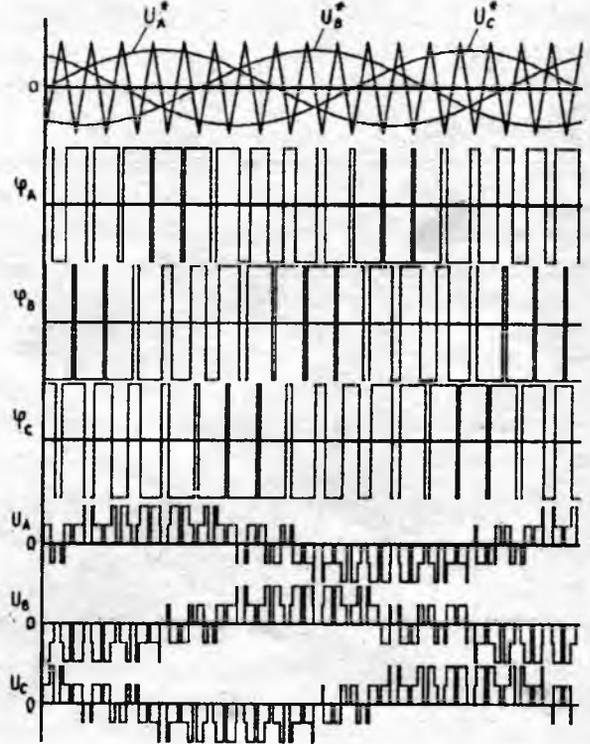


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений для метода модуляции пилообразным сигналом

На практике силовые вентили не способны запереться и отпереться моментально. Вследствие этого после получения команды переключения в фазе вначале в течение некоторого промежутка времени запирается ранее проводивший ключ (обозначим его как t_c), затем в течение некоторого времени (обозначим его как t_0) оба ключа заперты, и лишь после этого отпирается второй ключ.

Для простоты рассмотрения неидеального инвертора примем следующие допущения:

считаем, что в течение всего времени запира-ния вентиль полностью сохраняет свою проводимость;

время отпирания вентиля весьма мало по сравнению с t_c и t_0 , поэтому пренебрегаем им.

Для рассмотрения принципа векторного формирования напряжения возьмем временной отрезок, равный половине периода пилообразного напряжения $T_{ц}$, обозначив его как $T_{ц}$ — период формирования эквивалентного вектора напряже-

ния статора. Этого будет вполне достаточно, поскольку вторая половина периода пилы симметрична первой. Для наглядности рассмотрим промежуток между точками 1 и 2 (рис. 3), т.е. между экстремальными точками пилообразной кривой. Кроме того, для удобства вычислений внесем в пространство состояний напряжения статора ортогональную систему координат $X Y$, жестко связанную со статором, как показано на рис. 1,б.

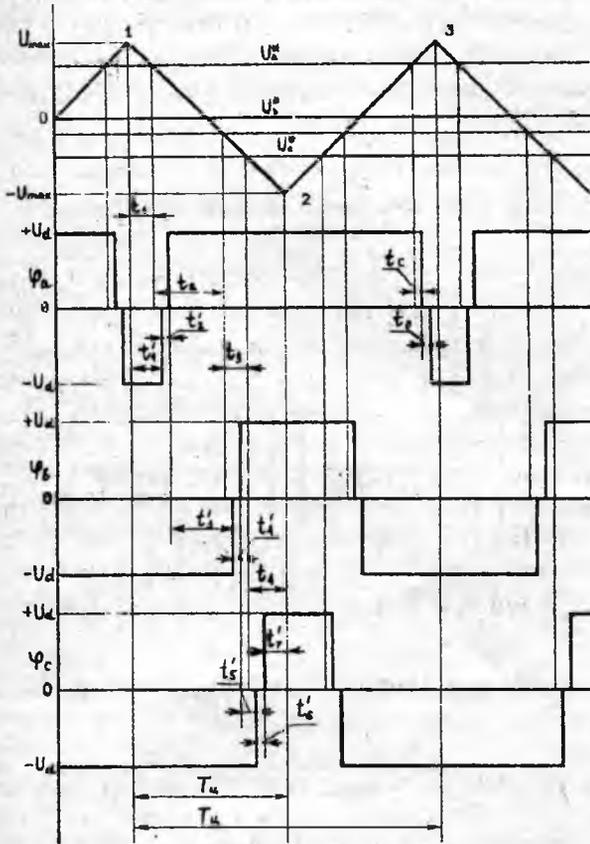


Рис. 3. Временные диаграммы для способа модуляции пилообразным сигналом в случае неидеального инвертора

Связь между модулем вектора напряжения статора и фазными напряжениями трехфазной системы определяется следующим выражением:

$$U_s = \sqrt{\left(U_a - 1/2(U_b + U_c) \right)^2 + 3/4(U_c - U_b)^2}, \quad (1)$$

где U_a, U_b, U_c — мгновенные значения напряжений фаз статора.

Будем считать, что искомым эквивалентный вектор напряжения находится в секторе I. В таком случае в дальнейшем нам будет удобнее принимать за начало отсчета фазу A. С учетом этого получаем уравнения напряжений в трехфазной сети:

$$U_a^* = U_\phi^* \cos \alpha; \quad (2)$$

$$U_b^* = U_\phi^* \cos \left\{ \alpha - \frac{2\pi}{3} \right\}; \quad (3)$$

$$U_c^* = U_\phi^* \cos \left\{ \alpha - \frac{4\pi}{3} \right\}. \quad (4)$$

Здесь: U_ϕ^* — амплитуда задания фазного напряжения; α — задание углового положения относительно оси A, принятой нами за начало отсчета.

Получить взаимосвязь между модулем эквивалентного вектора напряжения статора \bar{U}_s и амплитудой фазного напряжения U_ϕ можно, подставив (2), (3) и (4) в (1):

$$U_s^* = 1,5U_\phi^*.$$

Средние во времени значения проекций векторов напряжения на оси X и Y за период $T_{ц}$ будут определяться выражениями:

$$U_X = \sum_0^{n=4} U_{nX}; \quad (6)$$

$$U_Y = \sum_0^{n=4} U_{nY}. \quad (7)$$

В течение рассматриваемого промежутка $T_{ц}$, здесь, кроме перечисленных ранее векторов напряжения статора, появляется новый ненулевой вектор \bar{U}_1 .

Весь цикл $T_{ц}$ здесь необходимо разбить на семь временных промежутков $t_1 - t_7$, в течение каждого из которых будет работать один из векторов напряжения статора. Длительности этих временных промежутков будут определяться выражениями:

$$t_1 = \frac{U_{\max}^* - U_\phi^* \cos \alpha}{2U_{\max}^*} T_{ц} + t_c; \quad (8)$$

$$t_2 = t_0; \quad (9)$$

$$t_3 = \frac{U_{\max}^* - U_\phi^* \cos \left\{ \alpha - \frac{2\pi}{3} \right\}}{2U_{\max}^*} T_{ц} + t_c - t_1 - t_2 =$$

$$= \frac{U_\phi^* \left[\cos \alpha - \cos \left\{ \alpha - \frac{2\pi}{3} \right\} \right]}{2U_{\max}^*} T_{ц} - t_0; \quad (10)$$

$$t_4 = t_0; \quad (11)$$

$$t_5 = \frac{U_{\max}^* - U_\phi^* \cos \left\{ \alpha - \frac{2\pi}{3} \right\}}{2U_{\max}^*} T_{ц} + t_c -$$

$$- t_1 - t_2 - t_3 -$$

$$- t_4 = \frac{U_\phi^* \left[\cos \left\{ \alpha - \frac{2\pi}{3} \right\} \cos \left\{ \alpha - \frac{4\pi}{3} \right\} \right]}{2U_{\max}^*} T_{ц} - t_0; \quad (12)$$

$$t_6 = t_0; \quad (13)$$

$$t_7 = T_{ц} - t_1 - t_2 - t_3 - t_4 - t_5 - t_6. \quad (14)$$

Средние по времени значения проекций векторов на оси X и Y за время $T_{ц}$ будут определяться выражениями (6) и (7). Подставляя в них значения для временных промежутков $t_1 - t_7$, получаем:

$$U_X' = -\frac{1}{2} \frac{U_d}{U_{\max}^*} U_s^* \sin \alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{U_d}{T_{ц}} t_0; \quad (15)$$

$$U_Y' = \frac{1}{2} \frac{U_d}{U_{\max}^*} U_s^* \cos \alpha - \frac{3}{4} \frac{U_d}{T_{\text{ц}}} t_0. \quad (16)$$

Очевидно, что в неидеальном инверторе появляется некоторый вектор напряжения, который, складываясь с вектором задания, образует реальный вектор напряжения статора \bar{U}_s . При этом данный вектор напряжения (обозначим его как \bar{U}_i) имеет постоянное угловое положение, значение же его определяется только соотношением времени задержки между запирающим и отпирающим ключей в фазе t_0 и частотой модуляции.

Удобнее представить вектор \bar{U}_i следующим образом:

1. Модуль

$$\bar{U}_i = -\frac{\sqrt{3}}{2} U_d \frac{t_0}{T_{\text{ц}}} \quad (17)$$

или для аналогового варианта модуляции пилообразным напряжением:

$$U_i = -\sqrt{3} U_d \frac{t_0}{T_{\text{ц}}}. \quad (18)$$

2. Угловое положение — угол $\pi/6$ от правой границы сектора (делит сектор пополам).

Поскольку вектор \bar{U}_i будет иметь место не только в секторе I , но и в любом другом, последнее определение также справедливо для любого сектора.

Появление дополнительного вектора снижает коэффициент использования сетевого напряжения. Так, для амплитуды фазного напряжения он будет определяться выражением

$$k = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(1 - \frac{t_0}{T_{\text{ц}}} \right) \quad (19)$$

или, аналогового субгармонического модулятора:

$$k = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(1 - 2 \frac{t_0}{T_{\text{ц}}} \right). \quad (20)$$

В настоящее время широко применяются системы, использующие векторное представление напряжения статора для определения времени включения комбинаций силовых вентилях инвертора. В качестве заданий здесь будут использоваться уже не скалярные величины мгновенных значений фазных напряжений статора U_a , U_b и U_c , а задание вектора напряжения статора \bar{U}_s^* — его модуль и угловое положение. Зная угловое положение \bar{U}_s , можно определить сектор, в котором находится данный вектор (рис. 1, б). Далее происходит цикл формирования эквивалентного вектора напряжения статора \bar{U}_s . Как и в предыдущем случае, используются два ненулевых вектора напряжения статора из последовательности $\bar{U}_1 - \bar{U}_6$, являющихся границами данного вектора, и какой-либо из нулевых векторов. При этом диаграммы переменных периода аналогичны временным диаграммам на рис. 1, б или 3.

Несколько по иному происходит расчет времени переключения силовых вентилях инвертора. Они определяются из выражения:

$$t_A = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_s^*}{U_d} T_{\text{ц}} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right); \quad (21)$$

$$t_B = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_s^*}{U_d} T_{\text{ц}} \sin \alpha, \quad (22)$$

где t_A — время включения ненулевого вектора, являющегося правой границей сектора (в секторе I — вектор \bar{U}_1); t_B — время включения ненулевого вектора, являющегося левой границей сектора (в секторе I — вектор \bar{U}_2); t_0 — время включения нулевого вектора напряжения; α — угловое положение U_s^* в секторе (изменяется в пределах $0 - \pi/3$).

Данный метод позволяет улучшить коэффициент использования напряжения сети по сравнению с модуляцией пилообразным сигналом.

Максимальная величина \bar{U}_s определяется положением вектора, в котором для его формирования требуется максимальное совокупное время включения комбинаций силовых ключей инвертора, соответствующих ненулевым векторам напряжений. Такой случай имеет место, когда угловое положение эквивалентного вектора напряжения в секторе $\pi/6$ (\bar{U}_s делит сектор пополам). Соотношение между модулем \bar{U}_s и U_d определяется выражением:

$$U_s = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d. \quad (23)$$

В этом случае коэффициент использования напряжения сети составит 100% (при сравнении амплитуд фазного напряжения сети и статора двигателя) с идеальным инвертором. В случае неидеального инвертора в каждом цикле формирования эквивалентного вектора напряжения статора появляется дополнительный вектор напряжения \bar{U}_i , аналогичный таковому для метода модуляции пилообразным сигналом и определяемый выражениями (17) или (18). Таким образом, коэффициент использования напряжения сети для случая неидеального инвертора при использовании пространственно-векторной модуляции будет определяться выражением:

$$k = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_0}{T_{\text{ц}}}. \quad (24)$$

Следует заметить, что в случае неидеального инвертора на обе системы (как использующую модуляцию пилообразным сигналом, так и пространственно-векторную) накладывается еще одно существенное ограничение: время включения комбинаций силовых ключей инвертора, генерируемое системой управления — t_A , t_B и t_0 — не должно быть меньшим, чем полное время переключения силовых ключей в фазе инвертора ($t_0 + t_0$). В противном случае включение одной из комбинаций силовых ключей инвертора, необхо-

димых для формирования эквивалентного вектора напряжения, не произойдет, что приведет к непредсказуемым искажениям напряжения статора.

Данное условие ограничивает диапазон изменения модуля эквивалентного вектора напряжения статора \vec{U}_s как сверху, так и снизу, однако нижнее ограничение не представляет существенного интереса.

Верхняя граница диапазона изменения модуля вектора напряжения определяется минимальным временем включения нулевого вектора напряжения, которое не может быть меньше времени переключения силовых вентилей. Превышение этой границы приводит к аварийным последствиям, поскольку в этом случае происходит выбрасывание нулевых векторов напряжения. Это выбрасывание происходит не на всем диапазоне углового положения эквивалентного вектора напряжения статора, а лишь на некоторых его отрезках, что, в свою очередь, приводит к недопустимым искажениям формы токов статора.

Как уже было установлено ранее, такому угловому положению соответствует угол $\pi/6$ относительно границы сектора. В этом случае максимальная величина модуля эквивалентного вектора напряжения статора \vec{U}_s будет определяться выражением

$$U_{s \max} = \frac{T_{ц} - 2t_0}{T_{ц}} \frac{\sqrt{3}}{2} U_d. \quad (25)$$

Максимальная величина задания по амплитуде эквивалентного вектора напряжения статора для случая пространственно-векторной модуляции с учетом указанных ограничений будет определяться выражением

$$U_{s \max}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{ц} - t_0}{T_{ц}} U_d. \quad (26)$$

Из выражений (22), (23) для метода модуляции пилообразным сигналом и (28), (29) для метода пространственно-векторной модуляции очевидно, что коэффициенты использования напряжения сети для амплитуды фазного напряжения статора в обоих случаях будут определяться соотношением времени задержки между моментами запирающего одного и отпирающего другого силового вентиля фазы во время переключения (страховочный запас времени, необходимый для надежного запирающего динистора) и периодом модуляции. Графически данные зависимости даны на рис. 4.

Для экспериментальной проверки метода векторного формирования напряжения статора была

реализована система управления на основе микропроцессора КР580ВМ80. В экспериментальной установке применен инвертор напряжения на основе тиристорных вентилей с искусственной коммутацией. В качестве нагрузки использовался серийный асинхронный двигатель 4А112МА643 мощностью 3 кВт. Вследствие того, что время коммутации тиристорных вентилей инвертора велико (350 мкс), частота модуляции напряжения вынужденно оказалась весьма низкой — 500 Гц. При использовании современных силовых транзисторов, время коммутации которых составляет 50 мкс и менее, частота модуляции может быть увеличена, что приведет к существенному улучшению формы тока статора. На взгляд авторов, оптимальная частота модуляции составит в этом случае 1,5—2 кГц.

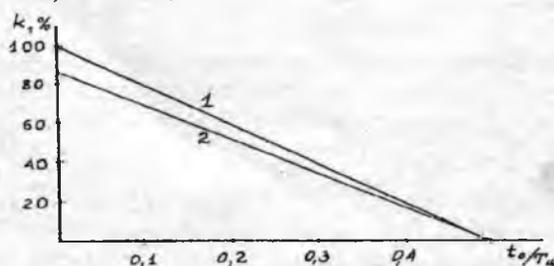


Рис. 4. Зависимость коэффициента использования напряжения сети (для амплитуды фазного напряжения) от соотношения длительностей временного промежутка между отпиранием и запирающим силовых вентилей в фазе при переключении t_0 и периода модуляции $T_{ц}$:

1 - пространственно-векторная модуляция; 2 - модуляция пилообразным сигналом

Метод пространственно-векторной модуляции является основой для построения цифровых программных принципов управления в системе "преобразователь частоты — двигатель переменного тока".

Список литературы

1. А.с. 1354380 СССР. Электропривод/Н.Л.Архангельский, Б.С. Курнышев, В.В.Пикунов и др.//Открытия. Изобретения. 1987. № 43.
2. Архангельский Н.Л., Курнышев В.С., Виноградов А.Б. Новые алгоритмы управления асинхронным электроприводом//Электротехника. 1991. № 10.
3. Zheng Kang Wu, Elias G.Starangas. Feed Forward Field Orientation Control of an Induction Moter Using a PWM Voltage Source Inverter and Standartized Single-Board Computers//IEEE Transactionst on Indaustrial Electronics. 1988. Vol.35. № 1.

СПЕЦИФИКА КВАЗИЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ИНЕРЦИОННЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ВЕНТИЛЯТОРА АППАРАТА ВОЗДУШНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ

С.В. ЖЕЛЕЗНЯКОВ, канд. техн. наук, В.А. ЗОБОВ, инж.

Известно, что для регулирования частоты вращения электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем (КЗАД) принципиально возможно использование либо частотного управления, либо параметрического (фазового или импульсного). Однако для модернизации массовых нерегулируемых асинхронных электроприводов средней мощности (20–100 кВт) с вентиляторной нагрузкой на валу первое оказывается неприемлемым из-за высоких массогабаритных и стоимостных показателей, а также необходимости в высококвалифицированном обслуживающем персонале, а второе — из-за незначительного диапазона регулирования, в пределах которого обеспечивается допустимое тепловое состояние машины — от 0 до 20–25% номинала [1]. Поэтому представляется целесообразным исследование возможностей квазичастотного управления [2,4], реализуемого с использованием малоventильного тиристорного преобразователя частоты (МТПЧ) в цепях статора КЗАД (рис. 1) и сочетающего в себе простоту параметрического и основные возможности частотного управления с применением классического непосредственного преобразователя частоты (НПЧ).

Рассмотрим особенности квазичастотного управления (КЧУ) инерционным электроприводом вентилятора (момент инерции вентилятора более чем в четыре раза превосходит момент инерции двигателя) аппарата воздушного охлаждения (АВО) с приводным КЗАД мощностью 100 кВт, поскольку подобные нерегулируемые приводы на предприятиях нефтепереработки и нефтехимии являются одними из самых распространенных, в то время как по условиям технологии возможно и необходимо обеспечить сезонное, а иногда и суточное регулирование производительности данных вентиляторов. При этом дискретное регулирование скорости в диапазоне от 0 до 50% номинала, особенно в случае параллельной работы двух и более АВО, является приемлемым.

Реализация КЧУ неизбежно связана, в частности, с возбуждением в машине эллиптических полей вследствие асимметрии сформированных напряжений пониженной частоты, снижающих момент КЗАД и порождающих дополнительную вибрацию. Поэтому возникает дилемма: или попытаться обеспечить максимально возможную симметрию этих напряжений (угол, близкий к 120°), что требует своего алгоритма управления тиристорами МТПЧ на каждой частоте и, естественно, усложняет систему управления, или осуществлять управление тиристорами по единому алгоритму, пренебрегая получающейся асиммет-

рией. Выполненный анализ позволяет заключить следующее: оптимальным является вариант управления по единому алгоритму для всех пониженных частот f , при этом асимметрия напряжений, увеличивающаяся с понижением частоты и входящая, например, до углов в 30° между напряжениями $U_{Af} = 12,5$ и $U_{Cf} = 12,5$, уже при $f = 12,5$ Гц (рис. 2) не является опасной из-за значительной инерционности многотонного вентилятора и (как будет показано ниже) из-за достаточного в данном случае запаса по моменту КЗАД при более низких частотах.

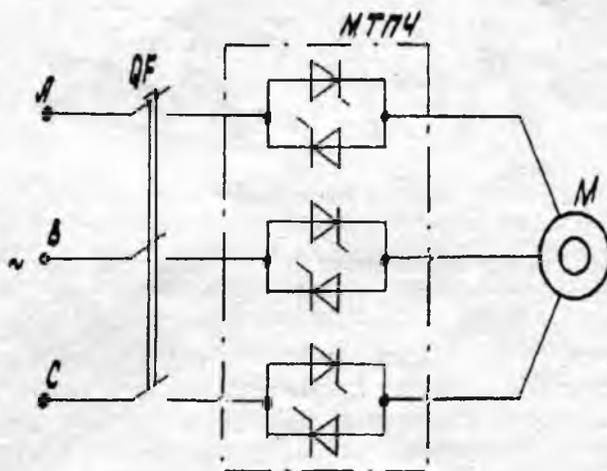


Рис. 1.

Применение микропроцессоров в массовых электроприводах общепромышленных механизмов с целью обеспечения максимально возможной симметрии напряжений на любой частоте в настоящее время не представляется целесообразным.

После необходимых теоретических проработок были изготовлены и в настоящее время успешно эксплуатируются на ПО "Горькнефтеоргсинтез" три МТПЧ для квазичастотного сезонного регулирования скорости базовых нерегулируемых асинхронных электроприводов вентиляторов АВО с многополюсными КЗАД ВАСВ 14-34-24 ВЗГ и ВАСО 14-34-24 ВЗГ мощностью 100 кВт, с обмоткой статора, соединенной в звезду с глухозаземленной нейтралью (без нулевого вывода). В ходе экспериментов выяснилось, что наиболее сложными являются режимы работы приводов на частотах $f = 25$ Гц (скорость около 50% номинальной) и $f = 16,6$ Гц (33%): наблюдался повышенный нагрев, отсутствовал достаточный запас по моменту, особенно на частоте $f = 25$ Гц — привод при снижении напряжения (увеличении угла уп-

равления тиристорами α) с целью уменьшения тока машины "проваливался" на скорость, приблизительно равную 20% номинальной, с еще большим током, или "вставал" при попытке увеличить перегрузочную способность за счет повышения напряжения (уменьшения угла α). Кроме того, оказалась невозможной пуск заторможенного привода при $f = 25$ Гц на скорость, равную 50% номинальной.

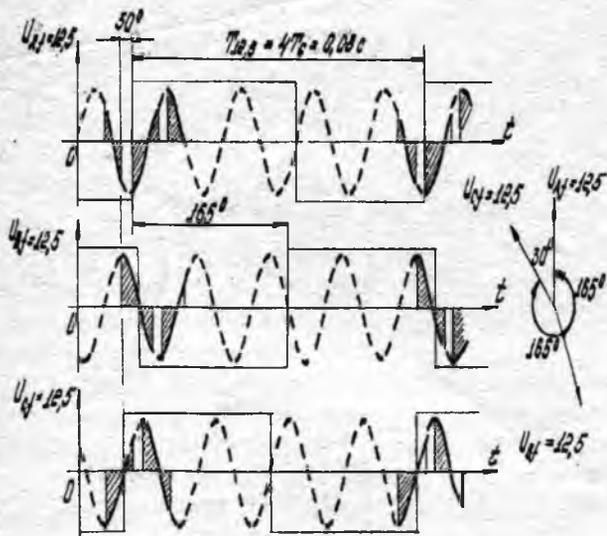


Рис. 2.

Причиной последнего в [5] считается то, что МДС от второй гармоники ($f_{k=2} = 50$ Гц) при всех углах α превосходит МДС первой гармоники ($f_{k=1} = 25$ Гц). Повышенный нагрев в значительной мере создавался неизбежно возникающими в рассматриваемом случае большими (до 40% действующего значения основной гармоники) постоянными составляющими в токах статора (реальные осциллограммы тока при $f = 25$ Гц даны на рис. 3), которые, кроме того, несколько снижали перегрузочную способность машины.

На основании выполненного гармонического анализа реальных осциллограмм напряжений была предпринята попытка рассчитать с достаточной точностью механические характеристики двигателя, имея в виду, что для статической механической характеристики по [6] его момент определяется суммой момента динамического торможения $M_{д.т.}$, создаваемого несимметрично протекающим по статору постоянным током, и алгебраической суммой моментов гармоник токов прямой и обратной последовательностей $M_i^k(\omega)$

$$M(\omega) = M_{д.т.} + \sum_k M_i^k(\omega).$$

Оказалось, что момент от постоянных составляющих токов при частотах 25 и 16,6 Гц лишь незначительно уменьшает перегрузочную способность машины и не оказывает заметного влияния на вид искусственной механической характеристики вблизи рабочей точки. Совокупное же влия-

ние всего спектра гармоник на результирующую механическую характеристику вблизи рабочей точки при $f = 25$ Гц было благоприятным и увеличивало момент КЗАД на 10–12%. Анализ показал, что расчеты с достаточной точностью верны лишь в окрестностях данной рабочей точки, где есть реальные осциллограммы напряжений и точно известен их гармонический состав. При изменении же скольжения от 0 до 1 значительно меняется не только гармонический состав напряжений, но и параметры роторной цепи R'_2 и x'_2 вследствие перераспределения тока в обмотке ротора, имеющей у двигателя данной серии глубокие пазы [7].

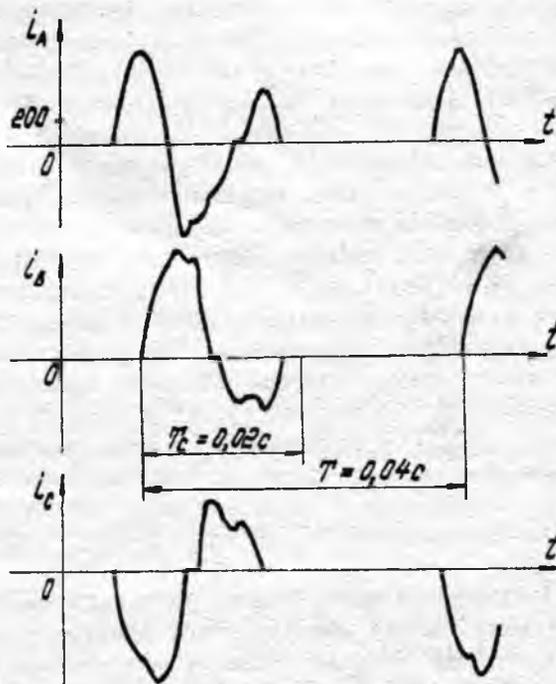


Рис. 3.

Результирующие статические механические характеристики исследуемого привода, полученные из расчетов по известным выражениям, например в [6], с учетом упоминавшегося ранее гармонического анализа для определения $M_{д.т.}$ и $\sum M_i^k(\omega)$, а также из экспериментов, приведены на рис. 4, где видно отсутствие значительного запаса по моменту на всех искусственных характеристиках, однако меньше всего он оказался при $f = 16,6$ Гц и особенно при $f = 25$ Гц. Кроме того, очевидно наличие двух участков устойчивой работы привода при $f = 25$ Гц, что убедительно объясняет причину невозможности пуска заторможенного КЗАД до $\omega = 0,5 \omega_{ном}$ и "проваливания" его до $\omega \approx 0,2 \omega_{ном}$.

Отсюда возникает вопрос: можно ли при данном управлении и соединении статора КЗАД в звезду без нулевого вывода получить больший момент, в частности, при $f = 25$ Гц?

Постоянные составляющие в токах статора были устранены при классическом [2,3,4] квазичас-

тотном управлении специальной асимметрией импульсов управления тиристорами МТПЧ за счет управляемого изменения уровня управляющего напряжения (рис. 5), что привело тепловое состояние машины к уровню, близкому к допустимому (превышение температуры составило около 20 °С по сравнению с температурой того же двигателя в номинальном режиме при той же температуре окружающего воздуха, что приемлемо при сезонном регулировании). Однако заметного запаса по моменту это не создало, как и ожидалось из теоретических исследований.

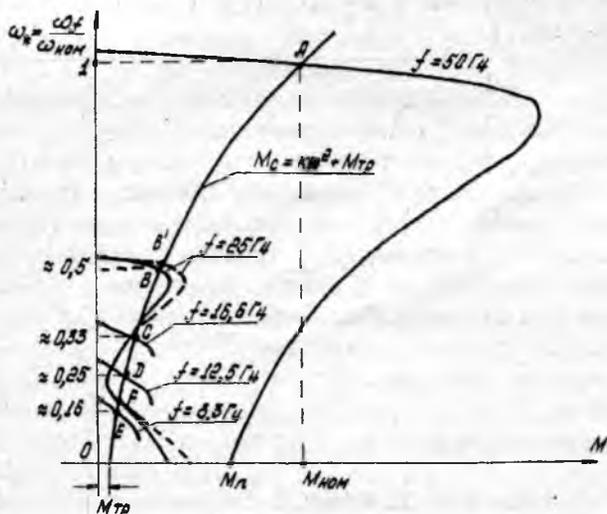


Рис. 4.

Попытки простыми средствами с достаточной для инженерных расчетов точностью синтезировать напряжение, позволяющее увеличить перегрузочную способность машины, например на 10—20%, тоже оказались безуспешными, поскольку для этого требовалось однозначно знать гармонический состав напряжений, а именно он и подлежал определению. Поэтому был применен следующий простой метод расчетов, полностью оправданный результатами экспериментов. Поскольку в рабочей точке все гармоники порядков выше основной добавляют около 10% к моменту основной гармоники, было высказано предположение, что при малом (на 2—3%) изменении скольжения гармонический состав напряжений принципиально не изменится (точки В и В¹ на рис. 4). Следовательно, и в точке В¹ на характеристике КЗАД, получаемой при той же частоте 25 Гц, но при более высоком напряжении (эффект фазового управления при ненормальной частоте), добавка от высших гармоник также составит около 10%. Кроме того, известно, что момент от любой гармоники напряжения $M_k \sim U_k^2$, поэтому для суммарного увеличения момента, например, на 20%, требуется увеличить действующее значение всех гармоник напряжения приблизительно на 10%. Расчеты, подтвержденные позднее экспериментально, показывают, что возможности регулирования момента привода при $f = 25$ Гц

весьма ограничены — угол управления α может меняться лишь в пределах от 90° до 97—98°, так как при $\alpha > 98^\circ$ перегрузочная способность машины полностью отсутствует и привод может "провалиться" в точку F (рис. 4), а при $\alpha < 90^\circ$ привод останавливается вследствие появления режима динамического торможения, вызываемого тем, что часть тиристоров при ограниченной ширине импульсов управления ими просто не сможет включиться. Поэтому хорошие механические характеристики с большими критическими моментами при $\alpha = 75^\circ, 60^\circ, 45^\circ$, приведенные в [3], могут быть получены при КЧУ только при наличии нулевого вывода двигателя.

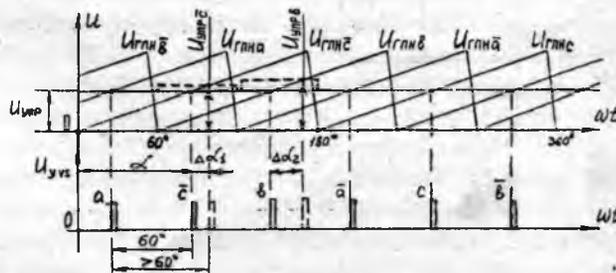


Рис. 5.

Следует заметить, что пульсации момента при КЧУ, когда двигатель (по выражению в [2]) работает в импульсно-шаговом режиме, полностью гасятся многотонным вентилятором. Вибрация в целом оказалась даже ниже номинальной.

Чрезвычайно важным вопросом, подлежащим тщательному изучению и в значительной мере определяющим возможность применения КЧУ для регулирования скорости КЗАД, является тепловое состояние машины. Анализ его может вполне составить предмет специального рассмотрения с использованием тепловой модели данного двигателя или ступенчатых теорий нагрева. В первом приближении нагрев машины может быть оценен на основании расчетов ее суммарных потерь ΔP_Σ .

Известно, что $\Delta P_\Sigma = P_1 - P_2 = P_1(1 - \eta)$, где P_1 и P_2 — соответственно потребляемая из сети и полезная (на валу) активная мощность; η — КПД двигателя.

Характеристики, необходимые для расчетов и оценки эффективности предлагаемой модернизации анализируемого нерегулируемого привода с позиций энергосбережения, полученные на основании экспериментов, приведены в таблице.

В таблице: $P_1 = \sqrt{3} U_{\text{лин}(n)} I(n) \cos \varphi$; $I(n)$, $U_{\text{лин}(n)}$ — ток и напряжение статора машины, измеренные приборами тепловой системы, учитывающими весь спектр n -гармоник; $\cos \varphi = v \cos \phi$ — коэффициент мощности; v — коэффициент искажений, равный отношению действующего значения основной гармоники тока к действующему значению несинусоидального тока, содержащего n гармоник; ϕ — угол сдвига фаз основной гармоники тока по

отношению к основной гармонике напряжения; ω^* , ΔP_{Σ}^* и P_1^* — относительные значения угловой скорости, суммарных потерь и потребляемой из сети активной мощности; $\theta_{ст}$ — реальная температура корпуса станины, измеренная инфракрасным термометром, дана при $t_{окр.в} = 20^\circ\text{C}$.

частотное управление, для модернизации массовых нерегулируемых инерционных асинхронных электроприводов вентиляторов аппаратов воздушного охлаждения средней мощности, установленных вне помещений, с целью "сезонного" дискретного регулирования их производительности.

$\frac{\omega^*}{\omega_{ном}} = \frac{\omega_f}{\omega_{ном}}$	$f, \text{Гц}$	$I_{(n)}, \text{А}$	$U_{лин(n)}, \text{В}$	α	$P_1, \text{кВт}$	$P_2, \text{кВт}$	$\frac{\Delta P_{\Sigma}}{\Delta P_{\Sigma ном}}$	η	$P_1^* = P_1/P_{1ном}$	$\theta_{ст}, ^\circ\text{C}$
1	50	250	380	0,66	109,5	100	1,0	0,913	1,0	53
0,5	25	239	151	0,57	35,5	12,5	2,43	0,35	0,32	72
0,33	16,6	229	89	0,48	16,9	3,7	1,39	0,22	0,15	67
0,25	12,5	218	63	0,43	10,2	1,6	0,91	0,16	0,09	50
0,16	8,3	208	45	0,42	6,8	0,5	0,66	0,07	0,06	48

Очевидно, что наиболее напряженными являются режимы работы привода при $f = 25$ Гц и $f = 16,6$ Гц, где расчетные суммарные потери соответственно в 2,4 и 1,4 раза превышают номинальные, что, однако, не приводит к существенному перегреву машины. Анализ тепловой модели исследуемого двигателя ВАСО 14-34-24 свидетельствует, что разность температуры между наиболее ответственной частью машины — обмоткой статора и ее станиной составляет в пределе около 20°C . Следовательно, при температуре окружающего воздуха ниже нуля (когда только и допустимо снижение производительности вентилятора) с учетом класса изоляции В, допускающего нагрев обмотки до 120°C , работа двигателя возможна на всех ступенях регулирования, при этом его тепловое состояние является допустимым.

Из таблицы также следует, что регулирование скорости электродвигателя вентилятора энергетически весьма эффективно. Например, при снижении скорости исследуемого привода в два раза потребление активной энергии уменьшается почти в три раза. При более глубоком регулировании экономия энергии еще заметнее, что обеспечивает окупаемость модернизации в течение всего лишь нескольких месяцев эксплуатации МТПЧ. Кроме того, выявился большой технологический эффект, не поддающийся расчетам в общем виде, но превышающий энергетический во много раз. Подробнее технико-экономическое обоснование предложенного способа модернизации приведено в [8].

Таким образом, представляется целесообразным использование МТПЧ, реализующего квази-

При этом трудности, неизбежно возникающие при КЧУ, в данном случае оказываются преодолимыми.

Предложенный способ модернизации, безусловно, не претендует на универсальность. Применение его в других случаях потребует всесторонних исследований и вполне может стать предметом специального рассмотрения.

Список литературы

1. Зайцев А.И., Тихомиров В.А., Железняков С.В. Технико-экономические аспекты модернизации электроприводов вентиляторов теплообменных установок//Промышленная энергетика. 1988. № 5. С.5-9.
2. Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода/Л.П.Петров, О.А.Андрюшенко, В.И.Капинос и др. М.: Энергоатомиздат. 1986. С.115-120.
3. Автоматизированный электропривод/ Под общ.ред. Н.Ф.Ильинского, М.Г.Юнькова. М.: Энергоатомиздат, 1990. С.354-359.
4. Глазенко Т.А., Хрисанов В.И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоиздат. Ленингр.отд-ние, 1983.
5. Богачев Г.И. Управление электродвигателями вентиляционных и насосных установок при помощи непосредственного преобразователя частоты//Электротехника. 1988. № 8. С.29-32.
6. Петров И.И., Мейстель А.М. Специальные режимы работы асинхронного электропривода. М.: Энергия, 1968.
7. Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей. М.: Энергоатомиздат, 1984.
8. Катрич В.Ф., Железняков С.В., Зобов В.А. Реальные перспективы модернизации электроприводов вентиляторов аппаратов воздушного охлаждения//Нефтепереработка и нефтехимия. 1993. № 8. С.27-30.

ВЫДЕРЖКИ ИЗ УСТАВА АССОЦИАЦИИ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (АСЭ)

1. Общие положения

Ассоциация инженеров силовой электроники (в дальнейшем Ассоциация) является самоуправляемым общественным объединением на добровольной основе ученых, инженерно-технических работников и специалистов в области силовой электроники.

Ассоциация может быть участником общественных (неправительственных) ассоциаций и иных объединений, в том числе международных.

Ассоциация имеет круглую печать, штамп и бланки со своим наименованием и символом, представляющим комбинацию букв А, С, Э.

2. Цель, содержание и принципы деятельности

Целью Ассоциации является создание благоприятных условий для творческой активизации членов Ассоциации и на этой основе повышения их вклада в развитие и научно-технический прогресс силовой электроники.

Для достижения уставной цели Ассоциация:

- организует информативную помощь членам Ассоциации, а также заинтересованным предприятиям и частным лицам;

- способствует публикации научных трудов членов Ассоциации;

- организует проведение отечественных научных симпозиумов и конференций, обеспечивает участие членов Ассоциации в аналогичных мероприятиях, проводимых за рубежом;

- способствует развитию научного туризма, установлению связей членов Ассоциации с зарубежными организациями и специалистами;

- организует по заказам государственных органов, предприятий и частных лиц разработку рекомендаций, программ, проектов и т.п. по проблемам силовой электроники и развития ее перспективных направлений;

- оказывает помощь промышленным предприятиям и научно-исследовательским организациям в повышении квалификации специалистов и подготовке научных кадров, а также рекламе;

- делегирует своих представителей в отечественные или зарубежные экспертные и проблемные советы, технические комитеты на условиях, предусмотренных уставными документами этих органов;

- осуществляет любые, не запрещенные законодательством виды производственной и хозяйственной деятельности, включая научные, проектные и внедренческие работы, а также издательскую деятельность в соответствии с законодательством о печати и других средствах массовой информации;

- ведет в соответствии с действующим законодательством внешнеэкономическую деятельность.

Ассоциация обладает полной хозяйственной самостоятельностью. Деятельность Ассоциации осуществляется на принципах самокупаемости и самофинансирования на хозрасчетных началах.

Ассоциация имеет право:

- заключать договора, контракты, трудовые соглашения с организациями и отдельными лицами, выступая в них в качестве заказчика или исполнителя работ;

- приобретать у организаций в стране и за рубежом продукцию, сырье и материалы, движимое и недвижимое имущество, ценные бумаги, право владения и использования охранных документов, технологий "ноу-хау" и другой научно-технической документации;

- самостоятельно разрабатывать и утверждать штатную структуру, фонды, размеры и форму оплаты труда штатных работников Ассоциации, а также вознаграждений и премирования членов Ассоциации.

Ассоциация обязана:

- строго соблюдать законодательство Российской Федерации об общественных объединениях и их хозяйственной, производственной и внешнеэкономической деятельности

3. Членство в Ассоциации. Права и обязанности членов Ассоциации

Членами Ассоциации могут быть научные, инженерно-технические работники и специалисты-практики в области силовой электроники, являющиеся гражданами России и стран, входящих в Содружество независимых государств, а также граждане зарубежных стран.

Членство в Ассоциации может быть коллективным. Коллективным членом считается группа численностью не менее 10 человек, работающих на одном предприятии, деятельность которого связана с силовой электроникой, или весь коллектив такого предприятия.

Прием в индивидуальные члены Ассоциации производится Правлением по письменному заявлению вступающего при наличии не менее 3-х рекомендаций членов Ассоциации.

Прием в коллективные члены Ассоциации производится Правлением по письму предприятия при наличии протокола собрания коллектива (группы) по вопросу вступления в Ассоциацию.

Решение Правления о приеме в индивидуальные или коллективные члены Ассоциации утверждается на съезде Ассоциации квалифицированным большинством.

Выход из Ассоциации производится:

- индивидуальных членов — по их письменному заявлению,

- коллективных членов — по письму предприятия.

Исключение из членов Ассоциации производится съездом по представлению Правления.

Вступительные и ежегодные взносы при выходе из Ассоциации не возвращаются. Члены Ассоциации имеют право:

- участвовать во всех мероприятиях, проводимых Ассоциацией;

- вносить предложения по совершенствованию и повышению эффективности деятельности Ассоциации;

избирать и быть избранным в руководящие органы Ассоциации;

- направляться по решению Ассоциации в командировки в стране и за рубеж за счет средств Ассоциации.

Коллективные члены пользуются первоочередным правом в информационном обеспечении научно-технической документацией, а также привлечения к выполнению работ по заказам, поступающим в Ассоциацию от государственных органов, предприятий и частных лиц.

4. Средства Ассоциации

Источником образования средств Ассоциации являются:

- вступительные и ежегодные членские взносы членов Ассоциации;

- поступления от проведения конференций, выставок, лекций и т.п.; — доходы от производственной, хозяйственной и внешнеэкономической деятельности;

- денежные средства и материальные ценности от спонсоров;

На момент образования Ассоциации устанавливаются взносы —

для индивидуальных членов: вступительный — 1000 руб., ежегодный — 500 руб.,

для коллективных членов: вступительный — 10000 руб., ежегодный — 5000 руб.

Размер вступительного или ежегодного взноса может быть изменен съездом Ассоциации.

Средства Ассоциации расходуются на ее уставную деятельность, содержание штатных работников, а также вознаграждение и премирование членов Ассоциации.

Доходы от производственной, хозяйственной и внешнеэкономической деятельности не могут перераспределяться между членами Ассоциации и используются только для выполнения уставных задач.

За счет средств Ассоциации может приобретаться или создаваться движимое и недвижимое имущество, предназначенное для выполнения уставной деятельности и образующее собственность Ассоциации.

5. Руководящие и исполнительные органы

Высшим руководящим органом Ассоциации является съезд, созываемый не реже 1 раза в год, а в промежутках между съездами — Правление Ассоциации.

Руководство и управление организационной, финансово-хозяйственной и внешнеэкономической деятельностью Ассоциации осуществляется исполнительной дирекцией.

Съезд Ассоциации:

- заслушивает и утверждает отчеты Правления и ревизионной комиссии о работе за истекший период и определяет основные задачи и мероприятия на предстоящий период;

- вносит изменения и дополнения в устав Ассоциации (с их последующей регистрацией в установленном порядке);

- избирает Правление в составе председателя — Президента Ассоциации, заместителя председателя — вице-президента, ответственного секретаря и 3—4 членов, а также ревизионную комиссию;

- принимает новых членов Ассоциации или исключает из Ассоциации;

- принимает решения о вступлении Ассоциации в другие объединения, реорганизации или прекращении деятельности Ассоциации.

ОБ ЭКСПЕРТНОМ СОВЕТЕ АССОЦИАЦИИ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Экспертный совет Ассоциации действует в соответствии с ее Уставом и является подразделением Ассоциации.

Основная задача деятельности экспертного совета Ассоциации состоит в проведении независимой высококвалифицированной научно-технической экспертизы технического уровня и качества исследовательских работ, проектных решений, продукции, рукописей и публикаций, планов разработки и освоения продукции в области силовой электроники во всех сферах народного хозяйства.

Все законченные или выполняемые работы и образцы изделий, представляемые авторами, производителями и другими организациями, могут быть подвергнуты экспертному рассмотрению.

Результатами экспертизы являются характеристика научно-технического уровня и качества продукции, оценка интеллектуальной деятельности, перспективности проектов и планов, рекомендации по их практическому использованию, а также другие экспертные заключения по желанию заинтересованных лиц и организаций.

2-4 февраля 1994 г. в МЭИ (г.Москва) работал научно-технический семинар "Современный регулируемый электропривод малой и средней мощности на основе интеллектуальной силовой электроники и микропроцессорных средств управления". Он был организован научно-производственной группой "Мехатроника", Ассоциацией "Автоматизированный электропривод", кафедрой "Автоматизированный электропривод" МЭИ, Ассоциацией инженеров силовой электроники, ВНИИмонтажспецстрой и АО "Европривод-Мицар".

Основная цель семинара: на основе рассмотрения новых разработок выработать деловые предложения по расширению объектов применения электроприводов, формированию рынка потребителей.

На семинаре было заслушано более 40 докладов и сообщений специалистов-электроприводчиков из России и других стран СНГ, работала выставка.

Семинар планируется сделать ежегодным.

Редакция журнала "Электротехника" планирует публикацию в последующих номерах наиболее интересных материалов семинара.

В июне 1993 г. в г.Чебоксары состоялся организованный АСЭ, ЧГУ и ВНИИР научный семинар по теме "Двигатели с электромагнитной редукцией и перспективы их развития и применения". В семинаре приняли участие преподаватели кафедр электромеханики, систем автоматического управления электроприводами Чувашского государственного университета, представители Всероссийского НИИ релестроения и промышленности, члены АСЭ.

С основным докладом "Принцип электромагнитной редукции, математические модели и перспективы развития двигателей с электромагнитной редукцией" на семинаре выступил зав.кафедрой электромеханики ЧГУ доктор техн.наук проф. Ефименко Е.И. Он подчеркнул, что принцип электромагнитной редукции можно отнести к фундаментальным принципам электромеханики такого же порядка, как, например, образование вращающегося поля неподвижной обмоткой, однако в научной литературе не сложилось четкого представления об этом принципе и даже в учебник по электрическим машинам попало утверждение о том, что в редукторных двигателях рабочими являются высшие гармоники поля. Принцип же электромагнитной редукции заключается в том, что в машинах с развитой двусторонней зубчатостью создаются "интерференционные" волны магнитной проводимости между статором и ротором. Одна из этих волн, имея при соответствующем подборе чисел пазов статора и ротора пространственный период, равный периоду основной

гармоники МДС (двигатели с осевым униполярным возбуждением) или в два раза меньший период (реактивные двигатели), вращается в пространстве со скоростью, значительно превышающей скорость ротора и обратно пропорциональной разности чисел пазов статора и ротора. Для синхронизации основной (а не высших!) пространственной гармоники МДС с этой волной проводимости (своего рода "бесплотной" явиоплюсностью) в реактивных двигателях или в двигателях с переменной составляющей поля возбуждения при аксиальном возбуждении частота вращения ротора должна быть во много раз меньше частоты вращения МДС.

В докладе Ефименко Е.И. были представлены новые математические модели как синхронных, так и асинхронных двигателей с электромагнитной индукцией (ДЭР), основанные на разработанном им методе исследования машин переменного тока¹, позволяющие рассчитать все необходимые характеристики двигателя. Подчеркнуто, что в ДЭР могут быть использованы новые принципы регулирования скорости, что эти двигатели обладают повышенной восприимчивостью к цифровому управлению, на их основе могут быть разработаны новые регулируемые электроприводы.

С сообщением на семинаре выступил доктор техн.наук Афанасьев А.А. Приведена информация

¹ Ефименко Е.И. Новые методы исследования машин переменного тока и их приложения. М.: Энергоатомиздат, 1993.

о зависимости удельной массы (масса на единицу электромагнитного момента) серийных и специальных электродвигателей от абсолютной величины момента и типажа электрической машины. Отмечены рекордные значения этого показателя для некоторых типов р-дукторных и двухстаторных двигателей с постоянными магнитами. Рассмотрены конструкции винтовых индукторных двигателей (с пульсирующим и переменным потоком), пригодные для использования в высокомоментном электроприводе бытового назначения.

В дискуссии приняли участие доктор техн. наук, проф. Поздеев А.Д., кандидаты техн. наук Никитин В.М. и Нестерин В.А. и др.

В результате обсуждения проблемы участники семинара пришли к выводу о необходимости продолжения как теоретических исследований ДЭР, так и конкретных разработок регулируемых приводов на их основе, особенно для бытовой техники.

БИБЛИОГРАФИЯ

УДК 655.552:621.313.027

РЕЦЕНЗИЯ НА КНИГУ Е.И.ЕФИМЕНКО "НОВЫЕ МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И ИХ ПРИЛОЖЕНИЯ" ¹

Монография посвящена разработке нового общего аналитического метода исследования электрических машин с учетом их несимметрии (магнитной и электрической) и неидеальности их обмоток, создающих в общем случае произвольные пространственные спектры МДС.

Развивающаяся уже в течение века аналитическая теория электрических машин к настоящему времени казалась окончательно сложившейся. Представлялось, что аналитические ресурсы исследования этих объектов исчерпаны и для уточненного учета ряда реальных особенностей, не вписывающихся в рамки идеализированной машины, остаются пригодными лишь численные методы. Это действительно так, если при анализе электромагнитных явлений в электрических машинах использовать традиционные, ставшие уже классическими методы (симметричных составляющих, преобразование к координатам, неподвижному относительно ротора или статора). Уравнения лишь идеализированных машин приводились к уравнениям с постоянными коэффициентами (именно последнее обстоятельство может служить критерием принципиальной возможности аналитического решения) с помощью этих линейных преобразований.

В книге впервые в теории электрических машин развит системный подход к анализу всей совокупности электромагнитных процессов в несимметричных и неидеальных электрических машинах, начинающийся с анализа сложных физических процессов в несимметричных машинах с дискретными обмотками.

Разработан универсальный метод анализа стационарных и переходных процессов, названный

методом унифицированных элементарных переменных, позволяющий привести дифференциальные уравнения с периодическими коэффициентами, описывающие электрические цепи несимметричных и неидеальных электрических машин, к расширенной системе уравнений с постоянными коэффициентами. Показано, что такое приведение для несимметричных электрических машин невозможно осуществить с помощью однократной замены переменных (например, в преобразовании Парка—Горева). Требуются многоэтапные преобразования, которые, кроме известного преобразования метода симметричных составляющих, включают в себя еще четыре этапа специальных преобразований, предложенных автором.

Введена новая система индуктивных параметров, число которых зависит от желаемой точности решения задачи.

На основании разработанного общего метода исследования решается большое число прикладных задач: разработаны названные параметрические модели несимметричных машин с неидеальными обмотками и с явнополюсным исполнением ротора (синхронные машины) или статора (асинхронные машины). В качестве переменных рассматриваются составляющие токов и напряжений различных частот, названные элементарными переменными, которые с помощью специального преобразования приведены к общей частоте. Размерность системы уравнений параметрической модели определяется количеством учитываемых элементарных переменных. Вместо традиционных параметров по двум осям в систему уравнений параметрической модели введена матрица специальных индуктивностей, набираемых по опреде-

¹ М.: Энергоатомиздат, 1993.

ленным алгоритмам из любого требуемого количества некоторых элементарных индуктивностей.

При учете основных взаимодействий параметрические модели обращаются в более простые рекуррентные, которые используются для анализа наиболее важных несимметричных режимов: несимметричная и неполнофазная нагрузка синхронных генераторов, однофазные генераторы, несимметричные КЗ. Большое внимание уделено разработке основ теории и анализу работы асинхронных явнополюсных двигателей малой мощности.

Новый подход к анализу электромагнитных процессов в несимметричных и неидеальных электрических машинах, совокупность разработанных автором оригинальных аналитических методов их исследования представляет новое научное направление в исследовании переходных и установившихся процессов электрических машин переменного тока, эффективность которого продемонстрирована на большом числе приложений и решении ряда практических задач. Представля-

ется, что ознакомление специалистов с этим подходом и разработанными методами поможет в решении ряда актуальных задач электромеханики и электроэнергетики и окажется полезным в учебно-методическом плане, при подготовке специалистов соответствующих направлений.

Книга предназначена для инженеров, научных работников и студентов старших курсов, занимающихся исследованиями, разработкой и эксплуатацией различных типов машин переменного тока, электроприводов на их основе, а также анализом режимов работы энергосистем.

А.В.ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ, доктор техн.наук, проф. кафедры электромеханики МЭИ

А.Д.ПОЗДЕЕВ, доктор техн.наук, проф. кафедры систем автоматического управления электроприводами Чувашского государственного университета

В.А.ЩЕДРИН, проф.зав.кафедрой электроснабжения промышленных предприятий Чувашского государственного университета

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

ЮТЛАНДОВ ЮРИЙ ДМИТРИЕВИЧ

(к 60-летию со дня рождения)

19 января 1994 г. исполнилось 60 лет генеральному директору саранского АО "Электровыпрямитель", Юрию Дмитриевичу Ютландову.

Свою трудовую деятельность Ю.Д.Ютландов начал в 1956 г. после окончания Пензенского индустриального института по специальности инженера-механика. С августа 1958 г. Ю.Д.Ютландов работал на саранском заводе "Электровыпрямитель" в должности инженера лаборатории, механика цеха, мастера, начальника участка, заместителя начальника це-



ха, начальника полупроводникового, а затем аппаратного цехов, заместителя директора по

общим вопросам, а с 1973 г. — директором завода. В настоящее время Ю.Д.Ютландов — генеральный директор АО "Электровыпрямитель".

Юрий Дмитриевич — квалифицированный специалист в области силовой полупроводниковой техники, компетентный хозяйственник, чуткий и внимательный руководитель.

Ю.Д.Ютландов награжден двумя орденами Трудового Красного Знамени, медалями. В 1991 г. Юрий Дмитриевич удостоен звания Героя Социалистического труда.

КОПЫЛОВ ИГОРЬ ПЕТРОВИЧ

(К 70-летию со дня рождения)

28 апреля 1994 г. исполняется 70 лет профессору кафедры "Электромеханика" Московского энергетического института (технического университета), Заслуженному деятелю науки и техники Российской Федерации, доктору технических наук Игорю Петровичу Копылову.

И.П.Копылов окончил МЭИ в 1952 г., в 1955 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1966 г. - диссертацию на соискание ученой степени доктора техн. наук, звание профессора получил в 1969 г. В 1970-1972 гг. работал проректором МЭИ по научной работе. В течение многих лет был членом экспертной комиссии ВАК по электротехнике.

Профессор И.П.Копылов подготовил 55 кандидатов и пять докторов технических наук. Под руководством Игоря Петровича прошли стажировку сотни преподавателей вузов России и зарубежных стран. И.П.Копылов 15 лет возглавлял базовую кафедру "Электрические машины" в Комитете по высшему образованию.

Талантливый ученый Игорь Петрович обогатил теорию электромеханики фундаментальными работами в области динамики электрических машин. Он создал теорию обобщенного электромеханического преобразователя, обеспечивающую построение математических моделей для любого случая, встречающегося в практике электромашиностроения. Им предложено определение активной, реактивной и обменной мощности в переходных процес-

сах. Профессор И.П.Копылов одним из первых применил вычислительные машины для решения задач электромеханики.

Свои достижения в области динамики электрических машин И.П.Копылов изложил в выдержавшем три издания учебнике "Математическое моделирование электрических машин", который в 1990 г. удостоен Государственной премии.



Результаты научной деятельности И.П.Копылова изложены в 415 печатных работах, в том числе в двадцати пяти учебниках, учебных пособиях и монографиях. Его учебники переведены на английский, польский, болгарский и чешский языки.

Вышедшие под редакцией И.П.Копылова "Проектирование электрических машин" и "Справочник по электрическим машинам" в двух томах являются настольными книгами инженеров-электромехаников.

Талантливый изобретатель

И.П.Копылов имеет 110 авторских свидетельств на изобретения в области электрических машин. Им предложены двигатели-усилители, безредукторные тихоходные гидроагрегаты и многие другие электромеханические преобразователи.

В последние годы электромеханическое преобразование энергии, интересующее Игоря Петровича, используется во многих областях - от биологических двигателей до космоса. Представляют большой интерес работы по электромеханической системе планеты Земля.

И.П.Копылов вел и ведет в настоящее время большую научно-организационную работу, являясь членом ряда ученых Советов и редколлегий журналов: "Электротехника", "Известия РАН. Сер. Энергетика", "Известия вузов. Электромеханика". В течение многих лет он возглавляет учебно-методическую комиссию комитета высшей школы по электромеханике.

И.П.Копылов избран Почетным академиком Инженерной академии Российской Федерации, членом-корреспондентом Международной Инженерной Академии, а также академиком Мега-наук.

С 1942 г. по 1945 г. И.П.Копылов участвовал в Великой Отечественной войне. Награжден орденами Ленина, Отечественной войны, Красной Звезды и многими медалями.

Сердечно поздравляем Игоря Петровича со славным юбилеем и желаем ему доброго здоровья и успехов в научной и педагогической работе.

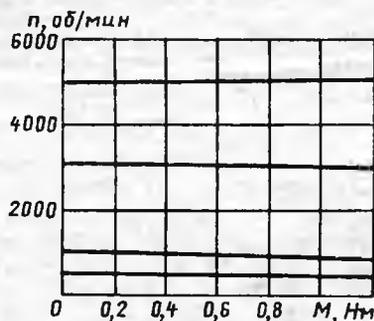
БЫТОВОЙ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ И СИЛОВОГО ИНТЕГРАЛЬНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО МОДУЛЯ

Консорциумом "Интегральная силовая электроника" (ИСЭ) разработан частотно-регулируемый электропривод на базе асинхронного трехфазного электродвигателя и силового гибридного модуля на ток 7 А, напряжение 600 В, мощность до 0,5 кВт.

Гибридный модуль содержит неуправляемый однофазный мостовой выпрямитель и трехфазный мостовой транзисторный инвертор на полевых МОП - транзисторах с узлами управления ключами (драйверами).

Система регулирования параметрическая: задается желаемый закон управления U/f , имеется нелинейная компенсационная положительная связь, обеспечивающая жесткость механических характеристик при диапазоне регулирования вниз от номинальной скорости с $Q_n = 1:12$ и $M = \text{const}$ на уровне (15-20)%. Диапазон регулирования вверх от номинальной скорости $D_{\text{ср}} \approx 2,0 \div 2,5$. На рисун-

ке приведены механические характеристики электропривода с двигателем $P_{\text{н}} = 0,25$ кВт, $n_{\text{н}} = 6000$ об/мин.



За справками и более подробной информацией обращаться по адресу: г.Чебоксары, пр.И.Яковлева, 4, ВНИИР. тел. (8350) 26-93-90.

В апреле 1994 г. начнется подписка на II полугодие 1994 г. Условия подписки на наш журнал во II полугодии те же, что и в I полугодии.

Каталожная цена одного номера (без пересылки) — 5000 р.

При пересылке по почте:
5000 р. + стоимость простой бандероли (масса одного номера 200г).

Справки по телефону редакции: 254-1152.

ВНИМАНИЮ АВТОРОВ ЖУРНАЛА!

Авторы статей, опубликованных в 1992 и 1993 гг. в журнале "Электротехника" должны получить причитающиеся им авторские экземпляры журналов в редакции.

УДК 62-83:5.015.3

Сети Петри и структурный анализ импульсных систем управления в режимах комбинированного электрического торможения рудничных электровозов. О. Н. Синчук, Е. В. Афанасьев, Э. С. Гузов, М. Г. Афанасьев. - Электротехника, 1994, № 3, с.33

Рассмотрены особенности функционирования тиристорных импульсных регуляторов напряжения в тормозных режимах электропривода рудничных электровозов.

Предложена методика построения математической модели систем управления тяговым электроприводом с импульсным регулированием, позволяющая схемотехнически реализовать научные разработки.

Ил.5. Табл. 1. Библ. 5 назв.

УДК 621.313.333.001.8

Обобщенный экспериментальный портрет отрезка серии асинхронных двигателей АИС. Е. Е. Моисеева, Ю. И. Прудникова, Н. В. Сидоров. - Электротехника, 1994, № 3, с.38

Приводятся результаты сопоставления основных технических показателей современных массовых асинхронных двигателей серии АИ (АИС в экспортном исполнении), выпускаемых в странах СНГ, с аналогичными двигателями ведущих зарубежных фирм и дается анализ свойств реальных двигателей указанной серии, выполненный на основе данных широкомасштабного экспериментального исследования серии.

Табл. 1. Ил. 6. Библ. 4 назв.

УДК 621.313.333.8.036

Динамическая тепловая модель асинхронных двигателей. Е. Е. Моисеева. Электротехника, 1994, № 3, с.42

Рассматривается динамическая тепловая модель асинхронных двигателей общего назначения, построенная по результатам испытаний отрезка серии двигателей АИС. Приводятся обобщенные результаты этих испытаний.

Ил. 5. Библ. 6 назв.

УДК 621.316.72:62-83

Повышение качества позиционирования электропривода введением нелинейного элемента в прямой такт. А. А. Кобзев, Ю. Е. Мишулин, В. А. Немонтов, О. В. Веселов. - Электротехника, 1994, № 3, с.44

Предложен и теоретически обоснован способ управления позиционным следящим электроприводом, реализующий монотонные процессы путем введения нелинейного элемента в канал ошибки по пути. Приводится новый вид характеристики нелинейного элемента вогнуто-выпуклого типа, обеспечивающий лучшее качество переходных процессов. Даны схемно-технические пути реализации предлагаемой характеристики.

Ил. 3. Библ. 5 назв.

УДК 62-83::621.313.3.072.9

Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе.

Н. Л. Архангельский, В. Л. Чистосердов. - Электротехника, 1994, № 3, с.48

Проведен анализ способов формирования сигналов управления инвертором напряжения в электроприводах с преобразователем частоты. Выявлены оптимальные режимы формирования законов управления напряжением трехфазных двигателей, позволяющие создавать простые и надежные в эксплуатации электроприводы на базе асинхронных и синхронных двигателей для различных отраслей промышленности.

Ил. 4. Библ. 3 назв.

УДК 62-83::621.313.3.072.9

Специфика квазичастотного управления инерционным асинхронным электроприводом вентилятора аппарата воздушного охлаждения. С. В. Железняков, В. А. Зобов. - Электротехника, 1994, № 3, с.53

Анализируются результаты теоретических и практических исследований инерционного асинхронного электропривода вентилятора аппарата воздушного охлаждения с квазичастотным управлением (КЧУ) мощностью 100 кВт. Показано, что использование маловентильного тиристорного преобразователя частоты (МТПЧ), реализующего КЧУ, экономически весьма целесообразно для модернизации массовых подобных приводов. При этом трудности, неизбежно возникающие при использовании МТПЧ с КЧУ, в данном случае преодолимы. Ил. 5. Табл. 1. Библ. 8 назв.

Научный редактор Н.С. Разумовская
Литературный редактор А.М. Мескина
Компьютерная верстка С.В. Пайкина

Сдано в набор 20.01.94. Подписано в печать 20.03.94. Формат 60×88¹/₈.

Бумага офсетная №2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,82.

Тираж 1254 экз. Заказ 245

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Компьютерная верстка НПО "Электропривод"
107078, г. Москва, Садовая-Спаская ул., д1/2, корп. 3
Отпечатано в Подольской типографии 142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25



ТОО "ЭЛЕКТРОМАШ" ELECTROMASH LTD

Предприятие "Электромаш" объединяет более 70 акционерных обществ, государственных научно-производственных объединений, организаций и научно-исследовательских институтов, расположенных в России и ближайшем зарубежье.

"ЭЛЕКТРОМАШ":

- оказывает услуги по организации инвестиционных, проектных конструкторско-технологических разработок и поставке комплектующих изделий, станочного и общестроительного оборудования;
- проводит маркетинговые исследования;
- проводит экспертизу проектов строительства и расширения предприятий;
- организует экспозиции продукции предприятий на выставках;
- осуществляет рекламно-издательскую деятельность: издает каталоги, справочники, конъюнктурные обзоры и другие информационные материалы;
- оказывает посреднические, брокерские и дилерские услуги;
- обеспечивает разработку, производство и поставку:

турбо- и гидрогенераторов до 800 000 кВт,
крупных электрических машин до 4000 кВт,
электродвигателей постоянного и переменного тока от 0,01 до 250 кВт,
силовых и специальных трансформаторов от 63 до 400 000 кВ·А,
высоковольтной (от 6 до 1200 кВ) и низковольтной аппаратуры,
силовых конденсаторов,
промышленных и транспортных кондиционеров,
конвекторов,
вентиляторов,
воздухо- и водотеплоохладителей электробытовых товаров различного назначения.

Рассмотрим любые предложения по комплексной поставке указанной электротехнической продукции.

Адрес: Российская Федерация, 103918, Москва, Огарева, 5.
Тел. 202-43-74 Факс 290-18-66, 923-84-13
Телетайп 112670 Электромаш