



С НОВЫМ ГОДОМ !



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

№ 12 ДЕКАБРЬ 2001

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ
МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»
(г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В.,
МЕЩЕРЯКОВ В.М., СОРИН Л.Н.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета),
ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И.,
ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор

КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦ-
КОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., КОПЫ-
ЛОВ И.П., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕ-
КОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В.,
НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного
редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,
ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Издатель: ЗАО "Знак"

109280, Москва, ул. Ленинская
слобода, 23, к. 214

Адрес редакции:

123242, Москва,
Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс / телефон: 254-11-52

E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с
точкой зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов
редакция ответственности не несет.
Рукописи статей не возвращаются.

СОДЕРЖАНИЕ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки, производства и применения силовых полупроводниковых приборов	2
Аксенов В.Е., Мартыненко В.А., Мускатиньев В.Г., Шуляпов В.И., Чибиркин В.В. IGBT модули производства ОАО «Электропривод»	12
Харитонов С.А., Берестов В.М., Бородин Н.И., Коробков Д.В. О построении системы регулирования при параллельной работе полупроводниковых преобразователей с синусоидальным стабилизированным выходным напряжением	17
Вейс М.Э., Голубенко Ю.И., Куксанов Н.К., Кузнецов С.А., Немытов П.И., Салимов Р.А., Фадеев С.Н. Создание серии IGBT преобразователей частоты трансформаторного типа для питания промышленных ускорителей электронов	21
Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н., Монов Д.А. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных	25
Браславский И.Я., Зюзев А.М., Ишматов З.Ш., Аверьянов М.А., Барац Е.И., Костылев А.В. Синтез нейронного наблюдателя для асинхронного привода с прямым управлением моментом	31
Грузов В.Л., Машкин А.В. Сравнительный анализ алгоритмов управления автономными инверторами напряжения в асинхронных электроприводах	34
Лобунец О.Д. Динамическая модель простого магнитотранзисторного автогенератора с повышенными надежностью, КПД и электромагнитной совместимостью	40
Рудык С.Д., Флоренцев С.Н., Турчанинов В.Е., Конечнов А.И., Савельев В.В. Станция катодной защиты на основе высокочастотного преобразователя постоянного напряжения с корректором коэффициента мощности на входе	43
Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С. Прогнозирующее релейно-векторное управление активным выпрямителем напряжения	47
Якимец И.В. Преобразователи на полностью управляемых полупроводниковых приборах, работающие в режиме источников тока	53

ХРОНИКА

Моцохейн Б.И. 9-я Европейская конференция по силовой электронике	59
--	----

Перечень статей, опубликованных в журнале «Электротехника» в 2001 г.	62
---	----

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Настоящий тематический выпуск журнала "Электротехника" посвящен силовой электронике и содержит 15 статей.

Выпуск открывает статья ведущего специалиста фирмы "Infineon Technology" ("Siemens Semiconductors") доктора Лоренца (Leo Lorenz), представляющая взгляд ведущей фирмы на современное состояние и направления дальнейшего развития в разработках, производстве и применениях приборов силовой электроники.

Состоянию разработок и производства современных IGBT-модулей на токи до 1200 А и напряжение до 3300 В в ОАО "Электровыпрямитель" (г. Саранск) посвящена статья ведущих специалистов этого предприятия. Следует отметить, что подобные силовые модули с использованием импортных чипов, производят в России также Чебоксарское предприятие "КОНТУР-ИНЭЛС" (kontur@chttc.ru).

Четыре статьи посвящены вопросам управления в стабилизированных преобразователях и асинхронных электроприводах, включая векторные принципы управления и нейронный наблюдатель.

Две статьи представляют разработки авторов по схемотехнике и конструкции современных высокочастотных преобразователей с активной коррекцией коэффициента мощности.

Две статьи посвящены схемотехнике преобразователей, работающих в режиме источников тока и импульсных источников питания, работающих на пьезокерамические преобразователи.

Завершает сборник обзорная статья по элементной базе и основным схемотехническим решениям современных электронных счетчиков электроэнергии.

В порядке обсуждения представлена статья по предлагаемым схемотехническим решениям транзисторных преобразователей для электроинструмента.

В июне 2001 г. вышел четвертый тематический выпуск "Proceedings of the IEEE": "Power Electronics: Present Trends & Future Developments" (Силовая электроника; существующие тенденции и будущие достижения) под ред. J.Dann van Wyk и Fred Lee. История тематических выпусков "Proceedings ..." насчитывает четыре издания:

- Сверхмощные полупроводниковые приборы (август 1967 г.) под ред. F.E. Gentry.
- Силовая электроника (апрель 1988 г.) под ред. R.G.Hoft и H.A.Owen.
- Силовая электроника и электропривод (август 1994 г.) под ред. B.K. Bose.

Четвертый выпуск (июнь 2001 г.) содержит 16 заказных статей с обзором прошедшего столетия и оценку перспектив ближайшего будущего силовой электроники.

Силовая электроника прошла большой путь мощностей от микроватт до мегаватт, частот от единиц герц

до мегагерц, от технологий газонаполненных электровакуумных приборов и электромеханических преобразователей до высоких технологий микрозелектроники сверхбольших интегральных схем, обеспечивших производство силовых биполярных транзисторов (BPT), тиристоров (Th), силовых полевых (MOSFET) и биполярных (IGBT) транзисторов с изолированным затвором, запираемых тиристоров, коммутируемых по затвору (IGCT), силовых интегральных схем, включая "интеллектуальные".

Наряду с увеличением предельных характеристик приборов силовой электроники важными показателями являются также цена и надежность. Ограничения со стороны пассивных компонентов, электромагнитная совместимость, корпусирование, производство, вопросы теплоотвода и механических характеристик, обеспечивающие гарантированную надежность (срок службы), являются также важнейшими показателями, обеспечивающими развитие приборов силовой электроники в настоящее время и в будущем.

Все статьи сборника сгруппированы в 5 разделов:

- приборы силовой электроники;
- пассивные компоненты;
- электромагнитная совместимость;
- преобразователи (схемотехника, управление, моделирование);
- применение (системы).

Аннотации на все статьи тематического сборника можно будет прочитать в одном из ближайших выпусков бюллетеня регионального общества инженеров силовой электроники, а с самими статьями можно ознакомиться в исполнительной дирекции ОСЕ (Москва, Красноказарменная 14, кафедра ЭИЭА, тел. 362-78-35).

К сожалению (в отличие от тематического выпуска "Proceedings ...") в настоящий журнал не вошли статьи, посвященные российским исследованиям, разработкам и производству в областях:

- современных приборов силовой электроники;
- пассивных компонентов для современных устройств и систем силовой электроники;
- электромагнитной совместимости в преобразовательном оборудовании и в системах с таким оборудованием.

Редакция журнала выражает надежду на поступление статей по этой тематике для формирования следующего тематического выпуска журнала, посвященного силовой электронике.



С.Н. Флоренцев,

действительный член Российской Академии электротехнических наук, член IEEE, член общества инженеров силовой электроники, канд. техн. наук.

Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки, производства и применения силовых полупроводниковых приборов

ЛОРЕНЦ Л.

Непрерывное совершенствование устройств силовой электроники, особенно в направлении повышения КПД, улучшения динамических характеристик управления, снижения шума и массогабаритных показателей, обязано своим существованием постоянному появлению новых разработок в области силовых полупроводниковых приборов (СПП).

В основном СПП используются для управления потоками электроэнергии между источником и нагрузкой, обеспечивая высочайшую точность и динамику управления при высоком КПД. Можно сказать, что силовой ключ является связующим звеном между микроэлектронными компонентами системы управления и нагрузкой любого силового преобразователя. Результатом гигантского прогресса в области развития технологий изготовления интегральных схем, особенно за последние 10 лет, стало появление усовершенствованных видов СПП, имеющих малые потери мощности, простое управление с хорошей динамикой, возможности самозащиты при аварийных режимах. При этом удалось совместить мегаваттный диапазон мощностей, коммутируемых СПП, с управлением непосредственно от микроэлектронных схем. Широкое использование микроэлектроники для управления силовыми преобразователями позволило реализовать сложные законы управления и регулирования. Таким образом, появилась возможность создания бесшумных преобразователей для электропривода, которые сами определяют оптимальные режимы работы электропривода. Такие преобразователи используются в широком диапазоне мощностей в различных областях применения, начиная от электропривода высокоточных инструментов и кончая электроприводом тяговых двигателей электровозов. Другими важными факторами развития СПП стали требования по рациональному использованию электроэнергии, уменьшению массогабаритных показателей устройств на основе СПП, повышению качества электроэнергии (например, компенсация реактивной мощности). В результате за последние 20 лет наблюдалась стремительные темпы развития СПП и устройств на их основе.

Историю развития СПП и устройств на их основе можно представить в виде четырех основных периодов времени (таблица).

Если говорить о том, какие основные результаты достигнуты в области совершенствования СПП за последние два года, то можно выделить 5 характерных разработок: оптотиристор, сверхмощный оптотиристор, GTO* в диапазоне больших мощностей, IGBT** в диапазоне средних мощностей, силовой MOSFET*** в диапазоне малых мощностей. Из ска-

занного видно, что в настоящий момент не считается перспективным проводить разработки по усовершенствованию биполярных транзисторов.

Наиболее часто применяемыми приборами в системах большой мощности являются сверхмощные оптотиристоры. Примерами таких систем являются вставки постоянного тока мощностью до 1 ГВт, предназначенные для электрического соединения различных энергосистем между собой (для передачи электроэнергии на значительные расстояния, например из Западной в Восточную Европу), компенсаторы реактивной мощности, системы накопления энергии и активные фильтры мощностью до нескольких сотен мегаватт.

В данном диапазоне напряжений особенно важной является помехоустойчивость сигнала управления тиристорами, передаваемого по оптоволоконным кабелям.

Разработки фирмы "Infineon Technologies AG" внесли значительный вклад в развитие этих тиристоров с самого начала их появления. Наиболее важные этапы совершенствования тиристоров показаны на рис.1. Использование трехфазных двигателей, обеспечивающих высокую мощность и момент при лучших массогабаритных показателях, для привода электровозов стало возможным только благодаря созданию GTO на большие мощности. Силовой управляемый ключ преобразователя для электропривода электровозов, включающий в себя GTO и особую схему управления, делает возможным преобразование однофазного тока контактной сети в трехфазный ток для питания тяговых двигателей. GTO, имеющие высокие частоты переключения, обеспечивают высокочастотное регулирование значения и частоты напряжения питания тяговых двигателей. Применение GTO позволяет осуществлять рекуперацию энергии в контактную сеть в режиме торможения тяговых двигателей, что повышает КПД электровоза. Динамические характеристики GTO при переключении, в особенности при выключении, были принципиально улучшены за счет изменения структуры прибора. В начале 80-х годов, когда фирма "Infineon Technologies AG" уже начал предлагать потребителям первые GTO, в их дальнейшую разработку вкладывались огромные суммы. В результате, в данный момент по-

* GTO (Gate Turn-off Thyristor) — тиристор, запираемый по управляющему электроду.

** IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) — биполярный транзистор с изолированным затвором.

*** MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) — полевой транзистор типа металл-оксид-полупроводник (МОП-транзистор).

Этапы развития СПП и устройств на их основе

Период времени, гг.	Устройства, используемые в качестве силовых ключей	Идеология преобразователя, созданная на данном этапе	Варианты реализации преобразователя для различных областей применения
1900-1960	Механические ключи Переключатели направления тока Ртутные диоды Германиевые/селеновые диоды Электронные лампы Магнитные усилители	Выпрямитель, ведомый сетью	Выпрямители Зарядные устройства для аккумуляторов Источники питания
1960-1980	Кремниевые диоды Тиристоры Биполярные транзисторы	Управляемый полупроводниковый ключ Автономные и ведомые сетью преобразователи	Преобразователи DC/DC Преобразователи частоты для электропривода двигателей переменного тока Источники бесперебойного питания (UPS) Преобразователи для печей индукционного нагрева
1980-1990	Модули биполярных транзисторов Полевые транзисторы (MOSFET) Запираемые тиристоры (GTO) Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT)	Преобразователи с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и резонансные преобразователи с высокой частотой коммутации	Преобразователи с синусоидальными токами и напряжениями на входе и на выходе Компенсаторы реактивной мощности Активные фильтры
1990-2000	Направления развития: — сверхмощные оптотиристоры — СПП с МОП-управлением, имеющие высокое КПД — интеграция силовой части и маломощных схем управления и защиты в одном модуле (SMART модули) — комбинация механических ключей и СПП (гибридные аппараты) — СПП на основе карбида кремния (SiC)		Разработка сложных адаптивных цифровых систем управления на основе микропроцессоров Регулирование скорости двигателей переменного тока в широком диапазоне Оптимизация потоков электроэнергии между источником и нагрузкой Улучшение массогабаритных показателей

толок по току и напряжению для серийно-выпускаемых GTO составляет 3 кА и 4,5 кВ, соответственно. GTO такой мощности сейчас используются для электропривода современных электровозов. Основные этапы развития GTO, выпускаемых фирмой "Infineon Technologies AG", показаны на рис.2.

Вторая половина 70-х годов стала решающим этапом в области разработки нового поколения силовых MOSFET, которые вытеснили биполярные приборы из определенного диапазона мощностей. Развитие силовых MOSFET дало возможность сблизить микроэлектронные и силовые компоненты как в областях применения (управление силовым прибором напрямую от микросхемы), так и при производстве

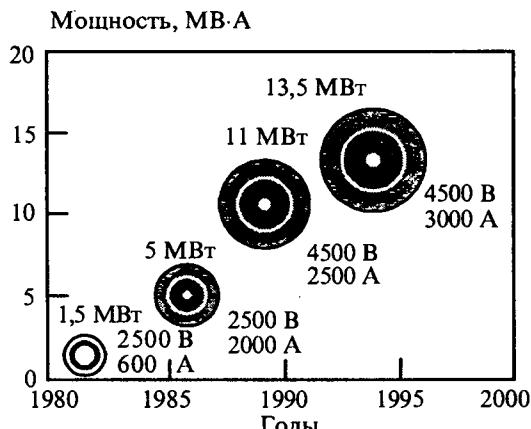


Рис.1. Этапы развития тиристоров

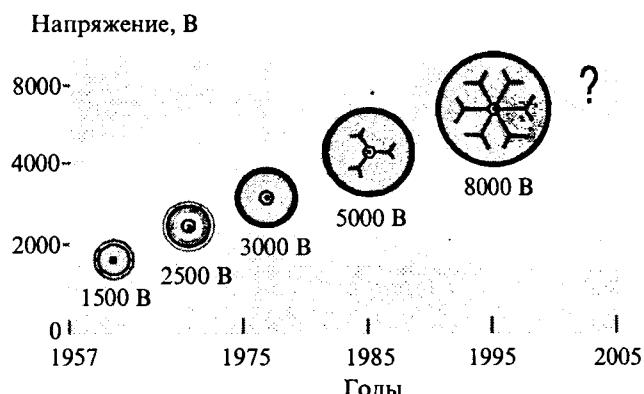


Рис.2. Этапы развития GTO

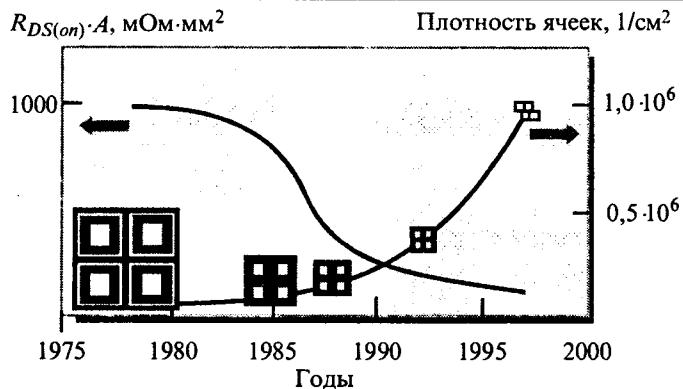
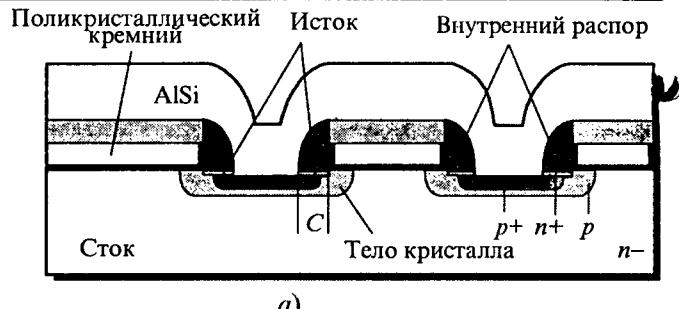


Рис.3. Этапы развития MOSFET

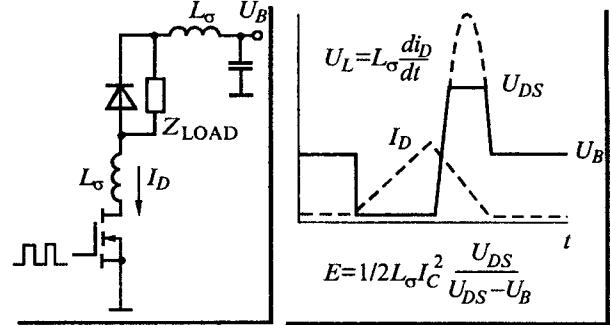
(размещение силовых приборов в обычных корпусах для микроэлектронных схем). Силовой MOSFET — это силовой полупроводниковый ключ, способный коммутировать токи от 0,1 до 100 А при рабочих напряжениях от 20 до 1000 В, которым можно управлять напрямую, например от микроконтроллера. За последние 15 лет силовые MOSFET постоянно совершенствовались (рис.3). В результате электрическое сопротивление $R_{DS(on)}$ в открытом состоянии, а следовательно, и рассеиваемая мощность стали в 10 раз меньше, что дало возможность размещать силовые приборы в таких же, как у интегральных микросхем, корпусах без дополнительных охладителей. Это открывает силовым MOSFET совершенно новые области применения, например в микросистемах, таких как мобильные телефоны, переносные компьютеры или даже в качестве релейных элементов для автомобилей.

Опыт, накопленный фирмой "Infineon Technologies AG" в области производства интегральных микросхем, отложенные технологии и современное оборудование, позволили производить силовые и микроэлектронные компоненты на одних и тех же производственных линиях.

В процессе совершенствования MOSFET был сделан гигантский рывок в области улучшения массогабаритных показателей электронных/силовых электронных систем. Задачи, которые стоят сегодня перед разработчиками, — это дальнейшее снижение значения сопротивления $R_{DS(on)}$ и повышение стойкости приборов к различным видам воздействия. Особенno это касается стойкости к перенапряжениям и к высокой скорости изменения напряжения и тока. Новое поколение силовых полевых транзисторов, выпускаемых фирмой "Infineon Technologies AG", имеет улучшенную стойкость к перенапряжениям, возникающим как во входной (U_{GS}), так и в выходной цепи (U_{DS}). Стойкость входной цепи была повышена за счет применения нового диэлектрического материала для цепи затвора, а использование гомогенной структуры ячеек и внутреннее распорное внедрение обеспечили низковольтным приборам высокую стойкость к лавинному пробою. Высокая про-



a)



б)

Рис.4. Новый силовой MOSFET, использующий технологию S-FET:

a — структура элементарной ячейки; б — схема лавинного пробоя

бивная стойкость транзисторов к пробою дает возможность отказаться от занижения максимального значения обратного напряжения, что обычно делается для обеспечения надежной работы прибора, тем самым снижая до минимума потери в открытом состоянии. В результате запас MOSFET по напряжению больше не определяется наихудшим случаем при апериодических колебаниях питающего напряжения. В процессе лавинного пробоя (рис.4) дополнительно выделяющаяся энергия идет на нагрев прибора. В связи с этим необходимо, чтобы значение температуры кристалла транзистора в этом случае не превышало предельного. В технической документации на транзистор даются значения энергии при однократном лавинном пробое и при периодически повторяющемся. Стойкость к лавинному пробою приводится для номинального напряжения на транзисторе. Поскольку время протекания лавинного пробоя очень мало ($t < 1$ мкс), то выделяемое тепло не успевает отводиться и идет на нагрев кристалла. Технология изготовления СПП с самосовмещением элементарных ячеек обеспечила новому поколению транзисторов S-FET высочайшее значение стойкости при переключении. В этих транзисторах паразитная структура биполярного транзистора не проявляется даже при малых временах переключения (при больших скоростях изменения тока и напряжения). Поэтому при лавинном пробое можно рассеять ту же избыточную энергию, что и в случае использования схемы со стабилитроном (рис.5). В этом случае энергия, идущая на нагрев транзистора, зависит только от объема кристалла.

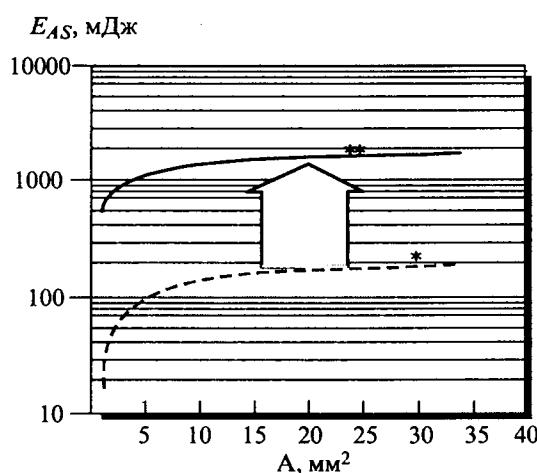
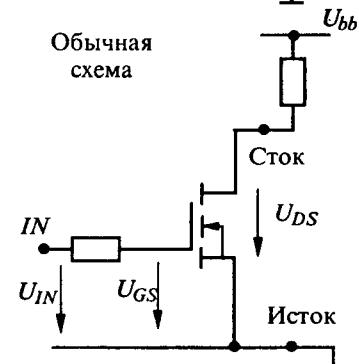
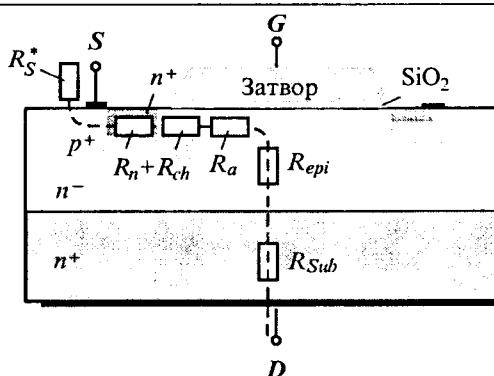
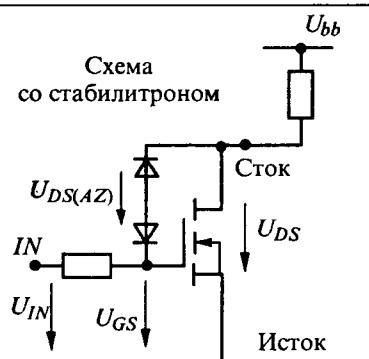


Рис.5. Стойкость транзисторов нового поколения S-FET к лавинному пробою (* — обычный MOSFET, ** — новый MOSFET в схеме со стабилитроном)

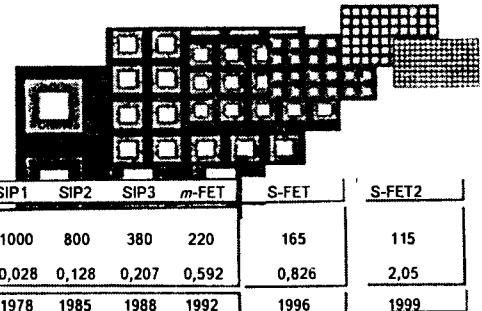
Как говорилось ранее, второй важной задачей является снижение сопротивления $R_{DS(on)}$ транзистора. В то время как $R_{DS(on)}$ транзисторов с напряжением пробоя от 200 до 1000 В определяется в большей степени эпитаксиальным слоем (слоем, параметры которого связаны со значением обратного напряжения), $R_{DS(on)}$ транзисторов с напряжением пробоя до 100 В зависит от нескольких внутрикристалльных сопротивлений. Из рис.6,б видно, что оптимальная структура ячеек (оптимизация горизонтальной структуры) и решение текущих задач — оптимизация вертикальной структуры поколения S-FET (S-FET2 — сегодняшнее поколение транзисторов) и развитие технологии S-FET2 (технологии производства транзисторов но-

$R_{DS(on)}$	
$U_{DS} \approx 300$	$U_{DS} \approx 600$
$R_S^* \approx 7\%$	$R_S^* \approx 0,5\%$
$R_{n+} \approx 6\%$	$R_{n+} \approx 0,5\%$
$R_{ch} \approx 28\%$	$R_{ch} \approx 1,5\%$
$R_a \approx 23\%$	$R_a \approx 0,5\%$
$R_{epi} \approx 29\%$	$R_{epi} \approx 96,5\%$
$R_{Sub} \approx 7\%$	$R_{Sub} \approx 0,5\%$
R_S^* — сопротивление, определяемое корпусом	

R_{n+} — сопротивление слоя $n+$
 R_{ch} — сопротивление канала
 R_{epi} — сопротивление слоя эпитаксии
 R_{Sub} — сопротивление подложки

a)

$R_{DS(on)}$ TO-220
m-FET 15 мОм
s-FET 8 мОм
s-FET2 5 мОм



Семейство S-FET 2

б)

Рис.6. Структура элементарной ячейки силового MOSFET, на которой показаны отдельные составляющие сопротивления $R_{DS(on)}$ (а) и этапы совершенствования MOSFET (уменьшение $R_{DS(on)}$ и увеличение плотности элементарных ячеек) (б)

вого поколения) — дают возможность снизить $R_{DS(on)}$ в 6 раз по сравнению с технологией SIP3 (1988 г.). Такая модификация кристалла позволяет получать $R_{DS(on)} \leq 4$ мОм для транзистора в корпусе TO-220. Соответственно, потери станут столь малыми, что силовые транзисторы можно будет выпускать в SMD-корпусах, которые раньше использовались только для микроэлектроники. Кристаллы силовых транзисторов с уменьшенным объемом и малым значением $R_{DS(on)}$ можно использовать для организации много-канальных транзисторных сборок в корпусах P-DSO.

Новый тип высоковольтного силового MOSFET

К концу 80-х годов развитие высоковольтных полевых транзисторов (от 400 до 1000 В) с традиционной МОП-структурой достигло своего предела. В силу отсутствия потенциала для развития технологий изготовления существовал только один путь уменьшения значения $R_{DS(on)}$ — увеличение активной площади кристалла кремния и его размещение в традиционно используемых корпусах TO-220 или D-Pak.

В настоящий момент, фирма «Infineon Technologies AG» представляет новое поколение высоковольтных силовых транзисторов — S-FET2.

вольтных MOSFET (от 600 до 1000 В), ставшее результатом интенсивных разработок, проводившихся последние 2 года. Торговая марка нового поколения транзисторов — CoolMOS™. Транзисторы серии CoolMOS™ имеют в 5—10 раз меньшее, по сравнению с существующими на данный момент высоковольтными MOSFET, $R_{DS(on)}$ при той же площади кристалла.

Повышение плотности мощности с целью уменьшения массогабаритных показателей и повышения степени интеграции является будущим систем силовой электроники. Кроме этого, силовые электронные устройства будущего должны обладать более высоким КПД во всем диапазоне нагрузок, улучшенными динамическими характеристиками управления, повышенной надежностью и т.д. Очевидно, что развитие СПП является основным движущим фактором прогресса в области создания новых силовых электронных устройств.

Это подтверждают частые неудачи при попытке создания силовых электронных систем со значительными улучшенными массогабаритными показателями, таких как силовые модули или преобразователи, на ранних стадиях развития СПП. В зависимости от топологии схемы для создания таких систем с напряжением питания 240 В/400 В были необходимы СПП с номинальным напряжением 600, 800 или 1000 В.

Развитие MOSFET шло по пути уменьшения значения $R_{DS(on)}$, повышения стойкости к жесткой коммутации и лавинному пробою с одновременным упрощением требований к управляющим схемам за счет снижения заряда затвора. В связи с этим необходимо отметить, что новое поколение высоковольтных MOSFET — CoolMOS™ устанавливает новые стандарты в отношении $R_{DS(on)}$, частоты коммутации, мощности управления и потерь мощности при переключении.

Высоковольтные транзисторы с полевым управлением

На рис.7 представлена традиционная структура силового MOSFET. В высоковольтных транзисторах с полевым управлением $R_{DS(on)}$ определяется в основном степенью легирования и толщиной эпитаксиального слоя и слабо зависит от геометрии ячеек, в отличии от низковольтных MOSFET, и площади подложки. В связи с этим, основным путем уменьшения $R_{DS(on)}$ в высоковольтных MOSFET является снижение сопротивления эпитаксиального слоя (другое название которого зона дрейфа). Существуют два пути снижения сопротивления эпитаксиального слоя: увеличение его площади и непосредственно улучшение его проводящих свойств. Первый путь неприемлем для высоковольтных транзисторов, поскольку это приводит к росту стоимости, увеличению объема кристалла, повышению значения энергии активации и т.п. Поэтому был выбран второй вариант. Как известно, уже существующим наиболее успешным решением данной задачи является IGBT (рис.7).

IGBT — больше носителей заряда, но и большие потери при выключении

В IGBT концентрация основных носителей заряда, отвечающих за протекание тока, в открытом состоянии значительно увеличивается за счет инжекции дополнительных носителей из заднего p -слоя. Поскольку количество этих носителей равно количеству электронов с противоположным по знаку зарядом, создающих ток канала, то суммарная концентрация носителей заряда может быть значительно выше, чем при обычном легировании. В результате этого значительно увеличивается проводимость зоны дрейфа. Столь эффективный способ снижения сопротивления имеет и свои недостатки.

При выключении транзистора дополнительные носители заряда должны уйти из зоны дрейфа. Их уход вызывает так называемый хвостовой ток, наличие которого приводит к увеличению потерь мощности при выключении. Кроме того, задний p -слой, становится "последовательным диодом" для цепи тока нагрузки. А это значит, что обратная проводимость MOSFET (внутренний обратный диод), широко используемая во многих областях применения, исчезает. Нужно также добавить, что остаточное напряжение

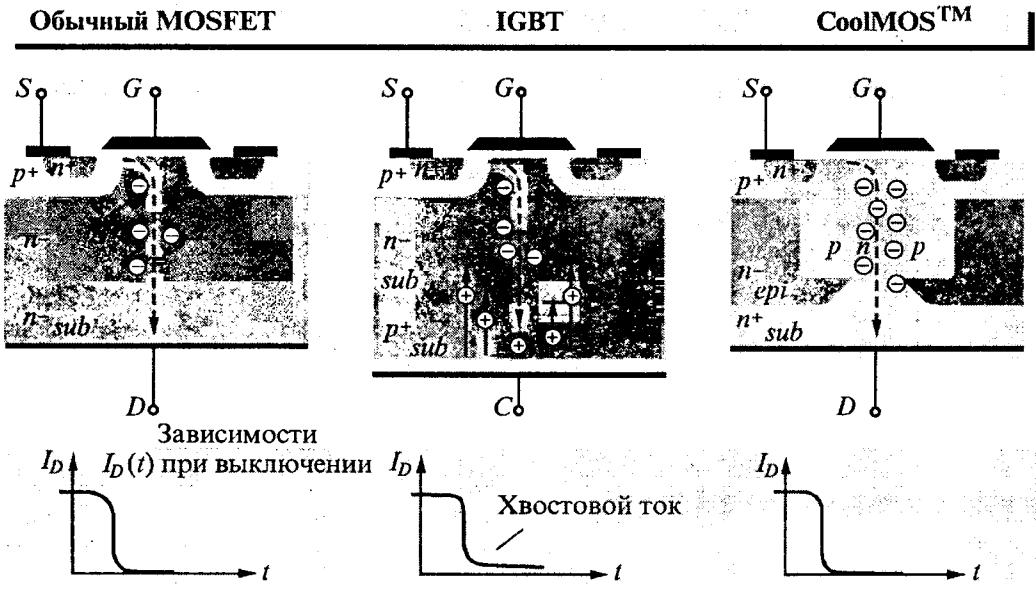


Рис.7. Структуры элементарных ячеек обычного MOSFET, IGBT и нового транзистора CoolMOS™; зависимости тока I_D стока от времени при выключении этих транзисторов

жение $U_{CE(sat)}$ (падение напряжение на переходе коллектор-эмиттер в состоянии насыщения) ограничивающее минимальное значение потерь мощности.

Принцип технологии CoolMOS™

В высоковольтном MOSFET с традиционной структурой $R_{DS(on)}$ в основном определяется сопротивлением зоны дрейфа, отвечающей за номинальное напряжение транзистора, при этом значение напряжения определяется толщиной зоны и степенью ее легирования. Чем меньше степень легирования и чем больше толщина зоны дрейфа, тем большее напряжение может выдерживать транзистор. Таким образом, с ростом номинального напряжения транзистора $R_{DS(on)}$ непропорционально и резко возрастает. В качестве примера можно рассмотреть транзистор с номинальным напряжением 600 В: у него сопротивление зоны дрейфа составляет 95% $R_{DS(on)}$. Таким образом, для снижения $R_{DS(on)}$ основной упор должен быть сделан на уменьшение сопротивления зоны дрейфа.

Принцип технологии CoolMOS™ (рис.7) заключается в новом подходе к снижению сопротивления зоны дрейфа. Электрическая проводимость обеспечивается только за счет основных носителей заряда, следовательно потери мощности при переключении не отличаются от потерь мощности в MOSFET с традиционной структурой. Степень легирования зоны дрейфа увеличена на порядок; в структуру введены дополнительные вертикальные p -каналы, которые компенсируют избыток проводящих ток n -носителей. Когда транзистор находится в закрытом состоянии под напряжением, появляется поперечное электрическое поле, которое заставляет заряд смещаться к контактным зонам. Вокруг физического p/n -перехода транзистора образуется слой объемного заряда, который при напряжении на транзисторе порядка 50 В расширяется и захватывает дополнительные p/n -структуры. Следовательно, зона дрейфа становится полностью обедненной и способной держать напряжение. Однако, если напряжение, прикладываемое к

транзистору, растет, то пропорционально ему возрастает напряженность электрического поля, сдерживая распространение слоя объемного заряда. Ток протекает через слой объемного заряда. И основные и неосновные носители движутся к контактным зонам под действием слабого вертикального электрического поля. Такое поведение является характерным для СПП с компенсированным зарядом и обеспечивает крайне малые потери мощности.

В результате, при использовании такой структуры, сопротивление зоны дрейфа увеличивается пропорционально с ростом номинального напряжения транзистора (рис.8). Динамические характеристики транзисторов CoolMOS™ не отличаются от характеристик MOSFET с традиционной структурой. В тоже время, заряд затвора и необходимая энергия активации уменьшены по сравнению с традиционным MOSFET с тем же значением $R_{DS(on)}$ за счет уменьшения площади кристалла.

Имея такую технологию, возможно достичь значений $R_{DS(on)} = 190$ мОм для транзисторов на напряжение 600 В в корпусе TO-220 и 270 мОм — на напряжение 800 В в том же корпусе.

Динамические характеристики

Нелинейная зависимость распределения слоя объемного заряда от приложенного напряжения оказывает влияние на значение выходной емкости транзистора C_{DS} (рис.9). Из-за чрезмерно увеличенной внутренней поверхности p/n -перехода большую выходную емкость имеют транзисторы с меньшим номинальным напряжением. Однако с ростом номинального напряжения транзистора внутренняя p/n -канальная структура обедняется. Таким образом, нелинейная зависимость выходной емкости от номинального напряжения связана как с уменьшением поверхности p/n -перехода, так и с увеличением толщины слоя объемного заряда. В результате с ростом номинального напряжения выходная емкость уменьшается и при одинаковом номинальном напряжении имеет меньшие значения, чем у MOSFET с традицион-

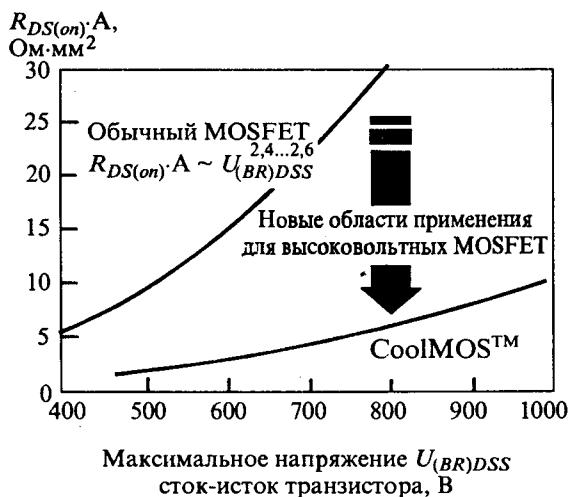


Рис.8. Сравнение $R_{DS(on)}$ транзисторов серии CoolMOS™ и обычных MOSFET

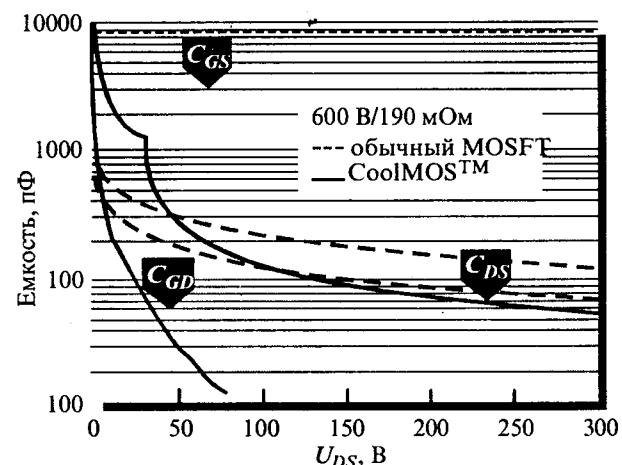


Рис.9. Значения входных и выходных емкостей обычного MOSFET и нового транзистора CoolMOS™

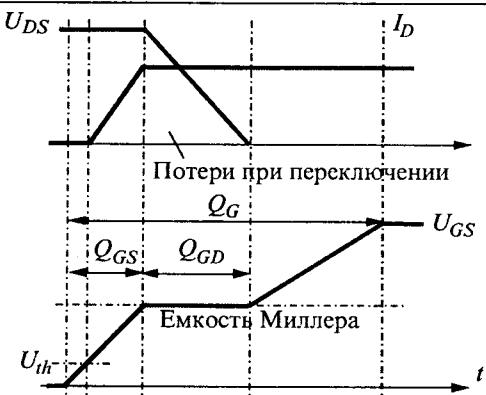


Рис.10. Зависимости напряжения U_{GS} затвор-исток, напряжения U_{DS} сток-исток и тока I_D стока от времени при включении полевого транзистора MOSFET

ной структурой, что означает меньшие потери при переключении. Тоже самое можно сказать и о емкости затвор-сток C_{GD} , уменьшение которой обусловлено теми же причинами. Технология CoolMOS™ также обеспечивает меньшую, по сравнению с традиционными MOSFET, емкость C_{GS} затвор-исток.

Если сравнить транзистор CoolMOS™ и обычный MOSFET с одинаковым значением $R_{DS(on)}$, то первый имеет гораздо меньшее значение заряда затвора за счет меньшей площади кристалла. Как известно, значение заряда затвора Q_G определяет мощность управления P_G необходимую для управления прибором при определенном значении частоты переключения f_{sw} :

$$P_G = Q_G U_{GS} f_{sw}$$

Времена нарастания и спада напряжения U_{DS} транзистора при переключении, а следовательно, и потери мощности при переключении определяются параметрами процесса заряда емкости C_{GD} (известной, как емкость Миллера) (рис.10). Чем меньше значение заряда емкости Миллера, тем меньше потери мощности при переключении. Технология CoolMOS™ обеспечивает чрезвычайно малые значения заряда емкости Миллера, что положительно сказа-

ется на управлении. В результате транзисторы CoolMOS™ имеют наименьшие потери мощности и самые высокие частоты переключений. При этом для их управления могут быть использованы самые простые и дешевые схемы управления.

С точки зрения практического применения большие значения емкости C_{DS} у транзисторов с малым номинальным напряжением облегчают выключение прибора, т.е. являются в некотором роде встроенной цепью формирования траектории переключения (ЦФП, англоязычный термин "snubber") прибора. В тоже время необходимо отметить, что при использовании высоковольтных ($U_{DS} > 200$ В) транзисторов на высоких частотах энергия E_{DS} , запасенная в выходной емкости,

$$E_{DS} = \int_0^{U_{DS,\max}} C_{DS}(U) U dU$$

меньше, чем у традиционных MOSFET с таким же значением $R_{DS(on)}$ (рис.11). Потери мощности при включении возрастают с увеличением площади кристалла, тем самым ограничивая минимальное возможное значение потерь мощности при переключении в схемах с жесткой коммутацией. Благодаря оптимальным значениям $R_{DS(on)}$, E_{DS} и малым значениям входных емкостей, транзисторы CoolMOS™ имеют преимущества перед традиционными MOSFET при работе как на низких, так и на высоких частотах. Сравнение значений E_{DS} и полных потерь мощности при переключении в транзисторах CoolMOS™ и обычных MOSFET, при одинаковом значении $R_{DS(on)}$ показано на рис.11.

Выходные характеристики транзисторов CoolMOS™ по форме не отличаются от характеристик обычных MOSFET, имея такой же линейный характер при малых значениях U_{DS} , при этом на них отсутствует пороговое напряжение, характерное для выходных характеристик биполярных транзисторов и IGBT. Для повышения соотношения сигнал/шум при использовании транзисторов CoolMOS™ в мостовых схемах, пороговое напряжение было увеличено до обычного значения 4,5 В (в диапазоне от 3,5 до 5,5 В при температуре 25°C), при этом номинальное значение $R_{DS(on)}$ все равно достигается при $U_{GS} = 10$ В, за счет сильной крутизны характеристики.

Новое поколение транзисторов CoolMOS™ с возможностью регулирования скорости изменения тока и напряжения при переключении

Основной задачей, которая была поставлена перед разработчиками следующего новейшего поколения транзисторов CoolMOS™, получившего название С2, являлось уменьшение времени переключения. Малое значение заряда затвора, являющееся отличительной особенностью технологии CoolMOS™, в сочетании с очень малым внутренним сопротивлением цепи затвора обеспечивает возможность получения практически любого значения времени переключения, при этом регулируемого по всем параметрам,



Рис.11. Зависимости энергии E_{DS} и полных потерь мощности при переключении от $R_{DS(on)}$ для транзистора CoolMOS™ и обычного MOSFET

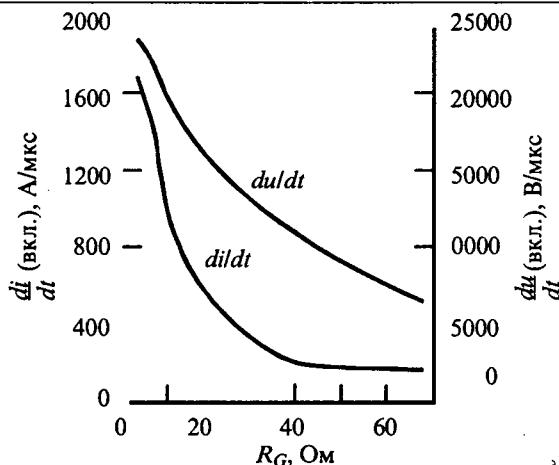


Рис.12. Зависимости dI/dt и du/dt от сопротивления внешнего резистора цепи затвора при включении транзистора поколения С2

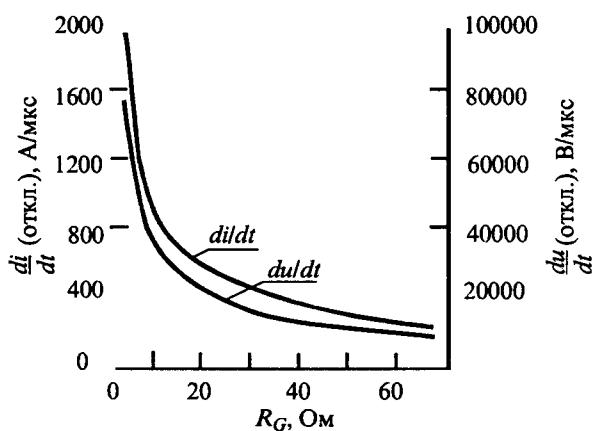
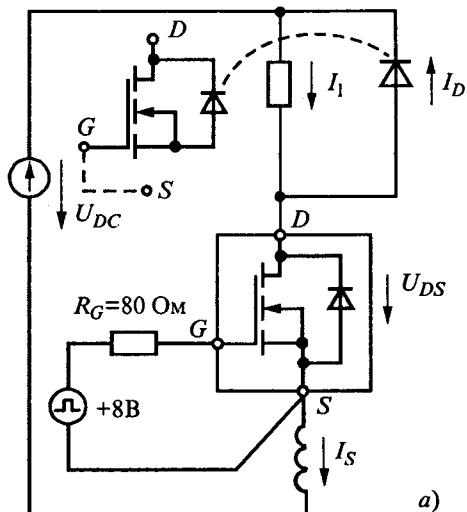


Рис.13. Зависимости dI_D/dt и du_{DS}/dt сопротивления внешнего резистора цепи затвора при выключении транзистора поколения С2

как в случае с обычным MOSFET. Новое поколение транзисторов CoolMOS™ — С2 имеет, в отличие от первого поколения (S5), совершенно другую структуру цепи затвора. Внутреннее сопротивление цепи затвора у поколения С2 составляет менее 1 Ом, причем это сопротивление практически не зависит от площади кристалла. При применении СПП важнейшим вопросом является возможность и способы регулирования значения времени переключения СПП и скоростей изменения тока dI/dt и напряжения du/dt . Для ответа на этот вопрос был проведен ряд исследований. Как известно, шумы и помехи, вызываемые работой СПП, возрастают пропорционально увеличению dI/dt и du/dt при включении и выключении. Именно поэтому столь необходимо иметь возможность регулирования этих величин. В связи с этим были проведены исследования с целью определения эффективности регулирования dI/dt и du/dt путем изменения сопротивления во внешней цепи затвора. В качестве обратного диода в испытательной схеме использовался диод на основе карбида кремния (SiC) с



а)

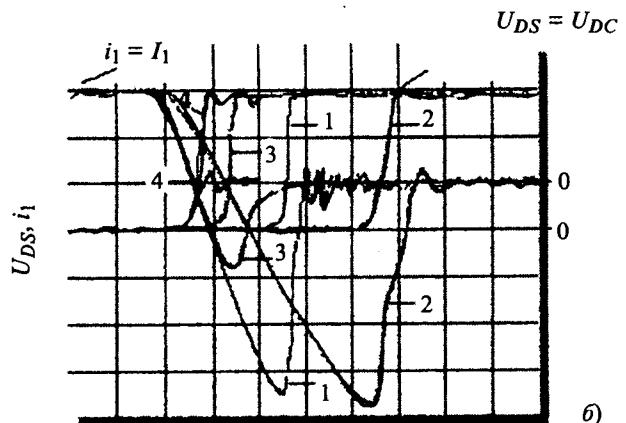


Рис.14. Схема опыта (а) и кривые токов и напряжений (б) при включении диодов различных типов:

1 — CoolMOS™ (480 мкДж); 2 — обычный MOSFET (780 мкДж); 3 — диод с быстровосстанавливающимся эпитаксиальным слоем (80 мкДж); 4 — диод на основе SiC (0 мкДж)

номинальным напряжением 600 В (прототип SDP06S60). На рис.12, 13 представлены зависимости dI_D/dt и du_{DS}/dt от значения сопротивления внешнего резистора цепи затвора при включении и выключении транзистора поколения С2.

Во многих областях применения важную роль играет обратный диод. В связи с этим должно быть уделено внимание вопросам оптимизации значений таких параметров, как прямое падение напряжения на диоде и параметров процесса обратного восстановления диода.

На рис.14 представлены кривые тока и напряжения при включении и выключении обычного диода, диода изготовленного по технологии CoolMOS™, диода с быстровосстанавливающимся эпитаксиальным слоем и SiC-диода и проведено детальное сравнение параметров, характеризующих процесс обратного восстановления.

Стойкость к лавинному пробою

Если транзистор имеет высокую стойкость к лавинному пробою, то отсутствует необходимость за- вышать номинальное напряжение транзистора, что делается в целях обеспечения транзистору стойкости к перенапряжениям. Таким образом, в ряде областей применения относительно низковольтные лавиностойкие транзисторы могут иметь меньшую площадь кристалла, а значит и меньшую стоимость, при неизменном $R_{DS(on)}$. Для высоковольтных MOSFET с традиционной структурой данный аспект наиболее важен, поскольку у таких транзисторов $R_{DS(on)}$ сильно зависит от пробивного напряжения транзистора, причем нелинейно. Например, $R_{DS(on)}$ обычного MOSFET с номинальным напряжением 800 В в два раза больше, чем у MOSFET с напряжением 600 В при одинаковой площади кристалла. У транзисторов CoolMOS™ на те же напряжения это соотношение равно 1,5. Это является преимуществом транзисторов CoolMOS™, имеющих большие значения номинального напряжения. Поэтому вопрос — имеет ли MOSFET с большими значениями номинального напряжения, не работающий в режиме лавинного пробоя, какой либо выигрыш по полным потерям мощности — должен быть тщательно исследован. Также необходимо помнить, что рассеиваемая мощность может очень быстро достигать больших значений за счет дополнительной мощности, выделяемой в транзисторе в процессе лавинного пробоя при высоких частотах переключения.

При разработке новых высоковольтных транзисторов серии CoolMOS™ учитывался опыт, полученный в процессе создания и использования технологии S-FET, обеспечивающей большую лавиностойкость. Таким образом можно гарантировать, что транзисторы серии CoolMOS™ имеют высокую стойкость к лавинному пробою.

Как и MOSFET с традиционной структурой, транзисторы серии CoolMOS™ имеют достаточно высокую лавиностойкость, однако их характеристики заметно отличаются. Это стало возможным благодаря необычной структуре зоны дрейфа, которая, например, обеспечивает 5-кратное уменьшение $R_{DS(on)}$ транзисторов серии CoolMOS™ с номинальным напря-

Транзистор серии CoolMOS™ на напряжение 600 В — наихудший случай

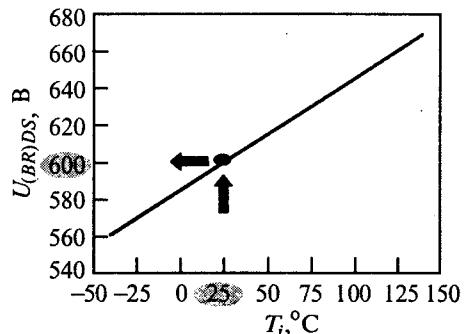


Рис.16. Зависимость напряжения лавинного пробоя от температуры кристалла для "наихудшего случая"

жением 600 В по сравнению с $R_{DS(on)}$ обычного MOSFET.

На рис.15 представлена типичная зависимость напряжения лавинного пробоя от температуры и плотности тока для транзистора серии CoolMOS™ с номинальным напряжением 600 В. Из рис.15 видно, что у новых транзисторов зависимость напряжения лавинного пробоя от температуры более ярко выражена и они имеют более высокое динамическое выходное сопротивление, что выражается в более сильном росте напряжения лавинного пробоя с увеличением тока. Это свойство можно успешно использовать в некоторых областях применения, поскольку это позволяет быстрее восстанавливать лавинную индуктивность. На рис.16 приведен пример зависимости напряжения лавинного пробоя $U_{BR(DSS)}$ от температуры кристалла для "наихудшего случая". При 100°C минимальное значение $U_{BR(DSS)}$ составляет более 640 В, при 150°C — больше 670 В.

При разработке транзисторов CoolMOS™, для достижения высокой степени стойкости к лавинному пробою, использовалось сочетание различных технологий изготовления СПП. Лавиностойкость транзисторов CoolMOS™ была еще более улучшена за счет использования технологии производства тонкопленочных кристаллов. Эта технология, разработанная фирмой "Infineon Technologies AG" для IGBT, позволяет получать кристаллы толщиной 175 мкм, что в три раза меньше, чем у обычных MOSFET. Необходимо отметить, что такое уменьшение толщины кристалла значительно уменьшает тепловое сопротивление между эпитаксиальным слоем, являющимся источником тепла, и корпусом.

Моделирование тепловых процессов

С ростом плотности мощности в СПП и возрастающими требованиями по стойкости СПП к различным видам воздействий все более и более важной становится оптимизация тепловых процессов в приборе, неразрывно связанная с оптимизацией электрических процессов. На сегодняшний день в моделях СПП учитываются взаимосвязи между электрическими и тепловыми процессами. Ранее эти процессы рассчитывались отдельно друг от друга.

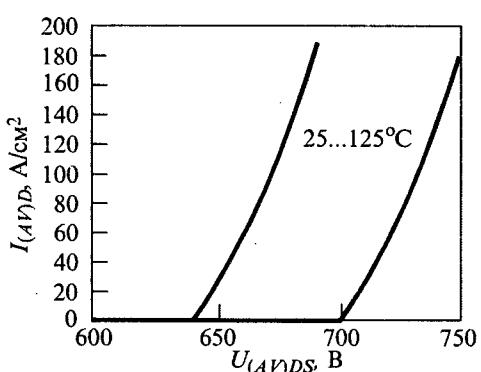


Рис.15. Типичная зависимость напряжения лавинного пробоя от температуры и плотности тока

Программы схемотехнического моделирования теперь являются неотъемлемой частью процесса разработки и оптимизации электронных систем. Однако до настоящего времени основное внимание уделялось электрическим процессам. Поэтому необходимо отметить, что в новейших моделях СПП температура является одним из основных параметров, поскольку большинство характеристик СПП имеет ярко выраженную зависимость от температуры. Вот лишь несколько примеров:

1. Важнейшим параметром любого СПП является максимально допустимая температура кристалла. Превышение этой температуры чревато постепенным ухудшением рабочих характеристик или мгновенным выходом СПП из строя. Поэтому чрезвычайно важно не допускать нагрева кристалла выше максимально допустимой температуры, даже в таких кратковременных режимах, как лавинный пробой или работа при КЗ.

2. Несмотря на то, что прибор работает в области безопасной работы (ОБР), его срок службы сильно зависит от изменения рабочей температуры. Любое изменение температуры вызывает появление механических напряжений в приборе. Эти напряжения наиболее опасны для мест спая кристалла и выводов.

3. Значение $R_{DS(on)}$ MOSFET, а следовательно, и статические потери в приборе увеличиваются приблизительно в 2 раза при повышении температуры кристалла от 25 до 150 °C.

4. С ростом температуры кристалла MOSFET уменьшается пороговое напряжение, что снижает помехоустойчивость по управлению.

Из сказанного ясно, насколько важным параметром при проектировании электронных схем является температура кристалла прибора.

Нужно отметить, что новые поколения силовых MOSFET обладают высокой стойкостью к лавинному пробою. В связи с этим, в частности, для современных СПП не всегда целесообразно использовать схемы защиты, предназначенные для предыдущих поколений приборов. Известно, что для любого режима работы СПП характерна зависимость температуры кристалла от времени работы. При моделировании этой зависимости необходимо учесть взаимосвязь между электрическими и тепловыми параметрами СПП в процессе работы.

Электрическая схема замещения для анализа тепловых процессов в СПП

Как известно, тепло может передаваться тремя способами: конвекцией, излучением и теплопроводностью. Обычно используемые электрические схемы замещения тепловых процессов в СПП учитывают только теплоотдачу за счет теплопроводности. Пример такой схемы показан на рис.17, схема состоит из источников тока (мощности потерь) и напряжения (температуры), со-

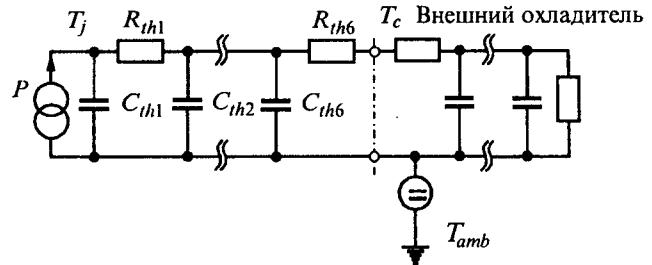


Рис.17. Эквивалентная электрическая схема замещения тепловой системы: кристалл-корпус прибора-охладителя

противлений и емкостей. Эта схема, имеющая вид "лестницы", является эквивалентной схемой замещения для теплоотдачи теплопроводностью и содержит в своей основе физические принципы этого явления. Только такая схема дает корректное представление о распределении температуры внутри системы, при этом ее элементы соответствуют структурным элементам реальной физической системы (кристалл, слой припоя и т.д.). Если рассматривать силовой транзистор, то распределение температур на всем пути теплоотдачи от кристалла до радиатора может быть представлено с помощью этой схемы. В данной схеме $P(t)$ — источник мощности потерь в транзисторе.

Поскольку элементы схемы и элементы реальной системы тесно связаны, то параметры элементов схемы определяются непосредственно из реальной физической системы при некоторых допущениях, связанных с упрощением конфигурации структурных элементов реальной физической системы, и при условии теплоотдачи в одном направлении. На рис.18 показан еще один пример эквивалентной электрической схемы замещения для обычного силового транзистора в корпусе с радиатором с учетом описанных допущений. Для того чтобы учесть изменение параметров эквивалентной схемы замещения от времени, учитывается взаимосвязь между электрическими и

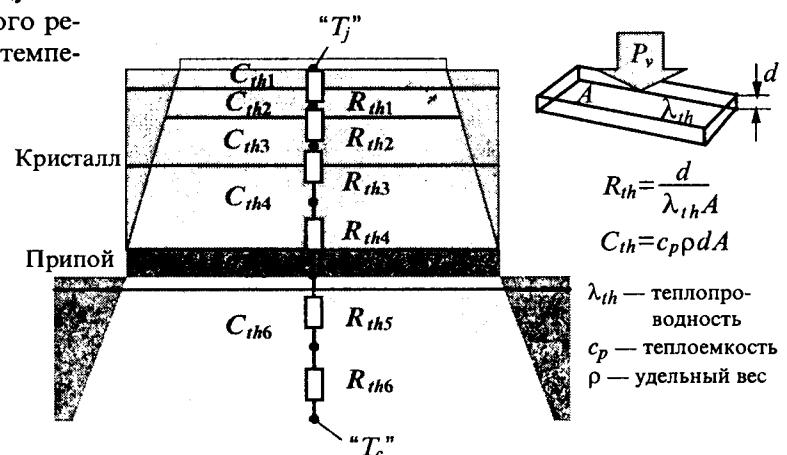


Рис.18. Определение параметров элементов схемы замещения (В простых системах значения тепловых сопротивлений определяются непосредственно, исходя из физической структуры системы. Толщина участков, соответствующих элементам схемы замещения, не соответствует действительности и выбрана исходя из удобства представления схемы)

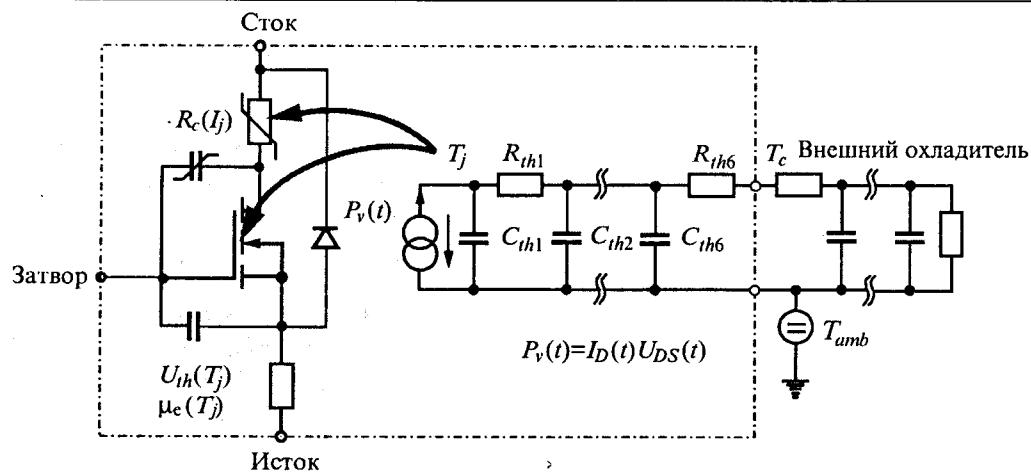


Рис.19. Взаимосвязь между моделированием электрических и тепловых процессов в приборе

тепловыми процессами (рис.19). Взаимосвязь реализуется следующим образом: значение тока источника $P(t)$ равно мгновенной мощности потерь ($i_D u_{DS}$) в MOSFET, определяемой в каждый момент времени в схеме для расчета электрических процессов. В свою очередь, потенциал узла T_j , представляющий собой

мгновенную температуру кристалла, подставляется в схему для расчета электрических процессов, корректируя температурно-зависимые параметры MOSFET.

В данный момент фирма "Infineon Technologies AG" предлагает своим клиентам трехмерные (3D) тепловые модели выпускаемых приборов, созданные для систем моделирования PSpice и SABER.

(Продолжение статьи в следующем номере)

IGBT МОДУЛИ ПРОИЗВОДСТВА ОАО "Электровыпрямитель"

АКСЕНОВ В.Е., МАРТЫНЕНКО В.А., МУСКАТИНЬЕВ В.Г., ШУЛЯПОВ В.И., ЧИБИРКИН В.В.

Представлена новая полупроводниковая продукция, выпускаемая ОАО "Электровыпрямитель" — силовые модули на основе биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT модули). Дано описание этих приборов, их областей применения, показаны основные направления работ, проводимых на предприятии в области новых разработок, обеспечения качества, надежности и информации потребителям IGBT модулей о возможности комплектной поставки других компонентов схем.

Одним из приоритетных направлений развития полупроводниковых приборов силовой электроники в ОАО "Электровыпрямитель" является разработка и производство модулей на основе биполярных транзисторов с изолированным затвором.

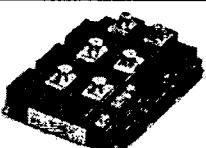
В 1997—1998 гг. при технической поддержке НПП "ИНЭЛС" (г. Москва) на предприятии освоен выпуск серии IGBT модулей на токи 50—300 А, напряжение 1200 В в стандартных корпусах шириной 34 и 62 мм. В 1999—2000 гг. была разработана и освоена в производстве серия IGBT модулей большой мощности (по международной классификации серий IHM, IHV) на токи от 400 до 2400 А, напряжение до 3300 В в корпусах 130×140 и 140×190 мм. Одновременно в эти годы стандартные приборы были дополнены модулями с напряжениями 600 и 1700 В, а диапазон рабочих токов расширен до 25—400 А.

В настоящее время предприятие выпускает IGBT модули в семи базовых конструкциях, соответствующих международным стандартам, что способствует их полной взаимозаменяемости с зарубежными аналогами. На предприятии подготовлена и действу-

ет вся инфраструктура производства IGBT модулей, включая изготовление деталей, технологической оснастки и оборудования. Имеется полный комплект испытательного оборудования для приемо-сдаточных и периодических испытаний, в том числе, для испытаний надежности модулей.

ОАО "Электровыпрямитель" выпускает свыше 60 типов силовых IGBT модулей в широком диапазоне рабочих токов и напряжений для различных областей применения. В табл.1 представлены семейство модулей, освоенных и выпускаемых предприятием (серии 1 и 2), а также готовящиеся к серийному выпуску (серия 3).

Предприятие выполнило первый этап намеченной программы — освоено производство IGBT модулей в конструкциях, обеспечивающих традиционные для ОАО "Электровыпрямитель" ряды токов и напряжений для преобразователей средней и большой мощности. Схемные исполнения модулей — одиночные ключи, чопперы и полумосты. В модулях предусмотрены защитные диоды обратного тока с низкими U_{fr} , I_{RM} , t_{rr} и "мягкими" характеристиками восстановления.

Ток, А		25 ... 50 ... 100 ... 200 ... 400 ... 800 ... 1200 ... 1600 ... 2400					
Напряжение, В		600 / 1200 / 1700				1200 / 1700 / 2500 / 3300	
Серия	1					Стандартные модули	
Серия	2						
					Модули серий IHM, IHV		
Серия	3						
		Модули серии ECONOPACK					

Модули серий 1 и 2 находят широкое применение на рынках России и стран СНГ в энергосберегающих асинхронных электроприводах мощностью от 5,5 до 500 кВт:

— в промышленности (насосы, вентиляторы, компрессоры, центрифуги, транспортеры, буровое оборудование, краны, металлообрабатывающие станки и т.д.);

— в транспорте (бортовое питание локомотивов, блоки энергоснабжения вагонов, тяговый электропривод);

— в коммунальном хозяйстве (насосы станций тепло- и водоснабжения, очистных сооружений).

На основе этих модулей производится высокоеффективное технологическое оборудование для электросварки, индукционного нагрева, различных видов автоматизированных систем. Перечень всех типов IGBT модулей, выпускаемых сегодня предприятием, представлен в табл.2.

Большое внимание в ОАО "Электровыпрямитель" уделяется IGBT модулям для транспорта, в том числе для тягового привода. В табл.2 показаны модули, которые уже применяются в блоках энергоснабжения транспорта или используются в разработках электрооборудования по заказу МПС. В качестве силовых ключей тягового привода разработаны IGBT модули на токи 800, 1200 А, напряжение 3300 В. Данные приборы имеют конструкцию, которая обеспечивает высокую циклостойкость в многократно повторяющихся режимах "включено-выключено". Это достигается за счет использования оснований из композиционного материала AlSiC. В комбинации с металлокерамическими платами (DBC-платы) на основе AlN, коэффициент термического расширения (ТКР) которых практически равен ТКР AlSiC, минимизируются термические напряжения и механические де-

формации в паяных соединениях, что определяет высокую стойкость таких модулей к циклическим нагрузкам (не менее 100 000 циклов при $\Delta T_c = 60^\circ\text{C}$ [1]). В транспортных IGBT модулях предприняты также дополнительные меры по улучшению циклостойкости DBC-плат, сварных соединений и защиты алюминиевой металлизации от коррозии при длительной эксплуатации. У этих модулей увеличены изоляционные промежутки, усиlena конструкция корпуса для применения в условиях повышенных механических нагрузок и более жестких климатических воздействий.

Следующим этапом для предприятия является создание и освоение производства шестиключевых IGBT модулей (серия 3 в табл.1) в конструкциях, аналогичных выпускаемым зарубежными фирмами, известных как ECONOPACK 2,3. Эта разработка является началом реализации в ОАО "Электровыпрямитель" перспективной концепции повышения уровня интеграции силовых элементов в одном модуле, широко используемой в зарубежной практике [2]. Она стала возможной в связи с высоким уровнем технологии, который достигнут в производстве более простых сборок (одиночных ключей, полумостов). Благодаря компактной конструкции модулей серии ECONOPACK потребитель будет иметь возможность улучшить технические характеристики и снизить затраты в производстве преобразователей мощностью от 1 до 75 кВт.

В 2001 г. предприятие приступает к выпуску IGBT модулей серии Low Loss, общие потери мощности которых при эксплуатации на частотах до 4 кГц в сравнении со стандартными модулями ниже на 15—20%.

Кроме IGBT модулей по стандартным схемам и в типовых конструктивных исполнениях производится разработка и поставка модулей с учетом требова-

Таблица 2

Ток, А	600 В		1200 В			1700 В			3300 В	
	Полумосты	Полумосты	Чопперы	Одиночные ключи	Полумосты	Чопперы	Одиночные ключи	Чопперы	Одиночные ключи	
25		M2TKI-25-12	МДТКИ-25-12 МТКИД-25-12							
50	M2TKI-50-06	M2TKI2-50-12	МДТКИ2-50-12 МТКИД2-50-12		M2TKI2-50-17	МДТКИ2-50-17 МТКИД2-50-17				
75	M2TKI-75-06	M2TKI2-75-12	МДТКИ2-75-12 МТКИД2-75-12		M2TKI2-75-17	МДТКИ2-75-17 МТКИД2-75-17				
100	M2TKI-100-06	M2TKI2-100-12 M2TKI3-100-12	МДТКИ2-100-12 МТКИД2-100-12		M2TKI2-100-17	МДТКИ2-100-17 МТКИД2-100-17		MДТКИ-100-33		
150	M2TKI-150-06	M2TKI2-150-12	МДТКИ2-150-12 МТКИД2-150-12		M2TKI2-150-17	МДТКИ2-150-17 МТКИД2-150-17			МТКИ-150-33	
200	M2TKI-200-06	M2TKI2-200-12	МДТКИ2-200-12 МТКИД2-200-12	MТКИ2-200-12			МТКИ2-200-17			
300				МТКИ2-300-12			МТКИ2-300-17			
400	M2TKI-400-06	M2TKI-400-12	МДТКИ-400-12	МТКИ-400-12	M2TKI-400-17	МДТКИ-400-17				
600		M2TKI-600-12	МДТКИ-600-12		M2TKI-600-17	МДТКИ-600-17				
800		M2TKI-800-12	МДТКИ-800-12	МТКИ-800-12			МТКИ-800-17	МДТКИ-800-33	МТКИ-800-33	
1200				МТКИ-1200-12		МДТКИ-1200-17	МТКИ-1200-17		МТКИ-1200-33	
1600				МТКИ-1600-12						
1800				МТКИ-1800-12			МТКИ-1800-17			
2400				МТКИ-2400-12						

— Для транспорта.

ний потребителя, например, с диагностическим коллекторным выводом в серии 1, усиленными диодами обратного тока и диодами чоппера, без встроенных диодов и др.

Обеспечение надежной работы всех типов IGBT модулей является основной задачей производства. На предприятии разработаны и внедрены технологические процессы, гарантирующие высокое качество сборки и стабильность параметров выпускаемых приборов. В частности, разработана и внедрена технология вакуумной пайки чипов на DBC-платы. За короткий срок удалось существенно улучшить надежность и прочность сварных соединений. Это достигнуто, во-первых, за счет вакуумной пайки, исключающей окисление поверхностей, к которым производится присоединение Al-проволоки, во-вторых, за счет стабилизации процесса сварки, совершенствования инструмента и оснастки, увеличения диаметра проволоки и др.

Завершены исследования системы "плата-основание", которые позволили оптимизировать геометрию DBC-плат и оснований, в результате чего уменьши-

ны внутренние и контактные тепловые сопротивления модулей.

В массовом производстве этих изделий важными являются объективный межоперационный контроль на всех стадиях изготовления и проверка работоспособности сборочных единиц перед герметизацией. В производстве IGBT модулей применяются как визуальный контроль и проверка электрических параметров, так и контроль механической прочности сварных соединений и сборочных узлов. Начаты работы по контролю качества сборки методом регистрации тепловых полей с помощью тепловизионных систем. Этот метод позволяет осуществить раннюю диагностику сборок на предмет выявления чипов IGBT и SFRD с параметрами, отличающимися от заданных в спецификациях, с целью их последующей замены.

В производстве IGBT модулей организован строгий входной контроль материалов, комплектующих и деталей. По основным параметрам осуществляется 100%-ный контроль готовых модулей. Регулярно проводятся испытания на надежность, которые включают в себя испытания на устойчивость к механичес-

ким и климатическим воздействиям, на стабильность при высоких температурах, циклирование мощностью и температурой. Постоянно проводится анализ и принимаются решения по устранению обнаруженных при испытаниях и у потребителя дефектов изделий. В производственной линии непрерывно работает группа качества, состоящая из специалистов цеха и технических служб, которыми оперативно принимаются решения, обеспечивающие стабильность сборочного процесса для поддержания высокого качества модулей.

Система качества, действующая в ОАО "Электровыпрямитель" применительно к разработке, проектированию и производству силовых полупроводниковых приборов (включая IGBT модули), соответствует требованиям ГОСТ Р ИСО 9001-96 (регистрационный № РОСС RU.ИС11.К00047).

ОАО "Электровыпрямитель" осуществляет техническую поддержку потребителей IGBT модулей, которая заключается в обеспечении подробной технической информацией о заказываемых приборах, рекомендациями по монтажу и эксплуатации, помощи в выборе модулей. Предприятие предлагает поставку сопутствующих компонентов для преобразователей: входных диодных и диодно-тиристорных модулей для выпрямительных мостов, драйверов управления, охладителей, низкоиндуктивных резисторов и пр. В качестве примера в табл.3 представлены рекомендации по комплектации преобразователей частоты для асинхронных электродвигателей на напряжение 380—440 В диодно-тиристорными и IGBT модулями производства ОАО "Электровыпрямитель".

Кроме этого, ОАО «Электровыпрямитель» предлагает частотные диоды и диодные сборки с «мягкой» характеристикой обратного восстановления в

модульном исполнении на токи от 20 до 800 А, напряжение до 1600 В для выходных мостов, чопперов, снабберных и FWD-цепей, других применений на повышенных частотах. Имеется возможность осуществить поставку по заказам потребителей силовых блоков на базе IGBT модулей, включающих в себя входной выпрямитель, емкостный фильтр, инвертор и чоппер с элементами управления и защиты IGBT модулей, систему охлаждения.

Учитывая высокий спрос на IGBT модули, ОАО "Электровыпрямитель" планирует увеличить мощности по выпуску IGBT модулей в ближайшие 2 года до 50 тыс. штук в год. С этой целью в 2001 г. производится расширение производства модулей за счет ввода в действие высокопроизводительного автоматизированного технологического и испытательного оборудования отечественного и импортного производства.

Выводы

Разработана и предлагается потребителям широкая гамма IGBT модулей на токи от 25 до 2400 А, напряжение от 600 до 3300 В. В производстве этих приборов использованы последние достижения в области IGBT и SFRD структур, материалов и технологий. Это обеспечило хорошие показатели работы IGBT модулей в реальных условиях эксплуатации. Для оценки надежности IGBT модулей у потребителей была проанализирована работа 105 преобразователей серии ПЧ-ТТП собственного изготовления в период с 1998 по 2001 гг., укомплектованных IGBT модулями на токи от 50 до 1600 А, напряжение 1200 В. Общее количество модулей 495 шт. Условия эксплуатации приборов в данных преобразователях: нагрузка током $0,5 \times I_c$, нагрузка напряжением $(0,7 \div 0,8) \times U_{CES}$, рабочая температура $+1 \dots +40^{\circ}\text{C}$, кли-

Таблица 3

Мощность электродвигателя, кВт	Мощность преобразователя, кВ·А	Модули для входного моста		IGBT модули для чоппера		IGBT модуля для инвертора	
		Тип	Число	Тип	Число	Тип	Число
5,5	10,5	МДД-40-10	3	МТКИД2-50-12	1	М2ТКИ2-50-12	3
7,5	13,1	МДД-63-10	3	МТКИД2-75-12	1	М2ТКИ2-75-12	3
11	16,4	МДД-63-10	3	МТКИД2-75-12	1	М2ТКИ2-75-12	3
15	21	МДД-63-10	3	МТКИД2-100-12	1	М2ТКИ2-100-12	3
22	32,8	МДД-125-10	3	МТКИД2-150-12	1	М2ТКИ2-150-12	3
37	52,5	МТД-200-10	3	МДТКИ2-100-12	1	МТКИ2-300-12	6
55	82	МТД-250-10	3	МДТКИ2-150-12	1	МТКИ2-400-12	6
75	105	МТД-250-10	3	МДТКИ2-200-12	1	М2ТКИ2-600-12	3
90	132	МТД-400-10	3	МДТКИ2-200-12	1	М2ТКИ2-600-12	3
110	165	МТД-500-10	3	МДТКИ2-200-12	1	М2ТКИ2-800-12	3
160	211	МТД-500-10	3	МДТКИ2-200-12	1	МТКИ2-1200-12	6
200	263	МТД-630-10	3	МДТКИ2-600-12	1	МТКИ2-1200-12	6
250	329	М1Д-500-12 М1Т-500-12	6 6	МДТКИ2-600-12	1	МТКИ2-1600-12	6
315	415	М1Д-630-12 М1Т-630-12	6 6	МДТКИ2-800-12	1	МТКИ2-1600-12Н	6
400	530	М1Д-630-12 М1Т-630-12	6 6	МДТКИ2-800-12	1	МТКИ2-1800-12Н	6
500	650	М1Д-800-12 М1Т-800-12	6 6	МДТКИ2-1200-12	1	МТКИ2-2400-12Н	6

матическое исполнение УХЛ.4. За время эксплуатации (время наработки не менее 20 000 ч, исключая время на пуско-наладочные работы) отказов по причине дефектов модулей не зарегистрировано. По предварительной оценке, показатель интенсивности отказов λ для IGBT модулей ОАО "Электровыпрямитель" составляет не более 10^{-7} ч^{-1} (100 FIT), что соответствует показателям надежности зарубежных аналогов.

Список литературы

1. Shutze T., Berg H., Hierholzer M. "Further Improvements in the Reliability of IGBT Modules//Power Semiconductors, Data CD, 2001, Eurec.

2. Feldvoss M., Miller G., Reichard J. A new compact inverter concept with low profile solderable ECONOPACK modules//Powersystems Words, 96 Conference, PCIM, September 7-13, 1996, Las Vegas.

Аксенов Владимир Егорович - инженер-электрик ОАО "Электровыпрямитель". Окончил электротехнический факультет Мордовского государственного университета в 1968 г.

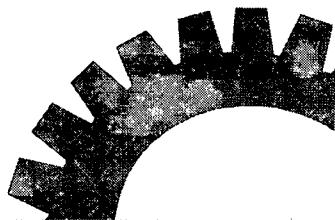
Мартыненко Валентин Александрович - инженер-электрик ОАО "Электровыпрямитель". Окончил электротехнический факультет Мордовского государственного университета в 1965 г.

Мускатиньев Вячеслав Геннадьевич - инженер электронной техники ОАО "Электровыпрямитель". Окончил факультет электронной техники Мордовского государственного университета в 1991 г.

Шуляпов Валерий Иванович - инженер электронной техники ОАО "Электровыпрямитель". Окончил факультет электронной техники Мордовского государственного университета в 1969 г.

Чибиркин Владимир Васильевич - генеральный директор ОАО "Электровыпрямитель".

НОВОСТИ ПРИВОДНОЙ ТЕХНИКИ



Ежемесячная газета

Ежемесячная газета

Ежемесячная газета

Ежемесячная газета

ЗАО "Редакция газеты "Новости Приводной Техники"

Адрес: 107005, г. Москва, а/я 53 Тел.: (095) 956-75-25 Факс: (095) 786-21-06

E-mail: phvod@orc.ru <http://www.phvod-news.ru>

Газета "Новости Приводной Техники" — информационно-аналитическое издание для специалистов в области приводной техники

Издается с апреля 2001 г.;

периодичность — один раз в месяц;

тираж 10000 экз.; формат — А3, цветность — 2+1

Распространяется по подписке в странах СНГ (индекс по каталогу Агентства "Роспечать" 35831), через редакцию газеты, на выставках, целевая рассылка; издание отличается практической направленностью, профессионализмом и оперативностью информационного обеспечения читателей.

Наши читатели: как специалисты, так и люди, просто интересующиеся вопросами приводной техники, поэтому издание не является специальным, скорее мы стремимся сделать его информационным.

В газете освещается широкий перечень тем: электро-, пневмо- гидропривод, элементная база;

Постоянные рубрики: Сделано в России, Новая продукция, Энергосбережение, Тепло- и водоснабжение, Аналитика рынка, Новости Интернета, Календарь выставок и др.

Вниманию специалистов предлагаются материалы:

- о проблемах стандартизации и сертификации изделий общемашиностроительного применения;
- материалы о сопоставлении паспортных характеристик с целью правильного выбора редукторов и мотор-редукторов российского и зарубежного производства;
- о современных тенденциях развития приводной техники;
- о новой продукции фирм "SMC Corporation", "Mitsubishi Electric", компании "Триол", НТЦ "Приводная Техника", НТЦ "Механик", СП "Гамем", ПО "Овен", ОАО "Зарем", АО "Мосэлектромаш" и др.

Большое внимание уделяется совершенствованию и использованию энергосберегающих систем в городском коммунальном хозяйстве и природоохранным мероприятиям.

Более подробную информацию можно получить в редакции:

телефон (095) 956-75-25, факс (095) 786-21-01, 786-21-06

Электронную версию газеты вы можете увидеть на нашем сайте: www.privod-news.ru.

О ПОСТРОЕНИИ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПРИ ПАРАППЕЛЬНОЙ РАБОТЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С СИНУСОИДАЛЬНЫМ СТАБИЛИЗИРОВАННЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

ХАРИТОНОВ С.А., БЕРЕСТОВ В.М., БОРОДИН Н.И., КОРОБКОВ Д.В.

Рассматривается система подчиненного регулирования при параллельной работе преобразователей с переменным выходным напряжением в составе систем генерирования электрической энергии. Предложен критерий выбора структуры внешнего астатического контура регулирования. Обсуждается вариант построения внутреннего статического контура регулирования.

Рост числа потребителей и технологий, предъявляющих повышенные требования к качеству электрической энергии и бесперебойности электропитания, увеличение в энергетическом балансе доли возобновляемых источников энергии вследствие рационального использования и экономии топливно-энергетических ресурсов выдвигает в ряд актуальных задачу создания систем генерирования электрической энергии (СГЭЭ), в которых достижение необходимого качества выходной энергии возлагается на статический преобразователь частоты. Требуемый уровень мощностей такого рода источников и систем генерирования в настоящее время лежит в диапазоне от единиц и десятков (источники бесперебойного питания) до сотен и тысяч (автономные системы и возобновляемые источники электроэнергии) киловольт-ампер.

Появление и широкое применение в последнее время мощных, высокочастотных и полностью управляемых полупроводниковых ключей (IGBT, MOSFET и IGCT приборы) позволяет унифицировать исполнение статических преобразователей для различных типов первичных источников электроэнергии и строить систему генерирования по модульному принципу [1]. Увеличение мощности и повышение надежности электропитания достигается параллельным включением нескольких стабилизируемых источников-модулей на общую нагрузку.

При модульном построении системы генерирования каждый источник содержит свои контуры регулирования (напряжения, тока) и может использоваться самостоятельно. С переходом в режим параллельной работы источников возникает задача выбора структуры системы регулирования, отвечающей следующим требованиям:

— не ухудшение качества выходной энергии при переходе от независимой к параллельной работе;

— требуемое распределение мощности нагрузки между источниками;

— минимальное число переключений в системах управления источниками при переходе в режим параллельной работы.

Возможны два подхода при построении системы регулирования при параллельной работе полупроводниковых преобразователей. Первый подход предусматривает работу на общие шины с распределен-

ием мощности нагрузки между преобразователями произвольно по их статическим внешним характеристикам, но с ограничением загрузки каждого преобразователя на уровне номинальной или допустимой перегрузочной мощности [2,3]. При таком подходе нет ограничений на количество включаемых параллельно модулей и отсутствуют взаимные дополнительные связи между системами управления отдельных преобразователей, но не всегда достигается необходимый уровень стабилизации выходного напряжения в статическом и особенно в динамических режимах, например при коммутации нагрузки.

В СГЭЭ переменного тока, в которых необходимо стабилизировать амплитуду (действующее значение) и фазу выходного напряжения, целесообразно использовать второй подход при построении систем управления преобразователями, основанный на принципе подчиненного регулирования. При этом внешний астатический контур регулирования выполняет функцию стабилизации параметров выходного напряжения в установившемся режиме, а внутренний статический — в переходных режимах [4].

Структурная схема внешнего контура регулирования при параллельной работе N источников переменного тока на общую нагрузку (H) изображена на рис.1. Основу системы управления каждого источника составляет генератор модулирующего напряжения (GMH), формирующий синусоидальное напряжение одинаковой частоты, задаваемой общим стабилизированным генератором (ZG_0).

Фаза модулирующего напряжения регулируется пропорционально интегралу от разности эталонного сигнала ($X_{эт}^φ$) и напряжения постоянного тока, значение которого пропорционально фазе выходного напряжения источника, измеренной фазовым детектором ($ФД$) относительно сигнала общего генератора.

Амплитуда модулирующего напряжения регулируется пропорционально интегралу от разности эталонного сигнала ($X_{эт}^a$) и средневыпрямленного напряжения источника.

Выходное напряжение GMH через систему импульсно-фазового управления (СИФУ) задает коммутацию ключей в силовой схеме (СС) и тем самым обеспечивает формирование выходного напряжения источника. Для достижения необходимого гармони-

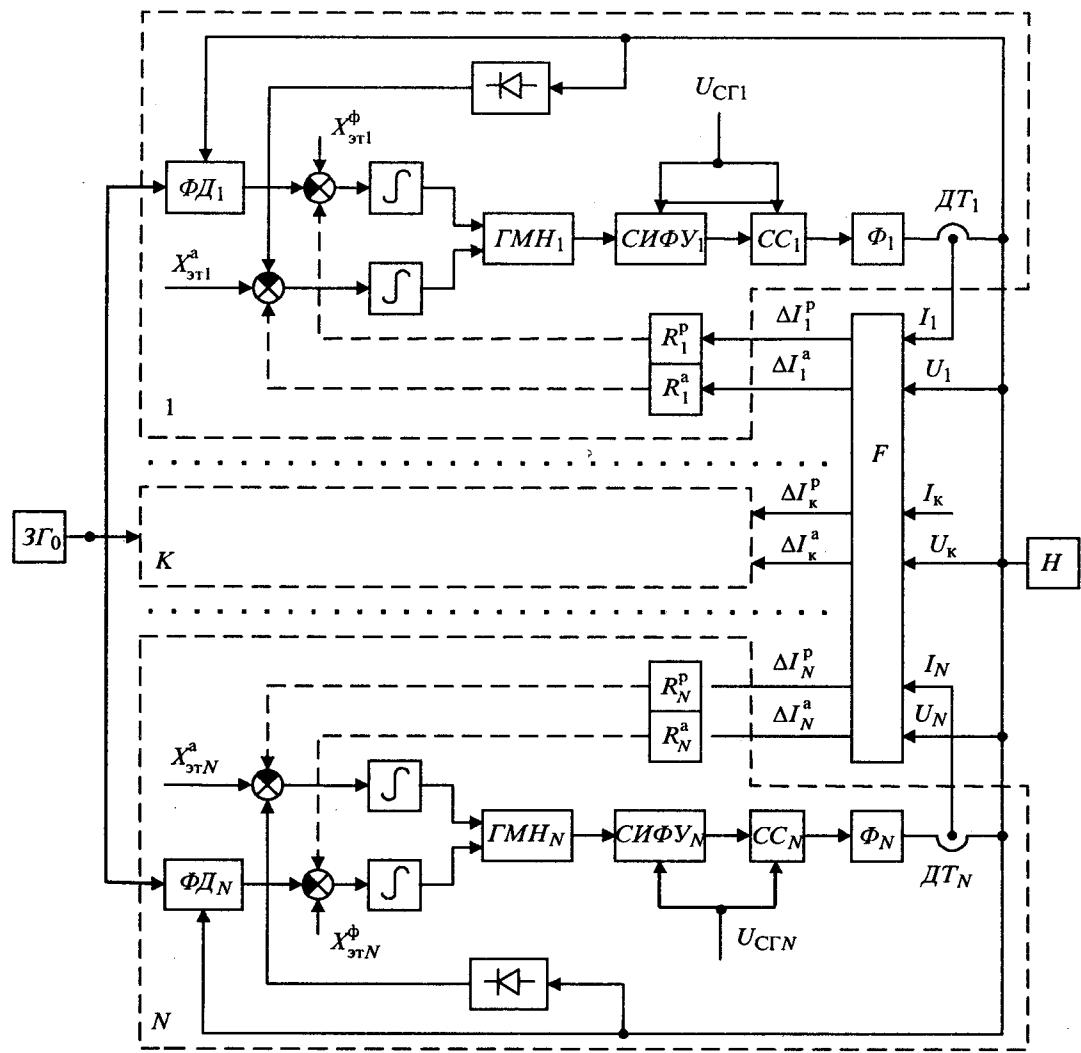


Рис.1.

ческого состава выходного напряжения на выходе силовой схемы включен фильтр (Φ).

При параллельной работе на общую нагрузку источников с астатическим внешним контуром регулирования с точки зрения минимального числа переключений целесообразно сохранить контуры стабилизации параметров выходного напряжения каждого источника, а для распределения мощности нагрузки дополнительно вводить во внешние контуры регулирования сигналы о параметрах токов источников.

Статический режим параллельной работы N источников для каждого стабилизируемого параметра выходного напряжения ($X_{\text{вых}}$) описывается системой уравнений:

$$X_{\text{эт}i} - b_i X_{\text{вых}} - R_i f_i(J_1, J_2, \dots, J_N) = 0, \quad (1)$$

где $X_{\text{эт}i}$ — эталонный сигнал выходного параметра i -го источника; b_i , R_i — постоянные коэффициенты; $f_i(J_1, J_2, \dots, J_N)$ — функция, зависящая от параметров токов источников и распределяющая мощность нагрузки между ними; $i = 1, 2, \dots, N$.

Введем обозначения

$$\bar{X}_{\text{эт}i} = X_{\text{эт}i} / b_i; \quad \bar{R}_i = R_i / b_i$$

и преобразуем уравнения (1) к следующему виду:

$$\frac{\bar{X}_{\text{эт}i}}{\bar{R}_i} - \frac{X_{\text{вых}}}{\bar{R}_i} - f_i(J_1, J_2, \dots, J_N) = 0. \quad (2)$$

Выбор функции $f_i(J_1, J_2, \dots, J_N)$ для каждого источника неоднозначен. Для распределения активной и реактивной составляющих мощности нагрузки между модулями можно использовать разность амплитуд и разность фаз их токов, разность активных и разность реактивных составляющих токов источников и общей нагрузки или их комбинации [4].

Критерием выбора вида функций $f_i(J_1, J_2, \dots, J_N)$, задающих структуру обратных связей по распределению мощности нагрузки в статическом режиме, может служить условие

$$\sum_{i=1}^N f_i(J_1, J_2, \dots, J_N) = 0. \quad (3)$$

При его выполнении стабилизируемый параметр

выходного напряжения определяется после суммирования всех уравнений (2) выражением:

$$X_{\text{вых}} = \left(\sum_{i=1}^N \bar{X}_{\text{эти}} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \bar{R}_j \right) \left/ \sum_{i=1}^N \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \bar{R}_j \right. \quad (4)$$

Анализ выражения (4) показывает, что точность стабилизации параметра выходного напряжения в статическом режиме при параллельной работе не снижается по сравнению с независимой работой источников. Стабилизируемый параметр будет гарантированно находиться внутри допустимого диапазона между его максимальным и минимальным значениями при возможных сочетаниях эталонных сигналов и постоянных коэффициентов контуров регулирования каждого из источников.

Поясним возможность реализации условия (3) на примере параллельной работы источников переменного тока. Предположим, что для распределения мощности нагрузки между источниками используется линейная комбинация активных составляющих токов источников (I_i^a) в амплитудных каналах регулирования и линейная комбинация реактивных составляющих токов (I_i^p) в фазовых каналах регулирования системы управления (рис.1). Тогда статический режим параллельной работы N источников для амплитудных и фазовых каналов регулирования описывается линейной системой уравнений:

$$F\bar{I} = \bar{X}, \quad (5)$$

где $\bar{I} = [I_1^{a(p)}, I_2^{a(p)}, \dots, I_N^{a(p)}]^T$ — вектор активных или реактивных составляющих токов источников; F — квадратная матрица размера $N \times N$, определяющая структуру токовых обратных связей; $\bar{X} = [X_1, X_2, \dots, X_N]^T$ — вектор правых частей уравнения;

$$X_k = \frac{1}{R_k} \left(\sum_{i=1}^N (\bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)} - \bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)}) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \bar{R}_j \right) \left/ \sum_{i=1}^N \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \bar{R}_j \right.$$

Для выполнения условия (3) необходимо и достаточно, чтобы сумма коэффициентов любой строки и любого столбца матрицы F была равна нулю. Поэтому существует значительное число вариантов построения матрицы F , удовлетворяющих условию (3) и определяющих структуру токовых обратных связей.

Рассмотрим некоторые из возможных вариантов и соответствующие им матрицы F для N параллельно работающих источников постоянного тока:

Вариант 1

Вариант 2

Вариант 3

$$\begin{array}{|c|c|c|} \hline N-1 & \frac{1}{N} & \dots & \frac{1}{N} \\ \hline \frac{1}{N} & \frac{N-1}{N} & \dots & -\frac{1}{N} \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hline -\frac{1}{N} & -\frac{1}{N} & \dots & \frac{N-1}{N} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ \hline 0 & 1 & -1 & \dots & 0 \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hline -1 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline N-1 & -1 & -1 & \dots & -1 \\ \hline -1 & N-1 & -1 & \dots & -1 \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hline -1 & -1 & -1 & \dots & N-1 \\ \hline \end{array}$$

В каждой из представленных структур выполняется условие (3) и обеспечивается необходимая стабильность амплитуды и фазы напряжения на общей нагрузке при параллельной работе. В таблице для каждого из вариантов и вида функции $f_i(J_1, J_2, \dots, J_N)$, представлены неравномерности загрузки активной ($\Delta I_{i,k}^a$) и реактивной ($\Delta I_{i,k}^p$) составляющими токов между i -м и k -м источниками при одинаковых коэффициентах \bar{R} .

№ варианта	$f_i^{a(\phi)}(J_1, J_2, \dots, J_N)$	$\Delta I_{i,k}^{a(p)}$
1	$I_i^{a(p)} - \sum_{k=1}^N I_k^{a(p)} / N$	$(\bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)} - \bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)}) / \bar{R}$
2	$I_i^{a(p)} - I_{i+1}^{a(p)}$	$\sum_{l=1}^{K-1} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq l}}^N (\bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)} - \bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)}) / \bar{R} N$
3	$N I_i^{a(p)} - \sum_{k=1}^N I_k^{a(p)}$	$(\bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)} - \bar{X}_{\text{эти}}^{a(\phi)}) / \bar{R} N$

Первая структура отражает наиболее часто применяемый способ равномерной загрузки источников, когда в системы управления каждого из них вводят сигнал, пропорциональный разности соответствующих составляющих тока данного источника и тока нагрузки, деленных на N .

Неравномерность распределения составляющих токов между i -м и k -м источниками для первой структуры не зависит от числа параллельно работающих источников и определяется разностью эталонных сигналов только i -го и k -го источников и обратно пропорциональна глубине токовой обратной связи (\bar{R}).

Вторая структура реализует принцип управления, когда для распределения мощности нагрузки используют разность соответствующих составляющих токов данного и последующего (или предыдущего) источников. Неравномерность загрузки источников в этом случае определяется неидентичностью эталонных сигналов всех параллельно работающих источников и зависит от номеров источников, между которыми определяется неравномерность, уменьшается с увеличением глубины токовых обратных связей (\bar{R}) и числа параллельно работающих источников (N).

В третьей структуре применяют для управления каждым из параллельно работающих модулей сумму разностей составляющих тока данного источника и составляющих тока каждого из остальных параллельно включенных источников. Неравномерность загрузки в последней структуре определяется аналогично первой, но зависит от числа параллельно работающих источников.

Окончательный выбор конкретного варианта построения внешнего контура регулирования и его параметров определяется необходимой точностью распределения токов и возможностью технической реализации каждой структуры.

Для уменьшения изменений выходного напряжения параллельно работающих источников при коммутации общей нагрузки следует вводить компенсирующие управляющие воздействия во внутренний, более быстродействующий контур регулирования систем управления преобразователями. На рис.2 представлена структурная схема внутреннего контура регулирования при параллельной работе двух источников переменного тока. Она содержит отрицательную обратную связь по мгновенному значению выходного напряжения (Φ_U), предназначенную для уменьшения в спектре напряжения на нагрузке амплитуд постоянной и низкочастотных гармонических составляющих, отрицательную обратную связь по уравнительному току между источниками (K_1) и положительную компенсирующую связь по сумме токов источников (K_2). Такое сочетание обратной связи по уравнительному току и компенсирующей связи по сумме токов источников уменьшает броски токов в источниках и "провалы" и "выбросы" напряжения на общей нагрузке в переходных режимах. На осциллограммах рис.3 представлены: напряжение на общей нагрузке (верхняя кривая) и ток нагрузки (нижняя кривая) двух параллельно работающих макетных образцов источников при коммутации нагрузки без токовых связей во внутреннем контуре регулирования преобразователей, а на рис.4 — аналогичные осциллограммы при наличии токовых связей. Выбор коэффициентов K_1 и K_2 в зависимости от значения возмущения в системе и характера нагрузки позволяет скомпенсировать изменение выходного напряжения в динамических режимах при активном характере нагрузки и снизить в 1,5—2,0 раза это изменение при увеличении индуктивной составляющей тока нагрузки.

Предложенный принцип построения систем регулирования преобразователями при параллельной работе был реализован при разработке авиационных систем генерирования переменного тока с номиналь-

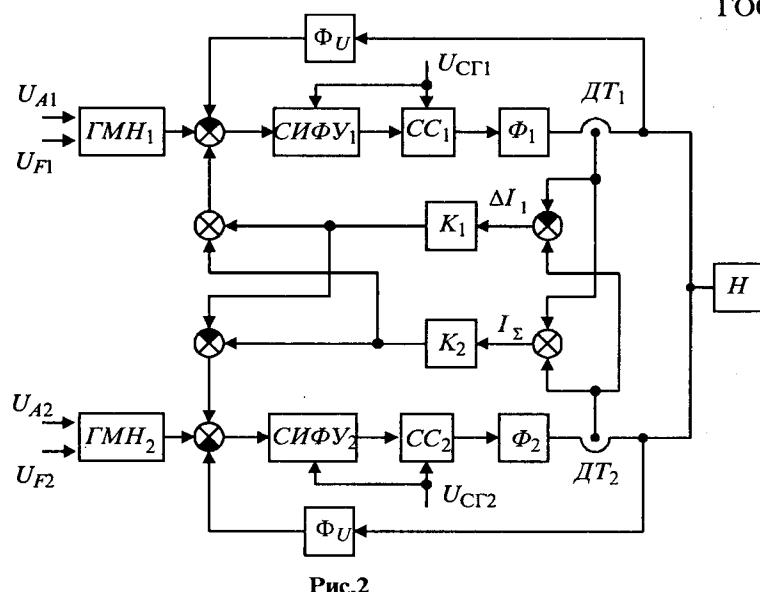


Рис.2

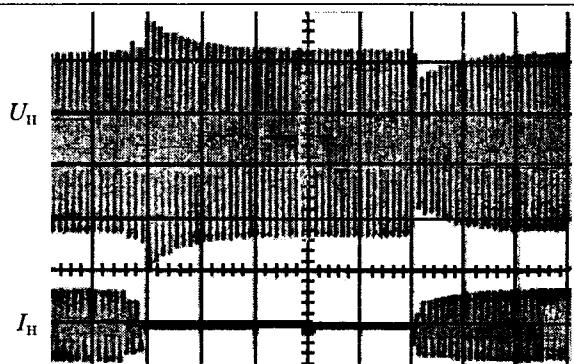


Рис.3

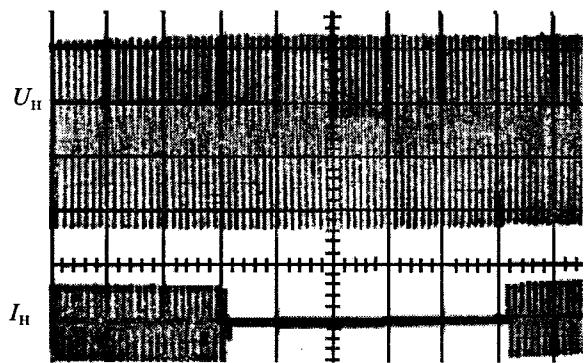


Рис.4

ной выходной частотой 400 Гц, номинальным выходным напряжением 115 В и номинальной мощностью одного источника до 120 кВ·А. СГЭЭ построена на базе непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией, питаемого магнитоэлектрическим синхронным генератором. Неравномерность загрузки каналов генерирования составляющими мощности в статическом режиме не превышала 5% номинальной мощности канала. Основные показатели качества выходной энергии соответствовали ГОСТ 19705-81.

Выводы

1. Для обеспечения показателей качества выходной энергии источников переменного тока, построенных на базе статических преобразователей, их системы управления рекомендуется строить по принципу подчиненного регулирования. Внешний астатический контур регулирования должен выполнять функцию стабилизации параметров выходного напряжения в установившемся режиме, а внутренний статический — в переходном.

2. Для сохранения точности стабилизации выходных параметров переменного напряжения и достижения заданного распределения мощности нагрузки при параллельной работе источников необходимо вводить дополнитель-

ные обратные связи по параметрам токов источников во внешние контуры систем управления преобразователями с обязательным выполнением условия (3).

3. Для уменьшения бросков тока между источниками и изменения мгновенного значения напряжения на общей нагрузке при ее коммутации во внутреннем статическом контуре необходимо использовать компенсирующую положительную связь по сумме токов источников в сочетании с отрицательной обратной связью по уравнительному току между источниками.

Список литературы

1. Харитонов С.А. Интегральные параметры и характеристики инверторов напряжения в составе систем генерирования переменного тока типа "переменная скорость — постоянная частота" для ветроэнергетических установок// Научный вестник НГТУ. 1999. №2 (7). С.92—120.
2. Розанов Ю.К. Параллельная работа преобразователей постоянного тока// Электротехника. 1982. №4. С.37—39.
3. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. М.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Бородин Н.И. Статический и динамический режимы параллельной работы НПЧ ЕК на общую нагрузку // Труды III международной НТК "Актуальные проблемы электронного приборостроения "АПЭП-96". Т. 8. "Силовая электроника". Новосибирск, 1996. С.73—74.

Харитонов Сергей Александрович — заведующий кафедрой "Промышленная электроника" Новосибирского государственного университета (НГТУ), доктор технических наук, профессор. В 1972 г. закончил факультет электронной техники Новосибирского электротехнического института (НЭТИ). В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Системы генерирования электрической энергии для ветроэнергетики и автономных подвижных объектов (Анализ и синтез)".

Берестов Вячеслав Михайлович — главный конструктор АО "Эрасиб", кандидат технических наук. Закончил НЭТИ в 1968 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование и разработка импульсного электропривода постоянного тока с предельными динамическими характеристиками".

Бородин Николай Иванович — доцент кафедры "Промышленная электроника" НГТУ, кандидат технических наук. В 1974 г. закончил факультет электронной техники НЭТИ. В 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование режима параллельной работы непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией в источниках питания электрооборудования автономных объектов".

Коробков Дмитрий Владиславович — научный сотрудник кафедры "Промышленная электроника" НГТУ, соискатель. В 1995 г. закончил факультет радиотехники, электроники и физики НГТУ.

Создание серии IGBT преобразователей частоты трансформаторного типа для питания промышленных ускорителей электронов

ВЕЙС М.Э., ГОЛУБЕНКО Ю.И., КУКСАНОВ Н.К., КУЗНЕЦОВ С.А.,
НЕМЫТОВ П.И., САЛИМОВ Р.А., ФАДЕЕВ С.Н.

Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН

Обобщен опыт создания мощных специализированных преобразователей частоты трансформаторного типа для питания промышленных ускорителей электронов. Рассмотрены конструкции и основные схемные решения преобразовательных модулей мощностью до 150 кВт, выполненных на полумостовых IGBT сборках.

Промышленные ускорители электронов серии ЭЛВ производятся Институтом ядерной физики СО РАН и успешно применяются в широком спектре радиационных технологий как в нашей стране, так и за рубежом. Унифицированный ряд выпускаемых ускорителей [1] перекрывает диапазон мощностей от 20 до 100 кВт и обеспечивает энергию выведенного в атмосферу пучка электронов от 0,2 до 2,5 МэВ. В настоящее время осваивается выпуск ускорителя

The experience of creation of high-power specialized frequency converters for a feed of industrial electron accelerators of a transformer type is generalized. The constructions and main schematics of transforming modules by a power up to 150 kW executed on half-bridge IGBT assembly are considered.

ЭЛВ-12 с выходной мощностью 400 кВт. По принципу действия высоковольтный источник ускорителя ЭЛВ представляет собой каскадный генератор с параллельным питанием каскадов и индуктивной связью. Первичная обмотка каскадного генератора и выпрямительные секции вторичных обмоток представляют собой высоковольтный трансформатор, питаемый переменным напряжением повышенной частоты (400—1000 Гц). Для питания первичной об-

мотки высоковольтного выпрямителя традиционно использовались преобразователи частоты электромашинного типа (ЭМПЧ), которым присущ ряд недостатков, особенно проявляющихся при больших мощностях. Главными из недостатков являются недостаточно высокий КПД и большие пусковые токи двигателей электромашинных преобразователей.

До недавнего времени единственными реальными альтернативами мощных ЭМПЧ были тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ). В силу ряда принципиальных причин, рассмотрение которых выходит за рамки данной работы, тиристорные преобразователи частоты имеют довольно сложную схему. Это приводит к увеличению габаритов и стоимости ТПЧ. Существуют также определенные трудности с получением широкого диапазона регулирования выходного напряжения. Эти обстоятельства сдерживают широкое применение ТПЧ для питания промышленных ускорителей электронов.

Появление bipolarных транзисторов с изолированным затвором (Insulated Gate Bipolar Transistor — IGBT) с максимальными токами в сотни ампер, допустимыми напряжениями 1000 В и более, временем включения (выключения) менее микросекунды позволило разработать преобразователь частоты для питания промышленных ускорителей на этих приборах.

В настоящее время ряд фирм выпускает IGBT инверторы большой мощности, однако чаще всего их нельзя использовать для питания промышленного ускорителя трансформаторного типа без существенных переделок силовых цепей и схем управления. Причинами этого являются недостаточный или нулевой диапазон регулирования выходного напряжения, неспособность работать на резонансную нагрузку и т. д.

В данной работе описан IGBT инвертор, специально разработанный для питания промышленных ускорителей электронов типа ЭЛВ.

Основные технические данные IGBT инвертора:

Питание — промышленная сеть	
переменного тока, В	380/220
Максимальная мощность, кВт	150
Частота выходного напряжения, Гц	300—1000
КПД, %	>95
Выходное напряжение (напряжение на первичной обмотке высоковольтного трансформатора ускорителя), В	0—800
Выходной ток (ток первичной обмотки), А	0—2000

Инвертор выполнен на транзисторных IGBT модулях (полумост) типа SKiiP 942 GB (SEMIKRON integrated intelligent Power PACK) производства фирмы "SEMIKRON" (ФРГ) со следующими параметрами: Максимальное коллекторное напряжение, В 1200 Допустимый ток коллектора, А 900 Время включения, нс 150 Время выключения, нс 600

Встроенный драйвер модуля обеспечивает защиту от перенапряжения, защиту по максимальному току, защиту по температуре, защиту от сквозных токов. Развитая система защиты обеспечивает высокую надежность инвертора, в том числе и в аварийных режимах работы.

На рис.1 изображена упрощенная принципиальная схема силовых цепей инвертора.

Два транзисторных полумостовых модуля с встроенными обратными диодами образуют классическую мостовую схему инвертора напряжения.

Питание инвертора осуществляется от трехфазной сети переменного тока через выпрямитель $VD1—VD3$. На выходе выпрямителя установлена батарея конденсаторов типа К75-40 C_{DS} , суммарная емкость которой составляет 1800 мкФ. Для надежной работы инвертора конденсаторная батарея должна быть построена из конденсаторов с малыми потерями и с большими допустимыми токами. Обычно в подобных схемах применяют высококачественные малоиндуктивные пленочные или электролитические конденсаторы западных производителей. Номенклатура отечественных пленочных конденсаторов не отличается разнообразием, однако можно отметить, что конденсаторы указанного типа (К75-40) могут успешно применяться в инверторах с выходной частотой до 1000 Гц. При этом минимальная емкость должна составлять примерно 10 мкФ/кВт. Для уменьшения уровня высокочастотных наводок на питающую сеть необходимо использовать входной индуктивно-емкостной сетевой фильтр.

Важнейшее значение для надежной работы инвертора в аварийных режимах имеет конструкция ошиновки модулей полумостов с емкостным фильтром в цепи постоянного тока, которая должна обеспечивать минимальную (доли микрогенри) индуктивность в цепи разряда емкости на силовые транзисторы. В данном инверторе применена плоскопараллельная ошиновка. Расчеты [2] показывают, что максимальная мощность единичного преобразовательного модуля, ограниченная индуктивностью ошиновки, составляет 100—150 кВт.

В диагональ моста преобразователя включена нагрузка инвертора. На рис.1 нагрузка схематично

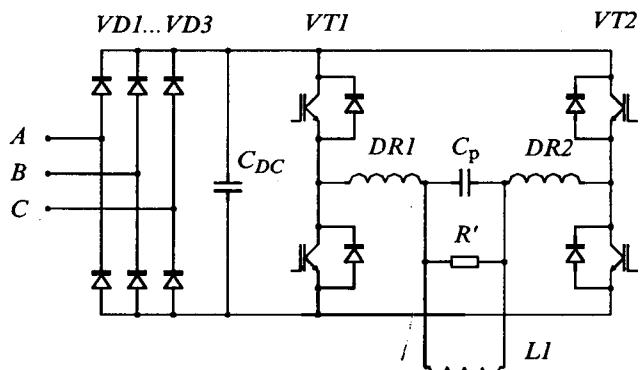


Рис.1. Упрощенная принципиальная схема силовых цепей инвертора

представлена индуктивностью первичной обмотки высоковольтного трансформатора $L1$ и приведенным сопротивлением нагрузки R' . Реакторы $DR1$, $DR2$ и конденсаторная батарея C_p служат для компенсации реактивной мощности, потребляемой первичной обмоткой высоковольтного трансформатора.

Регулирование выходного напряжения инвертора в широких пределах осуществляется путем широтно-импульсной модуляции выходного напряжения транзисторного моста. Так как резонансная частота контура $C_p(L1\|(L_{DR1}+L_{DR2}))$ близка или равна рабочей частоте инвертора, а добротность контура высока даже при максимальной нагрузке, форма напряжения на первичной обмотке $L1$ практически синусоидальна во всем диапазоне рабочих напряжений. Кроме того, резонансный контур способствует подавлению пульсаций выпрямленного напряжения частотой 300 Гц на первичной обмотке.

Система управления инвертором включает модули, обеспечивающие совместную работу инвертора с автоматизированной системой управления ускорителем в режиме стабилизации выходного напряжения (энергии ускоренных электронов) и обеспечивает плавное включение инвертора, все необходимые защиты, блокировки, измерения. При высоковольтном пробое в выпрямителе или ускорительной трубке система защищает инвертор путем снятия импульсов управления с затворов транзисторов.

Диодные и транзисторные модули смонтированы на водяных охладителях. Также с помощью воды охлаждаются реакторы и конденсаторная батарея, установленная параллельно первичной обмотке высоковольтного выпрямителя.

На рис.2 показан общий вид инверторного модуля. В нижней части на водяном охладителе смонтирован трехфазный выпрямитель. Непосредственно к выходам диодного моста присоединены две разделенные слоем диэлектрика плоскопараллельные медные шины, на которых смонтирована батарея пленочных конденсаторов. В верхней части фотографии можно видеть транзисторные модули, которые также присоединяются непосредственно к ошиновке. Такая

компоновка обеспечивает минимальные индуктивности шин и делает модуль инвертора достаточно компактным, удобным в монтаже и обслуживании.

В настоящее время на основе разработанных модулей начато изготовление двухфазного инвертора для ускорителя ЭЛВ-12 мощностью 500 кВт.

Источник питания мощных ускорителей серии ЭЛВ (ЭЛВ-6М и ЭЛВ-12) представляет собой две выпрямительные колонны, установленные одна на другую таким образом, что высокий потенциал оказывается посередине [3]. Каждая из колонн имеет собственную первичную обмотку, а высоковольтные выпрямители соединены параллельно. Подобная компоновка позволяет организовать двухфазное питание для снижения пульсаций высокого напряжения, что повышает привлекательность применения ускорителей в технологических процессах и облегчает работу выпускного устройства, увеличивая тем самым надежность ускорителя.

По оценкам, приведенным в [3], многофазная схема выпрямления снижает пульсации выпрямленного напряжения примерно в $2n^2$ раз. В рассматриваемом случае количество фаз равно 2, поэтому ожидаемые пульсации должны быть в 8 раз ниже, чем при наличии однофазного питания.

На рис.3 показана функциональная схема двухфазного инвертора.

Четыре описанных инверторных модуля через реакторы $DR1$ — $DR8$ соединены попарно параллельно, образуя два независимых инвертора. Выходы инверторов нагружены на первичные обмотки высоковольтного выпрямителя $PW1$ и $PW2$. Две выпрямительные колонны соединены параллельно. К отрицательному выходу высоковольтных выпрямителей присоединены ускорительная трубка и резистивный делитель напряжения ED . Положительные выходы каждой из колонн соединены с "землей" через то-коизмерительные резисторы $R1$, $R2$.

Задающий тактовый генератор G вырабатывает две последовательности прямоугольных импульсов, сдвинутых относительно друг друга на четверть периода. Эти импульсы задают частоту широтно-импульсных модуляторов (ШИМ), управляющих инверторами.

Для управления шириной ШИМ сигнала служит система стабилизации энергии (высокого напряжения). Петля обратной связи системы включает инверторы, высоковольтные выпрямители, измерительный высоковольтный делитель ED , усилитель сигнала ошибки $A1$, широтно-импульсные модуляторы. На входе усилителя сигнала ошибки сравниваются задающий сигнал и сигнал с измерительного делителя напряжения. Сигнал с выхода $A1$ управляет одним из модуляторов непосредственно. Для управления вторым модулятором дифференциальным усилителем $A2$ вырабатывается сигнал разности тока колонн. Выходной сигнал усилителя $A2$ с помощью аналогового сумматора Σ складывается с выходным сигналом усилителя сигнала ошибки $A1$. Образованный

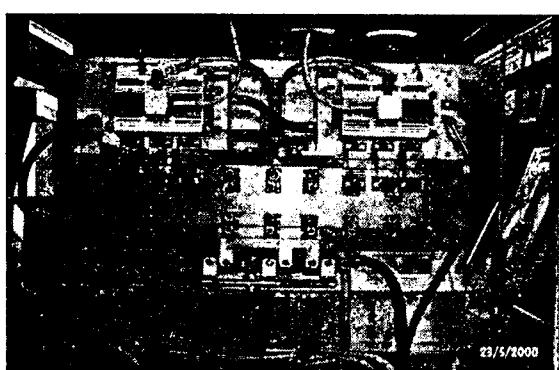


Рис.2. Общий вид инверторного модуля на базе IGBT сбоку

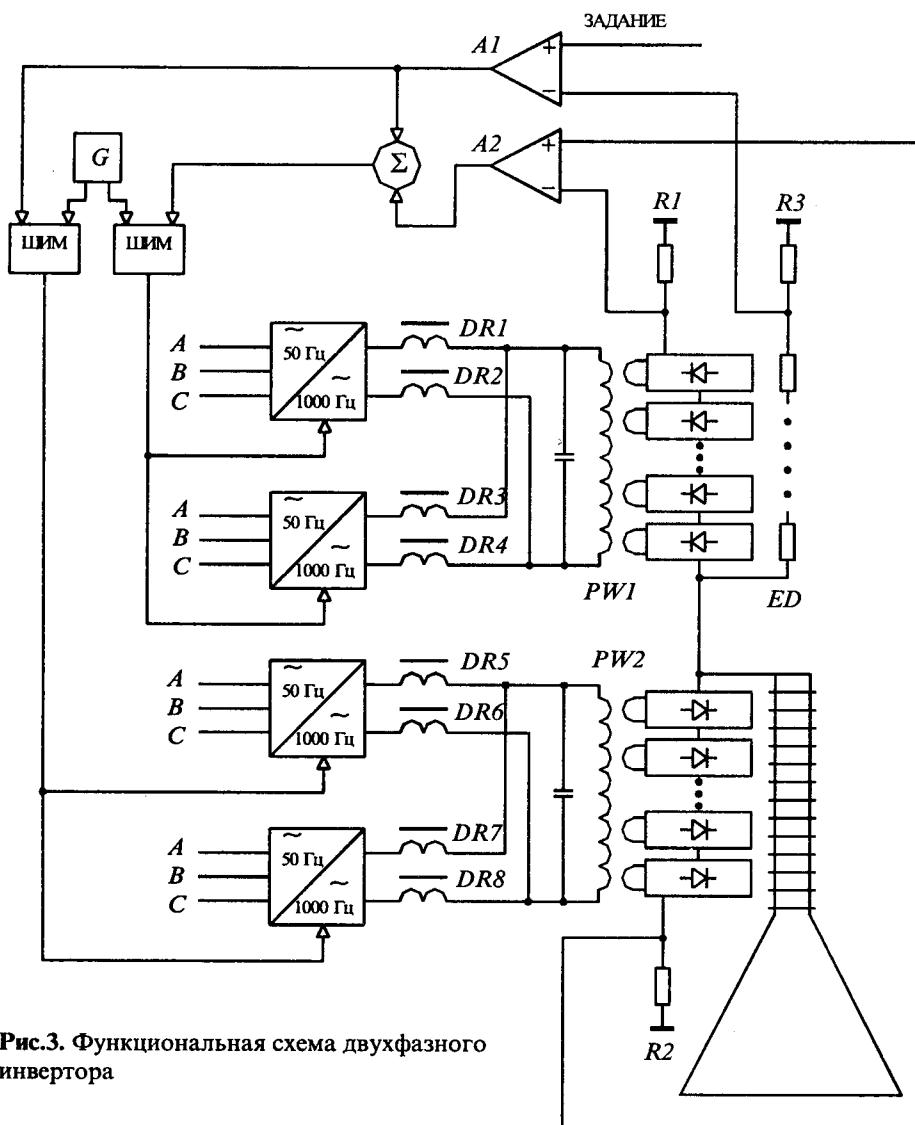


Рис.3. Функциональная схема двухфазного инвертора

аналоговый сигнал управляет вторым модулятором.

Такая схема управления инверторами позволяет автоматически поддерживать одинаковое значение высокого напряжения на выходе каждой из выпрямительных колонн.

Разработанный преобразователь частоты прошел всесторонние испытания при работе с ускорителями типа ЭЛВ, показал высокую надежность, как при нормальной работе, так и при имитации аварийных режимов (КЗ на выходе). Два преобразователя используются для питания ускорителей ЭЛВ-6 и ЭЛВ-8 с мощностью в пучке до 100 кВт ("LG Cable Company", Южная Корея), третий с ускорителем ЭЛВ-2 также поставлен в Корею. Все три ускорителя работают круглосуточно. В настоящее время еще несколько инверторов находятся в производстве.

Разработчики считают, что инверторы данного типа могут быть успешно использованы и в других областях науки и техники.

Список литературы

1. Salimov R.A., Cherepkov V.G., Golubenko J.I. a.o.// Radiat. Phys. and Chem. 2000. Vol.57, № 3—6. P.661—665.
2. Баранский В.А., Брызгалов М.Г., Горяйнов Н.А. и др. Создание серии IGBT преобразователей частоты для регулируемых асинхронных электроприводов//Электротехника. 1999. № 7. С. 38—41.
3. Зайцев В.Н., Кузнецов С.А., Куксанов Н.К. и др. Высоковольтный источник питания мощного электронного ускорителя. Новосибирск: ИЯФСО АН СССР, 1990.

Вейс Михаил Эрикович — кандидат техн. наук. В 1970 г. окончил физический факультет Новосибирского государственного университета. В 1997 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование, разработка и создание ускорительных трубок для мощных высоковольтных ускорителей электронов".

Голубенко Юрий Иванович. В 1977 г. окончил физический факультет Новосибирского государственного университета.

Куксанов Николай Константинович — доктор техн. наук. В 1970 г. окончил физический факультет Новосибирского государственного университета. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка мощного ускорителя непрерывного действия для применения в радиационной технике", в 1993 г. — докторскую диссертацию по теме "Электронный ускоритель непрерывного действия мощностью сотни киловатт".

Кузнецов Сергей Александрович. В 1964 г. окончил машиностроительный факультет Новосибирского электротехнического института.

Немытов Пётр Иванович — кандидат техн. наук. В 1980 г. окончил факультет автоматики и вычислительной техники Новосибирского электротехнического института. В 1997 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Стабилизация и контроль основных параметров мощного электронного пучка промышленных ускорителей прямого действия".

Салимов Рустам Абельевич — доктор техн. наук. В 1964 г. окончил физический факультет Новосибирского государственного университета. В 1968 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Токовая неустойчивость в щелочной плазме", а в 1980 г. — докторскую диссертацию по теме "Ускорители серии ЭЛВ для применения в народном хозяйстве".

Фадеев Сергей Николаевич — инженер. Окончил физико-технический факультет Новосибирского электротехнического института в 1982 г.

Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных

ВИНОГРАДОВ А.Б., ЧИСТОСЕРДОВ В.Л., СИБИРЦЕВ А.Н., МОНОВ Д.А.

Представлена новая серия цифровых асинхронных электроприводов с преобразователем частоты мощностью от 5,5 до 55 кВт, построенных на основе принципов пространственно-векторного формирования алгоритмов управления и векторной ориентации переменных в установившихся режимах работы привода. Приведены математическое описание системы управления, результаты испытаний в лабораторных и производственных условиях.

В настоящее время образовался серьезный дефицит отечественных разработок в области частотно-регулируемого электропривода, конкурентоспособного на мировом рынке. Это привело к тому, что значительная доля постоянно растущего потребительского спроса на нашем внутреннем рынке удовлетворяется за счет электроприводов импортного производства. Небольшая доля общего спроса приходится на электроприводы отечественного производства, собираемые по "отверточной" технологии с закрытым от производителя программным обеспечением. Стоимость таких приводов, как правило, мало отличается от стоимости их импортных аналогов, перспективы их совершенствования и удешевления невысоки.

Асинхронный электропривод с преобразователем частоты мощностью 5,5—55 кВт, разработанный в научно-исследовательской лаборатории "Вектор" кафедры электропривода Ивановского государственного энергетического университета, в целом не уступает своим зарубежным аналогам, а по ряду технических характеристик и функциональных возможностей существенно их превосходит. Его отличительными особенностями являются: повышенный коэффициент использования источника питания за счет заложенного в нем принципа пространственно-векторного формирования выходного напряжения, удобный и понятный интерфейс, адаптированный под русскоязычного пользователя, наличие функций самонастройки на параметры объекта регулирования, высокая информативность, простота в эксплуатации, стоимость как минимум в 1,5 раза меньше, чем у самых дешевых зарубежных аналогов.

Областью применения электропривода являются механизмы вентиляторов, насосов, подъемно-транспортных средств, приводы главного движения и вспомогательных механизмов металлорежущих и деревообрабатывающих станков и других общепромышленных механизмов с диапазоном регулирования скорости до 50:1.

Преобразователь частоты включает трехфазный неуправляемый выпрямитель, трехфазный мостовой IGBT инвертор с модулем торможения, микропроцессорную систему управления. Технические характеристики и функциональные возможности электропривода достаточно подробно изложены в [1].

В основу построения базовой структуры системы управления положен принцип пространственно-векторного формирования алгоритма управления [2,3] и принцип векторной ориентации переменных друг относительно друга в установившихся режимах работы электропривода. Первый обеспечивает улучшенный гармонический состав выходного напряжения преобразователя и повышенные энергетические характеристики электропривода; второй — хорошие регулировочные характеристики привода за счет раздельного управления электромагнитным моментом и потокосцеплением.

В отличие от известных систем векторного управления, в частности представленной в [4], которые характеризуются ориентацией переменных во всех, в том числе и в динамических, режимах работы электропривода, в основу построения данной системы положена упрощенная статическая модель электромагнитных процессов. Ее применение обеспечивает необходимый уровень статических характеристик электропривода при малых вычислительных затратах, что позволяет реализовать систему управления на базе дешевых аппаратных средств. Формирование динамических характеристик электропривода осуществляется с помощью введения в структуру системы управления дополнительных корректирующих динамических звеньев, автоматически настраиваемых на параметры силового канала. Очевидно, что формируемые таким образом динамические характеристики электропривода довольно далеки от предельно достижимых, однако вполне удовлетворяют требованиям указанного класса механизмов.

Расчеты и экспериментальные исследования, проведенные в рамках госбюджетных и хоздоговорных НИР, показали, что в электроприводах рассматриваемого класса в диапазоне регулирования частоты вращения 10:1 удовлетворительные механические характеристики обеспечиваются с помощью ориентации по вектору напряжения статора, а в диапазоне 50:1 — с помощью ориентации по вектору ЭДС статора. Характеристики электропривода наиболее чувствительны к точности ориентации на малых частотах вращения, где частота вращения соизмерима с номинальным скольжением. Следовательно, математическая модель асинхронного двигателя (АД), по-

ложенная в основу построения системы управления, должна быть прежде всего ориентирована на точность вычислений в области малых частот, что позволяет ее существенно упростить без значительного ущерба для характеристик электропривода, снизив тем самым объем вычислительной работы. В области малых частот справедливы следующие соотношения между параметрами схемы замещения АД [2]:

$$\omega L_{\text{gs}}, \omega L_{\text{gr}} \ll R_s, R_r, \omega L_m.$$

Это позволяет пренебречь индуктивностями рассеяния статора и ротора, присутствующими в традиционных математических моделях АД, в частности, перейти от традиционной Т-образной схемы замещения фазы двигателя к упрощенной Т-образной схеме замещения.

Применение упрощенной модели для вычисления переменных электропривода на средних и больших частотах вращения приводит к рассогласованию между заданным и реальным значениями частоты вращения. Однако в рабочих режимах электропривода

это рассогласование не превышает 2—3% частоты вращения, что вполне допустимо для приводов рассматриваемого класса.

Функциональная схема элекропривода изображена на рис.1. Блок ввода и предварительной обработки сигналов (БВПО) (рис.2) включает в себя переключатель режима работы, фильтр входного сигнала, технологический регулятор и задатчик интенсивности. Переключатель режима устанавливает один из трех режимов работы БВПО. При среднем положении переключателя режимов на выход БВПО поступает сигнал задания скорости электропривода с аналогового входа, при верхнем положении — сигнал с выхода технологического регулятора, при нижнем положении — цифровое задание скорости. При верхнем положении переключателя аналоговый вход БПВО используется для ввода в систему управления сигнала с датчика обратной связи по технологической переменной.

Фильтр входного сигнала, выполненный в виде апериодического звена 1-го порядка с постоянной

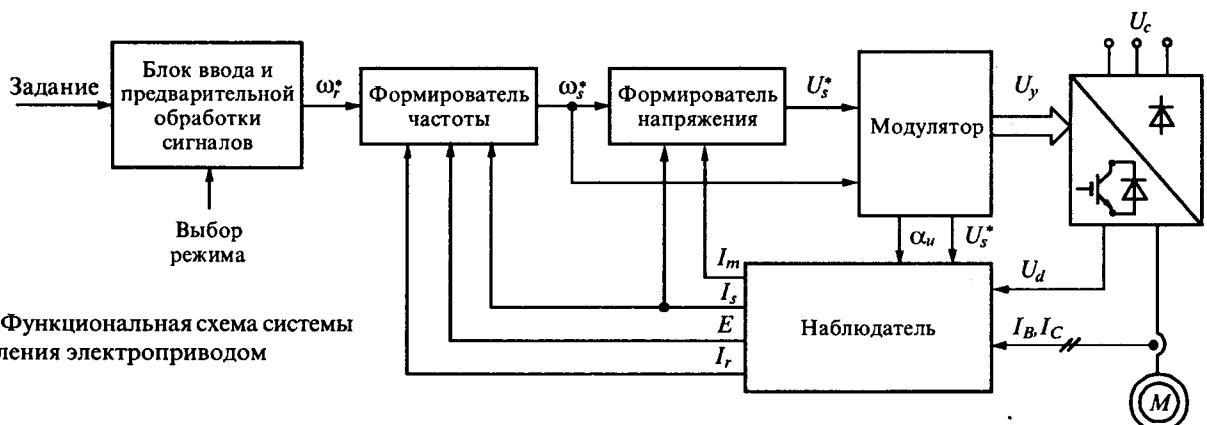


Рис.1. Функциональная схема системы управления электроприводом

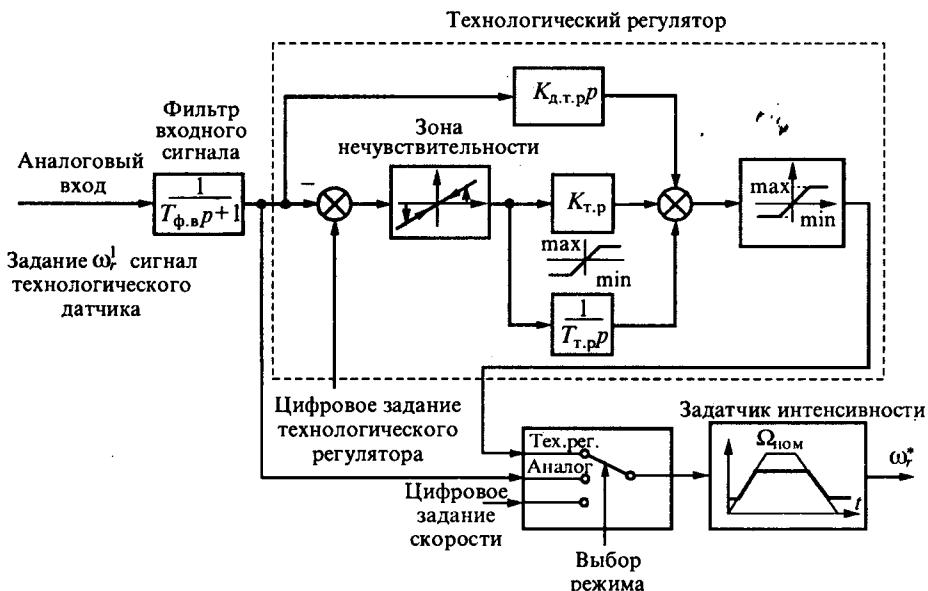


Рис.2. Функциональная схема блока ввода и предварительной обработки сигналов

времени $T_{\phi,b}$, осуществляет низкочастотную фильтрацию помех в сигнале, поступающем на аналоговый вход системы управления.

Технологический регулятор реализован в виде пропорционально-интегрально-дифференцирующего звена, дополнительно снабженного элементами ограничения и "зона нечувствительности".

Задатчик интенсивности формирует динамические характеристики электропривода по каналу управления, задавая время разгона ($T_{\text{разг}}$) и время торможения ($T_{\text{торм}}$).

Наблюдатель осуществляет вычисление всех переменных необходимых для реализации алгоритма управления электроприводом в соответствии со следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} U_s &= \frac{U_d}{U_d^6} U_s^*; \\ I_s &= \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{I_B^2 + I_C^2 + I_B I_C}; \\ I_x &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin\left(\alpha_u + \frac{5}{3}\pi\right) + I_C \sin\left(\alpha_u + \frac{4}{3}\pi\right) \right]; \\ I_y &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin\left(\alpha_u + \frac{7}{6}\pi\right) + I_C \sin\left(\alpha_u + \frac{5}{6}\pi\right) \right]; \\ E_x &= U_s - R_s I_x; \\ E_y &= -R_s I_y; \\ E &= \sqrt{E_x^2 + E_y^2}; \\ \alpha_e &= \alpha_u + \operatorname{arcctg} \frac{E_x}{E_y}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} I_q &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin\left(\alpha_e + \frac{5}{3}\pi\right) + I_C \sin\left(\alpha_e + \frac{4}{3}\pi\right) \right]; \\ I_d &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin\left(\alpha_e + \frac{7}{6}\pi\right) + I_C \sin\left(\alpha_e + \frac{5}{6}\pi\right) \right], \end{aligned}$$

где U_d^6 — базовое значение напряжения в звене постоянного напряжения ПЧ, равное напряжению в звене, при котором реальное выходное напряжение преобразователя совпадает со своим заданным значением; α_u, α_e — угловые положения векторов напряжения и ЭДС относительно фазы A статора; I_x, I_y — проекции тока статора в системе координат (x, y) , ориентированной по вектору напряжения статора; I_q, I_d — проекции тока статора в системе координат (d, q) , ориентированной по вектору ЭДС.

Для упрощенной схемы замещения двигателя токи ротора и намагничивания определяются соотношениями

$$I_r = I_q; \quad I_m = I_q. \quad (2)$$

Формирователь частоты (рис.3) осуществляет вычисление заданного значения частоты напряжения статора (ω_s^*). Он включает в себя блок компенсации скольжения, блок частотно-токового ограничения, блок коррекции и ограничитель выходного сигнала. Блок компенсации скольжения формирует на своем выходе промежуточный сигнал задания по частоте ω_s^1 , учитывающий наличие скольжения

$$\omega_s^1 = \begin{cases} \frac{E\omega_r^*}{E - R_r I_r}, & \text{если } \omega_r^* \geq \omega_{\min}; \\ \omega_r^*, & \text{если } \omega_r^* < \omega_{\min}, \end{cases}$$

где ω_r^* — задание по электрической частоте вращения ротора.

Необходимость изменения структуры блока компенсации скольжения на малых частотах связана с ограниченным частотным диапазоном ориентации по ЭДС.

Блок частотно-токового ограничения осуществляет формирование электромеханической характеристики электропривода в области больших (превышающих номинальный) токов нагрузки. Блок работает в соответствии со следующими уравнениями:

$$\omega_s^2 = \omega_s^1 + \omega_{\text{ч.т.о}};$$

$$\omega_{\text{ч.т.о}} = \operatorname{sign}(\omega_{\text{ч.т.о}}) |\omega_{\text{ч.т.о}}|;$$

$$|\omega_{\text{ч.т.о}}| = \begin{cases} 0, & \text{если } I_s < I_{\text{ч.т.о}}; \\ \frac{I_s - I_{\text{ч.т.о}}}{I_{\text{ч.т.о}}} \omega_{\text{ном}} K_{\text{ч.т.о}}, & \text{если } I_s \geq I_{\text{ч.т.о}}; \end{cases}$$

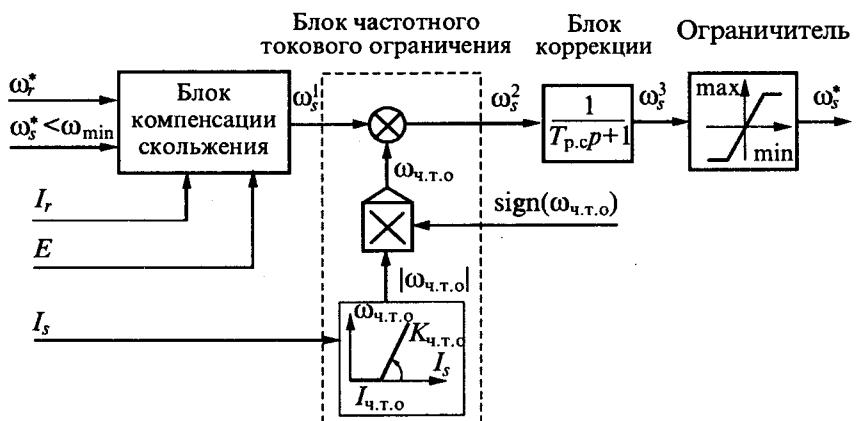


Рис.3. Функциональная схема формирователя частоты

$$\text{sign}(\omega_{\text{ч.т.о}}) = \begin{cases} -1, & \text{если } \text{sign}(\omega_s^1) = \text{sign}(I_r); \\ +1, & \text{если } \text{sign}(\omega_s^1) \neq \text{sign}(I_r), \end{cases}$$

где $|\omega_{\text{ч.т.о}}|$, $\text{sign}(\omega_{\text{ч.т.о}})$ — модуль и знак сигнала частотно-токового ограничения $\omega_{\text{ч.т.о}}$; $I_{\text{ч.т.о}}$ — уставка срабатывания частотно-токового ограничения; $K_{\text{ч.т.о}}$ — безразмерный коэффициент, определяющий крутизну наклона электромеханической характеристики в области частотно-токового ограничения.

Блок коррекции, выполненный в виде апериодического звена первого порядка с постоянной времени $T_{\text{р.с.}}$ осуществляет последовательную коррекцию динамических характеристик электропривода. Выходной сигнал блока коррекции поступает на выход формирователя частоты через **ограничитель**, устанавливающий значения верхнего и нижнего порога задания по частоте.

Формирователь напряжения (рис.4) включает в себя формирователь закона управления, корректор режима малых частот, блок токовой отсечки, блок гармонической коррекции, блок динамической коррекции. Входными сигналами формирователя напряжения являются задание по частоте ω_s^* , ток статора I_s и ток цепи намагничивания I_m .

Формирователь закона управления вычисляет зависимости заданных значений ЭДС и тока намагничивания от частоты $E^*(\omega_s^*)$ и $I_m^*(\omega_s^*)$ на основе информации о номинальном токе намагничивания $I_{\text{тнном}}$, определяемом на этапе автонастройки, и относительных значениях тока намагничивания $\delta I_n = [I_m/I_{\text{тнном}}]_n = 1/5$, задаваемых с пульта управления. При определении E^* и I_m^* для текущего значения частоты используется линейная аппроксимация зависи-

мостей между крайними точками частотного отрезка, которому принадлежит текущее значение частоты. Работа формирователя строится по следующему алгоритму:

1. Определяется отрезок частотного диапазона, которому принадлежит текущее значение частоты $\omega_s^* \in [\omega_{\text{нач}}, \omega_{\text{кон}}]$.

2. Определяется текущее значение относительного тока намагничивания

$$\delta I = \delta I_{\text{ нач}} + \frac{\delta I_{\text{ кон}} - \delta I_{\text{ нач}}}{\omega_{\text{ кон}} - \omega_{\text{ нач}}} (\omega_s^* - \omega_{\text{ нач}}),$$

где $\delta I_{\text{ нач}}$, $\delta I_{\text{ кон}}$ — относительные значения тока намагничивания в крайних точках отрезка частоты.

3. Определяются текущие значения задания по току намагничивания и ЭДС:

$$I_m^* = \delta I I_{\text{тнном}};$$

$$E^* = \delta I U_{\text{нном}} \frac{\omega_s^*}{\omega_{\text{нном}}},$$

где $U_{\text{нном}}$, $\omega_{\text{нном}}$ — номинальные значения напряжения и частоты двигателя.

Корректор режима малых частот обеспечивает нормальное функционирование электропривода вплоть до полного его останова. Для этого на определенном уровне частоты $\omega_s = \omega_{\text{min}}$, при котором точность вычисления I_m^* становится недопустимо низкой, производится отключение регулятора реактивного тока. В дополнение к этому в прямой канал формирования напряжения вводится добавка в виде $R_s I_{\text{тнном}}$, обеспечивающая наличие необходимого уровня напряжения и тока статора при нулевой частоте вращения электропривода. Относительно небольшое значение этой добавки позволяет сделать ее включен-

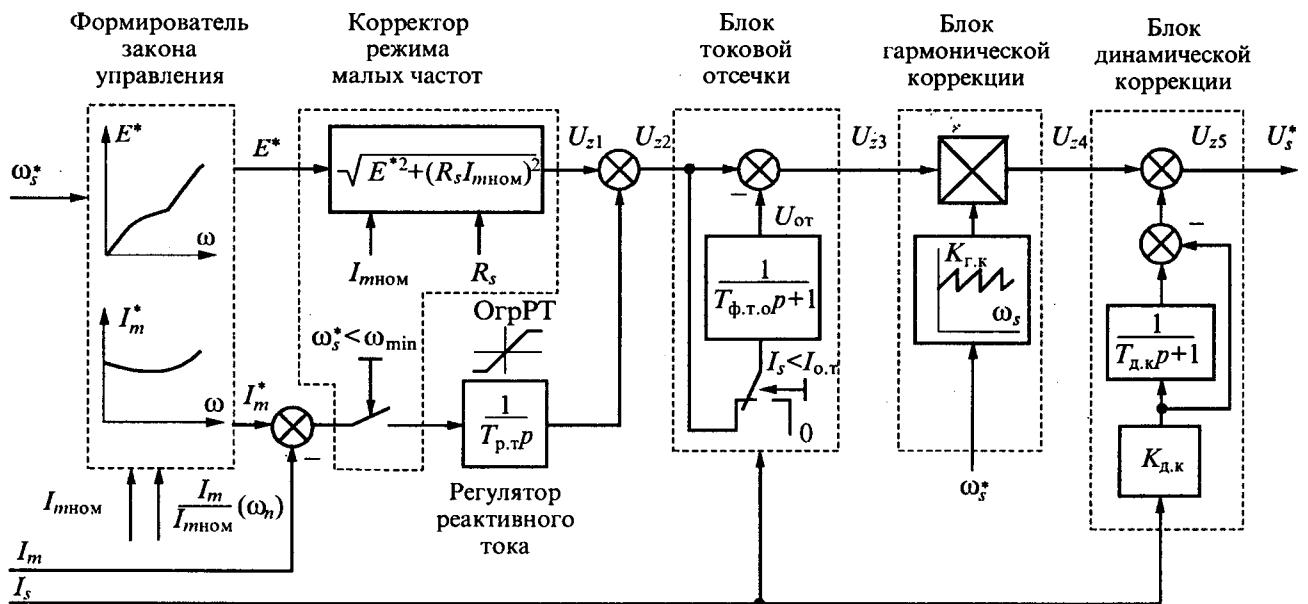


Рис.4. Функциональная схема формирователя напряжения

ной постоянно. При $\omega_s > \omega_{\min}$ действие этой добавки наряду с другими малыми невязками в формировании закона управления компенсируются регулятором реактивного тока.

Регулятор реактивного тока обеспечивает поддержание тока намагничивания на уровне, задаваемом формирователем закона управления. Чтобы устранить статическую ошибку регулирования тока намагничивания регулятор выполнен интегральным с постоянной времени $T_{p.t}$ и ограничением выходного сигнала $OgrPT$.

Блок токовой отсечки реализует второй уровень ограничения тока статора, осуществляемый дополнительным воздействием на канал формирования напряжения. Блок работает следующим образом. Если ток статора не превышает уровень уставки токовой отсечки I_{ot} , то блок токовой отсечки передает входной сигнал задания по напряжению U_{z2} на свой выход без каких-либо изменений. В противном случае, на дополнительный вход суммирующего элемента блока через корректирующий фильтр токовой отсечки подается с отрицательным знаком его входной сигнал задания по напряжению. В результате передаточная функция блока токовой отсечки принимает вид реального дифференцирующего звена с постоянной времени $T_{\text{ф.т.о.}}$. Выходной сигнал U_{z3} начинает уменьшаться по экспоненциальному закону от значения U_{z2} до нуля. Если при этом ток статора уменьшается ниже уровня уставки токовой отсечки I_{ot} , то блок начинает работать в режиме переключении, обеспечивая поддержание среднего значения тока статора на уровне уставки. Возвращение системы управления из режима токовой отсечки в нормальный режим работы также происходит с постоянной времени фильтра токовой отсечки $T_{\text{ф.т.о.}}$, что исключает нежелательные резкие скачки в напряжении задания.

Блок гармонической коррекции осуществляет стыковку участков синхронного алгоритма модуляции по амплитуде основной гармоники выходного напряжения преобразователя. Сколько-нибудь заметное воздействие этого блока на канал формирования напряжения проявляется только на больших частотах работы электропривода ($f_u > 100$ Гц). При $f_u < 100$ Гц коэффициент гармонической коррекции $K_{r.k} \approx 1$. Всего алгоритм модуляции выходного напряжения содержит 32 участка, из которых один — асинхронный. Коэффициенты коррекции определяются на границах синхронных участков. Внутри каждого участка их расчет осуществляется на основе линейной аппроксимации коэффициентов на границах.

Блок динамической коррекции обеспечивает формирование желаемого запаса устойчивости электропривода во всем диапазоне регулирования частоты.

Сигналы задания по частоте ω_s^* с выхода формирователя частоты и по амплитуде напряжения статора с выхода формирователя напряжения подаются на вход модулятора, который осуществляет формирова-

ние импульсов управления шестью транзисторными ключами инвертора напряжения на основе принципов пространственно-векторной модуляции.

Одним из режимов работы электропривода является автоматическая настройка его параметров, в основу которой положены тестовые режимы и алгоритмы работы, представленные в [5]. В процессе автоматической настройки осуществляется определение активного сопротивления статорной цепи R_s , индуктивности намагничивания L_m , активного сопротивления ротора R_r и рассчитываются все остальные параметры системы управления электроприводом.

Определение R_s осуществляется в режиме неподвижного вала двигателя и формирования на статоре неподвижного пульсирующего с частотой модуляции вектора напряжения. Контролируются напряжение и ток статора. Контроль напряжения статора осуществляется через заданный вектор эквивалентного (усредненного на интервале дискретности модуляции) напряжения и напряжение, измеряемое в звене постоянного напряжения. Контроль тока статора осуществляется по датчикам в двух фазах статорной цепи. Определение L_m осуществляется в режиме холостого хода двигателя на частоте, близкой к номинальной, с учетом определенного ранее R_s . Контролируется напряжение и ток статора. Определение R_r осуществляется в режиме неподвижного вала двигателя и формирования на статоре напряжения, получаемого наложением двух сигналов: неподвижного, пульсирующего с частотой модуляции, вектора напряжения и вектора переменного напряжения, изменяющегося с низкой частотой по синусоидальному закону модуляции. При этом контролируются напряжение и ток статора, учитываются определенные ранее R_s и L_m . При определении всех параметров двигателя с целью уменьшения значения ошибки выполняется серия из определенного числа замеров в каждом из тестовых режимов.

Электропривод успешно выдержал многочисленные испытания, проведенные в лабораторных и производственных условиях, в которых кроме разработчиков принимали участие представители следующих организаций: ООО "ЭЛПРИ" г. Чебоксары, АО ЧЭАЗ г. Чебоксары, АО "Станкосистема" г. Иваново, УМП "Водоканал" г. Иваново, ООО "ПОЛИТЕХЭлектро" г. Москва. На рис. 5 представлены результаты лабораторных испытаний электропривода, выполненных на экспериментальной установке, содержащей преобразователь частоты мощностью 7,5 кВт, асинхронный двигатель мощностью 3 кВт и номинальной частотой вращения 960 об/мин, электропривод постоянного тока с контуром регулирования момента в качестве нагрузочной установки, систему измерения и компьютерной обработки переменных. На рис. 5 приведены частота вращения ротора и ток фазы статора при реверсе электропривода на номинальной частоте вращения. Динамические характеристики привода в этом режиме в основном определяются постоянной времени блока коррекции формировате-

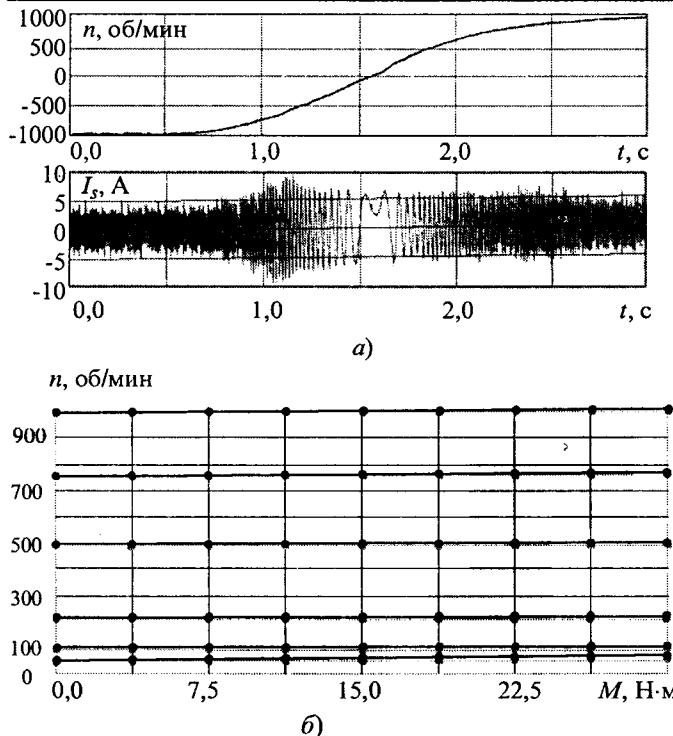


Рис.5. Результаты испытаний электропривода:

— $T_{dv} = 25^{\circ}\text{C}$; — $T_{dv} = 60^{\circ}\text{C}$

ля частоты, которая в данном случае была установлена на уровне $T_{p.c} = 0,8$ с. На рис.5,б изображены механические характеристики электропривода, снятые при холодном ($T_{dv} = 25^{\circ}\text{C}$) и нагретом ($T_{dv} = 60^{\circ}\text{C}$) двигателе после выполнения процедуры автоматической настройки на нагретом двигателе. Механические характеристики приведены в диапазоне изменения заданного значения частоты вращения от 50 до 1000 об/мин при изменении момента нагрузки от нуля до номинального значения ($M_{\text{ном}} = 30$ Н·м). Аналогичные испытания были проведены для всего ряда мощностей. Испытания показали, что в диапазоне регулирования частоты вращения 50:1 относительная ошибка регулирования не превышает 20% на минимальной и 2% на номинальной частоте вращения.

Выводы

1. Применение в электроприводе принципов векторного формирования алгоритма управления и векторной ориентации переменных в установившихся режимах работы позволило получить улучшенные энергетические и механические характеристики привода.

2. Разработанный электропривод в целом не уступает, а по ряду технико-экономических показателей, таких как коэффициент использования напряжения, простота в эксплуатации, удобство интерфейса, стоимость, превосходит свои зарубежные аналоги.

3. Успешные испытания электропривода в лабораторных и производственных условиях позволяют рекомендовать его для управления механизмами с диапазоном регулирования скорости до 50:1, не предъявляющими повышенных требований к динамическим характеристикам привода.

4. Исследования работы преобразователя частоты с различными сериями и типами асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и номинальным напряжением до 400 В, включая высокоскоростные электрошпинNELи, показали, что проблемы их совместимости не оказывают существенного влияния на характеристики, определяющие работоспособность электропривода.

5. Электропривод внедрен на предприятиях различных сфер народного хозяйства, в частности [6], эффект от его внедрения на насосных станциях подачи воды в жилые дома г. Иваново составил до 70% экономии электроэнергии и до 40% экономии воды. Освоено промышленное серийное производство электропривода.

Список литературы

1. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Частотно-регулируемый электропривод переменного тока нового поколения // Привод и управление. 2000. № 0. С.21—24.

2. Архангельский Н.Л., Курнышев Б.С., Виноградов А.Б. Новые алгоритмы в управлении асинхронным электроприводом // Электротехника.1991. № 10. С. 9—13.

3. Архангельский Н.Л., Чистосердов В.Л. Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе // Электротехника. 1994. № 3. С. 48—52.

4. Архангельский Н.Л., Курнышев Б.С., Виноградов А.Б., Лебедев С.К. Система векторного управления асинхронным электроприводом с идентификатором состояния// Электричество. 1991. № 11. С. 47—51.

5. Виноградов А.Б., Монов Д.А., Колодин И.Ю. Автоматизация настройки параметров в асинхронном электроприводе с микропроцессорным управлением // Тез. докл. междунар. научно-техн. конф. Состояние и перспективы развития электротехнологии. Иваново. 1999. С. 197.

6. Журавлев Е.К., Кирьянов Г.Г., Глазунов В.Ф., Виноградов А.Б. и др. Разработка и внедрение частотно-регулируемых электроприводов насосных агрегатов мощностью до 100 кВт// Тез. докл. III Всероссийской конф. Региональные проблемы энергосбережения и пути их решения. Н. Новгород, 1999. С. 27—36.

Виноградов Анатолий Брониславович — старший научный сотрудник, докторант кафедры электропривода Ивановского государственного энергетического университета (ИГЭУ). Закончил электромеханический факультет (ЭМФ) ИГЭУ в 1988 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка структур, алгоритмов и средств векторного управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими и энергетическими показателями".

Чистосердов Валерий Львович — старший преподаватель кафедры электропривода ИГЭУ. Закончил ЭМФ ИГЭУ в 1989 г. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Система управления асинхронным электроприводом с цифровым пространственно-векторным формированием переменных".

Сибирцев Андрей Николаевич — заведующий лабораторией кафедры электропривода ИГЭУ. Закончил ЭМФ ИГЭУ в 1989 г.

Монов Дмитрий Александрович — инженер кафедры электропривода ИГЭУ. Закончил ЭМФ ИГЭУ в 1995 г.

Синтез нейронного наблюдателя для асинхронного привода с прямым управлением моментом

БРАСЛАВСКИЙ И.Я., ЗЮЗЕВ А.М., ИШМАТОВ З.Ш., АВЕРЬЯНОВ М.А.,
БАРАЦ Е.И., КОСТЫЛЕВ А.В.

Рассмотрен вопрос синтеза наблюдателя вектора потокосцепления статора асинхронного двигателя на основе нейронной сети для системы прямого управления момента. Указаны особенности синтеза наблюдателя применительно к релейным системам. Предложена структура наблюдателя с раздельным вычислением модуля и угла вектора потокосцепления. Представлены результаты моделирования.

Системы с прямым управлением моментом (ПУМ) сегодня стали наиболее интересными для разработки и исследования. Основных причин этого, как нам представляется, две. Во-первых, это весьма высокое качество процессов, обеспечиваемых системой. Действительно, система с релейными регуляторами обеспечивает практически максимально возможное быстродействие в контуре момента. Второй причиной является органичное сочетание концепции релейных систем регулирования с принципами широтно-импульсного управления асинхронным двигателем. Вместе с тем для построения подобной системы необходима достоверная информация о векторе потокосцепления статора (Ψ_S) и моменте (M) асинхронного двигателя (АД). Трудности построения наблюдателя вектора потокосцепления хорошо известны [1]. Основная проблема состоит в том, что наблюдатель должен быть нечувствителен либо мало чувствителен к изменению параметров асинхронной машины во время работы.

Традиционным решением данной проблемы является применение адаптивных наблюдателей. Однако при всех их несомненных достоинствах они имеют два недостатка. Это достаточно медленная скорость адаптации и сложные алгоритмы, снижающие вычислительное быстродействие системы. На наш взгляд альтернативой адаптивному наблюдателю может стать наблюдатель, выполненный на основе нейронной сети (НС). Во-первых, нейронный наблюдатель практически безынерционен, а во-вторых, он использует параллельный алгоритм работы, что многократно увеличивает скорость вычислений при условии использования специальной элементной базы.

Общая структура системы с ПУМ

На рис.1. показана общая структура рассматриваемой системы [2]. Внутренний контур регулирования состоит из двух частей: канала регулирования потока и канала регулирования момента. Гистерезисные регуляторы сравнивают заданные значения этих величин с вычисленными и в случае, когда ошибка достигает граничного значения, изменя-

ют соответствующие логические управляющие сигналы, подаваемые на блок выбора оптимального вектора напряжения инвертора. Задание на поток, как правило, поддерживается постоянным. Задание на момент выдает регулятор скорости через звено ограничения. Задание на скорость подается через задатчик интенсивности.

Исходные уравнения АД для получения сигналов обратной связи выглядят так:

$$\Psi_S = \int (U_S - R_S I_S) dt; \quad (1)$$

$$\Psi_R = \frac{L_R}{L_M} (\Psi_S - \sigma L_S I_S); \quad (2)$$

$$M = 1,5 p_n (\Psi_{Sx} i_{Sy} - \Psi_{Sy} i_{Sx}); \quad (3)$$

$$\omega_R = \omega_0 - \frac{2}{3 p_n} R_R \frac{M}{\Psi_r^2}, \quad (4)$$

где U_S , I_S — векторы напряжения и тока статора; Ψ_R — вектор потокосцепления ротора; p_n — число пар полюсов; σ — коэффициент рассеяния АД; L_S , R_R — параметры АД.

В таком виде данная модель не может быть использована в реальной системе, так как необходимо учитывать изменение параметров двигателя. Кроме того, здесь могут возникать значительные ошибки, так как при получении потока статора используется чистое интегрирование. Как показывает моделирование, при корректно рассчитанном потокосцеплении статора момент двигателя вычисляется без суж-

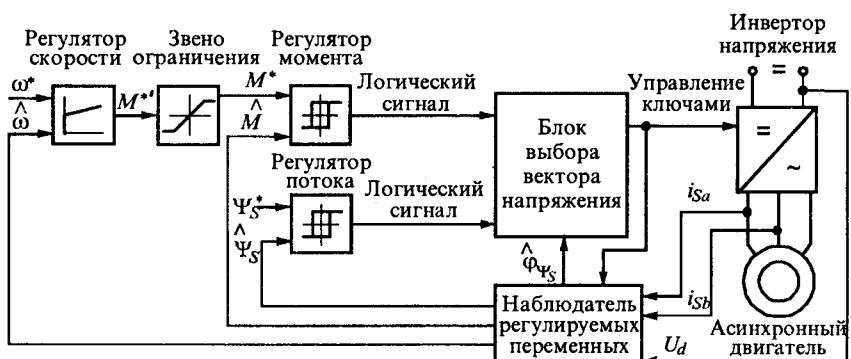


Рис.1. Структура системы прямого управления моментом

щественных погрешностей. В свою очередь для системы управления необходима информация о модуле и угле потокосцепления. Таким образом, необходим наблюдатель сигналов компонент вектора потокосцепления статора.

Исследование чувствительности системы к возмущениям

Перед построением наблюдателя сигналов обратной связи необходимо установить чувствительность системы к возможным неточностям вычислений. Практика показывает, что неточности распознавания состояния нейронным наблюдателем можно рассматривать как белый шум с ограниченной полосой пропускания в канале обратной связи. Кроме того, неточность обучения может приводить к наличию некоторой постоянной составляющей в сигнале. Для исследования работы системы в условиях шумов была построена модель прямого канала управления, которая использовала в качестве сигналов обратной связи реальные выходы модели двигателя. На сигналы обратной связи налагался шум и некоторая постоянная составляющая. На рис.2,а приводится идеальный процесс при отсутствии шумов. При наличии шумов и постоянной составляющей в канале обратной связи процессы показаны на рис. 2,б. В этом случае ухудшается как качество, так и энергетика процессов, поскольку при неизменном моменте изменяется поток двигателя.

Данные исследования позволили сделать вывод о допустимом для системы уровне возмущений. Амплитуда шумов может достигать 10—15% заданного значения при удовлетворительном качестве процессов в контуре скорости. Постоянная составляющая из условий сохранения энергетического режима не должна превышать 5%.

Синтез нейронного наблюдателя

Последнее время интерес к системам с нейронными сетями значительно возрос. В области электропривода они нашли применение, прежде всего, в качестве быстродействующих адаптивных вычислителей переменных двигателя. Известен ряд работ, посвященных синтезу нейронных наблюдателей потокосцеплений статора и ротора для систем векторного управления асинхронным двигателем [3,4]. Однако, приступая к синтезу наблюдателя для системы с ПУМ, необходимо отметить некоторые особенности

ти ее работы. Основной принцип работы релейных систем состоит в том, что управляющее воздействие квантовано, при этом количество ступеней квантования невелико. Так, для системы с ПУМ количество ступеней определяется количеством векторов напряжения, обеспечиваемых данной схемой ШИМ. Сигнал управления представляет собой последовательность ступенчатых воздействий, значение которых равно расстоянию между соответствующими векторами инвертора. Таким образом, количество состояний входной переменной ограничено. Следствием этого выступает вторая особенность данной системы. Все переходные макропроцессы в двигателе состоят из переходных микропроцессов, вызванных скачкообразным изменением сигнала управления. Необходимо отметить, что в системах с векторным управлением основную роль играли переходные макропроцессы. При этом микропроцессы, вызванные переключением ключей, расценивались как шум и отфильтровывались. В противоположность этому в системах с ПУМ для обеспечения их работоспособности вычисление переменных следует вести именно на уровне микропроцессов.

При синтезе нейронного наблюдателя мы отошли от уже ставших традиционными структур, которые оперировали с проекциями переменных и в которых вычисления всех величин велись в одной сети. Было решено синтезировать две независимые сети, одна из которых вычисляла модуль вектора потокосцепления, а вторая — его угол (рис.3). В результате на сеть ложится меньшая вычислительная нагрузка, появляется возможность использовать сеть с одним скрытым слоем. Отметим, что ранее для подобных задач использовались, как правило, сети с двумя скрытыми слоями (разумеется, за исключением RBF сетей). В результате обучение однослойного нейронного наблюдателя происходит значительно быстрее, что также следует отнести к преимуществам такого решения.

В качестве активационной функции для нейронов скрытого слоя нами была выбрана тангенсийдальная функция как наиболее распространенная. Входными сигналами стали модуль и угол векторов напряжения и тока статора, а также выходной сигнал сети, задержанный на один и два временных интервала. Выходным сигналом первой сети стал модуль вектора потокосцепления статора, а второй — угол вектора потокосцепления. Таким образом, были получены две нейронные сети с классической рекурсивной сигмоидальной структурой. При этом модуль и угол векторов могут быть рассчитаны по общизвестным формулам преобразования:

$$A_x = \frac{2}{3} \left(A_a + A_b \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + A_c \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right); \quad (5)$$

$$A_y = \frac{2}{3} \left(-A_a - A_b \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) - A_c \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right); \quad (6)$$

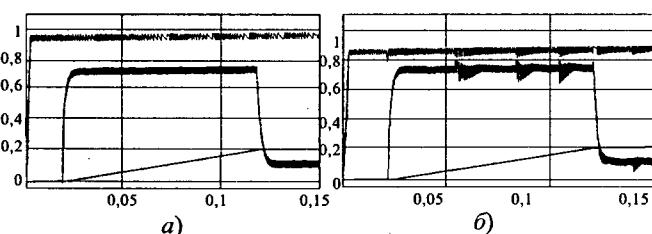


Рис.2. Переходные процессы в системе без возмущений (а) и с возмущениями (б)

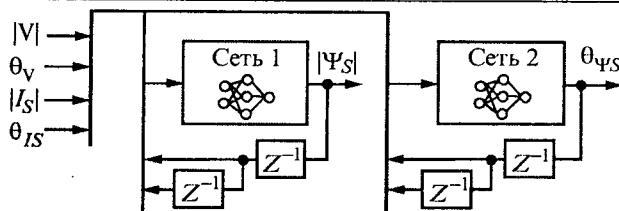


Рис.3. Общая структура нейронного наблюдателя

$$|A| = \sqrt{A_x^2 + A_y^2}; \quad (7)$$

$$\theta_A = \operatorname{tg} \left(\frac{A_y}{A_x} \right). \quad (8)$$

Забегая вперед, следует отметить, что использования классических прямонаправленных сетей, которые не были охвачены обратной связью, не дало ожидаемых результатов. При обучении сети результаты были более чем удовлетворительные, однако при прохождении наборов сигналов, отсутствовавших в шаблоне, система становилась неработоспособной. В результате приходилось существенно увеличивать число шаблонов и, как следствие, число нейронов в сети. Окончательно нами был избран другой путь. Действительно, между током и потокосцеплением статора связь инерционная, поэтому новое состояние вектора потокосцепления вычисляется на основе предыдущего. Поэтому использование рекурсивных сетей является наиболее целесообразным. К подобным же выводам пришли и авторы других работ в этой области [3]. Кстати говоря, нами также была сделана попытка отказаться от дополнительного сигнала модуля и угла тока статора. В этом случае сеть показала достаточно неплохие результаты, но при малом изменении скорости. Фактически сеть вела себя подобно линейному фильтру.

В результате многократного подбора параметров сетей по соотношению скорость обучения — качество процессов нами были выбраны такие сети. Сеть для вычисления модуля вектора потокосцепления содержит 12 нейронов в скрытом слое, а сеть для вычисления угла вектора потокосцепления — 16. Все исследования проводились в среде MATLAB с использованием пакета SIMULINK и Neural Network Toolbox Library. В качестве метода обучения был использован метод обратного распространения ошибки. При обучении среднеквадратичная ошибка сети составила $1 \cdot 10^{-5}$.

На рис.4 и 5 показаны результаты моделирования нейронного наблюдателя. На правых рисунках показаны сигналы наблюдателя и фактический сигнал потокосцепления, слева — их разность. Согласно проведенному исследованию, искажения сигнала, внесенные нейронным наблюдателем, находятся в пределах, допускаемых релейной системой управления. В целом результаты моделирования вполне удовлетворительны.

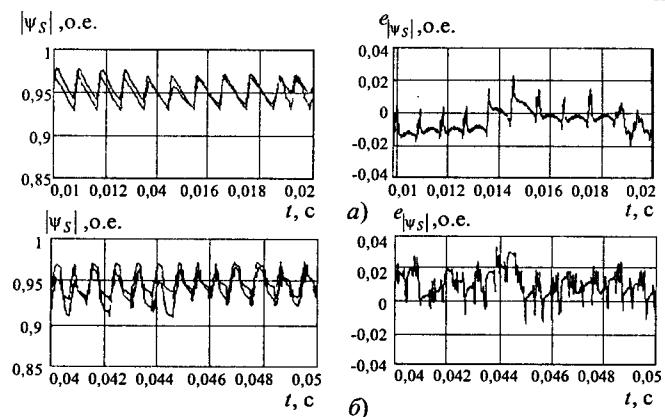


Рис.4. Переходные процессы по углу потокосцепления:
a — $\omega = 0$; б — $\omega = 0,5$

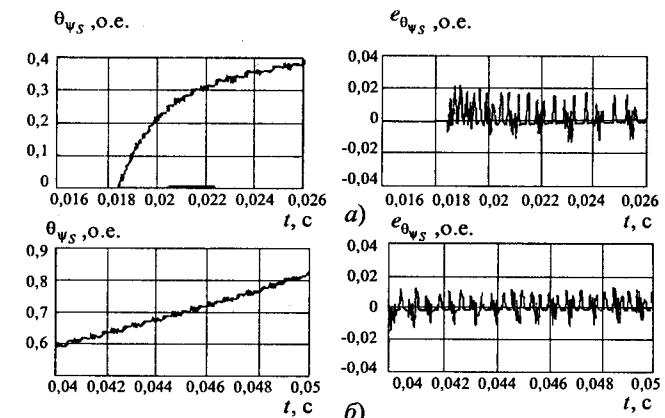


Рис.5. Переходные процессы по углу потокосцепления:
a — $\omega = 0$; б — $\omega = 0,5$

Выводы

1. Проведенное нами исследование позволило положительно ответить на вопрос о принципиальной возможности применения нейронных наблюдателей в системах с ПУМ. Кроме того, на основании полученных результатов мы можем отметить ряд особенностей применения НС, указать их достоинства и недостатки в приложении к данной системе.

2. Основной проблемой, связанной с применением нейронного наблюдателя является выбор его рациональной структуры. Исследователю при выборе структуры сегодня приходится руководствоваться только собственной интуицией и результатами предыдущих опытов. Фактически исследователь действует подобно природе, выбирая наилучший вариант на основе принципа естественного отбора. Предложенное нами решение позволило сократить время обучения одной сети и, тем самым, рассмотреть большее число вариантов. Однако мы не считаем наше решение единственным возможным.

3. Более специфической проблемой, присущей только данной системе стала проблема учета переходных микропроцессов. Это требование не позволило использовать нейронные наблюдатели, разработанные для систем векторного управления. Тем не

менее, микропроцессы были вычислены достаточно точно, что собственно и подтвердило возможность применения нейронного наблюдателя.

4. Наконец, наиболее серьезной проблемой, тормозящей широкое применение НС является отсутствие на рынке соответствующей элементной базы. Основное преимущество сети — параллельное вычисление не реализуется.

В заключении отметим, что полученные нами результаты хотя и принадлежат теории, но их обнадеживающий характер бесспорно приведет и к практическим решениям.

Список литературы

1. **Tsuji M., Yamada E.** Advanced Vector Control for Induction Motor Drives.// Proc. Of Symposium SPEEDAM 98. Sorrento, Italy, 1998. P.A1.1—8.
2. **Marian P. Kazmierkowski.** Advanced AC motor control // Proceeding Of The 1997 Finnish Workshop On Power And Industrial Electronics. Helsinki University of Technology. Espoo, Finland. August 26, 1997.
3. **Orłowska-Kowalska T., Migas P.** Analysis of the Neural Network Structures for Induction Motor State Variable Estimation.//Proc. of Symposium SPEEDAM 98. Sorrento, Italy, 1998. P. P.3.55—59.
4. **Bellaj Mrabet N., Jelassi K., Constant L., Dagues B.** Comparative Study of Classical Estimator and Neural Estimator for Induction Machine Flux.//Proc. of Symposium SPEEDAM 98. Sorrento, Italy, 1998. P. Bl.1—5.
5. **Ghouili, J., Cherit A.** Induction Motor Dynamic Neural Stator Flux Estimator using Active and Reactive Power for Direct Torque Control//30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Vol.1. Charleston, South Carolina. 1998. P. 501—505.
6. **Braslavsky I. Ya., Zuzev A.M., Kostylev A.V.** Neural control system for induction motor drive // Electromotion'99. 3'rd International symposium on Advanced Electromechanical Motion System. Patras, Greece, 1999. P. 321—324.

Браславский Исаак Яковлевич — профессор, доктор технических наук, заведующий кафедрой "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УГТУ). Закончил энергетический факультет Уральского политехнического института (ныне УГТУ) в 1958 г. Защищил кандидатскую диссертацию в 1964 г., докторскую диссертацию — в 1986 г. Тема докторской диссертации "Обобщение теории, разработка и внедрение полупроводниковых асинхронных электроприводов с параметрическим управлением".

Зюзев Анатолий Михайлович — кандидат технических наук, доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок". Закончил электротехнический факультет УПИ в 1970 г. Защищил кандидатскую диссертацию в 1974 г.

Ишматов Закир Шарифович — кандидат технических наук, доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" УГТУ. Закончил энергетический факультет Магнитогорского горно-металлургического института. Защищил кандидатскую диссертацию в 1979 г.

Аверьянов Максим Александрович — аспирант кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" УГТУ. Закончил электротехнический факультет УГТУ в 1998 г.

Барац Евгений Ильич — кандидат технических наук. Закончил электротехнический факультет УГТУ в 1997 г. Защищил кандидатскую диссертацию в 2000 г.

Костылев Алексей Васильевич — ассистент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" УГТУ. Закончил электротехнический факультет УГТУ в 1997 г.

Сравнительный анализ алгоритмов управления автономными инверторами напряжения в асинхронных электроприводах

ГРУЗОВ В. Л., доктор техн. наук, МАШКИН А. В., инж.

Вологодский ГТУ

Успешное решение задачи по разработке и организации серийного производства конкурентоспособных частотно-регулируемых электроприводов во многом определяется рациональным выбором алгоритма управления автономным инвертором. Эта зависимость особенно ощутима в массовых электроприводах с ограниченными требованиями к показателям качества регулирования. Спрос на такие электроприводы увеличивается, причем желаемые харак-

теристики здесь можно обеспечить на основе алгоритмов управления автономными инверторами напряжения (АИН), реализуемых по разомкнутой структуре. Эти алгоритмы в дальнейшем и будут рассмотрены.

Задачу выбора рационального алгоритма управления АИН для конкретной серии электроприводов можно решать лишь на основе оптимального компромисса между большим количеством противоречи-

вых показателей с учетом технических требований и значимости каждого показателя при работе электропривода в составе конкретной технологической установки. Для сравнительной оценки выберем следующие показатели:

- 1) качество формы напряжения на фазах двигателя, определяемое степенью приближения к синусоидальной;
- 2) уровень использования напряжения питания АИН;
- 3) динамические потери в вентилях инвертора;
- 4) степень сложности алгоритма;
- 5) уровень возврата реактивной энергии в компенсирующий конденсатор.

Первый показатель является комплексным и определяет как характеристики двигателя, так и большинство других показателей.

Влияние формы напряжения на характеристики асинхронного двигателя и значение предкоммутационных токов рассмотрено в [1—3]. Кроме того, в [4] предложена методика оценки качаний момента и скорости двигателя в зависимости от спектрального состава формируемых напряжений, связанных и со способом модуляции. Из анализа известных работ можно сделать очевидный вывод — чем ближе форма напряжений на фазах нагрузки к синусоидальной, тем выше качество технико-энергетических характеристик асинхронной машины в составе частотно-регулируемого электропривода. Однако реализация алгоритма управления АИН, обеспечивающего форму напряжения, близкую к синусоидальной, может привести к ухудшению характеристик других элементов вентильно-электромеханической системы (ВЭМС), в том числе и самого двигателя. Поэтому в процессе проектирования следует синтезировать такой алгоритм управления АИН, при котором с одной стороны обеспечивается требуемое качество регулирования выходных координат электропривода, а с другой — наилучшие технико-экономические показатели ВЭМС в целом.

Исследования выполнены для схемы преобразователя, приведенной на рис.1, при следующих допущениях:

- полупроводниковые элементы представляют собой идеальные ключи;
- частота вращения ротора двигателя при постоянном уровне сигнала управления $\omega = \text{const}$;
- напряжение питания АИН постоянно без пульсаций и соответствует среднему выпрямленному напряжению;
- уровень напряжения питающей сети соответствует номинальному.

Влияние реальных параметров ключей будет рассмотрено при анализе отдельных показателей. При сравнительном анализе используем 5 алгоритмов управления ключами АИН:

- 1) с двухполярной сплошной синусоидальной модуляцией (ДССМ);

2) симплексный алгоритм с синусоидальным законом изменения длительности открытого состояния ключей (ССМ);

3) с синусоидальной модуляцией на крайних интервалах ($\pi/3$) полупериодов (ДСМ);

4) симплексный алгоритм с линейным законом изменения длительности открытого состояния ключей (СЛМ);

5) с прямоугольной модуляцией на средних интервалах ($\pi/3$) полупериодов (ШИР).

Эти перечисленные алгоритмы реализуются системой микропроцессорного управления при частоте модуляции:

$$f_m = 6kf_s = Sf_s, \quad (1)$$

где k — целое число; f_s — частота огибающих формируемых напряжения.

Регулирование частоты f_s осуществляется дискретно, путем изменения числа периодов модуляции f_m в периоде формируемого напряжения. С этой целью в программе микропроцессора предусмотрено для каждого уровня задаваемой частоты f_s вычисление нового целого числа k , обеспечивающего f_m , ближайшую к среднему значению. При соблюдении условия целочисленной кратности частот (1) частота модуляции является плавающей около среднего значения, а на выходе инвертора формируется трехфазная симметрическая система напряжений. В этом случае абсолютная длительность периодов модуляции близка к постоянной, что уменьшает дополнительные искажения формы тока на низких частотах.

Для удобства анализа результатирующие скважности импульсов γ_i на каждом периоде модуляции разделим на две составляющие: γ_p (ШИР), определяемые сигналом управления амплитудой, и γ_{mi} (ШИМ), определяемые задаваемой формой напряжения при $\gamma_p = 1$. Тогда на каждом i -м периоде модуляции

$$\gamma_i = \gamma_p \gamma_{mi}. \quad (2)$$

Поскольку при $f_{m, \text{cp}} = \text{const}$ при уменьшении f_s

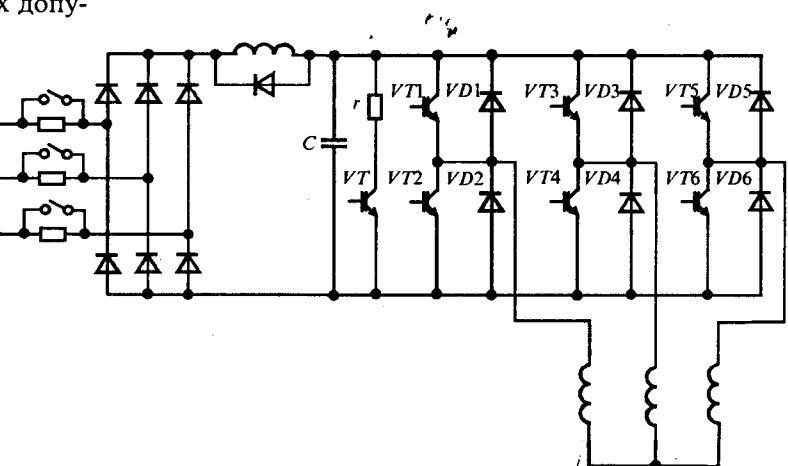


Рис.1. Схема силовой части преобразователя

АМ

кратность частот S увеличивается, наиболее неблагоприятным в смысле амплитуды высших гармонических будет режим работы АИН на номинальной частоте. Этот режим и будем рассматривать, приняв среднее значение ЭДС в цепи питания инвертора при непосредственном подключении преобразователя к сети (рис.1) $E_d = 515$ В. При синтезе спектральных моделей используем приближенный метод эквивалентных площадей (ступеней) [5], решая задачу по следующим этапам:

1. Определение параметров ступенчатых функций, аппроксимирующих сигналы управления (рис.2).

2. Определение состояния ключей инвертора на межкоммутационных интервалах и длительности этих интервалов.

3. Расчет параметров ступенчатых функций, аппроксимирующих реальную траекторию напряжения фаз нагрузки.

4. Разложение эквивалентной функции в ряд Фурье.

Все предварительные расчеты проще выполнять в относительных единицах. Тогда для амплитуды сигнала управления $Q_{m*} = 1$ значение сигналов управления на периодах модуляции будет:

$$Q_{i*} = 0,5(\sin[\theta_{i-1}] + \sin[\theta_i]), \quad (3)$$

где $\theta_i = (360/S)i$; i — номер периода модуляции от перехода сигнала управления через нуль (рис.2).

В уравнении (3) интегрирование заменено суммированием, что уже при $S \geq 24$ не вносит существенных погрешностей. Учитывая трехфазную симметрию для спектрального анализа достаточно выполнить расчеты на интервале $(0—\pi/2)$.

Алгоритмы управления с ДССМ могут иметь различные варианты реализации, зависящие от использования различной элементной базы, например ШИМ1 и ШИМ2 (ДССМ1) [4,5]. При программном выполнении можно задать условие, при котором в начале каждого периода модуляции формируются напряжения на выводах АИН обратного знака по сравнению со знаком формируемых на рассматриваемом интервале огибающих напряжений фаз нагрузки (ДССМ2). Относительное значение времени замкнутого состояния ключей АИН на периодах модуляции определяется по следующим уравнениям:

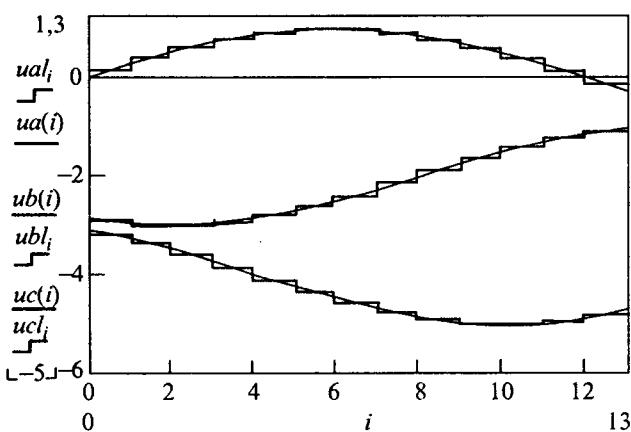


Рис.2. Формирование сигналов управления АИН при $S = 24$

$$\begin{cases} t_{v1*} = 0,5 + 0,5Q_{i*}; & t_{v2*} = 0,5 - 0,5Q_{i*}; \\ t_{v3*} = 0,5 + 0,5Q_{(i-n)*}; & t_{v4*} = 0,5 - 0,5Q_{(i-n)*}; \\ t_{v5*} = 0,5 + 0,5Q_{(i+n)*}; & t_{v6*} = 0,5 - 0,5Q_{(i+n)*}, \end{cases} \quad (4)$$

где i — номер периода модуляции от перехода сигнала управления фазы "a" через нуль (рис.2); n — количество периодов модуляции, эквивалентное 120° ; $t_{v*} = t_v/T_m$.

Полученные длительности являются суммарными на периодах модуляции, в то же время реальные диаграммы управляющих импульсов на каждом T_m зависят от типа ДССМ. При алгоритме ШИМ2 на каждом периоде T_m формируется 7 состояний [6], для двух других алгоритмов — по 4 состояния. При этом общая продолжительность однотипных состояний при ШИМ1 и ШИМ2 одинакова. Качественный анализ напряжений на фазах нагрузки [6,7] позволяет предположить, что при ШИМ1 и ШИМ2 коэффициент использования напряжения питания АИН будет занижен, поскольку они содержат достаточно большие интервалы, на которых напряжения фаз равны нулю либо обратного знака. Погрешности приближенного метода определяются тем, что он не позволяет учитывать комбинационные гармонические высоких порядков, определяемые количеством состояния контуров на периодах модуляции. По этому признаку ДССМ1 с ШИМ2 вносит меньшие погрешности.

Дальнейшие этапы синтеза рассмотрим на примере ДССМ2. На основании найденных длительностей (4) для каждого периода модуляции на рис.3 построены диаграммы управляющих импульсов. По этим диаграммам и схемам состояний контуров фаз нагрузки (рис.4) можно рассчитать параметры ступенчатой функции, аппроксимирующей реальные напряжения на фазах нагрузки. Например, для первых двух периодов модуляции получим при $S = 24$:

$$\begin{cases} V_{sa*} = -t_{v3*} - (t_{v2} - t_{v6})* + t_{v1*}; \\ V_{sb*} = 2t_{v3*} - (t_{v2} - t_{v6})* + 2t_{v1*}; \\ V_{sc*} = -t_{v3*} + 2(t_{v2} - t_{v6})* + t_{v1*}, \end{cases} \quad (5)$$

где $V_{s*} = V_s/U_b$; $U_b = E_d/3$.

Эквивалентное напряжение на фазе нагрузки приведено на рис.5. Составляющие спектральной модели можно определить различными способами [5], однако проще разложить полученную траекторию (рис.5) на элементарные прямоугольники и для каждого использовать известную зависимость:

$$U_{mv*} = (4/\pi)\Delta V_* (\sin(v\delta))/v, \quad (6)$$

где v — номер гармонической составляющей;

$\Delta V_* = V_{(i+1)*} - V_{i*}$ — амплитуды соответствующих составляющих.

При симплексной синусоидальной модуляции состояния ключей и контуров можно определить для каждого сектора пространственной диаграммы (рис.6), воспользовавшись известными зависимостями [6,8]:

$$t_{1*} = \sin[\pi/3 - \theta]; \quad t_{2*} = \sin[\theta]; \quad t_{0*} = 1 - t_1 - t_2, \quad (7)$$

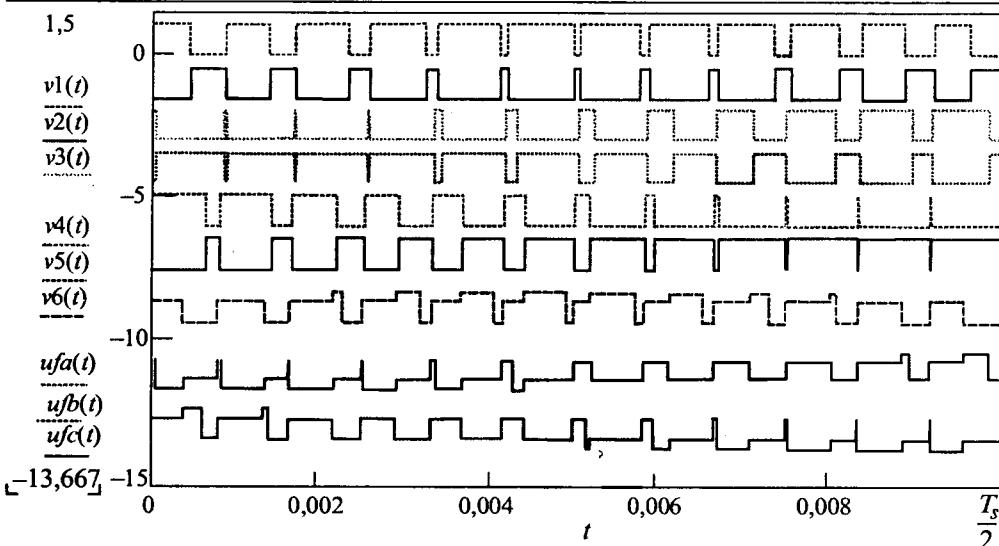


Рис.3. Диаграмма управляющих импульсов ключей инвертора и напряжений фаз

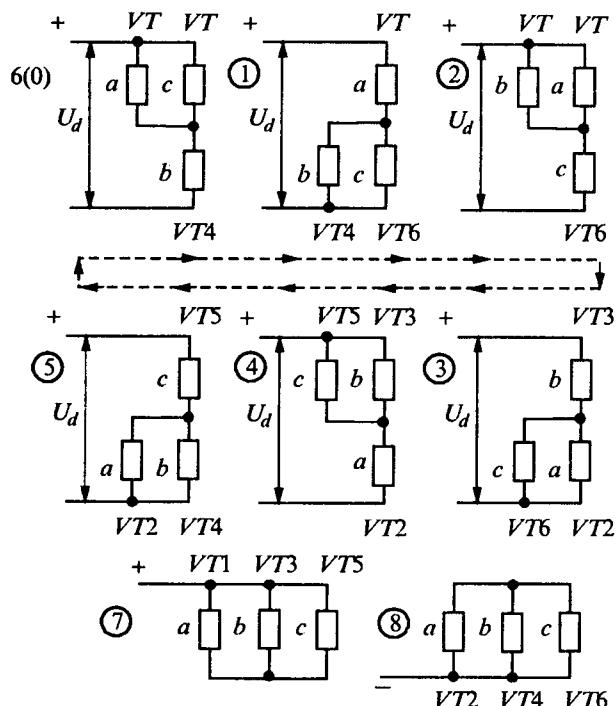


Рис.4. Схемы соединений фаз нагрузки на интервалах периода напряжения

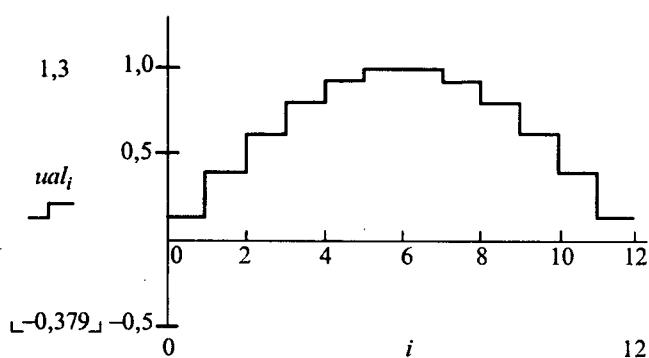


Рис.5. Ступенчатая аппроксимация напряжения на фазе «*a*» нагрузки (за базовую единицу взято $E_d/3$)

где t_{1*} — время формирования пространственного вектора на начальной границе сектора; t_{2*} — то же на конечной границе; t_{0*} — время формирования нуль-вектора.

В расчетах принято время формирования нуль-векторов t_0 по признаку минимального количества переключений. Дальнейшие расчеты те же, что и при ранее рассмотренных алгоритмах. Здесь следует учитывать, что при симплексных алгоритмах начальная фаза формируемого напряжения смещается относительно сигнала управ

ления на угол $T_m/2$ при сохранении трехфазной симметрии периодов напряжения. Поэтому при синтезе спектральной модели по полупериоду напряжения необходимо сместить начало отсчета углового времени на угол $T_m/2$ в сторону отставания. Составляющие спектральных моделей для рассмотренных алгоритмов приведены в табл.1.

Анализ результатов расчетов позволяет сделать следующие выводы:

1. Амплитуды высших гармонических почти полностью определяются точностью аппроксимации синусоидальных сигналов управления (5), а их зависимость от алгоритма модуляции выражена достаточно слабо.

2. В симметричных трехфазных системах формируются только высшие гармонические с номерами $v = NS \pm 1$, где N — целое число ($1 \leq N < \infty$).

3. Амплитуды первых гармонических уже при $S \geq 24$ зависят только от алгоритма модуляции.

4. При любой ШИМ по синусоидальному закону эффективные значения фазных напряжений при максимальных значениях сигналов управления меньше номинальных для машин общего исполнения с номинальным напряжением 380/220 В, что определяется предельным коэффициентом использования напряжения питания инвертора $K_u = 3^{0.5}/2$ [6].

Чтобы обеспечить работу машин переменного тока в номинальном режиме при номинальной частоте возможны различные решения:

1. Подключить преобразователь к питающей сети через повышающий трансформатор.

2. Переключить соединение фаз со звезды на треугольник.

3. Форсировать напряжения за счет изменения алгоритма модуляции.

4. Выбирать двигатель с габаритной мощностью больше расчетной.

Первое решение крайне нежелательно, поскольку приводит к снижению технико-экономических пока

Гармонический состав напряжений на фазах нагрузки трехфазного АИН синусоидальной формы огибающих сигналов управления

Алгоритм модуляции	S	Амплитуды v -х гармонических составляющих, В							
		U_{m1}	$U_{3\phi 1}$	$S-1$	$S+1$	$2S-1$	$2S+1$	$3S-1$	$3S+1$
ДССМ2	12	246	174,5	22,4	19	11	9,8	7,1	6,7
	24	255	181	11,14	10,3	5,1	5,05	3,7	3,3
	48	257	182,3	5,4	5,3	2,8	2,6	1,74	1,71
	120	257	182,3	0,48	0,46	—	—	—	—
ССМ	12	293	207,8	26,7	22,6	12,3	11,3	6,28	6,07
	24	294	208,5	12,7	12,7	11,8	6,2	6,0	4,2
	48	296	209,9	6,23	6,1	3,1	2,9	2,1	2,0
	120	297	210,6	0,8	0,65	—	—	—	—

Примечание: при амплитудах гармонических менее 0,3 В в соответствующих позициях стоит прочерк.

зателей не только преобразователя, но и электропривода. Поэтому его целесообразно использовать при работе с двигателями, рассчитанными на повышенное напряжение. Переключение схемы соединения фаз машины не требует дополнительных затрат, но для его реализации необходимо, чтобы все шесть концов обмоток были выведены на клеммник, что не характерно для серий машин общего исполнения.

Поскольку спектральные модели синтезировались при максимальном сигнале управления амплитудой напряжения ($\gamma_p = 1$), то реализация третьего способа возможна за счет отклонения гладкой составляющей сигналов управления от синусоидальной формы. Простейшим, не требующим усложнения управляющей программы, является формирование амплитуд ступеней управляющего сигнала не по средним, а по максимальным значениям на периодах модуляции (ДССМ2). Второй способ основан на том, что в трехфазных симметричных системах независимо от формы напряжений $u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0$. В этом случае можно сохранить ШИМ на крайних интервалах полупериодов, а на средних интервалах ($\pi/3$) один из ключей поддерживать в замкнутом состоянии. Реализация этого способа требует усложнения алгоритма управления путем введения в программу дополнительных логических преобразований [7]. Третий способ основан на комбинации двух первых и предполагает формирование сигналов управления на крайних интервалах по максимальным значениям и отсутствие модуляции на средних интервалах (ДСМ2). Следующий способ основан на упрощение симплексного алгоритма управления путем замены вычислений времени состояния ключей по синусоидальным законам вычислением по линейным законам (СЛМ):

$$t_{1*} = 1 - 6i/S; \quad t_{2*} = 6i/S, \quad (8)$$

где $(1 \leq i \leq S/6)$ — номер периода модуляции от начала каждого сектора $\pi/3$.

При таком управлении конец эквивалентного вектора перемещается не по окружности, а по сторонам

шестиугольника (рис.6). В отдельных случаях возможен отказ от ШИМ и переход на широтно-импульсное регулирование (ШИР) с формированием гладкой составляющей напряжений фаз трехступенчатой формы [7]. При всех рассмотренных алгоритмах расчеты при синтезе спектральных моделей выполняются в той же последовательности с учетом соответствующей диаграммы управляющих импульсов. Результаты расчетов приведены в табл.2.

Анализ спектральных моделей подтверждает правомерность сделанных ранее выводов. Во всех случаях за счет изменения алгоритма модуляции увеличиваются амплитуды первых гармонических составляющих, но повышаются и амплитуды высших гармонических тем больше, чем больше отклонение гладких составляющих сигналов управления от синусоидальной формы.

Необходимое увеличение мощности двигателя рассмотрим на конкретном примере, задавшись максимальной мощностью нагрузки $P_c = 5,5$ кВт и требованием обеспечить работу двигателя с номинальной скоростью при номинальной частоте напряжения. Тогда коэффициент использования двигателя по мощности K_p можно определить как отношение квадратов напряжений первых гармонических составля-

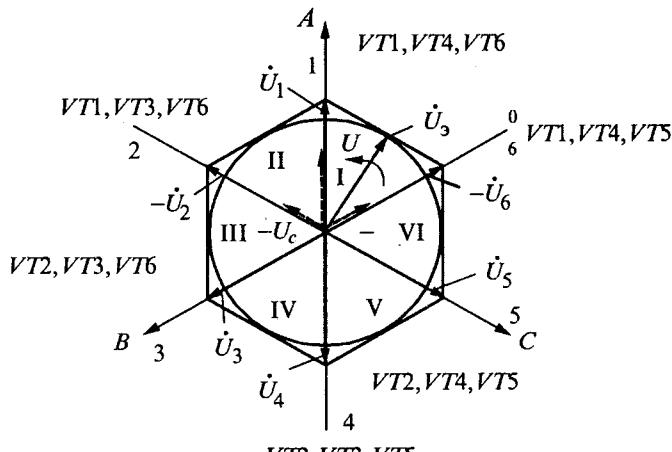


Рис.6. Диаграмма пространственных векторов напряжения

Гармонический состав напряжений на фазах трехфазного АИН при отклонении огибающей сигнала управления от синусоидальной формы

Алгоритм модуляции	S	Амплитуды v-х гармонических, В											
		U_{sm1}	$U_{s\phi}$	5	7	11	13	17	19	23	25	47	49
ДССМ t	24	276,3	196	7,38	6,86	3,99	3,38	2,99	1,94	12,01	11,05	5,7	5,2
ДСМ1	12	257	182,3	—	—	24,4	20,6	—	—	11,66	10,71	5,95	4,0
	24	263	186,5	4,76	5,57	2,5	2,06	2,27	1,25	11,48	10,6	5,6	5,5
	48	264	187,2	3,34	5,63	1,34	2,4	1,175	1,4	1,01	0,94	5,56	5,4
	120	265	188	2,81	5,67	0,88	2,45	0,84	1,51	0,732	1,08	0,45	0,4
	24	281	199,3	5,1	6,0	2,68	2,2	2,43	1,34	12,3	11,35	6,0	5,8
ДСМ2	48	283	200,7	3,58	6,0	1,43	2,56	1,26	1,5	1,08	1,0	5,96	5,8
	120	283,3	201	3,01	6,07	0,89	2,63	0,90	1,62	0,78	1,12	0,48	0,5
	24	311,3	220,8	13,5	7,35	3,82	3,11	3,1	3,48	13,68	12,58	6,65	6,4
СЛМ	48	312,7	221,8	12,8	6,6	2,82	2,1	1,34	1,5	0,91	0,81	6,56	6,4
	120	313	222	12,7	6,43	2,63	1,89	1,12	0,91	0,623	0,55	0,18	0,1
ШИР		327,9	232,5	65,6	46,8	29,8	25,2	19,3	17,3	14,25	13,11	6,98	6,6

ющих. В результате требуемая мощность двигателя будет $P_t = P_c/K_p$, по которой из справочников выбирается двигатель с ближайшей большей габаритной мощностью. Результаты расчетов сведены в табл.3.

Таким образом, для всех алгоритмов кроме СЛМ необходимо завышение мощности, причем для ДССМ2 и ДСМ1 — на 2 габарита. В то же время при продолжительной работе электропривода на пониженной скорости приходится завышать габаритную мощность двигателя из условия теплового баланса. Поэтому такой способ компенсации потери напряжения в регулируемых электроприводах может быть рекомендован.

Динамические потери в вентилях зависят от значения коммутирующих токов [2] и от числа коммутаций за период формируемого напряжения. Поскольку эти факторы взаимосвязаны обратной зависимостью, то целесообразно привести качественный анализ зависимости динамических потерь от алгоритма управления при $f_m = \text{const}$. Примем за единицу динамические потери при ДССМ, где количество коммутаций за период формируемого напряжения наибольшее, но увеличение коммутируемых токов от средних значений невелико (табл.1). При ШИР увеличение коммутируемых токов наибольшее (табл.2), но здесь можно уменьшить число коммутаций в 3 раза [7], поэтому динамические потери будут понижены. При ССМ можно обеспечить уменьшение числа коммутаций в сравнении с ДССМ до 2/3 при практически том же уровне увеличения коммутируемых токов. При других рассмотренных алгоритмах управления (ДСМ, СЛМ) обеспечивается то же уменьшение числа коммутаций (до 2/3), но увеличение коммутируемых токов здесь зависит от амплитуд высших гармонических составляющих напряжений (табл.2).

Оценка сложности алгоритмов во многом субъективна. По мнению авторов в порядке увеличения

сложности рассмотренные алгоритмы можно расположить следующим образом:

ШИР → ДССМ → ДСМ → СЛМ → ССМ.

Уровень возврата реактивной энергии в компенсирующий конденсатор определяет не только его минимально достаточную емкость, но и вероятность возникновения качаний момента и скорости машины в режиме холостого хода на неблагоприятных частотах. Качественный анализ диаграмм токов питания инвертора позволяет заключить, что реверс тока питания при ШИР на отдельных интервалах имеет место при сдвиге тока относительно напряжения при $\phi > 60^\circ$, т.е. в режиме пониженной нагрузки. При ДССМ ток подзаряда конденсатора имеет место при любых ϕ , а при остальных алгоритмах — при $\phi > 30^\circ$. Выполненные исследования могут быть использованы разработчиками при принятии решений в процессе проектирования преобразователей и автоматизированных электроприводов. Однако следует учитывать, что значимость каждого показателя в общей оценке качества разработки существенно различает-

Таблица 3
Зависимость габаритной мощности двигателя от алгоритма ШИР (S = 24)

Показатель	Алгоритм					
	ДССМ2	ДССМ t	ДСМ1	ДСМ2	ССМ	СЛМ
P_c , кВт	5,5	5,5	5,5	5,5	5,5	5,5
K_p	0,677	0,794	0,719	0,821	0,898	1,01
P_t , кВт	8,12	6,93	7,65	6,7	6,125	5,49
P_r , кВт	11,0	7,5	11,0	7,5	7,5	5,5

ся и зависит от требований к качеству регулирования координат механической энергии, режимов работы и характеристик технологического оборудования, состояния предприятий потребителей, возможностей разработчиков и производителей электроприводов и т.д. Поэтому предлагаемые результаты работы представляют собой лишь первичный материал для принятия окончательных решений.

Авторы в практических разработках электроприводов станков и общепромышленных механизмов обычно принимают следующие решения:

— по результатам первичного анализа для дальнейшей разработки оставляются алгоритмы с DCM2, CCM, СЛМ, ШИР;

— для электроприводов с рабочим диапазоном регулирования $D > 50$ выбирается CCM;

— для электроприводов с $D < 20$ — DCM2 и СЛМ;

— для высокоскоростных и сверхвысокоскоростных электроприводов ($f_{sh} > 1$ кГц), где реализуемая кратность частот ограничена, используется ШИР или СЛМ;

— компенсация снижения амплитуды первой гармонической обеспечивается переключением обмоток фаз со звезды на треугольник (если это возможно) или увеличением габаритной мощности двигателя.

Список литературы

1. Бергер А.Я., Грузов Л.Н., Коган А.С., Несголова Е.Д. Асинхронный двигатель в аномальных режимах. Л.: Издание ВЭТА, 1938.
2. Шубенко В.А., Браславский Н.Я., Шрейнер Р.Т. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. М.: Энергия, 1967
3. Грузов В.Л., Сабинин Ю.А. Асинхронные маломощные приводы со статическими преобразователями. Л.: Энергия, 1970.
4. Забродин Ю.С. Критерии оценки качества выходного напряжения автономных инверторов // Электричество. 1987. № 3. С.43—48.
5. Чаплыгин Е.Е., Малышев Д.В. Спектральные модели автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией // Электричество. 1999. № 8. С. 60—66.
6. Архангельский Н.Л., Чистосердов В.Л. Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе // Электротехника. 1994. № 3. С.48—52.
7. Грузов В.Л., Красильников А.Н., Машкин А.В. Анализ и оптимизация алгоритмов управления в частотно-регулируемых электроприводах с инверторами напряжения // Электротехника. 2000. № 4. С. 15—20.
8. Изосимов Д.Б., Рыбкин С.Е., Швецов С.В. Симплексные алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором с ШИМ // Электротехника. 1993. № 12. С. 14—20.

Динамическая модель простого магнитотранзисторного автогенератора с повышенными надежностью, КПД и электромагнитной совместимостью

ЛОБУНЕЦ О.Д.

Построена нелинейная динамическая модель усовершенствованного магнитотранзисторного автогенератора, которая позволила уточнить принцип действия магнитополупроводниковых генераторов и методику их расчета, а также получать технические характеристики автогенераторов на стадии их проектирования. Приведены результаты экспериментальных исследований, подтверждающие адекватность предложенной модели.

Динамическое моделирование, нашедшее распространение благодаря возможности снижения затрат, увеличения точности расчетов и расширения диапазонов воздействий, оказываемых на объекты при их проектировании, позволяет в том числе уточнить и расширить представления о физических явлениях, имеющих место при функционировании данных объектов. Большой интерес при этом представляют динамические модели автогенераторов, имеющих улучшенные технико-экономические характеристики, как наиболее желательные для использования в электротехнических устройствах и радиоэлектронной аппаратуре.

Поэтому в качестве объекта моделирования взят магнитотранзисторный автогенератор [1], удовлетворяющий названным условиям, динамическая модель которого позволяет в том числе развить понимание

принципа действия магнитополупроводниковых автогенераторов.

Схема замещения магнитотранзисторного автогенератора, включающая существенные для математического описания с заданной точностью физических процессов данного генератора элементы, приведена на рис. 1.

Условно положительные направления токов, протекающих по ветвям схемы, и направление изменения положения переключателя обозначены стрелками.

Закон изменения сопротивления резистора R_n в соответствии с [2] принят линейным:

$$R_n = R_{n0}(1 - 2t/T),$$

где T — период автогенератора, а индуктивность L и взаимная индуктивность M — постоянными.

Состояние схемы замещения до коммутации ха-

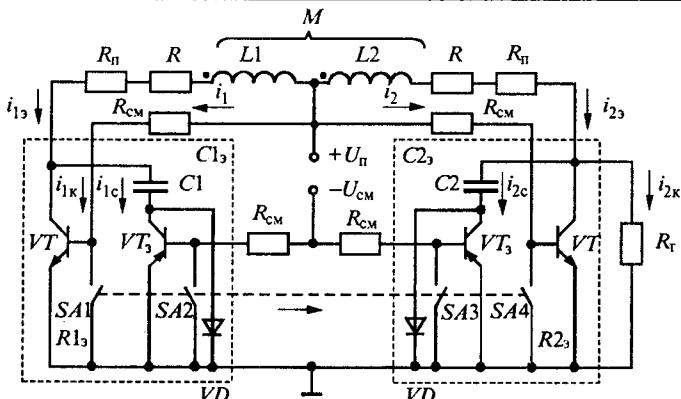


Рис.1. Схема замещения магнитополупроводникового автогенератора

L_1, L_2 — индуктивности первичных полуобмоток трансформатора; M — взаимная индуктивность; R — активное сопротивление эквивалентной нагрузке; R_n — сопротивление, моделирующее ток переменных потерь в магнитопроводе; R_t — эквивалентное сопротивление цепи коллектор-эмиттер закрывающегося транзистора силовой цепи; R_{cm} — сопротивление смещения схемы замещения; VT — транзистор силовой цепи; VT_3 — транзистор схемы защиты транзисторов от перенапряжений; VD , C_1 , C_2 — диоды и конденсаторы схемы защиты; $R1_3$, $R2_3$, $C1_3$, $C2_3$ — эквивалентные сопротивления и емкости; U_{pi} — напряжение питания; U_{cm} — напряжение смещения; $SA1$ — $SA4$ — переключатели

рактеризуется начальными условиями: значениями токов i_{10} , i_{20} , их первых производных и значениями напряжений на конденсаторах при $t = 0_+$.

Для силовой ветви левой части схемы замещения после коммутации по второму закону Кирхгофа при использовании метода наложения можно записать

$$L_1 i'_1 - M i'_2 + (R + R_{n0}) i_{1k} = U_{pi} - \Delta U_{K3}, \quad 0 \leq t \leq T/2 - \tau_t,$$

где ΔU_{K3} — падение напряжения на открытом транзисторе VT ; τ_t — постоянная времени рассасывания транзистора VT .

С учетом того, что ток питания I_{pi} является постоянным и справедливо равенство

$$I_{pi} = i_{1k} + i_2,$$

полученное уравнение можно записать

$$(L + M) i'_{1k} + (R + R_{n0} - 2R_{n0}t/T) i_{1k} = U_{pi} - \Delta U_{K3}, \quad 0 \leq t \leq T/2 - \tau_t. \quad (1)$$

Данное выражение справедливо вплоть до начала медленной стадии процесса переключения транзисторов.

Наиболее перспективным для описания последующего состояния подобных схем замещения следует признать известный способ моделирования с использованием петли гистерезиса магнитных материалов магнитопроводов автогенераторов. Однако в случае, когда время рассасывания транзистора намного меньше полупериода автогенератора, вполне подходящим является использование конструктивной реа-

лизации распределения токов схемы, состоящей из выражения (1) и соотношения

$$i_{1k} = k_{nac} I_{K,nac}, \quad T/2 - \tau_t < t < T/2, \quad (2)$$

где $I_{K,nac}$ — ток насыщения транзистора рассматриваемого плеча автогенератора; k_{nac} — коэффициент насыщения.

Полученная конструктивная реализация состоит из нелинейного дифференциального уравнения (1) и алгебраического выражения (2). Нелинейное дифференциальное уравнение решают при известном начальном значении тока i_{1k0} .

Кроме процесса нарастания тока в левой части схемы замещения происходит уменьшение энергии магнитного поля, накопленной в индуктивности L_2 правой части этой схемы замещения за предыдущий полупериод.

Данный процесс возможно описать с помощью уравнения электрического состояния, составленного по второму закону Кирхгофа.

$$L_2 i'_2 - M i'_{1k} + (R + R_{n0}) i_2 + \frac{1}{C_2} \int i_{2c} dt + U_{2c0} = U_{pi} + e_{2L},$$

где $R + R_{n0}$ — активное сопротивление внешнего контура левой части схемы замещения, которое принято постоянным вследствие существенных значений энергии процесса только в начальной стадии полупериода.

С учетом того, что

$$I_{pi} = i_{1k} + i_2; \quad i_{2c} = i_2 - i_{2k}; \quad i_{2k} = 2U_{pi} e^{-t/\tau_c} / R_{T0},$$

где τ_c — постоянная времени спада тока транзистора, после дифференцирования обеих частей составленного уравнения получим

$$(L + M) i''_2 + (R + R_{n0}) i'_2 + i_2 / C_2 = 2U_{pi} e^{-t/\tau_c} / R_{T0} C_2. \quad (3)$$

Последнее уравнение решают при известных значениях $i_{20} = k_{nac} I_{K,nac}$ и первой производной этого же тока в момент времени $t = 0_+$.

Процессы нарастания и спада тока в обеих магнитосвязанных частях первичной обмотки трансформатора в начале каждого полупериода сопровождаются возникновением затухающих колебаний тока в цепях защиты транзисторов автогенератора от перенапряжений.

Экспериментально установлено, что существенными параметрами схемы при этом являются индуктивности обеих частей первичной обмотки трансформатора, а также эквивалентные емкости и активные сопротивления полупроводниковых приборов и конденсаторов плеч автогенератора в их совокупности. Причем значения эквивалентных емкостей и сопротивлений плеч часто могут быть близкими в одном и том же полупериоде. Это обстоятельство приводит к возникновению колебаний в обоих плечах автогенератора на одной гармонике.

Для соответствующих контуров обеих частей схемы замещения при использовании метода наложения по той же причине, что и для процесса спада тока,

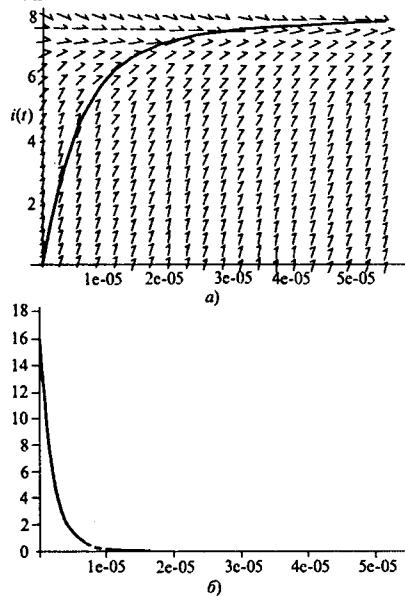


Рис.2. Процессы нарастания (а) и спада (б) тока транзисторов силовой цепи в проводящем и непроводящем полупериодах

можно записать следующие линейные уравнения:

$$\begin{cases} Li'_{13} - M i'_{23} + (R + R_{n0} + R_{13}) i_{13} + \frac{1}{C_{13}} \int i_{13} dt - U_{1C0} = U_n - e_{1L}; \\ Li'_{23} - M i'_{13} + (R + R_{n0} + R_{23}) i_{23} + \frac{1}{C_{23}} \int i_{23} dt + U_{2C0} = U_n + e_{2L}. \end{cases}$$

Дифференцируя полученные уравнения, складывая и вычитая их получаем:

$$\begin{cases} (R + R_{n0} + R_{13})(i'_{13} - i'_{23}) + (i_{13} + i_{23})/C_{13} = 0; \\ (L + M)(i'_{13} - i'_{23}) + (R + R_{n0} + R_{13})(i'_{13} - i'_{23}) + (i_{13} - i_{23})/C_{13} = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Первое уравнение системы (4) записано с учетом $L = M$. Полученную систему уравнений решают при известных значениях i_{130} , i_{230} и их первых производных, взятых при $t = 0_+$.

Решения уравнений (1)–(4) для автогенератора с номинальной выходной мощностью 0,15 кВ·А и напряжением питания $U_n = 24$ В приведены на рис.2 и 3.

Адекватность полученной динамической модели для силовой цепи установлена путем сравнения решений уравнений для данной модели с осциллограммами соответствующих токов реального автогенератора (рис.4), ординаты которых отличаются на несколько процентов от $I_{k, \text{нас}}$. Достаточно хорошее совпадение токов имеет место и в цепях защиты (при построении решения системы уравнений (4) нужно иметь в виду, что около половины этих токов проходит через диоды VD , а обсуждаемые осциллограммы сняты для токов коллекторов транзисторов VT_3).

Выводы

1. Причиной появления импульсов перенапряжения на коллекторах транзисторов автогенераторов магнитополупроводникового типа является высвобождение энергии намагничивания магнитопроводов

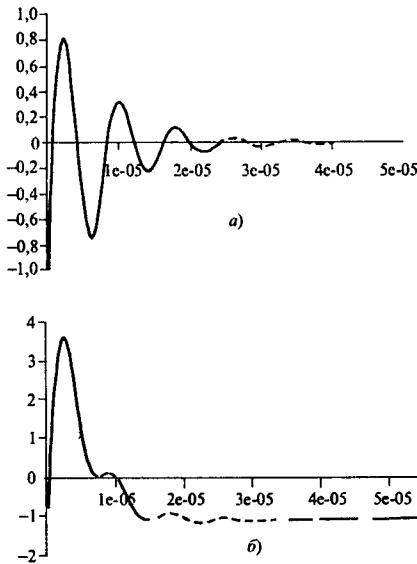


Рис.3. Процессы изменения тока конденсаторов схемы защиты транзисторов в проводящем (а) и непроводящем (б) полупериодах силовой цепи

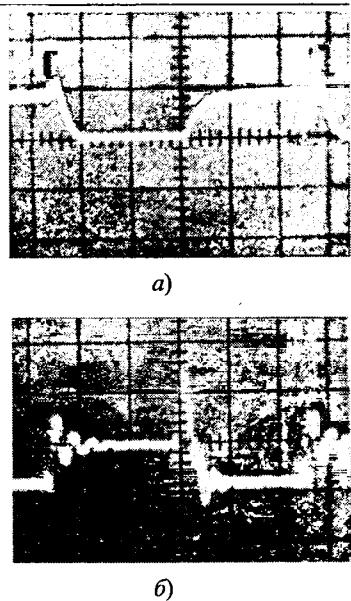


Рис.4. Экспериментальные графики токов коллекторов транзисторов автогенератора:

а — осциллограмма тока коллектора силового транзистора (масштаб по горизонтали — 20 мкс/деление, по вертикали — 10 А/деление) при номинальной нагрузке; б — осциллограмма тока коллектора транзистора схемы защиты (масштаб по горизонтали — 20 мкс/деление, по вертикали — 1 А/деление) при номинальной нагрузке

трансформаторов преобразователей, а не полей расеяния, как это считалось ранее.

2. Для описания линейной части графика тока нелинейной динамической модели токов коллекторов силовых цепей автогенераторов данного типа целесообразно использовать форму линейного бинома.

3. Вследствие своей адекватности полученная динамическая модель может быть рекомендована для использования при проектировании автогенераторов с улучшенными технико-экономическими характеристиками.

Список литературы

- Пат. 1589385 СССР, МКИ⁵ Н 03 К 3/16. Генератор импульсов/О.Д.Лобунец.
- Лобунец О.Д. О повышении точности расчета трансформаторов статических преобразователей в курсе силовой электроники//Тез. докл. Международной конференции "Урало-фламандское сотрудничество в сфере повышения академического уровня высших учебных заведений". Екатеринбург: УГППУ, 1999. С. 46–47.

Лобунец Олег Дементьевич — доцент Уральского государственного профессионально-педагогического университета. В 1970 г. окончил горноэлектромеханический факультет Карагандинского политехнического института. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследования и разработка технических средств контроля и стабилизации процесса дробления".

Станции катодной защиты на основе высокочастотного преобразователя постоянного напряжения с корректором коэффициента мощности на входе

РУДЫК С.Д., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., кандидаты техн. наук, ТУРЧАНИНОВ В.Е., КОНЕЧНОВ А.И., САВЕЛЬЕВ В.В., инженеры

(НПП «ИНЭЛС», «Анткор» МГП «Мосводоканал»)

Станции катодной защиты являются одним из эффективных средств защиты от электрохимической коррозии металлических сооружений, коммуникаций, трубопроводов в зоне повышенной кислотности и влажности грунтов, а также в местах их пересечения с путями электрифицированного транспорта. С необходимостью такой защиты сталкиваются предприятия нефтяного, газового, химического, энергетического комплексов, располагающие сетью трубопроводов, путепроводов, подземных металлических сооружений и коммуникаций; предприятия коммунального хозяйства, обслуживающие городские водопроводы, силовые и информационные кабели с металлическими оболочками; городские службы энергохозяйств электротранспорта; сельскохозяйственные предприятия, имеющие металлические сооружения и коммуникации в почвах с повышенной агрессивностью или в зонах действия почвенных блуждающих токов.

Номенклатура действующих на объектах в настоящее время станций катодной защиты очень широка. Друг от друга станции отличаются большим разнообразием выходной мощности и конструктивного исполнения. Производство станций — это хорошо развитая отрасль как на территории стран СНГ, так и за рубежом.

В настоящее время подавляющее большинство установленных станций выполнены либо на основе выпрямителя с дискретным изменением выходного напряжения путём переключения коэффициента трансформации силового трансформатора, либо в виде тиристорного регулируемого выпрямителя со схемой стабилизации выходного тока или напряжения. Оба вида станций содержат объёмный понижающий трансформатор, работающий на частоте промышленной сети. Станции первого типа относятся к раннему поколению и не могут обеспечивать стабильность защитного потенциала на сооружении при изменениях проводимости почвы или при воздействиях почвенных блуждающих токов. Станции второго типа относятся к станциям более позднего поколения. Они допускают работу в автоматическом режиме и могут обеспечивать достаточную стабильность защитного потенциала даже при сильно изменяющейся во времени агрессивности почвы или при воздействии блуждающих токов. Простота схемных решений этих устройств обусловила и присущие им недостатки:

- низкий КПД;
- большие габариты и масса;

— ограниченный диапазон входного напряжения, в котором обеспечиваются основные технические параметры станций;

— низкий коэффициент мощности по входу, при чём со значительным уменьшением его значения при снижении нагрузки станции.

Эти недостатки могут быть устранены (в комплексе) только в станциях, построенных на основе транзисторных высокочастотных преобразователей напряжения. Первые попытки создания станций катодной защиты такого типа были предприняты на территории бывшего СССР ещё в начале 90-х годов. Однако в связи с отсутствием доступа к передовым образцам силовой элементной базы, недостаточным опытом конструирования такого рода изделий они не привели к их серийному освоению, хотя примеров разработки и изготовления опытных образцов было достаточно много.

В настоящее время ситуация в корне изменилась. С расширением доли современных импульсных источников питания корректоры коэффициента мощности (ККМ) стали обязательным узлом многих типов устройств. В настоящее время ими оснащаются все, без исключения, импульсные источники питания с уровнем выходной мощности свыше 750 Вт. С 2001 г. ужесточены требования международных стандартов, которые вынудят перейти на применение ККМ в бытовой технике и электроприводе. Схемно-конструктивные решения таких устройств достаточно глубоко проработаны и отличаются большим разнообразием. Появились хорошо отработанные каналы обеспечения производства новейшей элементной базой, производимой фирмами, занимающими лидирующие места на рынке радиокомпонентов [1]. Накопился достаточно опыт применения этих компонентов. Сформировалось большое число инженеров-разработчиков, овладевших современными методами проектирования сложных электротехнических систем. На основе накопленного зарубежного опыта практического использования станций катодной защиты инверторного типа можно констатировать, что существенных недостатков, кроме длительной и трудоёмкой работы по отработке схемно-конструктивных решений, отработке технологии, большого объёма испытаний (в том числе и эксплуатационных) первых образцов, этот принцип построения изделий такого рода не имеет.

На основе собственного, более чем двадцатилетнего опыта по разработке и производству силовых высокочастотных преобразователей электроэнергии,

специалистами НПП ИНЭЛС была разработана инверторная станция катодной защиты нового поколения и начато освоение ее промышленного производства. По техническим характеристикам станция соответствует требованиям ГОСТ 9.602-89 "Сооружения подземные. Общие требования к защите от коррозии" и требованиям ГОСТ Р 51164-98 "Трубопроводы стальные магистральные. Общие требования к защите от коррозии". Опытные образцы станции прошли длительные эксплуатационные испытания на объектах управления "Антикор" МГП "Мосводоканал" (г. Москва).

Станция обеспечивает возможность работы в двух режимах:

- автоматического поддержания заданного значения защитного потенциала на защищаемом сооружении;
- стабилизации напряжения на выходных клеммах станции.

Станция обладает рядом положительных свойств, отличающих её от станций предыдущих поколений:

- высоким коэффициентом мощности (0,99) по входу, что уменьшает энергопотребление станции в рабочих режимах и позволяет снизить требования к линии электропитания станции (стоимость), причём высокое значение коэффициента мощности сохраняется в широком диапазоне изменения мощности нагрузки;

- высоким КПД, который сохраняется в широком диапазоне изменения мощности нагрузки;

- основные электрические параметры станции сохраняются в широком диапазоне изменения напряжения питающей электросети (от 176 до 256 В);

- небольшими массой и габаритами силового субблока;

- станция содержит элементы, предотвращающие выход из строя её узлов при атмосферных перенапряжениях и мощных электромагнитных помехах как в цепи сетевого напряжения, так и в цепи нагрузки;

- станция содержит устройство защиты, отключающее её силовые преобразователи при длительной перегрузке по цепи защитного тока (свыше 5 мин), которое предотвращает нарушение тепловых режимов элементов станции;

- станция может работать в режиме КЗ в нагрузке без ограничения по времени и автоматически выходит на заданный режим работы после устранения КЗ в нагрузке;

- станция обеспечивает автоматическое включение в работу в заданном режиме при возобновлении подачи напряжения питания в случае перебоев в электроснабжении;

- станция содержит встроенный термовыключатель, отключающий силовую часть станции от питающей электросети в случае превышения температуры воздуха внутри корпуса станции выше +80°C, при этом обеспечивается её автоматическое включение в работу в заданном режиме при падении температуры воздуха ниже +40°C;

- станция обеспечивает учёт времени наличия за-

щитного потенциала на защищаемом сооружении при помощи встроенного счётчика времени;

- станция обеспечивает отвод блуждающих токов с защищаемого сооружения на анодный заземлитель при отсутствии питающего напряжения на станции;

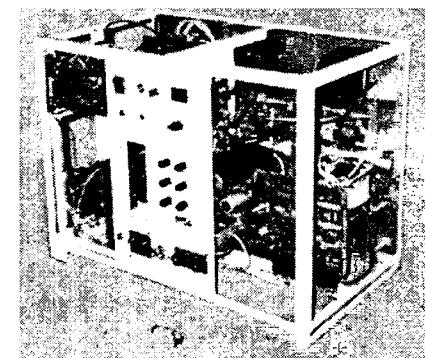
- станция снабжена цифровым измерительным прибором, позволяющим измерять напряжение на выходных клеммах станции, защитный потенциал на сооружении по отношению к электроду сравнения, ток защиты;

- станция, по заказу потребителя, может комплектоваться счётчиком электроэнергии, при помощи которого потребитель осуществляет оплату за электроэнергию не по установленной (номинальной) мощности устройства, а за фактически потреблённую электроэнергию;

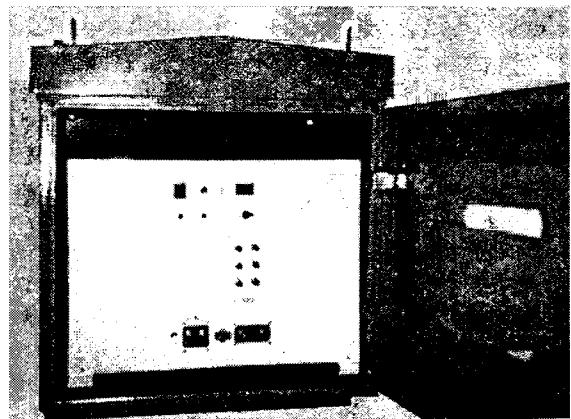
- станция по заказу потребителя может комплектоваться четырёхрежимным импульсным устройством прерывания выходного тока, которое дополнительно позволяет экономить до 10% потребляемой электроэнергии;

- станция имеет возможность подключения устройства дистанционного задания, регулирования и контроля режимов и параметров.

Внешний вид встраиваемого силового субблока со степенью защиты оболочки IP00 представлены на рис.1,а). Внешний вид станции в вандалоустойчивом корпусе, выполненном из 2-х миллиметрового стального листа и имеющего степень защиты оболочки IP33, представлен на рис.1,б).



а)



б)

Рис.1

Конструктивно силовой субблок станции выполнен в рамочном корпусе с панелью управления. Силовой субблок устанавливается в металлический кожух со степенью защиты оболочки IP33. В передней части кожуха расположена дверь с двумя замками под специальный ключ — "треугольник". В потолке и днище кожуха имеются вентиляционные отверстия, закрытые металлической сеткой. Для удобства транспортирования и установки на крыше кожуха размещены четыре кронштейна с отверстиями. На панели управления расположены следующие органы управления режимами работы станции, индикаторы, клеммы и разъёмы для подключения внешних проводов и кабелей:

- выключатель сетевого напряжения "Сеть" со встроенным индикатором включённого состояния;
- переключатель режимов работы — ручной и автоматический;
- регулировочный резистор для регулирования выходного напряжения или защитного потенциала;
- светодиодный индикатор цифрового измерительного прибора;
- переключатель режимов работы измерительного прибора;
- клеммы для подключения внешних контрольных измерительных приборов;
- зажимы для подключения перемычек выбора рабочего диапазона выходного напряжения — "48В" или "96В" (закрываются фальш-панелью "Установка диапазона $U_{\text{вых}}$ ");
- клеммы ВЫХОД "+" и "-" для подключения к защищаемому сооружению и аноду;
- гнёзда "Т" и "ЭС" для подключения к защищаемому сооружению через контрольный кабель и для подключения к электроду сравнения;
- клеммы для подключения сетевого напряжения;
- разъём для подключения внешнего кабеля телеметрического контроля и дистанционного управления;
- индикаторы режимов функционирования станции — "РАБОТА" и "АВАРИЯ".

Основные технические характеристики разработанной станции СКЗВ-ОПЕ-96/48-63/32-У1

Номинальное напряжение питающей сети, В	220, $50 \pm 3,0$
Минимальное рабочее напряжение питающей сети, В	$176 \pm 3,0$
Максимальное рабочее напряжение питающей сети, В	$256 \pm 3,0$
Номинальная выходная мощность станции, Вт	3000,0
Номинальное выходное напряжение $U_{\text{ном}}$, В:	
— в диапазоне "96В"	$96 \pm 3,0$
— в диапазоне "48В"	$48 \pm 2,0$
Номинальное значение защитного тока $I_{\text{ном}}$, А:	
— в диапазоне "96В"	$31 \pm 1,5$
— в диапазоне "48В"	$63 \pm 3,0$
Диапазон контролируемого защитного потенциала на сооружении при работе в автоматическом режиме, В	$-0,87 \div -2,5$

Коэффициент мощности по входу в режиме номинальной мощности нагрузки, не менее	0,99
Коэффициент полезного действия в режиме номинальной мощности нагрузки, %, не менее	90
Диапазон изменения защитного тока, % $I_{\text{ном}}$	10—100
Диапазон плавной регулировки выходного напряжения, % $U_{\text{ном}}$	0—100
Уровень шума (корректированный уровень звукового давления создаваемый при работе станции в режиме номинальной мощности), дБА, не более	60,0
Диапазон рабочей температуры, °С	$-40 \div +40$
Установившееся отклонение выходного напряжения при изменении защитного тока, % $U_{\text{ном}}$, не более	1,0
Установившееся отклонение выходного напряжения при изменении напряжения питающей сети на $\pm 10\%$, % $U_{\text{ном}}$, не более	1,0
Суммарное установившееся отклонение контролируемого защитного потенциала на сооружении, В, не более	$\pm 0,1$
Габаритные размеры силового субблока со степенью защиты IP00, мм	520×340×392
Масса силового субблока со степенью защиты IP00, кг	24,0
Габаритные размеры станции в корпусе со степенью защиты IP33, мм	627×530×735
Масса станции в корпусе со степенью защиты IP33, кг	80,0

Станция в соответствии с разработанной электрической схемой, представляет собой регулируемый двухкаскадный преобразователь переменного однофазного сетевого напряжения 220 В, 50 Гц в постоянное выходное напряжение с низким коэффициентом пульсаций, которое гальванически разделено от сетевого напряжения. Основой силовых каскадов станции являются мощные высоковольтные транзисторы нового поколения, изготовленные по CoolMOS технологии — SPW47N60S5 (выпускаемые фирмой "Infineon Technologies AG"). Транзисторы работают в ключах, коммутируемых на частоте 20 кГц. Фрагмент электрической схемы силовой части разработанной станции представлен на рис.2.

Первый силовой каскад представляет собой корректор коэффициента мощности на основе повышающего преобразователя напряжения. На выходе этого каскада формируется стабилизированное напряжение промежуточной шины постоянного тока, равное 380 В. Это напряжение гальванически связано с сетевым питающим напряжением. В качестве силового диода схемы применён "диод со сверхбыстрым восстановлением" — HFA70NH60, выпускаемый фирмой "International Rectifier". Система управления корректора выполнена на основе специализированной микросхемы ML4812IP.

Второй силовой каскад станции выполняет функцию преобразования напряжения промежуточной шины постоянного тока в низковольтное, гальванически развязанное выходное напряжение постоянного

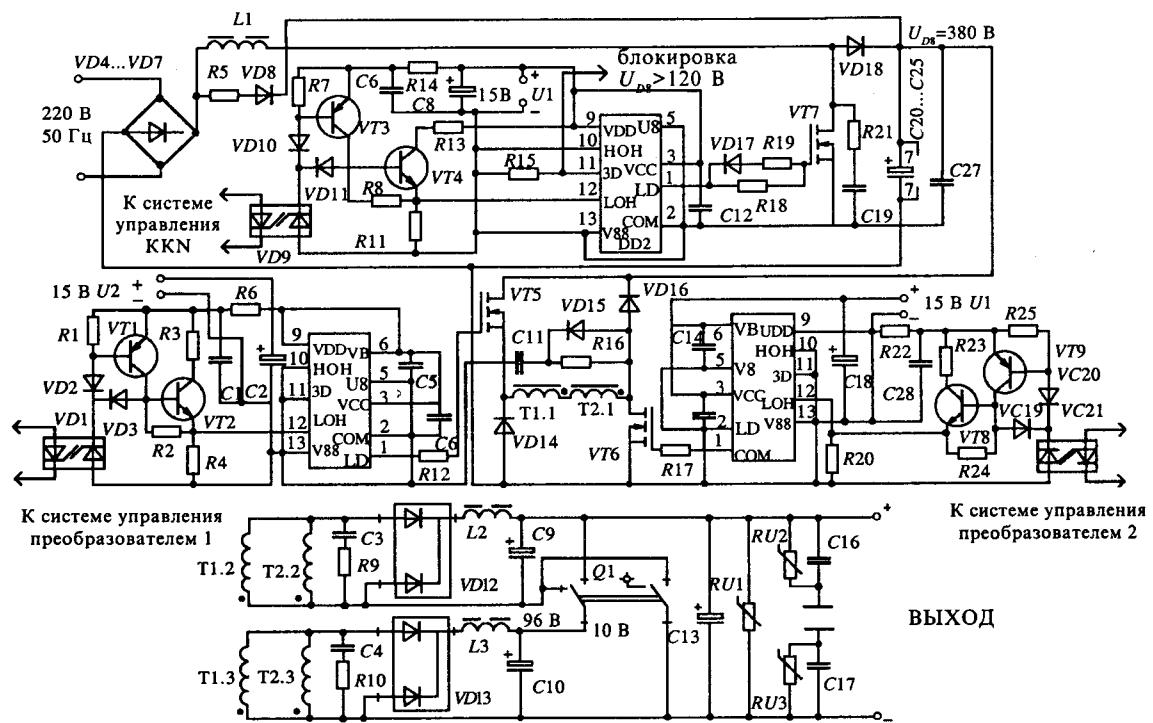


Рис.2

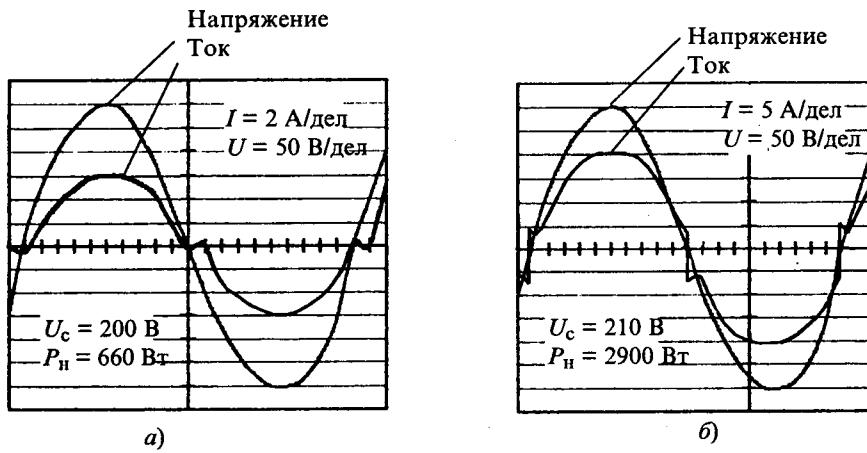


Рис.3

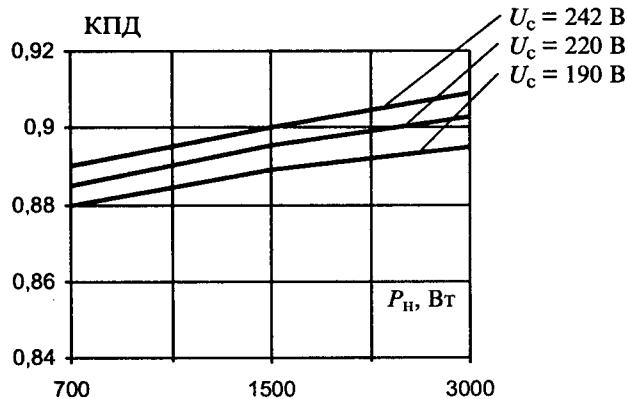


Рис.4

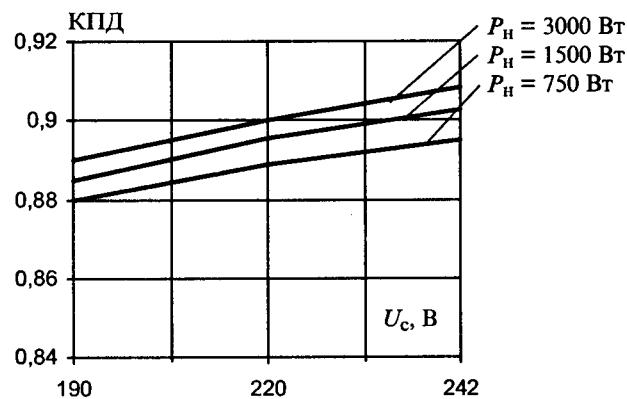


Рис.5

го тока. За основу схемного решения этого каскада принята схема однотактного полумостового преобразователя напряжения [2]. В выходном выпрямителе применены диодные модули типа HFA120MD40C на основе диодов со "сверхбыстрым восстановлением". Система управления вторым каскадом выполнена на специализированной микросхеме UC1825J. Для снижения уровня генерируемых радиопомех и исключения режима "бienia" частота работы обоих каскадов синхронизируется от одного задающего генератора.

На рис.3 представлены осциллограммы входного сетевого напряжения станции и потребляемого из питающей сети тока при различных значениях нагруз-

ки станции: при $0,2P_{\text{ном}}$ (рис.3,а) и при полной (номинальной) выходной мощности $1,0P_{\text{ном}}$ (рис.3,б).

На рис.4 представлены зависимости КПД станции от мощности нагрузки при различных значениях сетевого питающего напряжения, а на рис.5 — зависимости КПД станции от значения входного сетевого напряжения при различных мощностях нагрузки.

Список литературы

1. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий (Анализ рынка) // Электротехника. 1999. № 4. С. 2—10.
2. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986. С. 134—140.

Прогнозирующее релейно-векторное управление активным выпрямителем напряжения

ШРЕЙНЕР Р.Т., ЕФИМОВ А.А., ЗИНОВЬЕВ Г.С.

Рассмотрен принцип прогнозирующего релейно-векторного управления активным выпрямителем напряжения. Представлена математическая модель активного выпрямителя напряжения. Предложен вариант САР активного выпрямителя напряжения, построенной в соответствии с рассматриваемым принципом. Представлены результаты компьютерного моделирования и экспериментальных исследований процессов в преобразователе.

Интенсивное развитие силовой и информационной электроники активизировали интерес исследователей и разработчиков силовых полупроводниковых преобразователей и систем автоматизированного электропривода к импульсно-модуляционным методам регулирования и улучшения качества преобразования энергии, обеспечения энергетической и электромагнитной совместимости преобразователей и автоматизированных электроприводов с питающей сетью. В этом плане перспективны активные выпрямители напряжения (АВН) и тока (АВТ), вопросы управления которыми в настоящее время являются чрезвычайно актуальными [1—3]. В статье описывается принцип прогнозирующего релейно-векторного (ПРВ) управления применительно к одной из наиболее распространенных схем активного выпрямителя напряжения.

На рис.1 представлена принципиальная схема силовой части АВН с трехфазным мостовым полупроводниковым коммутатором (ПК), выполненном на полностью управляемых ключах $K1—K6$. Ключи обладают двусторонней проводимостью тока при подаче включающего сигнала управления, который формируется блоком прогнозирующего релейно-векторного регулятора тока (ПРВРТ). При отсутствии включающего сигнала управления ключи обладают односторонней (обратной) проводимостью тока. Между зажимами сети и входом полупроводникового коммутатора включены буферные реакторы (БР), а на выходе выпрямителя подключен буферный гальванически изолированный конденсатор C_d . Нагрузкой для АВН в

электроприводе является либо двигатель постоянного тока, либо инвертор напряжения и двигатель переменного тока с соответствующей системой автоматического регулирования, поэтому нагрузка в общем виде имеет RLE-характер.

Математическая модель. При построении математической модели АВН конкретный закон коммутации ключей ПК заранее не определен, однако считаем, что алгоритм управления не допускает как одновременного включения ключей в фазе коммутатора, так и их одновременного выключения, причем коммутация происходит мгновенно. Показанные на рис.1 условно-положительные направления токов соотв-

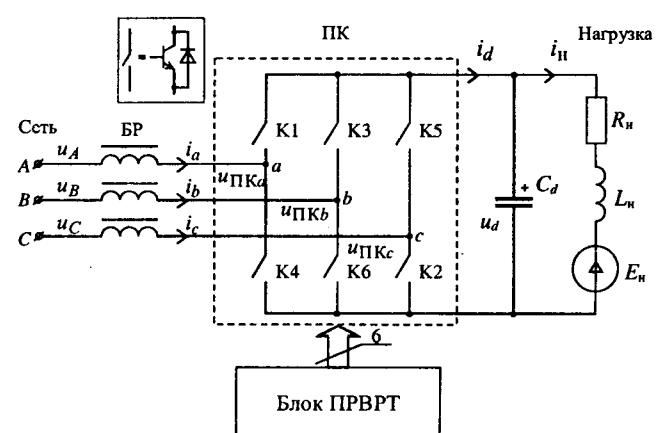


Рис. 1. Принципиальная схема активного выпрямителя напряжения

ствуют режиму работы схемы в качестве выпрямителя и отражают процесс преобразования энергии сети переменного тока в энергию постоянного тока.

Для описания процессов в преобразователе введем абстрактные алгебраические векторы-столбцы, составленные из мгновенных относительных значений фазных напряжений и токов сети, напряжений на силовом входе ПК, а также заданных значений фазных токов сети:

$$\mathbf{U}^F = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}^F = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{U}_{\text{ПК}}^F = \begin{bmatrix} u_{\text{ПК}a} \\ u_{\text{ПК}b} \\ u_{\text{ПК}c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}^{F*} = \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix}. \quad (1)$$

С учетом принятых допущений состояние ключей каждой из трех фаз ПК будем описывать дискретной коммутационной переменной s_{ji} , значения которой определяются следующим образом:

$$s_{ji} = \begin{cases} 1, & \text{если замкнут верхний ключ в фазе;} \\ -1, & \text{если замкнут нижний ключ в фазе.} \end{cases} \quad (2)$$

Здесь $j = a, b, c$ — индекс фазы ПК; $i = 0 \dots (N-1)$ — номер комбинации состояний ключей ПК; N — общее число допустимых комбинаций состояний ключей ПК.

Каждая допустимая комбинация состояний ключей ПК характеризуется вектором-столбцом:

$$\mathbf{S}_i^F = \begin{bmatrix} s_{ai} \\ s_{bi} \\ s_{ci} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Все допустимые комбинации состояний ключей ПК могут быть описаны множеством состояний \mathbf{S}^F :

$$\mathbf{S}^F = \{\mathbf{S}_i^F\}. \quad (4)$$

В связи с особенностями рассматриваемых векторных систем регулирования уравнения АВН удобно представлять не в фазных, а в преобразованных переменных с использованием трехмерной ортогональной системы координат, оси которой (α, β, γ) неподвижны. Обозначим преобразованные переменные следующим образом:

$$\mathbf{U}^G = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}^G = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix}; \quad \mathbf{U}_{\text{ПК}}^G = \begin{bmatrix} u_{\text{ПК}\alpha} \\ u_{\text{ПК}\beta} \\ u_{\text{ПК}\gamma} \end{bmatrix}; \quad (5)$$

$$\mathbf{I}^{G*} = \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \\ i_\gamma^* \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S}_i^G = \begin{bmatrix} s_{\alpha i} \\ s_{\beta i} \\ s_{\gamma i} \end{bmatrix}.$$

Используя матрицу преобразования \mathbf{A}_1 [4] запишем следующие формулы преобразования переменных:

$$\mathbf{U}^G = \mathbf{A}_1 \mathbf{U}^F; \quad \mathbf{U}_{\text{ПК}}^G = \mathbf{A}_1 \mathbf{U}_{\text{ПК}}^F; \quad \mathbf{I}^G = \mathbf{A}_1 \mathbf{I}^F; \quad \mathbf{I}^{G*} = \mathbf{A}_1 \mathbf{I}^{F*}; \quad \mathbf{S}^G = \mathbf{A}_1 \mathbf{S}^F.$$

Для рассматриваемой схемы допустимыми являются восемь комбинаций состояний ключей ($N = 8$). Реализация i -й комбинации из множества \mathbf{S}^G дает определенный фундаментальный вектор $\mathbf{U}_{\text{ПК}i}^G$ напряжения на силовом входе ПК. При реализации всех комбинаций из множества \mathbf{S}^G могут быть получены восемь фундаментальных векторов, из которых шесть векторов являются ненулевыми ($\mathbf{U}_{\text{ПК}1}^G \dots \mathbf{U}_{\text{ПК}6}^G$), а два — нулевыми ($\mathbf{U}_{\text{ПК}0}^G, \mathbf{U}_{\text{ПК}7}^G$).

С физической точки зрения напряжения на силовом входе ПК в цепи переменного тока формируются в результате инвертирования напряжения на конденсаторе C_d в цепи постоянного тока. Взаимосвязь между напряжением на силовом входе ПК и выпрямленным напряжением в фазных и преобразованных координатах выражается соотношениями:

$$\mathbf{U}_{\text{ПК}i}^F = \Phi_i^F u_d; \quad \mathbf{U}_{\text{ПК}i}^G = \Phi_i^G u_d,$$

$$\text{где } \Phi_i^F = \begin{bmatrix} \Phi_{ai} \\ \Phi_{bi} \\ \Phi_{ci} \end{bmatrix}, \quad \Phi_i^G = \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha i} \\ \Phi_{\beta i} \\ \Phi_{\gamma i} \end{bmatrix} \text{ — соответственно фаз-}$$

ная и преобразованная дискретные коммутационные вектор-функции, связанные с состояниями ключей следующими соотношениями:

$$\Phi_i^F = \frac{1}{2} \mathbf{M} \mathbf{S}_i^F; \quad \Phi_i^G = \frac{1}{2} \mathbf{C} \mathbf{S}_i^G,$$

$$\text{где } \mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \mathbf{A}_1 \mathbf{M} \mathbf{A}_1^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} —$$

матричные константы.

Все допустимые комбинации состояний ключей и значения фазных и преобразованных коммутационных функций для рассматриваемой схемы приведены в таблице. Как видно из таблицы, число значений коммутационной функции, различных по комбинациям фазных напряжений на входе ПК, равно $N-1$, поскольку нулевые векторы неразличимы.

Состояние ключей		Номер состояния i							
		0	1	2	3	4	5	6	7
\mathbf{S}_i^F	s_a	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1
	s_b	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1
	s_c	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1
Φ_i^F	Φ_a	0	2/3	1/3	-1/3	-2/3	-1/3	1/3	0
	Φ_b	0	-1/3	1/3	2/3	1/3	-1/3	-2/3	0
	Φ_c	0	-1/3	-2/3	-1/3	1/3	2/3	1/3	0
Φ_i^G	Φ_α	0	2/3	1/3	-1/3	-2/3	-1/3	1/3	0
	Φ_β	0	0	$\sqrt{3}/3$	$\sqrt{3}/3$	0	$-\sqrt{3}/3$	$-\sqrt{3}/3$	0

Уравнения математической модели АВН [1] для каждой комбинации состояний ключей АВН будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_i^G &= \mathbf{U}_{\text{ПК}i}^G + \mathbf{R}^G \mathbf{I}_i^G + \mathbf{L}^G \frac{d\mathbf{I}_i^G}{dt}; \\ \mathbf{U}_{\text{ПК}i}^G &= \Phi_i^G u_d; \\ \Phi_i^G &= \frac{1}{2} \mathbf{CS}_i^G; \\ i_d &= \frac{3}{2} \Phi_i^G \mathbf{I}_i^G; \\ i_d - i_h &= C_d \frac{du_d}{dt}. \end{aligned} \quad (6)$$

В этих уравнениях $\mathbf{R}^G = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix}$; $\mathbf{L}^G = \begin{bmatrix} l & 0 & 0 \\ 0 & l & 0 \\ 0 & 0 & l \end{bmatrix}$

— матрицы активных сопротивлений и индуктивностей буферных реакторов для случая симметричной системы.

Принцип прогнозирующего релейно-векторного управления относится к классу оптимальных прогнозирующих принципов [5]. В активных выпрямителях напряжения, для которых важнейшими задачами являются стабилизация выходного напряжения и управление сетевыми токами, принцип прогнозирующего релейно-векторного управления применительно к последней задаче может быть сформулирован следующим образом. Управление сетевыми токами осуществляется в циклическом вычислительном процессе с фиксированными временными интервалами T , которые в дальнейшем будем называть интервалами управления. В отличие от алгоритмов векторных ШИМ, где на каждом интервале управления последовательно реализуется несколько фундаментальных (образующих) векторов напряжений, в данном случае на интервале управления реализуется только один фундаментальный вектор напряжения из числа допустимых, который наилучшим образом удовлетворяет задаче управления. Задача управления заключается в том, чтобы на данном интервале управления обеспечить значение управляемой величины (вектора тока \mathbf{I}^G), наиболее близкое к заданному значению \mathbf{I}^{G*} . Для выбора оптимального решения могут быть использованы различные критерии, например, по оценке мгновенных значений управляемой величины в конце интервала управления или по оценке средних значений управляемой величины на интервале управления. Использование последнего критерия позволяет получить более высокую точность отработки задающего воздействия и более низкий коэффициент гармоник сетевых токов.

Задача выбора наилучшего вектора может быть решена в двух основных постановках: на основании *прямого* и *обратного* прогнозов.

Прямой прогноз. Выбор наилучшего фундаментального вектора для очередного интервала управления осуществляется на основе прогнозирования результатов управления для всех возможных реализаций. Так, для каждого фундаментального вектора напряжений можно спрогнозировать значения вектора токов сети \mathbf{I}_i^G , которые будут иметь место в конце интервала управления по формуле:

$$\mathbf{I}_i^G(t) = \mathbf{I}^G + \Delta\mathbf{I}_i^G(t), \quad (7)$$

где \mathbf{I}^G — значение вектора токов сети в начале интервала управления; $\Delta\mathbf{I}_i^G(t)$ — прогнозируемое отклонение вектора токов питающей сети в конце интервала управления от вектора токов сети в начале интервала управления в случае реализации на данном интервале фундаментального вектора $\mathbf{U}_{\text{ПК}i}^G$. Заметим, что использование для прогнозирования значений дискретной коммутационной вектор-функции Φ более рационально, чем значений множества состояний S , поскольку в этом случае число прогнозов будет на один меньше.

Для рассматриваемой схемы в случае прогнозирования отклонений при использовании, например, численного метода Рунге-Кутта первого порядка, может быть использована формула:

$$\Delta\mathbf{I}_i^G(t) = \frac{\mathbf{U}^G - \mathbf{U}_{\text{ПК}i}^G - t\mathbf{I}^G}{l}. \quad (8)$$

Для сравнения эффективности решения задачи управления для каждого прогноза используется оценка среднего отклонения вектора токов $\Delta\mathbf{I}_{\text{cp}i}^G$ на интервале управления:

$$\Delta\mathbf{I}_{\text{cp}i}^G = \mathbf{I}^{G*} - \mathbf{I}_{\text{cp}i}^G; \quad (9)$$

где $\mathbf{I}_{\text{cp}i}^G = \mathbf{I}^G + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{нач}}+T} \Delta\mathbf{I}_i^G(t) dt$ — среднее значение

вектора сетевых токов на интервале управления.

Момент времени $t_{\text{нач}}$ соответствует началу интервала управления. При использовании численного метода Рунге—Кутта первого порядка выражение (9) принимает вид:

$$\Delta\mathbf{I}_{\text{cp}i}^G = \mathbf{I}^{G*} - \left(\frac{\mathbf{U}^G - \mathbf{U}_{\text{ПК}i}^G - t\mathbf{I}^G}{l} \right) \frac{T}{2}. \quad (10)$$

По результатам прямого прогноза выбирается то значение коммутационной функции $\Phi_{\text{опт}}^G$, при реализации которого будет получен вектор токов сети $\mathbf{I}_{\text{опт}}^G$, обеспечивающий минимальное значение оценки (10).

Обратный прогноз осуществляется путем нахождения желаемого вектора напряжений на входе коммутатора $\mathbf{U}_{\text{ПК}}^{G*}$ при условии, что задача управления идеально решена в конце интервала управления,

т. е. среднее значение управляемой величины равно заданному. В этом случае прогнозирование осуществляется по формуле:

$$U_{\text{ПК}}^{G*} = U^G - rI^G - 2l \frac{I^{G*} - I^G}{T}. \quad (11)$$

По результатам обратного прогноза выбирается то значение коммутационной функции $\Phi_{\text{опт}}^G$, которое обеспечит получение вектора напряжений на входе ПК $U_{\text{ПК,опт}}^G$, наиболее близкого для данного интервала управления к желаемому вектору напряжений на входе ПК $U_{\text{ПК}}^{G*}$.

После прямого или обратного прогноза из множества S^F выбирается комбинация состояний ключей ПК, соответствующая оптимальному значению коммутационной функции $\Phi_{\text{опт}}^G$. В случае, когда выбранному значению коммутационной функции соответствуют несколько элементов множества состояний S^F , то с учетом предыдущего состояния коммутатора по критерию минимального числа переключений ключей выбирается единственная новая комбинация состояний ключей. В случае, когда одновременно несколько значений коммутационной функции наилучшим образом удовлетворяют задаче управления, выбирается единственная новая комбинация состояний ключей, так же как и в первом случае, с учетом предыдущего состояния коммутатора и критерия минимального числа переключений ключей. После этого выбранная комбинация реализуется на всем интервале управления. Следует отметить, что данная процедура не меняется на любом интервале управления, что унифицирует алгоритм управления.

Прямой прогноз является наиболее общим и позволяет учесть при реализации замкнутой системы регулирования такие факторы как задержка включения вентилей, запаздывание, вызванное временем расчета управляющих воздействий, и т.д. Обратный прогноз не позволяет напрямую учесть указанные выше факторы, но значительно сокращает затраты времени на вычисления.

Для иллюстрации прямого прогноза на рис.2,а представлены начальный вектор токов сети I^G , заданный вектор токов сети I^{G*} и семь прогнозируемых векторов тока сети $I_{\text{cp}0}^G - I_{\text{cp}6}^G$ для произвольного интервала управления. Вектор $I_{\text{cp}1}^G$ является наиболее близким к вектору I^{G*} , поэтому $I_{\text{опт}}^G = I_{\text{cp}1}^G$. Согласно рассматриваемому способу из множества состояний S^G будет выбрано значение S_1^F и, соответственно, из множества S^F будет выбрано значение S_1^F . Для иллюстрации обратного прогноза на рис.2,б представлены шесть фундаментальных векторов $U_{\text{ПК}1}^G - U_{\text{ПК}6}^G$ и желаемый вектор напряжений на входе ПК $U_{\text{ПК}}^{G*}$ для рассмотренного выше интервала управления. Вектор $U_{\text{ПК}1}^G$ является наиболее близким к вектору $U_{\text{ПК}}^{G*}$, поэтому $U_{\text{ПК,опт}}^G = U_{\text{ПК}1}^G$. Согласно рассматриваемому способу из множества состояний S^G будет выбрано значение S_1^G и, соответственно, из множества S^F будет

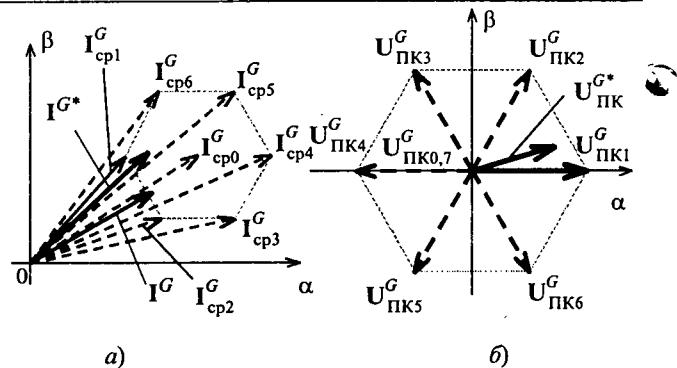


Рис.2. К выбору наилучшего вектора:

а — при прямом прогнозе; б — при обратном прогнозе

дёт выбрано значение S_1^F , как и в случае прямого прогноза. Состоянию S_1^F (см. таблицу) соответствует следующая комбинация состояний ключей полупроводникового коммутатора: ключи $K1, K2, K6$ — замкнуты; ключи $K3, K4, K5$ — разомкнуты.

Система автоматического регулирования АВН. На основе результатов, полученных в [1], может быть синтезирована векторная САР активного выпрямителя напряжения с использованием принципа прогнозирующего релейно-векторного управления током сети. Один из возможных вариантов реализации такой САР представлен на рис.3.

Поскольку структурная схема АВН состоит из двух звеньев: звена токов (ПК и дроссель) и звена напряжения (звено постоянного тока), то система управления выполняется двухконтурной, содержащей прогнозирующий релейно-векторный регулятор токов ПРВРТ и внешний регулятор напряжения (РН). ПРВ регулятор осуществляет непосредственное управление состояниями ключей ПК.

В системе используется два датчика сетевых токов (DT_a и DT_b) и два датчика фазных напряжений (ДФН), которые формируют сигналы, пропорциональные мгновенным значениям фазных сетевых напряжений (u_A, u_B). Кроме того, контролируется с помощью соответствующего датчика выходное напряжение АВН.

В состав векторной САР также входят преобразователь координат вектора токов (ПКТ) и преобразователь координат вектора напряжений (ПКН). Регулирование токов осуществляется в неподвижной системе координат с учетом заданного значения коэффициента мощности $\cos^*\varphi$.

Исходя из требований к точности стабилизации выходного напряжения АВН внешний регулятор напряжения может быть как П-, так и ПИ-регулятором с соответствующей настройкой.

САР активного выпрямителя напряжения наиболее целесообразно выполнять цифровой на базе специализированных микроконтроллеров [6].

Микропроцессорная реализация САР активного выпрямителя напряжения приводит к появлению запаздывания, которое характерно для всех микропро-

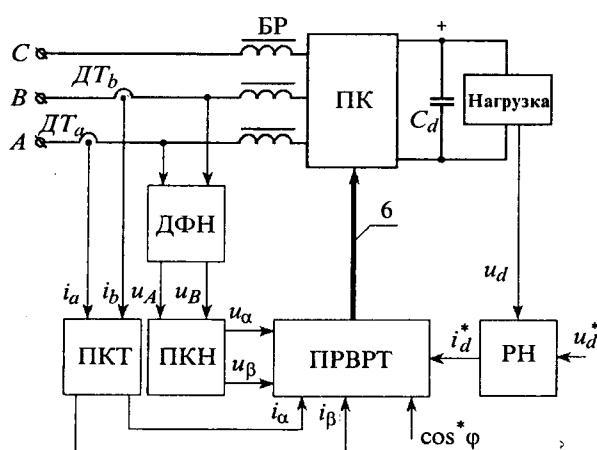


Рис.3. Функциональная схема векторной САР АВН

цессорных систем с обратной связью. Запаздывание определяется временем, необходимым для расчета управляющих воздействий $T_{\text{расч}}$, которое при унифицированном алгоритме остается неизменным. С учетом запаздывания начальное значение вектора сетевых токов для очередного интервала управления может быть вычислено следующим образом:

$$\mathbf{I}^G = \mathbf{I}_{\text{изм}}^G + \Delta \mathbf{I}_{\text{расч}}^G. \quad (12)$$

Здесь $\mathbf{I}_{\text{изм}}^G$ — значение вектора сетевых токов, измеренное в момент времени $t_{\text{изм}} = T - T_{\text{расч}}$, который отсчитывается от начала предыдущего интервала управления; $\Delta \mathbf{I}_{\text{расч}}^G$ — прогнозируемое отклонение вектора токов сети за время расчета, которое может, как и выражение (8), определяться по следующей формуле:

$$\Delta \mathbf{I}_{\text{расч}}^G = (\mathbf{U}^G - \mathbf{U}_{\text{ПК.пред}}^G - r \mathbf{I}_{\text{изм}}^G) (T_{\text{расч}} / l), \quad (13)$$

где $\mathbf{U}_{\text{ПК.пред}}^G$ — значение вектора напряжений на входе ПК на предыдущем интервале управления.

Результаты компьютерного моделирования. В соответствии с разработанной математической моделью и описанной выше САР АВН было проведено компьютерное моделирование процессов в выпрямителе при реализации принципа прогнозирующего релейно-векторного управления. На рис.4 приведены осциллограммы выпрямленного напряжения u_d , сетевого фазного напряжения u_A , напряжения на входе ПК $u_{\text{ПК}a}$ и сетевого фазного тока i_a при подключении АВН к сети с нулевыми начальными условиями. На рис.5 приведены осциллограммы при наборе нагрузки, а на рис.6 — осциллограммы при переводе выпрямителя в режим инвертирования.

Моделирование осуществлялось со следующими значениями параметров: действующее значение сетевого фазного напряжения $u_A = 220$ В; частота сетевого фазного напряжения 50 Гц; активное сопротивление буферного дросселя $r = 0,5$ Ом; индуктивность буферного дросселя $l = 20$ мГн; интервал управления $T = 0,025$ мс; заданное значение выпрямленного напряжения 700 В; номинальная мощность АВН 10 кВт. На всех графиках за базовые значения напряжений и токов приняты: $U_{\text{баз}} = 311$ В; $I_{\text{баз}} = 21,4$ А.

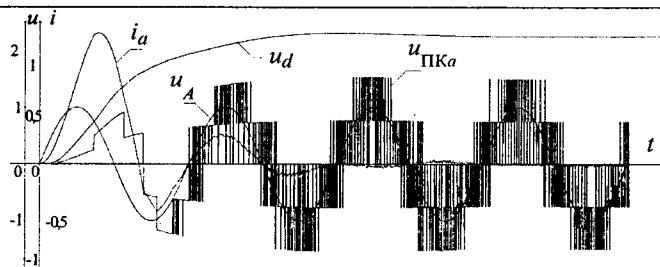


Рис.4

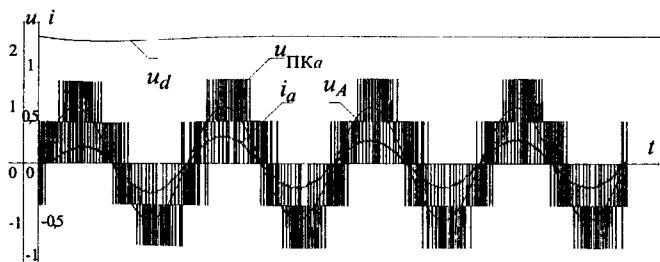


Рис.5

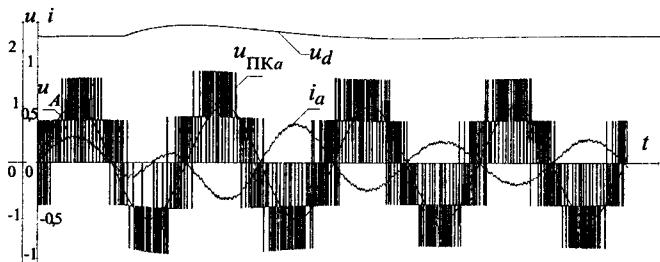


Рис.6

На рис.7 представлены результаты моделирования электромагнитных процессов в АВН при подключении к питающей сети с предварительно заряженным конденсатором. Здесь индуктивность буферного дросселя $l = 6,5$ мГн и интервал управления $T = 0,025$ мс.

Экспериментальные результаты. Для проверки теоретических положений и результатов моделирования были проведены экспериментальные исследования на лабораторном макете АВН номинальной мощностью 10 кВт. Система регулирования реализована на микроконтроллере ADMC331 фирмы "Analog Devices".

На рис.8 приведены осциллограммы электромагнитных процессов в преобразователе при подключении его к питающей сети с предварительно заряженным конденсатором. Параметры схемы и управления

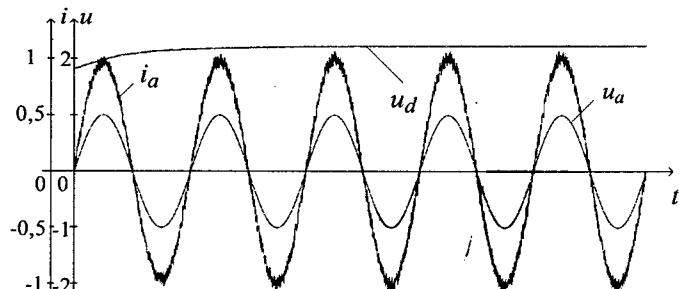


Рис.7

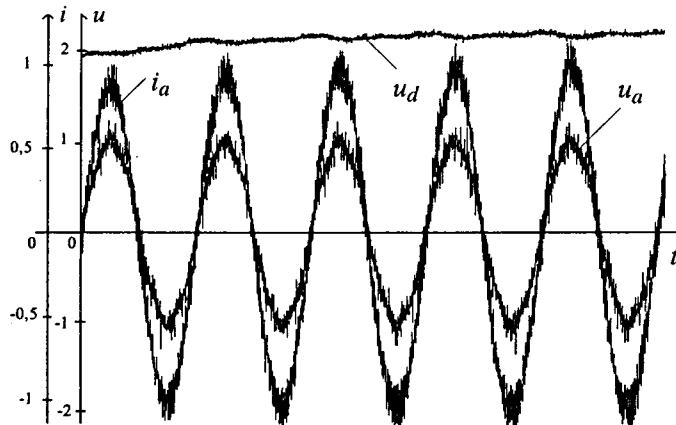


Рис.8

те же, что и при моделировании соответствующих процессов на ПЭВМ (см. рис.7). Полученные результаты подтверждают высокую адекватность разработанной модели.

Выводы

1. Принцип прогнозирующего релейно-векторного управления применим для различных типов преобразователей: автономных инверторов напряжения, активных выпрямителей и автономных инверторов тока, непосредственных преобразователей частоты.

2. Важной задачей при проектировании систем управления, использующих регулярную широтно-импульсную модуляцию, является выбор оптимальной частоты ШИМ. Аналогично, для систем с ПРВ управлением важен выбор оптимальной частоты дискретизации $F_d = 1/T$. Чем выше F_d , тем лучше качество управления. Максимальное значение F_d ограничено возможностями аппаратных средств реализации системы, но использование современной элементной базы и высокопроизводительных микроконтроллеров позволяет получать значения F_d порядка нескольких десятков килогерц. При ПРВ управлении частота переключения вентилей $F_p = 1/N_p$, где N_p — число переключений (коммутаций) за 1 с, теоретически не может быть больше частоты дискретизации в отличие, например, от систем разрывного управления со скользящими режимами. Практически же, как показывают результаты компьютерного моделирования и экспериментальные исследования, в установившемся режиме средняя частота переключения значительно меньше частоты дискретизации, поскольку на очередных интервалах управления переключения происходят только в том случае, если полученное управляющее воздействие оказалось отличным от предыдущего.

3. Сравнивая системы, использующие регулярную ШИМ и системы с ПРВ управлением, следует отметить, что при одной и той же средней частоте переключений первые обеспечивают меньшее значение высокочастотных пульсаций сетевого тока, а следовательно, и более низкий коэффициент гармоник. Однако системы с ПРВ управлением обладают бо-

лье высокой динамикой при отработке задающих и возмущающих воздействий за счет более частого обновления управления, а также допускают сравнительно более простые методы и средства коррекции погрешностей отработки задающих воздействий. Системы с ПРВ управлением значительно проще известных векторных систем регулирования АВН и, как следствие этого, время расчета управляющих воздействий у них существенно меньше. Рассматриваемый принцип управления хорошо адаптирован для микропроцессорной реализации и позволяет максимально использовать возможности силовой и управляющей микропроцессорной элементной базы.

Список литературы

1. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А. Активный фильтр напряжения как новый элемент энергосберегающих систем электропривода // Электричество. 2000. №3. С. 46—54.
2. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Калыгин А.И. Математическое описание и алгоритмы ШИМ активных выпрямителей тока // Электротехника. 2000. №10. С. 42—49.
3. Habetler T.G. A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters// IEEE Trans. Power Electronics. 1993. Vol. 8, № 1. P. 30—36.
4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000.
5. Lorenz R. Motion Control With Induction Motors// Proceedings of the IEEE. 1994. Vol. 82, № 8. P. 37—38.

6. Козаченко В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // CHIP NEWS — Новости о микросхемах. 1999. №1. С. 2—9.

Шрейнер Рудольф Теодорович — профессор Уральского государственного профессионально-педагогического университета (УрГПУ), г. Екатеринбург. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1961 г. Докторскую диссертацию по теме «Асинхронные электроприводы с полупроводниковыми преобразователями частоты (математическое моделирование, оптимизация режимов, структуры систем управления)» защитил в 1991 г. в МЭИ.

Ефимов Александр Андреевич — проректор по научной работе Новоуральского политехнического института при Московском государственном инженерно-физическом институте (техническом университете). Окончил факультет автоматики и электромеханики Томского политехнического института в 1972 г. Кандидатскую диссертацию по теме «Исследование автоколебаний в системе вентильный преобразователь частоты — асинхронный двигатель» защитил в 1978 г. в Ленинградском институте авиационного приборостроения.

Зиновьев Григорий Сергеевич — аспирант кафедры промышленной электроники Новоуральского политехнического института при Московском государственном инженерно-физическом институте (техническом университете). Окончил Новоуральский политехнический институт при Московском государственном инженерно-физическом институте (техническом университете) в 1995 г.

Преобразователи на полностью управляемых полупроводниковых приборах, работающие в режиме источников тока

ЯКИМЕЦ И.В.

Рассмотрены схемы преобразовательных установок на полностью управляемых полупроводниковых приборах, работающие в режиме источника тока. Показано, что использование в схемах запираемых буферных вентилей обеспечивает независимое управление активной и реактивной мощностью преобразователя.

В настоящее время в связи с прогрессом в создании полностью управляемых приборов силовой электроники: запираемых тиристоров (GCT) и биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) существенно расширяется область применения полупроводниковых преобразователей в диапазоне средних и высоких напряжений [1]. В частности, использование этих приборов заложено в основу создания гибких линий электропередачи (ЛЭП), обладающих повышенной пропускной способностью и широкими возможностями управления передаваемой мощностью в аварийных и послеаварийных режимах [2].

В общем случае по принципу работы схемы преобразователей на полностью управляемых полупроводниковых вентилях, используемые для формирования гибких электрических линий, могут быть классифицированы как источники напряжения или источники тока. Работа преобразователя в качестве источника напряжения предполагает наличие в схеме конденсаторного накопителя энергии и формирование в узле линии дополнительного напряжения с возможностью независимого регулирования его амплитуды и фазы. Работа преобразователя в режиме источника тока предполагает наличие в схеме индуктивного накопителя энергии и формирование в узле линии дополнительного тока с возможностью независимого управления его амплитудой и аргументом.

В большинстве исследований по использованию полностью управляемых полупроводниковых приборов для формирования схем преобразования рассматриваются, в основном, инверторы напряжения [3], хотя применение этих приборов в преобразователях, работающих в режиме источника тока, также представляет для практики электроэнергетики значительный интерес. В частности, это относится к организации вывода энергии сверхпроводниковых индуктивных накопителей, работе преобразовательной техники энергосистем и вставок постоянного тока, формированию систем компенсации реактивной мощности линий и т.п.

В статье на примерах шестифазной схемы с нулевым выводом и трехфазным уравнительным реактором и мостовой схемы рассмотрена возможность формирования преобразователей на основе полно-

The circuits of converting facilities on completely controlled semi-conductor devices working in mode of a source of current are considered. It is shown, that using of locked buffer gates provides independent control of active and reactive converter's power.

стью управляемых фазных и буферных вентилей, обеспечивающих возможность независимого регулирования амплитуды и фазы сетевого тока преобразовательного трансформатора. Базовыми условиями при расчете характеристик рассматриваемых схем является возможность запирания и открытия коммутируемых вентилей независимо от напряжения энергосистемы и отсутствие в выпрямленном напряжении коммутационных провалов. Оба этих условия обеспечиваются характеристиками работы запираемых тиристоров при положительных и отрицательных углах управления [4].

Шестифазная схема с трехфазным уравнительным реактором и запираемыми фазными и буферными вентилями

Энергетические характеристики шестифазного преобразователя с управляемыми буферными вентилями на однооперационных тиристорах рассмотрены в [5]. Характерной особенностью схемы является то, что при некотором значении выпрямленного тока $I_{d_{kp}}$, равном примерно 1% тока нагрузки, трехфазный уравнительный реактор осуществляет работу трех двухфазных групп, расположенных на различных сердечниках трансформатора, обеспечивая тем самым их параллельную работу при одновременном сохранении шестифазной пульсации выпрямленного напряжения. Изменяя моменты открытия фазного и буферного вентилей, можно менять в течение периода промышленной частоты соотношение между интервалами выпрямления и инвертирования, осуществляя тем самым независимый обмен активной и реактивной мощностями между нагрузкой преобразователя и энергосистемой. Нагрузкой преобразователя служит достаточно большая индуктивность, чтобы обеспечить непрерывность выпрямленного тока. В частном случае это может быть сверхпроводниковый индуктивный накопитель энергии. Необходимо отметить, что моменту открытия фазного вентиля соответствует момент закрытия соответствующего буферного вентиля и наоборот.

На рис.1 приведена схема отдельной двухфазной группы преобразователя, на рис.2 — диаграммы изменения выпрямленного напряжения (a) и тока в се-

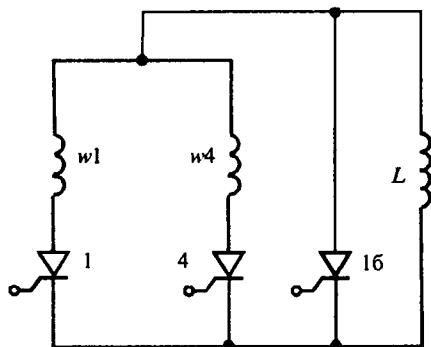


Рис.1. Схема двухфазной группы шестифазного преобразователя с трехфазным уравнительным реактором и буферными вентилями

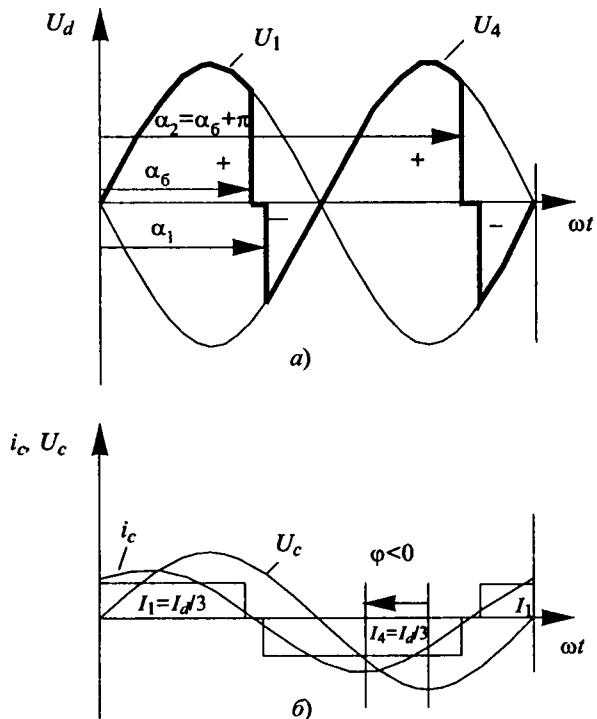


Рис.2. Диаграммы изменения выпрямленного напряжения (а), сетевого напряжения и токов в обмотках преобразовательного трансформатора (б)

тевой обмотке трансформатора (б) при работе в режиме выпрямления с выдачей реактивной мощности. В рис.1,2 использованы следующие обозначения: $w1, w4$ — фазы вентильной обмотки трансформатора шестифазного преобразователя; $1, 4$ — фазные, 16 — буферный запираемый вентиль; L — индуктивная нагрузка преобразователя; U_1, U_4 — напряжения на фазах вторичной обмотки преобразовательного трансформатора; I_d, I_1, I_4 — выпрямленный ток преобразователя и токи фазных вентилей; α, α_6 — углы управления запираемых тиристоров в фазных и буферных ветвях (моменту открытия тиристоров фазной ветви α соответствует запирание тиристоров буферной ветви и наоборот); u_c, i_c — фазные напряжение и ток в сетевой обмотке преобразовательного трансформатора; φ — угол сдвига между током и на-

прежием сетевой обмотки. Кривые выпрямленного напряжения и сетевого тока на рис.2 соответствуют фазовому управлению с образованием короткозамкнутого контура в цепи нагрузки L .

При использовании в качестве параметров управления углов открытия (запирания) фазных и буферных вентилей выпрямленное напряжение шестифазного преобразователя может быть представлено в виде

$$U_d = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2), \quad (1)$$

где α_1 — момент открытия фазного вентиля 1 и, соответственно, момент закрытия буферного вентиля 16 , коммутирующего поочередно в течение периода с вентилями 1 и 4 ; α_2 — момент запирания вентиля 4 и, соответственно, выключения буферного вентиля 16 ; U_m — амплитуда фазного напряжения на вентильной обмотке.

Так как $\alpha_2 = \alpha_6 + \pi$, где α_6 — момент открытия буферного вентиля 16 , коммутирующего ток фазного вентиля 1 , выражение (1) может быть записано в виде

$$U_d = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_6). \quad (2)$$

Полагая для простоты вычислений коэффициент трансформации преобразовательного трансформатора равным единице, определим значение комплексной амплитуды фазного тока сетевой обмотки трансформатора как сумму первых членов разложения в ряд Фурье импульсов тока вентильной обмотки

$$i_{(1)} = \frac{4I_d \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2}}{3\pi} e^{-j\varphi}, \quad \varphi = \frac{\alpha_1 + \alpha_6}{2}, \quad (3)$$

где φ — аргумент комплекса тока относительно напряжения в узле включения преобразователя в энергосистему.

В полученном соотношении учтено, что выпрямленный ток одной двухфазной группы шестифазного преобразователя с трехфазным уравнительным реактором равен $I_d/3$. Следует также отметить, что, хотя вторичная обмотка трансформатора шестифазная, однако, вследствие работы на вентильную нагрузку, со стороны сетевой обмотки это равноценно работе трансформатора с трехфазной вторичной обмоткой, в которой ток последовательно проходит в разных направлениях.

Достоинством принятой системы координат является представление комплекса первой гармоники тока в виде определенного сочетания параметров регулирования, при котором один параметр связан только с фазой тока относительно напряжения в узле включения преобразователя, а другой — с модулем комплекса тока. В качестве таких параметров рассматриваются углы

$$\theta = \frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2}, \quad 0 \leq \theta \leq 90^\circ; \quad \varphi = \frac{\alpha_1 + \alpha_6}{2}, \quad 0 \leq \varphi \leq 360^\circ. \quad (4)$$

Решением (4) определяются требуемые углы управления преобразователем при его работе в каче-

стве источника тока, а в итоге — требуемый обмен мощностью между энергосистемой и индуктивной нагрузкой через преобразователь

$$\alpha_1 = \theta + \varphi; \quad \alpha_6 = \varphi - \theta. \quad (5)$$

Таким образом, анализируемая схема позволяет осуществлять двухпараметрическое управление преобразователем путем независимого изменения фазы и модуля комплекса сетевого тока в диапазоне предельных значений выпрямленного тока I_d .

Соотношения для действующих значений токов фазных и буферных вентиляй, определенные на основе аналитических выражений для этих токов в ряде последовательных интервалов диапазона $0—2\pi$, имеют вид:

— для фазных вентиляй

$$I_{\phi,\text{эф}} = \frac{I_d}{3} \sqrt{\frac{\alpha_6 - \alpha_1 + \pi}{2\pi}}; \quad I_{\phi,\text{эфmax}} = I_d / 3\sqrt{2}, \quad (\alpha_6 = \alpha_1); \quad (6)$$

— для буферных вентиляй

$$I_{6,\text{эф}} = \frac{I_d}{3} \sqrt{\frac{\alpha_1 - \alpha_6}{\pi}}; \quad I_{6,\text{эфmax}} = I_d / 3, \quad (\alpha_6 = 0, \alpha_1 = \pi). \quad (7)$$

Действующее значение тока в сетевой обмотке трансформатора

$$I_{\text{т.эф}} = \sqrt{2} I_{\phi,\text{эф}}. \quad (8)$$

Полная мощность обмена между преобразователем и сетью переменного тока

$$S = 3U_{\text{т}} I_{\text{т.эф}} = U_{\text{т}} I_d \sqrt{\frac{\alpha_6 - \alpha_1 + \pi}{\pi}}, \quad (9)$$

где $U_{\text{т}} = U_{\text{л}}$ — действующее значение линейного напряжения сети при соединении сетевой обмотки шестифазного преобразователя в треугольник.

Активная мощность обмена преобразователя с сетью переменного тока

$$P = 3U_{\text{т}} I_1 \cos \varphi = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d}{\pi} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2} \cos \frac{\alpha_1 + \alpha_6}{2} = \\ = \frac{\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d}{\pi} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_6), \quad (10)$$

где I_1 — действующее значение первой гармоники сетевого тока в фазе трансформатора.

Активную мощность $P = U_d I_d$ можно представить в виде

$$P = S_0 \cos \varphi, \quad (11)$$

где $S_0 = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d}{\pi} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2}$ — кажущаяся мощность, являющаяся, по существу, модулем комплекса полной мощности для заданной разности углов

$$0 \leq (\alpha_1 - \alpha_6) \leq \pi. \quad (12)$$

В соответствии с (12) значение кажущейся мощности при регулировании α_1, α_6 изменяется в диапазоне

$$0 \leq S_0 \leq S_{0\text{max}}, \quad (13)$$

где $S_{0\text{max}} = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d}{\pi}$ — максимальное значение кажущейся мощности.

При обмене реактивной мощностью преобразователя с сетью

$$Q = S_0 \sin \frac{\alpha_1 + \alpha_6}{2} = S_0 \sin \varphi = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d}{\pi} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2} \times \\ \times \sin \frac{\alpha_1 + \alpha_6}{2} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d}{\pi} (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_6). \quad (14)$$

При обмене преобразователем с сетью только активной мощностью ($Q = 0; \alpha_1 + \alpha_6 = 0; 0 \leq \alpha_1 \leq \pi$):

$$P = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d \cos \alpha_1}{\pi}. \quad (15)$$

В режиме обмена только реактивной мощностью

$$\left(P = 0; \quad \alpha_1 + \alpha_6 = \pi; \quad -\frac{\pi}{2} \leq \alpha_1 \leq \frac{\pi}{2} \right)$$

$$Q = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{т}} I_d}{\pi} \sin \alpha_1. \quad (16)$$

Коэффициент мощности преобразовательной установки, характеризующий изменение нагрузки источника вследствие сдвига тока по фазе относительно напряжения и наличия внешних гармоник в кривой тока,

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{S_0 \cos \varphi}{3U_{\text{т}} I_{\text{т}}} = K \cos \varphi, \quad (17)$$

где $\cos \varphi$ — коэффициент сдвига первой гармоники тока относительно синусоиды напряжения;

$K = \frac{I_{(1)}}{I_{\text{т}}} = 2\sqrt{2} \cos \frac{\alpha_1 - \alpha_6}{\pi} / \pi \sqrt{1 + \frac{\alpha_6 - \alpha_1}{\pi}}$ — коэффициент искажения формы кривой тока преобразователя.

В диапазоне изменения углов (12) максимальное значение коэффициента искажения $K_{\text{max}} = 2\sqrt{2}/\pi = 0,9$.

Мостовая схема с запираемыми тиристорами фазных и буферных вентиляй

На рис.3 приведена схема мостового преобразователя с запираемыми тиристорами фазных и буферных вентиляй. Принятые обозначения: U_a, U_b, U_c — фазные напряжения вентильной обмотки преобразовательного трансформатора; I — запираемые ти-

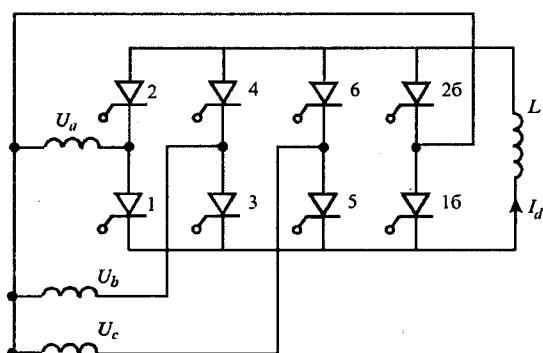


Рис.3. Схема мостового преобразователя с буферными вентилями

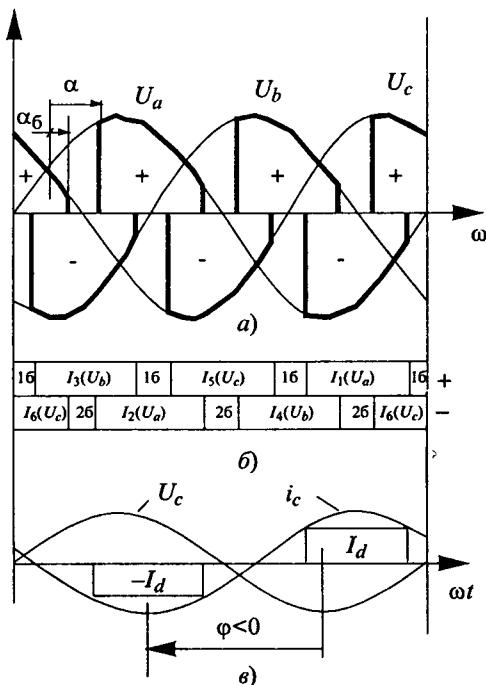


Рис.4. Диаграммы выпрямленного напряжения (а), токов фазных и буферных вентиляй (б), тока и напряжения сетевой обмотки преобразовательного трансформатора (в)

ристоры анодной и катодной групп преобразователя; 16, 26 — запираемые тиристоры буферных вентиляй; L — индуктивная нагрузка; I_d — выпрямленный ток нагрузки. Поскольку в мостовой схеме имеется последовательное соединение анодных и катодных вентиляй, то ток в фазе вентильной обмотки протекает как в положительном, так и отрицательном направлениях. Каждый из буферных вентиляй вступает в работу три раза за период, коммутируя токи вентиляй соответствующей группы.

На рис.4 приведены диаграммы формирования выпрямленного напряжения анодной и катодной группами (а), токов фазных и буферных вентиляй (б), а также тока и напряжения сетевой обмотки трансформатора при работе преобразователя в инверторном режиме с выдачей реактивной мощности (в). U_c , I_c — напряжение и ток в фазе сетевой обмотки.

Сумма первых членов разложения в ряд Фурье импульсов тока вентильной обмотки (рис.4,б,в) определяет значение комплексной амплитуды фазного тока сетевой обмотки

$$I_{(1)} = \frac{4I_d}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6}\right) e^{-j\varphi}; \quad \varphi = \frac{\alpha + \alpha_6}{2}, \quad (18)$$

где φ — угол сдвига сетевого тока относительно напряжения в узле подключения преобразователя к сети переменного тока; α, α_6 — углы управления фазных и буферных запираемых вентиляй, отсчитываемые от точки их естественного зажигания.

Аналогично (3) выражение комплекса сетевого тока (18) показывает возможность двухпараметрического управления преобразователем, работающим в режиме источника тока. В качестве параметров управления рассматриваются углы

$$\theta = \frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6}, \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi/3;$$

$$\varphi = \frac{\alpha + \alpha_6}{2}, \quad 0 \leq \varphi \leq 360^\circ; \quad (19)$$

$$\alpha = \theta + \varphi - \pi/6, \quad \alpha_6 = \varphi - \theta + \pi/6.$$

При изменении θ в указанном диапазоне действующее значение модуля комплекса сетевого тока может изменяться от 0 до $I_{(1)\text{эффмакс}} = \sqrt{6}I_d/\pi$ при независимом изменении аргумента комплекса φ .

Выпрямленное напряжение преобразователя рассчитывается на основе соотношения

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}U_\Phi}{\pi} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\alpha_6 - \frac{\pi}{6}\right) \right], \quad (20)$$

где U_Φ — фазное напряжение вентильной обмотки преобразовательного трансформатора.

Выражения действующих значений токов фазных и буферных вентиляй, а также тока сетевой обмотки имеют вид:

— для фазных вентиляй

$$I_{\Phi,\text{эф}} = I_d \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{\alpha - \alpha_6}{2\pi}}; \quad I_{\Phi,\text{эффмакс}} = I_d / \sqrt{3}, \quad (\alpha = \alpha_6); \quad (21)$$

— для буферных вентиляй

$$I_{6,\text{эф}} = I_d \sqrt{\frac{3}{2\pi}(\alpha - \alpha_6)}; \quad I_{6,\text{эффмакс}} = I_d, \quad \left(\alpha_6 = 0, \alpha = \frac{2\pi}{3} \right); \quad (22)$$

— для тока сетевой обмотки

$$I_{\text{т.эф}} = I_d \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{\alpha - \alpha_6}{\pi}}; \quad I_{\text{т.эфф}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}}. \quad (23)$$

При $\alpha = \alpha_6$ $I_{6,\text{эф}} = 0$ — работают только фазные вентили. При $\alpha = 0, \alpha = 2\pi/3$ $I_{\Phi,\text{эф}} = 0$ — работают только буферные вентили.

Полная мощность обмена между мостовым преобразователем с запираемыми фазными и буферными вентилями и сетью

$$S = 3U_\Phi I_d = 3U_\Phi I_d \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\alpha - \alpha_6}{\pi}}, \quad (24)$$

где U_Φ — действующее значение фазного напряжения сетевой обмотки.

Максимальная полная мощность

$$S_{\text{макс}} = 3\sqrt{2}U_\Phi I_d / \sqrt{3} = U_{\text{л.макс}} I_d, \quad (25)$$

где $U_{\text{л.макс}}$ — амплитуда линейного напряжения сетевой обмотки.

Активная мощность обмена преобразователя с сетью

$$P = 3U_\Phi I_1 \cos \varphi = I_d U_d = S_0 \cos \varphi = \frac{3\sqrt{2}U_\Phi I_d}{\pi} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\alpha_6 - \frac{\pi}{6}\right) \right], \quad (26)$$

где I_1 — действующее значение первой гармоники сетевого тока в фазе трансформатора;

$$S_0 = \frac{3\sqrt{2}U_\Phi I_d}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6}\right) \text{ — кажущаяся мощность,}$$

рассматриваемая как модуль комплекса мощности

$S = P + jQ$, для возможного диапазона изменения разности углов

$$0 \leq \alpha - \alpha_6 \leq 2\pi/3. \quad (27)$$

В соответствии с (27) кажущаяся мощность при регулировании α , α_6 изменяется в диапазоне

$$0 \leq S_0 \leq S_{0\max}, \quad (28)$$

где $S_0 = \frac{3\sqrt{6}U_T I_d}{\pi} = \frac{3U_{\max} I_d}{\pi}$ — максимальное значение кажущейся мощности.

Реактивная мощность, выдаваемая или потребляемая через преобразователь

$$Q = S_0 \sin \frac{\alpha + \alpha_6}{2} = S_0 \sin \varphi. \quad (29)$$

При работе в режиме обмена только активной мощностью $Q = 0$; $\alpha + \alpha_6 = 0$; $0 \leq \alpha \leq 2\pi/3$;

$$P = \frac{2\sqrt{6}U_T I_d}{\pi} \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right). \quad (30)$$

При работе в режиме обмена только реактивной мощностью $P = 0$; $\alpha + \alpha_6 = \pi$; $-\pi/2 \leq \alpha \leq \pi/6$;

$$Q = \frac{2\sqrt{6}U_T I_d}{\pi} \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right). \quad (31)$$

Коэффициент искажения формы кривой тока мостового преобразователя

$$K = \frac{I_{(1)}}{I_T} = 2\sqrt{2} \cos \left(\frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6} \right) \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\alpha - \alpha_6}{\pi}}. \quad (32)$$

В диапазоне изменения углов (27) $K_{\max} = 3/\pi = 0,955$.

Алгоритмы определения углов управления преобразователей при работе в энергосистеме

Вводя обозначения углов мостового преобразователя

$$\alpha' = \alpha + \frac{\pi}{6}; \quad \alpha'_6 = \alpha_6 - \frac{\pi}{6}, \quad (33)$$

выражения мощностей можно записать в виде, аналогичном (10), (14),

$$P = \frac{3\sqrt{2}U_T I_d}{\pi} = (\cos \alpha' + \cos \alpha'_6); \quad (34)$$

$$Q = \frac{3\sqrt{2}U_T I_d}{\pi} = (\sin \alpha' + \sin \alpha'_6).$$

На основе рассмотрения соотношений (10), (14), (34) можно сделать вывод, что работа преобразователя с запираемыми буферными вентилями может быть представлена как работа двух последовательно включенных преобразователей с независимым управлением двух углов включения α , α_6 . В этом смысле один преобразователь с буферными вентилями является аналогом последовательного включения двух отдельных преобразователей, один из которых рабо-

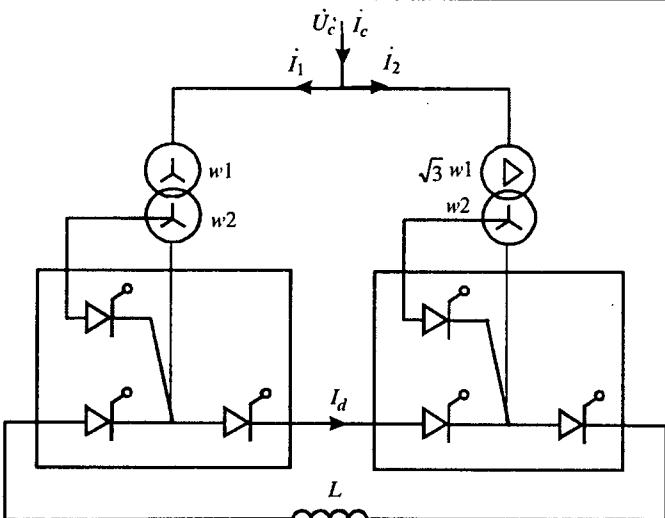


Рис.5. Схема двухмостового преобразователя с буферными вентилями

тает в выпрямительном, а другой — в инверторном режиме [6].

При работе в электроэнергетической системе целесообразно базироваться на последовательном по постоянному току I_d включении двух преобразователей с запираемыми вентилями, рассматривая их как идентичные силовые элементы одного преобразовательного блока (рис.5). Поскольку наличие буферных вентилей требует использования нулевых выводов вентильных обмоток, то для улучшения гармонического состава тока сети сетевые обмотки трансформаторов разных преобразователей формируются по схемам звезды и треугольника и включаются параллельно, обеспечивая тем самым 12-фазную пульсацию сетевого тока. Управление преобразователями, входящими в преобразовательный блок, идентично, а сетевой ток блока в два раза больше сетевого тока одного преобразователя $I_{(1)c} = 2I_{(1)}$.

Линейное напряжение вентильной обмотки одного трансформатора, входящего в преобразовательный блок, равно:

— для шестифазной схемы с буферными вентилями

$$U_T = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}(\cos \alpha + \cos \alpha_6)}; \quad U_{T(\alpha_1=\alpha_6=0)} = \frac{\pi U_{d\max}}{4\sqrt{2}}; \quad (35)$$

— для схемы мостового преобразователя

$$U_T = \frac{\pi U_d}{6\sqrt{2} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\alpha_6 - \frac{\pi}{6} \right) \right]}; \quad U_{T(\alpha=\alpha_6=0)} = \frac{\pi U_{d\max}}{6\sqrt{6}}, \quad (36)$$

где U_d — выпрямленное напряжение на полюсах преобразовательного блока.

На основе сравнения текущих значений активной и реактивной мощностей электропередачи в узле включения преобразователя с заданными значениями уставок определяются требуемые значения мощностей обмена $P_{\text{пр}}$, $Q_{\text{пр}}$ между блоком и сетью, которые используются для определения углов управления преобразователями. В частности, для двухмостового

преобразовательного блока

$$\cos \theta = \frac{\pi \sqrt{P_{\text{пп}}^2 + Q_{\text{пп}}^2}}{4\sqrt{6} U_{\text{т.л}} I_d}; \quad \operatorname{tg} \varphi = Q_{\text{пп}} / P_{\text{пп}};$$

$$\theta = \frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6}, \quad \frac{\pi}{2} \geq \theta \geq \frac{\pi}{6}; \quad \varphi = \frac{\alpha + \alpha_6}{2}, \quad 2\pi \geq \varphi \geq 0;$$

$$\alpha = \theta + \varphi - \frac{\pi}{6}; \quad \alpha_6 = \varphi - \theta + \frac{\pi}{6}. \quad (37)$$

В соответствии с (37) значение $\cos \theta$, определяющее углы управления фазных и буферных вентиляй функционально связано со значением выпрямленного тока I_d , зависящим от уровня энергии, запасенной в индуктивности нагрузки преобразователя. В частности, при использовании в качестве нагрузки сверхпроводникового индуктивного накопителя [6]

$$I_d(t) = \sqrt{2E(t)/L}; \quad E(t) = \int P_{\text{пп}}(t) dt, \quad (38)$$

где $E(t)$, L — энергия запасенная в накопителе и его индуктивность.

Максимальное значение мощности обмена преобразовательного блока с сетью

$$U_{d0} I_{d\max} = \frac{6\sqrt{6} U_{\text{т}} I_{d\max}}{\pi}; \quad \theta \leq \cos \theta \leq 0,865. \quad (39)$$

Максимальная расчетная мощность преобразовательных трансформаторов блока

$$S_{\text{tmax}} = 2\sqrt{6} U_{\text{т}} I_{d\max}. \quad (40)$$

Верхняя граница диапазона изменения $\cos \theta$ (39) определяет предельное значение мощности обмена преобразовательного блока с сетью.

Гармонический состав сетевого тока преобразователей с запираемыми фазными и буферными вентилями

Гармонический ряд сетевого тока шестифазного преобразователя с трехфазным уравнительным реактором и запираемыми фазными и буферными вентилями, полученный в результате разложения Фурье импульсов тока двухфазной группы вентильной обмотки при $K_t = 1$, имеет вид

$$i_{(\omega t)} = \frac{4I_d}{3\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos n \left(\frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2} \right) \sin n \left(\omega t + \frac{\alpha_1 + \alpha_6}{2} \right), \quad (41)$$

где $n = 1, 5, 7, 11, \dots$ — номера гармоник тока.

Отсутствие гармоник тока, кратных 3, в выходном токе преобразовательного трансформатора объясняется включением его сетевой обмотки по схеме треугольника [5].

Относительные значения амплитуд высших гармоник к первой гармонике тока

$$m = \cos n \left(\frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2} \right) / n \cos \left(\frac{\alpha_1 - \alpha_6}{2} \right). \quad (42)$$

При $\alpha_1 - \alpha_6 = 0$, $m = 1/n$ работают только фазные вентили и относительные значения амплитуд высших гармоник тока обратно пропорциональны их номеру. При $\alpha_1 - \alpha_6 = \pi$ работают только буферные вентили.

Гармонический ряд сетевого тока мостового преобразователя с запираемыми и буферными вентилями имеет вид

$$i_{(\omega t)} = \frac{4I_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos n \left(\frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6} \right) \sin n \left(\omega t + \frac{\alpha + \alpha_6}{2} \right). \quad (43)$$

При включении сетевой обмотки преобразовательного трансформатора по схеме "звезда" и $\alpha - \alpha_6 \neq \theta$ в токе присутствуют все нечетные гармоники. При включении обмотки по схеме "треугольник" гармоники тока, кратные трем, в сеть не выходят, замыкаясь в сетевой обмотке преобразовательного трансформатора.

Относительные значения амплитуд высших гармоник к первой гармонике

$$m = \cos n \left(\frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6} \right) / n \cos \left(\frac{\alpha - \alpha_6}{2} + \frac{\pi}{6} \right). \quad (44)$$

При $\alpha - \alpha_6 = 0$, $m = 1/n$ работают только фазные вентили, при $\alpha - \alpha_6 = 2\pi/3$ — только буферные вентили.

Наличие естественного сдвига в 30° фазных напряжений вентильных обмоток преобразовательных трансформаторов обеспечивает 12-фазный режим работы преобразовательного блока и отсутствие в сетевом токе гармоник с порядковыми номерами $n = 6(2k-1) \pm 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$, поскольку токи этих гармоник разных мостов находятся в противофазе [7]. В то же время в сетевом токе преобразовательного трансформатора со схемой соединения "звезда — звезда" присутствуют гармоники, кратные 3, при условии $\alpha - \alpha_6 \neq 0$.

Поскольку преобразователи с запираемыми фазными и буферными вентилями обеспечивают как потребление, так и выдачу реактивной мощности, емкость конденсаторных батарей фильтров высших гармоник может быть выбрана из условий их минимальной установленной мощности, согласно [7]. При этом эквивалентное емкостное сопротивление фильтрующей цепочки $C_n - L_n$ току первой гармоники

$$X_{Cn} = \frac{n^2 - 1}{\omega n^2 C_n} = \frac{U_{(1)} \sqrt{n}}{I_{(n)}}, \quad (45)$$

где C_n — емкость конденсаторной батареи цепочки, фильтрующей высшую гармонику сетевого тока с порядковым номером n и действующим значением $I_{(n)}$; $U_{(1)}$ — действующее значение первой гармоники фазного напряжения сети.

При подключении n фильтрующих цепочек к узлу энергосистемы с напряжением $U_{(1)}$

$$X_{C\Sigma} = 1 / \omega \sum_n C_n \frac{n^2}{n^2 - 1} = U_{(1)} \sum_n \frac{\sqrt{n}}{I_{(n)}}; \quad Q = 3U_{(1)}^2 / X_{C\Sigma}, \quad (46)$$

где Q — реактивная мощность в узле энергосистемы, обусловленная работой фильтров высших гармоник в сетевом токе трансформатора преобразовательного устройства.

Список литературы

1. Ковалев Ф.И., Флоренцев С.Н. Анализ и прогноз развития приборов силовой электроники на рубеже столетий//Труды V симпозиума "Электротехника 2010". 1999. Т. 2. С. 222—227.
2. Ивакин В.Н., Ковалев В.Д., Худяков В.В. Гибкие электропередачи переменного тока//Электротехника. 1996. № 8. С. 16—21.
3. Кочкин В.И., Шакарян Ю.Г. Режимы работы управляемых линий электропередачи//Электричество. 1997. № 9. С. 2—8.
4. Кощеев Л.А., Поссе А.В., Шершинев Ю.А. Перспективы применения запираемых вентилей в электроэнергетике // Изв. РАН. Энергетика. 1994. № 1. С. 29—37.

5. Якимец И.В., Наровлянский В.Г., Матвеин В.М. Выбор параметров индуктивного накопителя для электрической системы // Электричество. 1992. № 6. С. 18—24.

6. Якимец И.В. Расчетные модели работы сверхпроводникового накопителя в энергосистеме//Электричество. 2000. № 7. С. 51—58.

7. Поссе А.В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока // Л.: Энергия. 1973.

Якимец Игорь Владимирович — заведующий лабораторией института "Энергосетьпроект". Окончил факультет электрификации Московского института сельскохозяйственного производства в 1961 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию в МЭИ по специальности "Электрические машины".

ХРОНИКА

9-я Европейская конференция по силовой электронике

Среди научно-технических мероприятий в электротехнической промышленности, глубоко научной по своему характеру, масштабной по объему научно-исследовательских и проектно-конструкторских работ и базирующейся на новейших достижениях стремительно развивающихся науки и техники, заметная роль принадлежит традиционным конференциям по силовой электронике и ее применению, которые проходят под эгидой Европейской ассоциации силовой электроники. Эти международные конференции охватывают всю гамму вопросов, связанных с производством, распределением и использованием электроэнергии, и являются уникальным форумом для представления самых последних технических достижений и результатов научных и технических исследований.

В течение трех дней работы конференции на 13 секциях было заслушано свыше 550 пленарных и стендовых докладов, в состав авторских коллективов которых входили 1350 специалистов, представлявшие 54 страны мира. Самыми активными участниками стали страны Западной Европы — Германия (78 докладов), Франция (78 докладов), Италия (43), Испания (42), Великобритания (32). Из стран Восточной Европы безоговорочно первенствовала Польша (24), а из стран, представлявших другие континенты, максимальное количество докладов подготовили Япония (39) и США (14). К сожалению, всего двумя докладами была представлена Российская Федерация.

На пленарных заседаниях конференции, которые проходили ежедневно, заслушивалось только по одному основополагающему докладу. Цель этих докладов — познакомить всех участников с новейшей информацией по современным технологиям, компонентам и их применением и позволить им заглянуть в будущее. Темами таких основных докладов на пленарных заседаниях ЕРЕ-2001 стали: использование средств силовой электроники в распределительных сетях, позволяющее обеспечить наивысший КПД альтернативных источников энергии и высокое качество электроэнергии, получаемой потребителем; перспективы использования электропривода в автономных транспортных средствах (отметим, что в наиболее роскошных современных пассажирских автомобилях количество индивидуальных электроприводов превысило 100 и продолжает расти); силовые приборы на

основе карбида кремния, промышленное применение которых, по мнению специалистов, знаменует начало новой эры в силовой электронике.

Карбид кремния (SiC) относится к семейству полупроводников с так называемой широкой запрещенной зоной. Важнейшие преимущества этого материала по сравнению с обычным классическим кремнием — приблизительно в 10 раз увеличенное максимальное (пробивное) напряжение перехода, приблизительно в 3 раза большая ширина запрещенной зоны и термическая проводимость, близкая к термической проводимости меди. Высокое значение пробивного напряжения перехода и теплопроводность делают структуру SiC самым выгодным материалом для производства силовых полупроводниковых приборов. Для унипольярных устройств значение удельного сопротивления прибора может быть на два порядка меньше, чем у кремниевого прибора с такой же запирающей способностью. Считается, что такие приборы на базе SiC с очень привлекательными характеристиками проводимости в прямом направлении и незначительными коммутационными потерями экономически целесообразно выполнять при запирающих напряжениях до 3 кВ. Для более высоких напряжений лучшим вариантом, даже по сравнению с SiC, считаются биполярные устройства. Однако из-за технологических сложностей, например, связанных с малым диаметром и высокой дефектностью кристаллов и необходимостью выполнения необычных технологических операций (например, отжиг при температуре выше 1500°C), а также с высокой удельной ценой производство приборов на основе SiC для массового применения долгое время считалось нерентабельным.

Ситуация изменилась в течение двух последних лет в связи с началом производства коротковолновых жидкокристаллических дисплеев, которые изготавливаются на основе активного GaN-слоя с использованием SiC в качестве подложки, и существенного усовершенствования качества структуры SiC, применяемой в качестве основного материала. Крупные достижения в области совершенствования производственной технологии Отделения полупроводников фирмы "Siemens AG", которое с 1 апреля 1999 г. было преобразовано в самую крупную европейскую полупроводниковую фирму "Infineon

Technologies AG", способствовали появлению на рынке приборов первого поколения.

В докладе дочерней компании "Siemens AG" — "SiCED GmbH & Co" приводятся данные сравнения рабочих характеристик карбида кремния с наиболее распространенными полупроводниковыми материалами по трем относительным коэффициентам, характеризующим использование при высоких мощностях и частотах (JFM), в быстродействующих силовых переключателях с учетом особенностей теплового режима (KFM) и обобщенного коэффициента качества для силовых полупроводниковых приборов (BFM):

Материал	JFM	KFM	BFM
Кремний	1	1	1
Арсенид галлия	2,7	0,5	15,6
Карбид кремния	18,7	3,1	386

Именно поэтому приборам на основе карбида кремния были посвящены не только один из трех основополагающих докладов, но и отдельное заседание круглого стола, а также ряд секционных докладов. Особое внимание было уделено работе, надежности и областям применения одного из силовых приборов на основе SiC — диода Шоттки, получившего фирменное обозначение *thinQ!™ SiC*. Многообещающими свойствами этого прибора считают хорошую прямую проводимость, сопоставимую с проводимостью быстродействующих диодов Si p-n, и низкие токи утечки, сопоставимые с кремниевыми диодами Шоттки на напряжение до 200 В и диодами на основе арсенида галлия на 250 В (менее 0,5 мА даже при 150°C). Специальный доклад был посвящен и вертикальному прибору JFET на SiC. Подробнее с первой промышленной серией диодов на основе SiC можно познакомиться по публикации: "Infineon Technologies: *thinQ!™ SiC Diodes*", Munich, Germany, 2001.

Круг вопросов, затронутых в ходе работы конференции, ясен из тематики секционных заседаний:

1. Электронные компоненты.
2. Схемы цепей силовой электроники и преобразователей.
3. Источники питания.
4. Применение различных методов управления к энергетическим системам.
5. Стратегия фазоимпульсной модуляции и специфические методы управления статическими преобразователями.
6. Электрические машины и электроприводы с регулированием скорости.
7. Управление движением и робототехника.
8. Измерения и датчики.
9. Силовая электроника и электропривод транспортных средств.
10. Силовая электроника в производстве, передаче и распределении электроэнергии.
11. Проектирование систем.
12. Конструкция и компоновка силовых электронных систем.
13. Вопросы высшего образования.

Естественно, что в кратком обзоре не представляется возможным остановиться на тематике работы всех секций, поэтому ограничимся только теми вопросами, которые представляют наибольший интерес для специалистов в области автоматизированного электропривода.

В секции "Электрические машины и электроприводы

с регулированием скорости" были обсуждены 12 тем: электрические машины с постоянными магнитами и электроприводы на их основе; вентильно-индукторные электродвигатели и электроприводы на их основе; линейные двигатели и электроприводы на их основе; машины постоянного и переменного тока и электроприводы на их основе; системы регулируемого электропривода; бездатчиковые системы; методы оценки; проектирование и диагностика; взаимодействие электрической машины и преобразователя; энергоэффективные электроприводы; физическое и математическое моделирование; опыт применения электроприводов в промышленности и на транспорте.

На заседаниях секции "Проектирование систем" рассматривались вопросы электромагнитной совместимости, согласования с сетью и повышения коэффициента мощности; управления энергетическими системами; надежности; диагностики, а также опыт использования методов физического и математического моделирования.

В секции "Стратегия фазоимпульсной модуляции и специфические методы управления статическими преобразователями" внимание было сосредоточено на усовершенствованных системах управления преобразователями с использованием фазо-логики и оптимизации векторного управления источником тока.

Большое внимание было уделено разнообразным областям применения цифровых сигнальных микроконтроллеров (DSP), объемы производства и номенклатура которых непрерывно возрастают. Темпы роста полупроводниковой промышленности таковы, что каждые 1,5 года на рынке появляются новые элементы. Благодаря этому в течение последних 16 лет быстродействие DSP возросло в 1466 раз (с 6 млн. команд в секунду до 8,8 млрд.). Кроме того, такими же темпами увеличивается объем памяти в одном чипе. Выдающиеся успехи достигнуты в части интеграции функциональных возможностей в одном чипе. Если к настоящему времени еще не существует крупных промышленных серий бездатчиковых электроприводов переменного тока с высоким быстродействием, которые могут работать в любых условиях эксплуатации, в том числе при очень малых частотах вращения и при нулевой частоте в статоре, то во всяком случае разработано новое поколение таких приводов (в их числе асинхронный электродвигатель с векторным управлением, электроприводы на основе синхронных электродвигателей с постоянными магнитами и электроприводы с прямым управлением током), рассмотренных в ряде докладов. Новые бездатчиковые электроприводы предназначены для широкой гаммы применений; предложены также и квазибездатчиковые электроприводы.

Электроприводы с прямым управлением током находят применение в промышленных многодвигательных системах (в бумагоделательной и текстильной промышленности, прокатных станах, электрическом железнодорожном и автомобильном транспорте, промышленных роботах), где основной проблемой становится электрическая и механическая стыковка двигателей. Различают два класса приводов — со строгой синхронизацией скорости электродвигателей, работающих с одинаковым моментом нагрузки, и с электродвигателями, допускающими работу, при необходимости, с различной скоростью; количество инверторов может быть равным количеству двигателей (независимые инверторы) либо отличаться от него.

В большинстве случаев представляют сложность задачи измерения момента и потока асинхронных электроприводов.

двигателей. Встроенные датчики существенно увеличивают стоимость машины и не обеспечивают высокой точности. В докладе группы итальянских ученых рассмотрен экономичный способ измерения момента и потока с высокой точностью, основанный на использовании статического наблюдателя — значение момента рассчитывается в результате математической обработки данных наблюдения за значением потока в статоре и роторе.

Ряд докладов был посвящен электроприводам переменного тока с активным передним фронтом на базе инвертора тока с бездатчиковым векторным управлением и тиристорами с симметричной коммутацией (SGCT). В докладе компании "Rockwell Automation" представлены результаты промышленных испытаний таких приводов мощностью 440 и 920 кВт на напряжение 4160 В.

На заседаниях круглого стола обсуждались приборы малой мощности; распределенные системы электроснабжения и их влияние на питание управляющих электродов в будущем; приборы на основе карбида кремния (технология, тенденции, опыт применения и т.п.); тенденции развития электроприводов (стандартизация или интеграция); устройства большой мощности; программное обеспечение для математического моделирования; возможности изучения силовой электроники с использованием Интернета.

Работу конференции предваряло проведение семинаров, на которых ведущие специалисты отрасли читали лекции и проводили консультации с целью углубленного ознакомления с наиболее актуальными вопросами. Тематика этих семинаров, отобранных Оргкомитетом из поступивших предложений:

— Вопросы электромагнитной совместимости при использовании силовой электроники.

— Современные методы проектирования систем силовой электроники на основе математического моделирования.

— Накопление энергии и его применение при использовании суперконденсаторов.

— Интегральные электромагнитные (пассивные) компоненты.

— Улучшение качества электроэнергии при использовании стандартных силовых приборов.

— Сущность и проектирование силовых электронных устройств, работающих в качестве переключающих, при

использовании функционально-блочного подхода (с использованием компьютерного моделирования).

— Разработка и применение быстрореставрирующихся диодов в цепях с IGBT.

— Физическое и математическое моделирование силовой электроники и электроприводов.

— Десять убедительных доводов для использования цифровых сигнальных процессоров (DSP) в силовой электронике и интеллектуальных приводах.

— Бездатчиковое управление асинхронными электродвигателями и синхронными электродвигателями с постоянными магнитами.

— Тесная взаимосвязь силовой электроники и качества электроэнергии.

— Методы коррекции коэффициента мощности в трехфазных сетях.

— Использование уникального физического подхода для изучения электроприводов: от основ до векторного и бездатчикового управления; моделирование с использованием SIMULINKTM.

— Описание и управление многодвигательными многообразовательными системами.

Труды конференции были изданы к началу ее работы в двух версиях: электронной (на CD-ROM) и в виде книги (только тезисы). На компакт-диске представлены полные тексты докладов (8-10 с.). Тезисы докладов за несколько недель до начала работы конференции были представлены на ее сайте. С полными материалами конференции можно ознакомиться в обществе инженеров силовой электроники.

Параллельно с конференцией состоялась крупномасштабная выставка, в работе которой участвовало свыше 20 компаний. Многие из зарегистрированных посетителей выставки приняли участие и в заседаниях самой конференции.

Очередным мероприятием, проводимым Европейской ассоциацией по силовой электронике и приводу совместно с Советом ЕРЕ-РЕМС станет 10-я Международная конференция по силовой электронике и приводу, которая состоится с 9 по 11 сентября 2002 г. в Хорватии. Информация о конференции — на сайте <http://www.fer.hr/ere-remc2002>.

Моцохейн Б.И., канд.техн.наук

27 февраля
марта 2002 года
Россия,
Ростов-на-Дону
ВЫСТАВКА

ЭЛЕКТРО
электротехника 2002
энергетика
электроника
связь

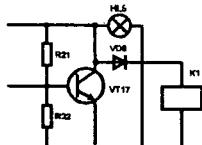
ПРИГЛАШАЕМ РУКОВОДИТЕЛЕЙ И ТЕХНИЧЕСКИХ СПЕЦИАЛИСТОВ

ПРИГЛАШАЕМ на ВЫСТАВКУ

(8632) 670 - 433, 679 - 106

E-mail: expo-don@aaanet.ru

EXPODON



ПЕРЕЧЕНЬ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В ЖУРНАЛЕ «ЭЛЕКТРОТЕХНИКА» В 2001 Г.

Андреев В.А., Боровиков М.А. Электрификация Ульяновской области и подготовка инженеров-электриков в Ульяновском государственном техническом университете 5	1	Kопылов И.П., Горностаева С.С. Синхронизированный однофазный асинхронный двигатель 10	1		
Бочкарев В.Н. ЧЭТНИИ-ВНИИР — ОАО "ВНИИР" 40 лет 2	1	Коршунов Г.М., Дербенев В.А., Степанов В.П. К вопросу об обеспечении надежной работы узла токосъема электрических машин 8	31		
Куимов И.Е. Стратегия успеха ОАО "Холдинговая компания Элинар" 6	1	Кравчик А.Э., Пискунов С.В., Архипов А.В. К вопросу о целесообразности принятия Европейских норм на коэффициент полезного действия асинхронных двигателей 8	29		
Сагарадзе Е.В. Опыт разработки, внедрения и сертификации системы качества в ОАО "ВНИИР" 2	3	Кухарский М.П. Определение диаметров вентиляторов электрических машин 7	24		
Соколов Н.Н. Открытию акционерному обществу "Чебоксарский электроаппаратный завод" (ОАО "ЧЭАЗ") - 60 лет 11	1	Литвиненко А.М. Симметричные орбитальные электромеханические системы с дисковым якорем 4	12		
Сорин Л.Н. Новочеркасскому электровозостроительному заводу — 65 лет 4	61	Малаховский Е.Е., Федоров В.В. Измерение неравномерности угловой скорости вращения 3	55		
Стома С.А. НПП ВНИИЭМ имени А.Г. Иосифьяна — 60 лет 8	1	Мамедов Ф.А., Курилин С.П. Об определении активной и реактивной мощности для асимметричных электрических машин 4	17		
Чибиркин В.В. ОАО «Электровыпрямитель» — 60 лет.... 7	1	Масленников В.С. Трапецидальная форма ЭДС вращения вентильных двигателей 8	25		
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ					
Алиев И.И. Асинхронный энергосберегающий двигатель 11	39	Масленников В.С. Электромагнитная постоянная времени высокомоментных вентильных двигателей 11	42		
Белый П.Н. Конструктивное развитие дисковых высокомоментных технологических электродвигателей с высококорзитивными постоянными магнитами 7	20	Мирзоева С.М., Гашимов М.А. Исследование неравномерности воздушного зазора в электрических машинах для получения диагностирующей информации.. 8	33		
Бихман Р.И., Долкарт В.М. Испытания макетного образца линейного электромагнитного двигателя 4	25	Никиян Н.Г., Падеев А.С. Магнитное поле и сила одностороннего притяжения при нарушении равномерности воздушного зазора асинхронной машины 8	46		
Богуславский И.З. Метод оптимизации сердечника ротора мощной явнополюсной машины 3	22	Новожилов А.Н., Кислов А.П. Моделирование магнитного поля вала асинхронного двигателя 7	16		
Богуславский И.З., Лангваген Е.С. Активное и индуктивное сопротивления стержней бутылочного профиля мощного асинхронного двигателя 3	24	Попов В.И. Оценка электромагнитных свойств трех- и двухфазных обмоток электрических машин переменного тока 10	9		
Богуславский И.З., Лангваген Е.С. Выбор геометрии зубцовой зоны ротора частотно-регулируемого короткозамкнутого асинхронного двигателя 4	28	Селяев А.Н. Моделирование и исследование помеховых электромагнитных полей от коммутирующего скользящего контакта машин постоянного тока 10	4		
Болюх В.Ф. Влияние длительности токов обмотки возбуждения и якоря на эффективность индукционно-динамического электродвигателя 11	27	Смирнов Ю.В. Критерии неравномерности температурного поля в катушках обмоток статора 7	26		
Бочкарев И.В. Математическое описание квазистабилизированного режима работы электромеханических тормозных устройств 3	33	Смирнов Ю.В. Перспективные низкоскоростные линейные асинхронные двигатели 4	21		
Бугаев Г.А., Леонтьев А.Н., Ерохин Е.Ю., Павлова Д.В. Математические модели нагрева и охлаждения асинхронных двигателей для микропроцессорного реле тепловой защиты 2	51	Смирнов Ю.В. Расчет допустимой частоты включений специализированных асинхронных электроприводов . 10	31		
Бугаева Е.М., Кузьмин В.Н., Михайлов Е.М., Стома С.А. Анализ конструкции двигателей-маховиков 7	8	Тимофеев И.А., Ефименко Е.И. Разработка асинхронного двигателя на основе энергосберегающей технологии..... 8	38		
Ганицев Ю.В. Добавочные потери в современных асинхронных двигателях 8	44	Титов В.Г., Хватов О.С. Расчет мощности машины двойного питания в генераторном режиме..... 11	31		
Данилевич Я.Б., Антонов Ю.Ф. Прямоточная микро-ГЭС с встроенной гидротурбиной и синхронным генератором на постоянных магнитах 7	11	ЭЛЕКТРОПРИВОД			
Джендубаев А.З.Р. Стабилизация напряжения автономного асинхронного генератора путем использования электроприемников с индивидуальными конденсаторами..... 7	30	Абдулрахманов К.А. Асинхронные электроприводы с регулируемой ЭДС двигателя 4	30		
Дмитриев В.Н., Кислицын А.Л. Определение характеристик асинхронных двигателей по данным испытаний в неподвижном состоянии..... 5	25	Абрамов Б.И., Авдийский Е.И., Коган А.И., Кожаков О.И., Моцохейн Б.И., Парфенов Б.М. Современное и перспективное электрооборудование установок для бурения скважин глубиной до 3900 м 1	11		
Донской Н.В., Вишневский В.И. Мультипроцессорная система управления асинхронным двигателем с ориентацией по вектору потока..... 2	41	Абрамов Б.И., Дроздкин А.С., Дронов А.С., Колоколкин А.М., Кузнецов Г.Д. Частотно-управляемые электроприводы на базе высоковольтных преобразователей 1	6		
Жемчугов Г.А., Лопатин В.В., Коварский М.Е., Плещунов Н.Н., Самойлов С.Ф., Швецов Н.И. Серия асинхронных двигателей АДА для приводов механизмов атомных электростанций 7	6	Абрамов Б.И., Иванов Г.М., Лезнов Б.С. Энергосбережение средствами электропривода в коммунальном хозяйстве города 1	59		
Захаренко А.Б., Лопухина Е.М., Авдонин А.Ф. Анализ влияния конструктивно-технологических факторов на характеристики двигателя мотор-колеса 4	7	Абрамов Б.И., Коган А.И., Парфенов Б.М., Портной Т.З. Направления совершенствования электрооборудования одноковшовых экскаваторов 1	26		
Ким К.К., Изотов А.И., Колесов С.Л. К вопросу применения твердых смазок в системах скользящего токосъема..... 3	30	Абрамов Б.И., Парфенов Б.М., Шевырев Ю.В. Методы выбора параметров фильтро-компенсирующих устройств ступенчатого типа для тиристорных электроприводов в системах соизмеримой мощности..... 1	38		
Кислицын А.Л., Дмитриев В.Н. Вопросы теории линейных асинхронных исполнительных двигателей для приборных автоматических систем 5	3	Альтшуллер М.И., Аристов Б.В., Афанасьев А.А., Белов Б.В., Блохинцев А.А., Евсеев А.Н., Залятов М.М., Рыжкова Е.Б. Саевич В.Л. Регулируемый электропривод с вентильным двигателем для погружных насосов нефтяных скважин..... 2	20		
Козырский В.В. Управление режимом работы контактных систем с болтовым соединением на основе применения специальных сплавов 3	27				

Аракелян А.К., Шепелин А.В. Способы построения систем автоматического управления электроприводами насосов, работающих на длинные трубопроводы	2	35	Поляков В.Н., Таран А.А., Шрейнер Р.Т. Алгоритм численного решения задачи экстремального управления асинхронным электроприводом при ограничениях по току и напряжению.....	11	45
Борзовиков М. А., Быстрицкий В. Е., Якупов М. И. Построение одного класса позиционных систем автоматического управления рабочими органами сельскохозяйственных машин	5	12	Попов А.Н. Разгон асинхронного электропривода при постоянном намагничивающем токе двигателя	4	35
Брагилевский Е.Л., Колин В.В., Лесниковский А.Е., Швец С.А., Шныренков А.А. Унифицированная серия тиристорных бесконтактных пускателей типа ПБР, ПБН, ПБМ	1	66	Рейнгольд Ю.Р. Новые разработки для модернизации электроприводов мощных экскаваторов.....	1	30
Браславский И.Я., Зюзев А.М., Ишматов З.Ш., Аверьянов М.А., Барац Е.И., Костылев А.В. Синтез нейронного наблюдателя для асинхронного привода с прямым управлением моментом	12	31	Румянцев А.Н., Батанов В.Е., Кочегарова Л.М. Особенности сертификации низковольтных комплектных устройств	1	72
Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Барац Е.И. Адаптивная система прямого управления моментом асинхронного двигателя	11	35	Слежановский О.В. Промышленный объективно-ориентированный электропривод.....	1	2
Бургин Б.Ш. О возможности использования синтезированной ДЭМС стабилизации скорости для управления трехмассовой электромеханической системой	10	27	Степанов В.Г., Донской Н.В. Качество фазного напряжения регулируемого электропривода переменного тока с учетом процессов коммутации транзисторных ключей	11	22
Буторин В.А. Статистическое моделирование в оценке технического ресурса элементов нерегулируемых электроприводов	4	43	Степанов Г.Н. Направленная токовая защита сетей с блокировкой с элементами адаптации	2	43
Быстрицкий В.Е., Кузнецов А.В., Магазинник Л.Т. Анализ рынка приборов и систем коммерческого учета электрической энергии	5	38	Таратута И.П., Чуприков В.С. Схемотехнические и конструктивные решения преобразователей частоты для регулируемого электропривода	9	62
Виноградов А.А., Гаврилов А.Н., Скворцов Ю.Г., Степанов О.Н., Шумов А.И. Автоматизированный типовой комплекс оборудования для постобурочкой переработки хмеля	2	55	Федоров А.М. Новая серия командааппаратов управления электроприводами.....	1	63
Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н., Монов Д.А. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных	12	25	Хашимов А.А., Абидов К.Г. Самозапуск электроприводов насосных станций оросительных систем	7	34
Волгин Л.И. Коммутационные релеаторы для воспроизведения бинарных операций комплементарной алгебры и сопутствующих функций	5	51	Хашимов А.А., Абидов К.Г. Анализ режимов самозапуска электродвигателей насосных установок	10	22
Голубев А.Н., Игнатенко С.В. Многофазный асинхронный электропривод в аномальных режимах работы	10	17	Шестаков А.В. Моделирование пуска синхронного двигателя с учетом насыщения и угла магнитного запаздывания	4	46
Горчаков В.В., Никитин В.М. Основные направления работ ОАО "ВНИИР" в области создания регулируемых электроприводов постоянного и переменного тока, устройств управления и автоматики для различных отраслей промышленности	2	8	Щербаков В.Г. Результаты разработок и проблемы создания бесколлекторного привода для железнодорожного электроподвижного состава	3	37
Давидян Ж.Д. Автоматическая электротрансмиссия переменного тока автомобиля	7	38	ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ		
Дацковский Л.Х., Кузнецов И.С., Роговой В.И., Шныренков А.А., Павлов В.И., Павелка И., Павелка П. К вопросу применения быстроходных частотно-регулируемых электроприводов для турбокомпрессоров магистральных газопроводов	1	17	Аснович Л.З., Пак В.М. Ремонтопригодная термореактивная изоляция катушечных обмоток электродвигателей	6	31
Доманов В.И., Доманов А.В. Разработка и исследование микропроцессорной системы управления моментного электропривода рулевого механизма	5	35	Березинец Н.И., Родова Л.В., Украинский Ю.М. Теплопроводящие прокладки для гальванической развязки силовых полупроводниковых приборов и систем охлаждения	6	59
Иванов А.Г., Арзамасов В.Л., Маслова М.Н., Михайлов В.В., Ушаков И.И., Лазарев Д.В. Тиристорные электроприводы постоянного тока	2	10	Березинец Н.И., Украинский Ю.М., Рыбалько Б.Е., Пак В.М. Оценка надежности изоляционных систем на основе полимидных пленок отечественного производства и фирмы "Дюпон де Немур"	6	37
Иванов В.В. Некоторые вопросы защиты асинхронных электродвигателей от перегрузки	1	69	Ваксер Б.Д., Гегенава А.Г. Подавление поверхностных разрядов в конструкции проходного изолятора с помощью резистивного покрытия	6	52
Иванов В.М. Компенсация переменных параметров в системах векторного управления	5	22	Глухов О.А. Оценка высоковольтной изоляции по электромагнитному излучению частичных разрядов в эксплуатационных условиях	4	52
Ишханов Э.П. Электрооборудование лифтов. Перспективы развития и применения	1	43	Гуреева Т.А., Петров В.В., Погодина Ж.П., Пак В.М. Усовершенствованная система изоляции монотерм обмоток турбо-, гидрогенераторов	6	22
Католиков В.Е. Технологические особенности применения тиристорного электропривода шахтных подъемных машин	1	46	Драчев А.И., Пак В.М., Гильман А.Б., Кузнецов А.А. Образование зарядовых состояний в пленках из полизилентерефталата, модифицированных в плазме тлеющего низкочастотного разряда	6	46
Коробко А.В., Коваль М.И. Энергосбережение в электроприводах со случайнym перемежающимся характером нагрузки	5	50	Журавлев С.П. К вопросу о диагностике конденсаторных диэлектрических систем на основе полимерных пленок с газостойкой пропиткой	6	40
Кузнецов Ю.П., Никифоров Е.А. Электроприводы мощных конвейерных линий	1	55	Куимов И.Е., Папков А.В., Пак В.М. Перспективы создания и внедрения новых электроизоляционных материалов	6	5
Логинов С.Е., Сальнов А.С., Тубис Я.Б. Электроприводы для насосов, применяемых в нефтедобывающей промышленности	4	41	Пак В.М. Успехи в создании и применении композиционных материалов на основе полимерной пленки для изоляции врачающихся электрических машин	6	15
Нестерин В.А., Донской Н.В., Серков О.А., Бабак А.Г. Бездатчиковый вентильный электропривод вентилятора отопителя автомобиля	2	27	Папков А.В. Перспективы производства электроизоляционных лаков и компаундов в АО "Завод электроизоляционных материалов "Элинкар"	6	10
			Папкова Е.Н., Фокин В.А., Константинова Т.П. Качество — это потребительская категория	6	12
			Родионов Н.Н. Электроизоляционный материал на основе фторопласта и кварцевой стеклоткани для электронных приборов СВЧ техники	8	51
			Самородов Ю.Н. Неисправности и отказы изоляции обмоток статоров турбогенераторов электростанций из-за дефектов изготовления	6	56

Федоров Л.Н., Тупоногов Л.Н., Соломеин В.И. Усовершенствование изоляции монолит-1 статорных обмоток гидрогенераторов 6 29

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Аксенов В.Е., Мартыненко В.А., Мускатиньев В.Г., Шуляпов В.И., Чибиркин В.В. IGBT модули производства ОАО "Электропривод" 12 12

Вейс М.Э., Голубенко Ю.И., Куксанов Н.К., Кузнецов С.А., Немытов П.И., Салимов Р.А., Фадеев С.Н. Создание серии IGBT преобразователей частоты трансформаторного типа для питания промышленных ускорителей электронов 12 21

Думаневич А.Н., Якивчик Н.И. Силовое полупроводниковое приборостроение в начале XXI века 9 9

Лобунец О.Д. Динамическая модель простого магнитотранзисторного автогенератора с повышенными надежностью, КПД и электромагнитной совместимостью 12 40

Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки, производства и применения силовых полупроводниковых приборов 12 2

Рудык С.Д., Флоренцев С.Н., Турчанинов В.Е., Конечнов А.И., Савельев В.В. Станция катодной защиты на основе высокочастотного преобразователя постоянного напряжения с корректором коэффициента мощности на входе 12 43

Сидоров С.Н. Алгоритмы управления двухоперационными вентилями в преобразователях с непосредственной связью 5 6

Харитонов С.А., Берестов В.М., Бородин Н.И., Корбков Д.В. О построении системы регулирования при параллельной работе полупроводниковых преобразователей с синусоидальным стабилизированным выходным напряжением 12 17

Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С. Прогнозирующее релейно-векторное управление активным выпрямителем напряжения 12 47

Якимец И.В. Преобразователи на полностью управляемых полупроводниковых приборах, работающие в режиме источников тока 12 53

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Грузов В.Л., Машкин А.В. Сравнительный анализ алгоритмов управления автономными инверторами напряжения в асинхронных электроприводах 12 34

Матисон В.А. Векторная система регулирования тока для трехфазных инверторов напряжения 11 13

Сагардзе Е.В., Свинцов Г.П. К анализу трехфазной четырехдиодной схемы выпрямления для питания обмоток электромагнитных механизмов 2 48

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Андреев В.А., Овчаренко Н.И. Цифровое направленное реле сопротивления прямой последовательности без мертвой зоны 5 32

Гаранин А.Ю. Методика расчета динамических характеристик втяжного электромагнита постоянного тока 11 48

Казаков М.К., Джикаев Г.В., Хисамова Л.И. Алгоритм цифровой измеритель больших постоянных токов 5 47

Подольский Д.В., Топчий А.С., Соколов А.А., Самойлов В.В. Влияние токоведущего контура на гашение дуги в маломощных автоматических выключателях 5 19

Сергеев Б.С., Наговицын В.В. Анализ работы дистанционно управляемого электромагнитного реле 11 52

Соколов А.А., Подольский Д.В., Мещеряков В.П. Исследование дуговых процессов в автоматических выключателях 5 16

Чуднов В.К. О корректности использования комплексного функционала при расчете электромагнитных полей методом конечных элементов 8 63

Шаварин Н.И., Токмаков Д.А., Турханов К.В. Расчет параметров регуляторов пускорегулирующих устройств типа УПР1 11 9

Шклярский Я.Э. Стратегия управления потребителями — регуляторами реактивной мощности 11 57

Ясвен П.И. Щиты постоянного тока для подстанций с селективной защитой 11 25

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Малышев Л.А. Физико-статистический метод диагностирования судовых кабелей с резиновой изоляцией и оболочкой 3 42

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

Белкин Г.С., Лукацкая И.А., Перцев А.А., Ромочкин Ю.Г. Новые разработки ВЭИ в области вакуумных дугогасительных камер 9 17

Бондалетов В.Н. Исследования и разработки высоковольтного научно-исследовательского центра (ВНИЦ) ВЭИ 9 5

Дёмина В.Н., Аракелян В.Г. Усовершенствованный метод определения кислотности элегаза в оборудовании 3 19

Казаков Е.Б., Федоров В.М. Основные направления работ ООО "ИЗВА" по выпуску высоковольтных комплектных распределительных устройств для различных отраслей промышленности 11 4

Ковалев В.Д., Мельников В.С., Орлов В.Н. Исследования и разработки ВЭИ в области автоматизации электроэнергетических систем 9 12

Козлов В.Б., Ковалев В.Д., Остапенко Е.И., Петерсон А.Л. Испытательный центр высоковольтного электрооборудования ВЭИ 9 24

Козлов В.Б., Ковалев В.Д. Состояние и перспективы развития высоковольтного электротехнического оборудования 9 1

Корявин А.Р., Волкова О.В. Импульсная электрическая прочность полимерных линейных изоляторов в сухом состоянии и при дожде 3 13

Корявин А.Р., Волкова О.В. Оценка электрической прочности изоляционных конструкций с изолированными проводящими телами 9 27

Кычкин В.Ф. Вакуумные контакторы КВ1 класса напряжения 1140 В 11 17

Лукацкая И.А. Расчет количества электричества, протекающего в дуге отключения переменного тока 3 1

Рыльская Л.А. Определение места пробоя в электродных системах с экранированным изолятором в вакууме 3 7

Фархадзаде Э.М., Демин Ю.В., Агаев А.Д., Мамедзаде Р.К. Повышение надежности заземляющих проводников опор ЛЭП, расположенных в агрессивных почвенно-климатических условиях 10 59

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

Нестерин В.А., Жуков В.П., Тойдеряков А.А. Освоение новых изделий электромеханики на основе высокозергетических постоянных магнитов 11 19

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Ким К.К., Гоголев Г.А., Паленик В.И. Диагностика изоляции тяговых трансформаторов на месте эксплуатации 10 56

Левицкая Е.И., Лурье А.И., Панибратец А.Н. Проблема электродинамической стойкости трансформаторов при коротких замыканиях 9 31

Лобунец О.Д. Расчет действующих значений токов первичных обмоток трансформаторов статических преобразователей 3 40

ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ НЕФТЕДОБЫЧИ

Иванов А.Г., Альтшуллер М.И., Генин В.С., Борисов Л.Ф., Шелепин В.Ф., Кирюшин В.В., Чаронов В.Я., Евсеев А.Н. Работы в области автоматизации и энергосберегающих технологий в нефтедобыче 2 16

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСПОРТ

Двинских В.А. Ветроэнергетические агрегаты и электрификация транспорта 4 50

Кузькин В.И., Мелешкин В.Н., Мясищев С.В., Ульянов Е.К. Комплект преобразователей напряжения для установок кондиционирования воздуха в отечественных пассажирских вагонах 9 58

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Ивакин В.Н. Исследование характеристик сверхпроводникового индуктивного накопителя с преобразователем на основе инвертора напряжения 9 48

Ковалев В.Д., Ковалев С.В. Распределенные системы противоаварийного управления с параллельной обработкой информации 9 41

Коваль М.И. Повышение качества тяжелых металло- режущих станков с помощью электротехнических систем	5	54
Лебедева Н.В., Лукин И.Н., Мордкович А.Г., Несвиж- ский А.М., Цфасман Г.М. Система непрерывного контроля и диагностики силового и вспомогательного оборудования подстанции "Выборгская"	9	53
Логинов А.Г., Фадеев А.В. Микропроцессорный автома- тический регулятор типа АРВ-М для систем возбу- ждения АО «Электросила»	9	66
Мельников В.С., Мордкович А.Г., Серебряков А.З., Тарасов А.А., Чугунников Ю.В., Усачев В.В. Опыт внедрения вычислительных средств нового поколе-ния в устройствах управления мощностью турбоагре-гата типа ЭЧСР-М	9	56
Силкин Е.М., Кузьмин А.Ф. Системы управления с транзисторными преобразователями для промыш-ленных озонаторов большой мощности	5	42
Тюкавин А.А., Дугушкин С.Н., Тюкавин П.А., Хазиев Т.А. Мосты для измерения параметров многоэле-ментных двухполюсников	5	28

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

Бочкарев В.Н., Сагарадзе Е.В., Генин В.С., Михайлов Н.М., Малафеев Б.И. Изделия для электроэнергетики в разработках ВНИИР	2	5
Карташев И.И. Электромагнитная совместимость в сис-темах электроснабжения	4	57
Лямец Ю.Я., Ефимов Е.Б., Нудельман Г.С., Законь-шек Я. Принцип информационного совершенства ре-лейной защиты	2	30
Титов В.Г., Хватов О.С., Ошмарин О.Н. Расчет источ-ника реактивной мощности автономного МДП- генератора	7	59

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ

Бочкарев В.Н., Работаев А.Ф., Генин В.С., Никитин В.А., Степанов Г.Н. Устройства для предотвращения образования карбонатных отложений на поверхно-стях теплообменного оборудования	2	24
Данилин В.В., Кокуркин М.П., Пашин М.М., Смородин А.И., Пуресев Н.И. Высокочастотные озонаторы но-вого поколения	9	39

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

Кузьмин В.М., Сериков А.В. Разработка и исследова-ние трансформаторов для установок электроводона-грева	7	45
Педро А.А. Определение температуры рабочего конца электрода рудно-термической печи во время простоя ..	7	51
Рудаков М.Л. Влияние технологических режимов высо-коочастотного индукционного нагрева на уровень элек-тромагнитного облучения рабочих мест	10	51
Халина Т.М. Теоретический анализ и расчет электриче-ской проводимости многоэлектродных низкотемпера-турных композиционных электрообогревателей	8	57

КОСМИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

Костырев М.Л., Дружков А.А., Мотовилов Н.В., Галимо-ва А.А. Комбинированные автономные системы элек-троснабжения космических летательных аппаратов	4	1
--	---	---

КОНДЕНСАТОСТРОЕНИЕ

Онищенко Л.И., Гунько В.И., Гребенников И.Ю., Бан-дюра А.И. Емкостные накопители энергии для элек-трофизических устройств различного назначения	8	55
---	---	----

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Апаров А.Б. Маломощные автономные электроуста-новки	3	49
Громовенко А.В., Опре В.М., Федоров А.В. Индуктив-ный заряд емкостных накопителей	3	51
Каштанов В.В., Сапрыгин А.В. Импульсы двойной формирующей линии	8	16
Магазинник А.Г., Магазинник Л.Т., Магазинник Г.Г. Коррекция коэффициента мощности вторичных ис-точников питания	5	40
Никифоров Б.В. Электрохимические источники элек-троэнергии для подводных лодок	8	21
Птицына Е.В. Влияние на электрическую сеть элек-тотехнологических установок с питанием током сложной формы	8	11
Хализов И.Ф., Баюнов В.В., Коликова Г.А. О приме-нении медного токоотвода отрицательного электрода в стационарных свинцовых аккумуляторах	10	62

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

Бихман Р.И. Возможность преобразования энергии магнитного поля Земли в механическую работу	10	36
Коробко А.В., Коваль М.И. Система технической диаг-ностики электрооборудования станков	10	46
Нархинов В.П. Техника и методика экспериментов в разработке модифицированных источников заряжен-ных частиц	10	41
Санкин Ю.Н. Пирожков С.Л. Метод конечных элемен-тов в динамике электрических сетей с распределен-ными параметрами	7	54

ХРОНИКА

IV-я Международная конференция по электротехнике, электромеханике и электротехнологии "МКЭЭ-2000"	3	64
Браславский И.Я. Двенадцатая научно-техническая конференция "Электроприводы переменного тока"	10	64
В Академии электротехнических наук РФ	4	64
Моцхейн Б.И. 9-я Европейская конференция по сило-вой электронике	12	59
Юньков М.Г., Моцхейн Б.И., Марков В.В. Третья ме-ждународная (XIV Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу	11	61

БИБЛИОГРАФИЯ

Гайтов Б.Г. Рецензия на книгу Копылова И.П. "Элек-трические машины"	3	60
Мамедов Ф.А. Рецензия на учебник профессора Копы-лова И.П. "Математическое моделирование электри-ческих машин"	7	63
Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование злек-троприводов переменного тока с полупроводниково-ми преобразователями частоты	8	64

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Александр Григорьевич Иванов	2	65
Валентин Александрович Сушко	2	65
Валерий Александрович Альтов	10	63
Виталий Федорович Шепелин	2	65
Вячеслав Григорьевич Огоньков	3	65
Гельман Николаевич Степанов	2	65
Николай Николаевич Шереметьевский	11	64
Николай Федотович Ильинский	4	64

НЕКРОЛОГ

Николай Александрович Оболенский	7	64
--	---	----

Редактор отдела О.В. Кунавина. Научный редактор Л.А. Романова. Редактор Т.В. Штанько.

Сдано в набор 12.11.2001. Подписано в печать 10.12.2001. Формат 60×88 1/8

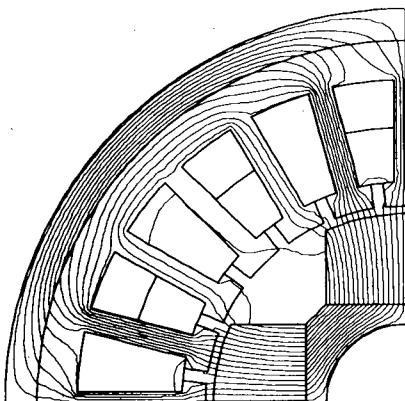
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 75

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

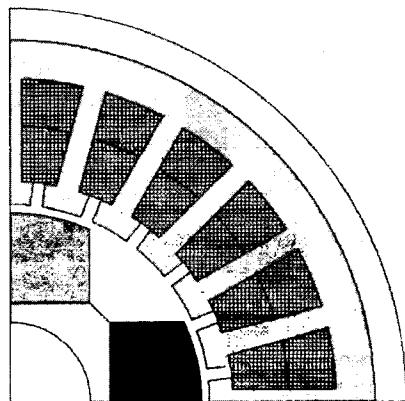
Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

ПК ТОР представляет

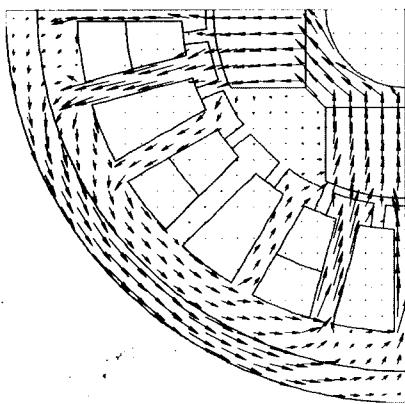
Комплекс программ
ELCUT™



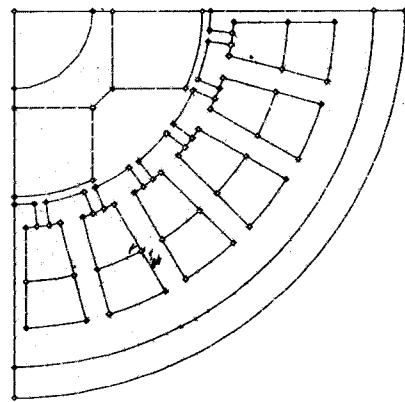
для инженерного моделирования электромагнитных, тепловых и механических полей в среде **Windows® 95/98/NT** методом конечных элементов.



Дружественный пользовательский интерфейс, простота описания моделей, широкие аналитические возможности и автоматизация всех операций позволяют разработчику полностью сосредоточиться на своей задаче. Уникальный алгоритм решения, основанный на **методе геометрической декомпозиции**, обеспечивает высочайшую скорость даже на недорогих персональных компьютерах.



Эффективность применения **ELCUT** доказана опытом ведущих предприятий и учебных заведений России и за ее пределами.



ELCUT доступен каждому инженеру и студенту. Попробуйте — это очень просто! Загрузите бесплатную Студенческую версию **ELCUT** с нашего Сервера поддержки <http://www.tor.ru/elcut>, или закажите её на компакт-диске.



Производственный
кооператив

ТОР

Россия, 198052 С.-Петербург,
Угловой пер. 6

<http://www.tor.ru/elcut>

e-mail support@tor.spb.su

тел. (812) 316 1965

(812) 110 1659

факс (812) 110 1334

ELCUT является товарным знаком ПК ТОР
Windows является товарным знаком корпорации Microsoft