





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

№ 4 АПРЕЛЬ 1999

## 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)  
НИИ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ»  
(г. ЗАПОРОЖЬЕ)

## СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МА-  
КАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,  
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (пред-  
седатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПО-  
ДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В., АНД-  
РИЕНКО П.Д.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор  
**КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,  
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,  
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,  
МОСКАЛЕНКО В.В., РОЗАНОВ Ю.К.,  
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного  
редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г.,  
ТУБИС Я.Б., УСОВ Н.Н., ФИН-  
КЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., ХО-  
ТИН В.А.

Адрес редакции:

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

Факс / телефон: 254-11-52

## СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

<b>Флоренцев С.Н.</b> Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий (анализ рынка) .....	2
<b>Steimer P.K., Gruning H.E., Werninger J., Carroll E., Klaka S., Linder S.</b> IGCT — появление новой технологии для сверхмощных экономически эффективных преобразователей .....	10
<b>Поташников М.Ю.</b> COOL MOS™: Сименс прорывает барьер ....	18
<b>Дарзек С.А., Любутин С.К., Рукин С.Н., Словиковский Б.Г., Цыранов С.Н.</b> SOS-диоды: наносекундные прерыватели сверхплотных токов .....	20
<b>Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А.</b> Современные методы регулирования качества электроэнергии средствами силовой электроники .....	28
<b>Прня Р., Чехов В.И.</b> Качество напряжения — новое в решении проблемы компенсации реактивной мощности .....	32
<b>Аванесов В.М.</b> Инвариантное управление следящим инвертором напряжения .....	34
<b>Изосимов Д.Б., Козаченко В.Ф.</b> Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока .....	41
<b>Шогенов А.Х., Шевелев И.Н.</b> Анализ работы системы транзисторный инвертор — асинхронный двигатель методом двух составляющих .....	52
<b>Рудык С.Д., Турчанинов В.Е., Флоренцев С.Н.</b> Мощный однотактный преобразователь постоянного напряжения с "мягкой" коммутацией силового ключа .....	55
<b>Дьяконов В.П., Пеньков А.А.</b> Расчет регулировочной характеристики транзисторных преобразователей напряжения с резонансным контуром в системе MathCAD 7.0 PRO .....	58
<b>БИБЛИОГРАФИЯ</b>	
<b>Капелько К.В.</b> Электрические и электронные аппараты .....	62
<b>НАШИ ЮБИЛЯРЫ</b>	
<b>Юрий Константинович Розанов</b> .....	63
<b>Владимир Валентинович Москаленко</b> .....	64

# СИСТЕМЫ СИЛЫ И РОНИКА

Очередной тематический выпуск журнала «Электротехника» посвящен силовой электронике, одному из наиболее динамично развивающихся направлений науки и техники, обеспечивающих эффективное и экономичное преобразование, управление и регулирование электрической энергии с помощью силовых полупроводниковых приборов.

Выпуск открывается аналитическим обзором состояния рынка и тенденций развития приборов силовой электроники. Технологические достижения последних лет (*trench-gate technology, COOL MOS<sup>TM</sup>, press-pack technology* и т.д.) обеспечили доминирующее положение силовых приборов с полевым МОП-управлением (*MOSFET, IGBT*) практически во всем диапазоне коммутируемых токов и напряжений.

В области сверхвысоковольтных и сверхмощных применений наиболее предпочтительным становится запираемый тиристор, коммутируемый по затвору (*IGCT*). Описание его характеристик и применению в мощных инверторах посвящена статья специалистов фирмы ABB. Упомянутое технологическое достижение последних лет — *COO MOSTM*, технологический прорыв фирмы «Siemens» в области высоковольтных *MOSFET* с крайне низкими статическими потерями, описаны в статье М.Ю. Поташникова, официального дистрибутора фирмы «Siemens Semiconductor Group» в России.

Высоковольтные полупроводниковые приборы нового класса — *SOS*-диоды для использования в мощной панасекундной импульсной технике представлены в статье С.А. Дарзинка, С.К. Любутшиа, С.Н. Рукшиа, Б.Г. Словиковского и С.Н. Цыранова из Института электрофизики УрО РАН.

Развитие и широкое внедрение силовой электроники во все сферы человеческой деятельности ставит в последние годы крайне актуальную задачу обеспечения и регулирования качества электрической энергии. В статье Ю.К. Розанова, М.В. Рябчукого и А.А. Квасюка описаны основные методы и схемотехника, рассмотрены структуры активных и гибридных фильтров и корректоров мощности,

обеспечивающих регулирование реактивной мощности и гармонический состав тока в системах электроснабжения. Этой же проблеме посвящена статья Р.Прии, В.И. Чехова, в которой описано новое поколение компенсаторов реактивной мощности *СТК-лайт* фирмы ABB на базе высоковольтных *IGBT*.

Обеспечение высокого качества преобразования электроэнергии достигается паряду с применением современных приборов (*MOSFET, IGBT*) использованием следящей широтно-импульсной модуляции. Вопросам разработки и анализа независимого от возмущений со стороны питающей сети и нагрузки (шварццаптной) метода регулирования посвящена статья В.М. Аванесова.

Самым большим сектором силовой электроники является регулируемый электропривод, бурное развитие которого за последние годы связано с развитием как силовой, так и информационной электроники. Состояние и тенденции развития этого направления, описание современных алгоритмов и систем цифрового управления даны в статье Д.Б. Изосимова, В.Ф. Козаченко. Одна из частных задач анализа работы системы инвертор — асинхронный двигатель описана в статье А.Х. Шогенова, И.Н. Шевелева. Читатель сам может оценить методику и уровень решения задачи на фоне последних достижений, описанных в предыдущей статье.

Разработка новой схемы, обеспечивающей повышение экономичности и уменьшение стоимости преобразователя за счет сокращения числа силовых приборов, посвящена статья «Мощный одноступенчатый преобразователь постоянного напряжения с «мягкой» коммутацией силового ключа».

В порядке обсуждения публикуется статья В.П. Дьяконова, А.А. Пепькова по анализу резонансных преобразователей с использованием традиционных и современных методов.

С.Н. Флоренцев, ответственный за тематический выпуск канд. техн. наук, член Ассоциации инженеров силовой электроники, член IEEE.

# Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий

## (анализ рынка)

С.Н.ФЛОРЕНЦЕВ, канд.техн.наук

Ассоциация "Научно-промышленный консорциум "Интеллектуальная силовая электроника"

Дан анализ рынка, современного состояния и тенденций развития приборов силовой электроники: полевых (MOSFET) и биполярных (IGBT) транзисторов с изолированным затвором, биполярных транзисторов, силовых модулей и интегральных схем на их основе, тиристоров, включая запираемые (GTO, GCT), новых технологий производства приборов и корпусирования, потенциальных областей применения.

Силовая электроника базируется на ключевых режимах преобразования энергии и связана с современными методами анализа и синтеза электронных цепей, обеспечивающих эффективное преобразование, управление и регулирование электрической энергии с помощью силовых полупроводниковых приборов.

В настоящее время основными приборами силовой электроники в области коммутируемых токов до 50 А являются:

- диоды (Diodes);
- тиристоры (Thyristors, SCR);
- биполярные транзисторы (BPT);
- полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET);
- силовые интегральные схемы (Power IC);
- интеллектуальные силовые интегральные схемы (Smart Power IC).

В области коммутируемых токов более 50 А основными приборами силовой электроники являются:

- силовые модули на базе биполярных транзисторов;
- силовые модули на базе IGBT;
- тиристоры;
- запираемые тиристоры (GTO);
- диоды.

Объемы продаж силовых полупроводниковых приборов в 1996 г. составили более 13 млрд. дол. [1]. Структура мирового рынка приборов силовой электроники представлена на рис.1.

Самую значительную долю рынка приборов в диапазоне до 50 А составляют силовые полевые транзисторы с изолированным затвором — MOSFET (25%). Эти приборы, обладая малыми статическими и динамическими потерями с минимальными затратами на управление, крайне небольшим временем

переключения, что позволило им работать на частотах до 1 МГц, практически полностью вытеснили из низковольтных преобразовательных устройств (менее 200 В) все остальные типы силовых полупроводниковых приборов. Новейшие технологии ("утопленного" канала — trench-gate technology — рис.2) позволили снизить удельное сопротивление открытого транзистора до 0,01 мкОм·м<sup>2</sup> и получить дискретные приборы в корпусах TO-220, TO-218 с сопротивлением в откры-

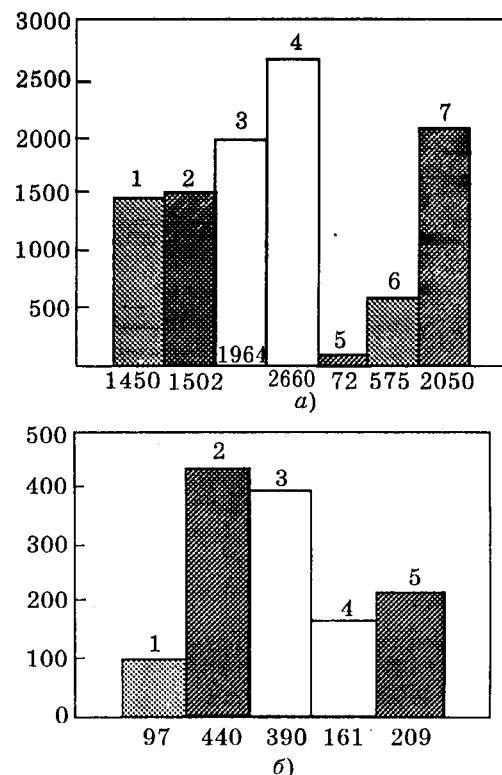


Рис.1. Структура мирового рынка приборов силовой электроники:

а — приборов до 50 А (1 — силовые ИС; 2 — интеллектуальные ИС; 3 — биполярные транзисторы; 4 — MOSFET; 5 — IGBT; 6 — тиристоры; 7 — диоды); б — приборов свыше 50 А (1 — биполярные модули; 2 — IGBT-модули; 3 — тиристоры; 4 — GTO; 5 — диоды)

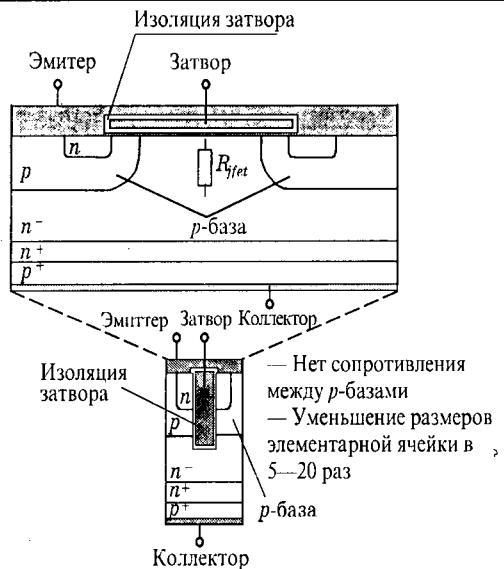


Рис.2. Структуры элементарных ячеек обычного (плоского) IGBT (вверху) и выполненной по "trench-gate technology"

том состоянии, равным единицам миллиом. Прорыв, совершенный фирмой "Siemens" в области создания высоковольтных MOSFET (COOL MOS<sup>TM</sup>) с удельным сопротивлением около 3 Ом·мм<sup>2</sup> (MOSFET 600 В с  $R_{DC(ON)} = 70$  мОм в корпусе TO-218!), еще больше расширит область применения приборов этого класса в областях коммутируемых напряжений 600–1000 В и мощностей до 10 кВт и позволит вытеснить из этих областей применения силовые биполярные транзисторы, занимающие в настоящее время 19% рынка.

Существенную долю рынка занимают силовые интегральные схемы (14%) и интеллектуальные силовые интегральные схемы (15%). Объем производства последних в 1996 г. превысил 1,5 млрд. дол. и продолжает расти.

Силовые биполярные транзисторы в диапазоне до 50 А составляют 19% рынка и находят применение в основном в массовом и дешевом бытовом и промышленном оборудовании.

В области средних напряжений (500–600 В и выше) наиболее предпочтительными для применения являются биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT — Insulated Gate Bipolar Transistors). Появление этого прибора повлекло за собой столь радикальные изменения в силовой электронике, что можно говорить о второй революции, переживаемой этим научно-техническим направлением.

Однако в области  $I < 50$  А доля IGBT (дискретных) в общих объемах продаж составляет

всего около 1%. Это объясняется большей стоимостью IGBT по сравнению с ВРТ.

В области же больших мощностей ( $I > 50$  А) самыми распространенными приборами являются дискретные IGBT и силовые модули на их основе (35% рынка). По объемам продаж этот класс приборов превысил даже сектор тиристоров (30%). Доля силовых модулей на базе ВРТ составляет только 7% общих объемов и продолжает уменьшаться.

В настоящее время IGBT обеспечивают коммутацию токов до 1800 А и напряжений до 4,5 кВ. При этом время переключения биполярных транзисторов с изолированным затвором лежит в диапазоне 200–400 нс. Появление в последние годы IGBT с напряжением более 1,2 кВ (4,5 кВ) привело к вытеснению запираемых тиристоров (GTO) в устройствах мощностью до 1 МВт и напряжением до 3,5 кВ.

Кроме того, в последние годы сами GTO были модернизированы (ABB, "Mitsubishi") и появился новый класс приборов — тиристор, коммутируемый по затвору (GCT-Gate Commutated Thyristor или IGCT — Integrated Gate Commutated Thyristor) [11]. В этих приборах весь ток включения/выключения коммутируется через управляющий электрод (рис.3). Для достижения высоких скоростей коммутации анодного тока в GCT необходимо управлять током, равным или большим анодного, при скорости изменения управляющего тока 1000–3000 А/мкс. В результате почти на порядок уменьшается (по сравнению с GTO) время коммутации, снижаются коммутационные потери. GCT могут работать без снабберной емкости.

Для обеспечения высоких скоростей управляющего тока сконструированы низкоиндуктивные конструкции с концентрическим выводом управляющего электрода в прижимной таблеточной конструкции. В IGCT

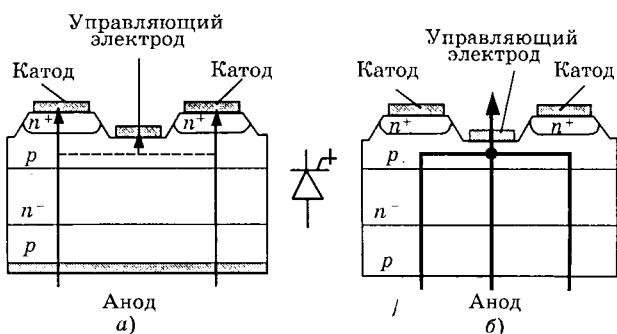


Рис.3. Структуры традиционного GTO (а) и GCT (б):  
а —  $K_y = 3 \div 5$ ; б —  $K_y < 1$

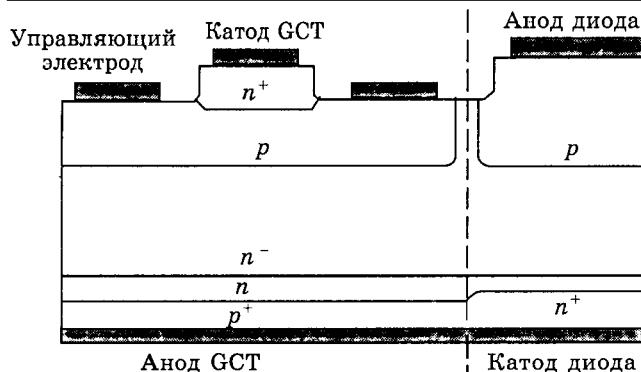


Рис.4. Структура IGCT

эта конструкция объединена с многослойной плоской схемой управления (драйвера). Кроме того, в IGCT имеется интегрированный на одном кристалле с GCT обратный быстро восстанавливающийся диод (рис.4). Модернизацией GTO-структур [введением дополнительного буферного слоя (pin-структура)] обеспечено уменьшение на 40% толщины кремния, а соответственно, и уменьшение статических и динамических потерь. За счет этого, а также введения "прозрачного" эмиттера (transparent emitter) для уменьшения прямого падения напряжения в IGCT на сегодняшний день удалось получить следующие параметры (3,5 кВ, 3 кА,  $T_j = 125^\circ\text{C}$ , Ø86 мм):

Таблица 1

Параметр	GTO	IGCT
Прямое падение напряжения $U_{tm}$ , В	3,2	1,9
Скорость управляемого тока $di/dt_{turn-on}$ , А/мкс	500	3000
Энергия потерь при выключении (3 кА) $E_{off}$ , Вт·с	10 6 мкФ	5 3 мкФ 10(0)
Мощность управления ( $F_{ком} = 500$ Гц) $P_{contr}$ , Вт	80	15

Следует отметить, что при достигнутых при сегодняшнем уровне технологии предельных размерах чипов IGBT в  $2,6 \text{ см}^2$  ( $16 \times 16 \text{ мм}^2$ ) максимально получаемый коммутируемый ток у 3,3 кВ IGBT-модулей составляет 1200 А (140×110 мм в паянной конструкции и диаметр 103 мм в прижимной конструкции). Максимальный же размер кристалла GTO, а следовательно, и GCT составляет  $180 \text{ см}^2$ , что позволяет выпускать GCT на 4,5—5,5 кВ/3 кА.

Возможность работы без снаббера, легкость последовательного соединения IGCT делает предпочтительным применение их в высоковольтных преобразователях мощностью 1—100 МВ·А.

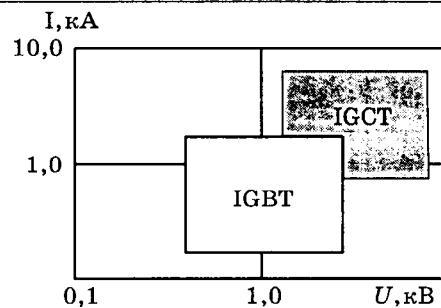


Рис.5. Области использования IGBT и IGCT

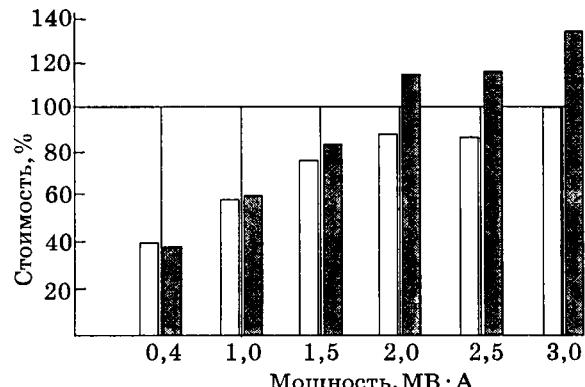


Рис.6. Сравнение стоимости инверторов на IGBT и IGCT:

— IGCT; ■ — IGBT

Области предпочтительного использования IGBT и IGCT показаны на рис.5. Сравнительные характеристики высоковольтных (3,3 кВ) инверторов, выполненных на IGBT и IGCT, приведены на рис.6 и в табл.2.

Таким образом, практически не остается зоны для применения GTO и SCR (как ранее и для силовых биполярных транзисторов). А если работы по созданию запираемых тиристоров с полевым управлением (MOS Controlled Thyristor-MCT), начатые в конце 70-х — начале 80-х годов, завершатся успешно, то эра классических силовых полупроводниковых приборов — тиристоров и биполярных транзисторов закончится.

Уникальные характеристики МОП-управляемых приборов оказали решающее влияние практически на все стороны теории и практики силовой электроники.

В схемотехнике доминирующим стал принцип коммутации напряжения. На смену многочисленным схемам принудительной коммутации пришли классические схемы преобразователей. В подавляющем большинстве преобразователей постоянного тока в переменный используются инверторы напряжения.

Высокая рабочая частота МОП-транзисторов обеспечила повсеместное внедрение принципов широтно-импульсной модуляции.

Таблица 2

## Характеристики инверторов на GTO, IGBT и IGCT (3 МВ·А, 600 Гц)

Параметр	GTO	IGBT	IGCT
Число отказов за $10^9$ ч (FIT)	7000	13000	2300
Потери, кВт	72	45	26
Масса, кг	190	70	60
Объем, л	456	200	80
Термоцикли (ΔT=80°C)	200	80	200
Модульность п·кг	8×65	18×2,5	1×32

Параллельное соединение МОП-транзисторов реализуется столь просто, что созданы силовые ключи на токи в сотни и тысячи ампер при номинальном токе единичного чипа десятки ампер. Достигнутый уровень напряжения IGBT 3,5 кВ и ожидаемый в ближайшее время 5—7 кВ делает ненужным последовательное соединение приборов, снимая тем самым все связанные с этим проблемы. Устойчивость к коротким замыканиям существенно упрощает задачу защиты преобразователей от аварийных перегрузок.

МОП-управляемые приборы стимулировали развитие силовых модулей, в которых ключевые, а в некоторых случаях и информационные элементы соединяются методами пленочной технологии на общей теплопроводящей изолирующей подложке, образуя всю или часть силовой схемы преобразовательного устройства. Низкий уровень потерь и малая мощность управления МОП-транзисторов позволили реализовать заманчивую идею создания силовых интегральных схем, в которых на одном кристалле технологическими приемами изготавливаются силовые ключевые элементы, схемы их запуска и защиты, устройства управления, регулирования и диагностики. Из-за наличия в их составе элементов, выполняющих логические операции и автоматически обеспечивающих определенные режимы работы нагрузок, такие устройства получили название интеллектуальных (Smart, Intelligent) схем — ИСИС.

ИСИС оказали огромное влияние на развитие силовой электроники, особенно в зоне небольших мощностей и низких напряжений. Осуществляя связь между управляющими командами малой мощности и нагрузкой, силовые интегральные схемы представляют собой фактически активную часть преобразовательного устройства. Силовые интегральные схемы позволяют в несколько раз снизить массу, габариты, трудоемкость изго-

товления и, как следствие, себестоимость оборудования, повышая при этом его надежность. Однокристальные силовые интегральные схемы наиболее широко применяются в автомобильной электронике, в качестве инверторов, контроллеров постоянного и переменного тока.

Появление современных силовых интегральных схем значительно изменило характер изготовления преобразовательного оборудования, обеспечив значительное снижение доли ручного труда. Основные трудозатраты на изготовление преобразовательного оборудования переносятся на этап автоматизированного производства силовых интегральных схем. Благодаря этому повышается качество изготовления. Наличие встроенной системы диагностики обеспечивает повышение эксплуатационной надежности оборудования, которая увеличивается также из-за уменьшения количества дискретных элементов и монтажных соединений. Допустимость работы непосредственно от микропроцессоров расширяет функциональные возможности силовых интегральных схем.

Если однокристальные силовые интегральные схемы выпускаются главным образом на низкие напряжения (несколько десятков вольт), то гибридные схемы изготавливаются практически на все необходимые уровни напряжений как промышленных, так и бытовых сетей.

Значительные вариации степени интеграции (рис.7) от объединения только ключевых элементов до размещения на общей подложке силовых, защитных и логических компонентов, а также разнообразие схемных исполнений гибридных модулей (одно-, двух-,

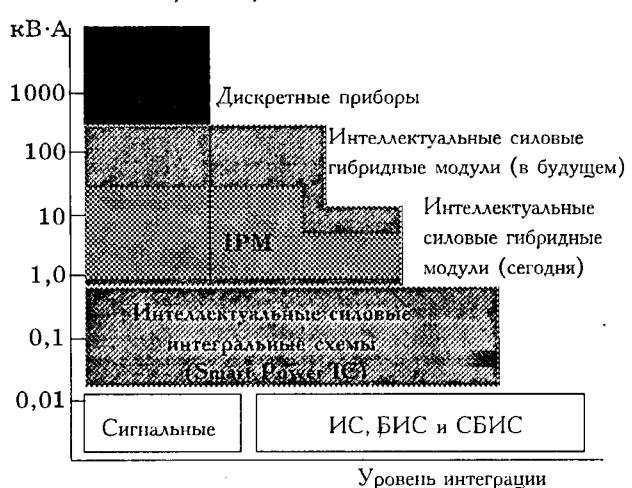


Рис.7. Уровень интеграции силовых модулей

четырех- и шестиключевых) обеспечили им огромный интенсивно развивающийся рынок. Ежегодно рост продаж силовых модулей составляет до 30%.

Предельные параметры силовых MOSFET удваиваются каждые два года.

Параметры IGBT за последние годы существенно улучшились, утраиваясь каждые два года за счет повышения коммутируемого напряжения с 1,2 до 1,7 кВ, затем (в настоящее время) — до 3—3,5 кВ и в будущем — до 4,5—7,0 кВ и уменьшения прямого падения с 4 В у I-го поколения, 3,3 В (II-е), 2,1 В (III-е) до 1,2 В в настоящее время у IV-го поколения IGBT (рис.8,9).

Интенсивно развивается технология корпусирования паяной конструкции силовых модулей с целью дальнейшего снижения габаритов и массы, повышения надежности, энерго- и термоциклоустойчивости, уменьшения теплового сопротивления и стоимости. Эти цели достигаются применением новых материалов и технологий сборки на тонкие  $\text{Al}_2\text{O}_3$  или AlN керамические подложки в корпусах с малоиндуктивными выводами, разработкой специальных конструкций силовых модулей с интегрированным жидкостным охлаждением [12,13] и созданием силовых модулей, включая "интеллектуальные", с использованием матричных композиционных материалов, имеющих хорошие теплопроводящие свойства и низкие, согласованные с кремнием и керамикой, коэффициенты теплового расширения (КТР).

В модулях с интегральным жидкостным охлаждением (рис.10) почти в четыре раза удается увеличить отводимую рассеиваемую мощность по сравнению с сопоставимой по электрическим параметрам традиционной конструкцией силового модуля с воздушным охлаждением.

Применение матричных композиционных материалов (MMC — Metal Matrix Composite) открывает новые перспективы в создании высокомощных, компактных, прочных, надежных силовых модулей [14, 15]. На рис.11 приведен схематично разрез "интегрального" силового модуля на основе MMC [15]. MMC имеют высокую теплопроводность (MMC-150 Вт/(м·К), Cu-370, Al-200, Si-80), низкий КТР (MMC-7, Cu-17, Al-23, Si-4,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -7, AlN-7), что позволяет снизить до минимума напряженности в конструкции модуля, особенно в чипах силовых приборов, обеспечивая хорошую электрическую изоляцию и

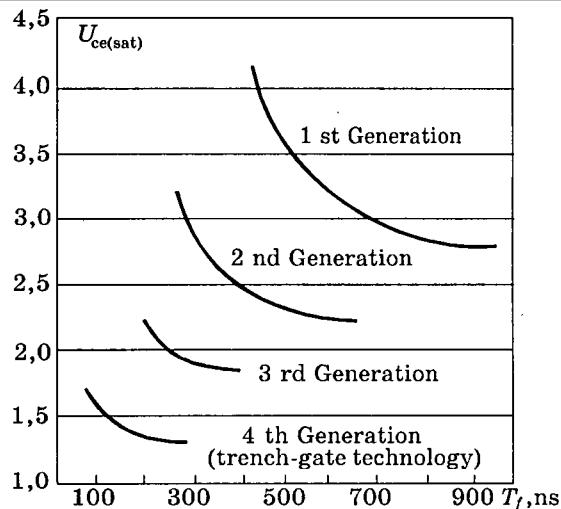


Рис.8. Параметры IGBT I—IV поколений

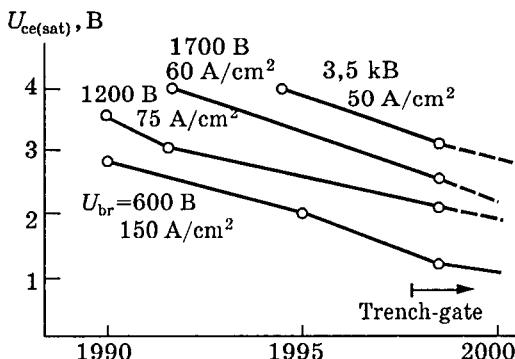


Рис.9. Изменение параметров IGBT

эффективный отвод тепла. В настоящее время по этой концепции созданы "интеллектуальные" силовые модули (выпрямитель-инвертор) мощностью 60 кВт, разрабатываются конструкции силовых модулей на 100 кВт [15].

Наряду с развитием технологий паяной конструкции силовых модулей с изолированным основанием (предельные параметры 1,2 кА, 3,5 кВ) в последние годы начала интенсивно развиваться технология прижимной конструкции IGBT-модулей, подобная таблеточной конструкции SCR и GTO, (рис.12) — press-pack technology, в которой наряду с уменьшением более чем в 10 раз теплового сопротивления и габаритов значительно улучшены надежность, термоциклоустойчивость. Предельные параметры IGBT-модулей прижимной конструкции составляют в настоящее время 1000 А, 2,5 кВ ("Toshiba") [8].

Отечественная промышленность в настоящее время выпускает всю номенклатуру только традиционных приборов — диодов, тиристоров, биполярных транзисторов. В последние годы освоено производство запирае-

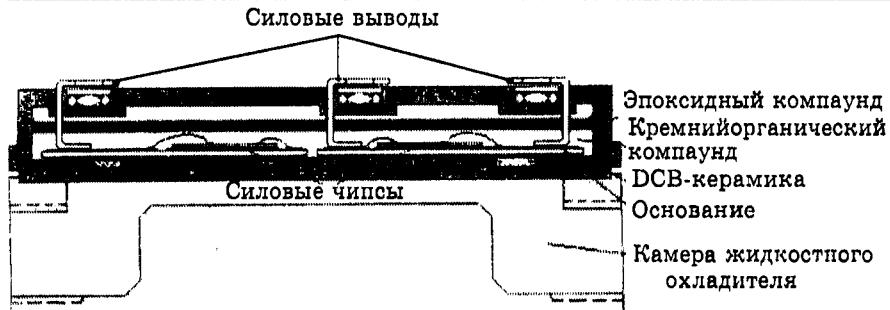


Рис.10. Модуль с интегральным жидкостным охлаждением

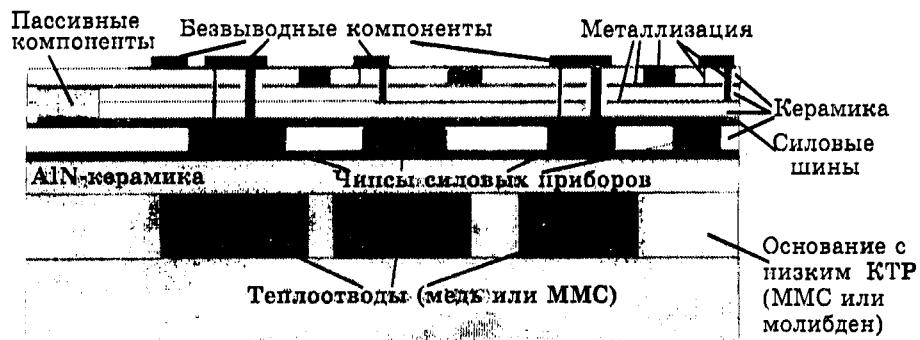


Рис.11. Интеллектуальный силовой модуль MMC

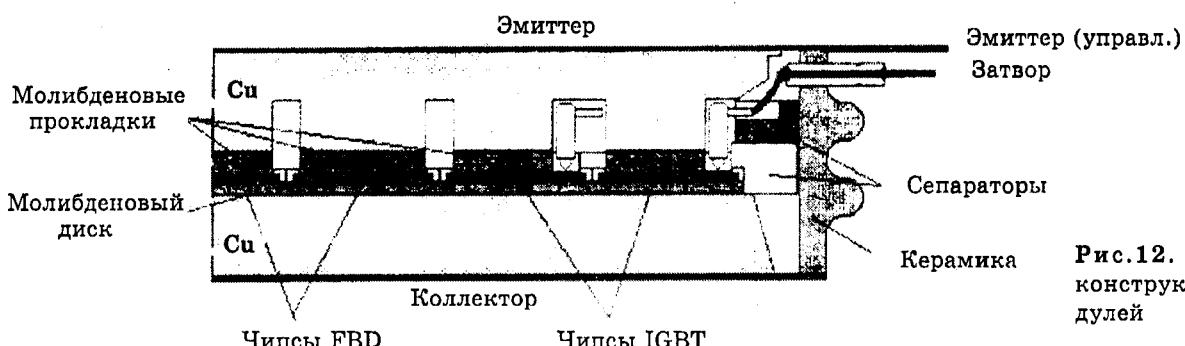


Рис.12. Прижимная конструкция IGBT-модулей

мых тиристоров и силовых полевых транзисторов с изолированным затвором, ведутся работы по созданию GCT (IGCT) [16], IGBT, освоено производство силовых IGBT-модулей паянной конструкции [10, 16], ведутся работы по созданию IGBT-модулей прижимной конструкции и силовых модулей с использованием композиционных материалов.

#### Выводы

1. Параметры кремниевых приборов силовой электроники: коммутируемое напряжение, токи и частота коммутации, за последние 50 лет почти достигли теоретических пределов. Параметры приборов будут улучшаться шаг за шагом с совершенствованием и внедрением новых технологий (например, trench-gate technology, Cool MOS<sup>TM</sup>) с целью: увеличения быстродействия, уменьшения прямого падения напряжения, улучшения стойкости к перегрузкам и аварийным режимам, повышения диапазона ком-

мутируемых токов и напряжений, уменьшения стоимости, повышения надежности, прочности, улучшения охлаждения за счет применения новых технологий корпусирования (press-pack technology, MMC, жидкостное охлаждение).

2. Несмотря на некоторое увлечение новыми материалами для приборов силовой электроники (арсенид галлия, карбид кремния) основным материалом в ближайшие десятилетия останется кремний. Из-за значительных трудностей создания однородных полупроводниковых структур новых материалов и необходимости разработки и освоения новых технологических процессов следует ожидать промышленного освоения приборов силовой электроники на базе SiC не ранее чем через пять лет.

3. Каковы тенденции развития различных приборов силовой электроники?

**Биполярные транзисторы (ВРТ).** Из-за сложности и большой стоимости схем уп-

равления (драйверов), низких быстродействия и стойкости к перегрузкам на сегодня это уже устаревший компонент. Однако быстродействующие ВРТ пока имеют важное преимущество перед MOSFET по показателю "коммутируемая мощность/цена" для диапазона напряжений более 400 В. Поэтому силовые биполярные транзисторы останутся эффективным компонентом для дешевых массовых применений (например, ключевые источники питания — SMPS).

**Тиристоры (SCR).** Несмотря на очевидные достоинства: низкое падение напряжения (1,2—1,5 В для среднего диапазона напряжений и немного больше для высоковольтного диапазона), высокая плотность тока, наивысшее значение показателя "коммутируемая мощность/площадь кремния", высокие коммутируемые напряжения (сегодня 8 кВ) и токи (4 кА) на пластинах до 5", простота и низкая стоимость схем управления, стойкость к перегрузкам по току, высокая надежность прижимной таблеточной конструкции, из-за одного существенного недостатка — невозможности выключения по управляющему электроду, этот класс приборов силовой электроники сегодня можно отнести к устаревшим. Этот прибор все больше и больше будет вытесняться полностью управляемыми приборами: IGBT и IGCT. Так как SCR имеет все же наивысшее значение показателя "коммутируемая мощность/цена", то две области применения останутся предпочтительными для их применения:

- бытовые приборы, где цена является определяющим фактором. Рынок триаков (575 млн. долл. в 1996 г.) особенно в комбинации <микроконтроллер+триак> будет увеличиваться, как потенциальное решение для дешевых массовых применений;

- сверхмощные и сверхсильноточные применения в преобразователях с естественной коммутацией (высоковольтные линии передачи постоянного тока, компенсаторы реактивной мощности, выпрямители для гальваники, металлургии и и.п.).

Улучшение характеристик и развитие SCR будет связано с объединением некоторых вспомогательных функций в высоковольтном тиристоре (подобно защите от перенапряжений), созданием интегральных двух-, четырех- и шестиключевых тиристорных схем на одном кристалле. Развитие триаков (симисторов) связано с улучшени-

ем стойкости к  $du/dt$ , совместимости управления с выходом микроконтроллера, разработкой новых корпусов (SMD).

**Запираемые тиристоры (GTO, IGCT).** Модернизация GTO за счет применения новых технологий (буферного слоя, "прозрачного" эмиттера, улучшения контроля времени жизни за счет протонного облучения, объединение в одном устройстве со схемой управления) позволили в IGCT повысить быстродействие, значительно сократить статические и динамические потери, обеспечив работу без снаббера в диапазоне напряжений до 4,5 кВ и токов несколько килоампер. Поэтому в высоковольтных (более 3,5 кВ) областях доминирующее положение займут IGCT. В развитии IGCT в ближайшие пять лет намечаются следующие этапы: беснабберное использование, расширение диапазона коммутируемых напряжений до 6 кВ и далее до 9 кВ, использование MMC (AlSiC), низкотемпературная сварка, приборы с жидкостным охлаждением, пластмассовые корпуса, модули с изолированным основанием. Тенденция развития сверхмодных приборов силовой электроники (IGBT и IGCT) сгруппированы в табл.3.

**Полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET).** Имея все преимущества по высоким скоростям коммутации, низким статическим и динамическим потерям, малой мощности управления, высокой стойкости к перегрузкам (прямоугольная ОБР), MOSFET являются и будут главным компонентом для низковольтных применений и использования в "интеллектуальных" силовых интегральных схемах (Smart IC). Использование и внедрение новых технологий (trench-gate, Cool MOS<sup>TM</sup>) позволит еще больше расширить области применения MOSFET в дискретном, модульном и интегральном исполнении для диапазона мощностей десятки киловатт.

**Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT).** На сегодняшний день и в ближайшем будущем этот класс приборов силовой электроники занимает и будет занимать доминирующее положение для диапазона мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт. Дальнейшее развитие IGBT связано с требованиями рынка и будет идти по пути:

- повышения диапазона предельных коммутируемых токов и напряжений (единицы килоампер, 5—7 кВ);
- повышения быстродействия;

Таблица 3

## Тенденции развития сверхмощных силовых электронных приборов

IGBT (чипы)	Тенденции	Результат (цель)	Барьеры (трудности)
IGBT (корпусные)	Технология "trench"	Сокращение потерь	Стоимость, защита от КЗ, параллельное соединение
	Более высокое напряжение	Сокращение системной стоимости	Потери, изоляция, характеристики диода
	Более высокая частота	Сокращение системной стоимости	Потери, стоимость устройства, EMI
GCT, IGCT	MMC основание (AlSiC) MMC — матричный композиционный материал	Выше допустимое $\Delta T$ , более высокий срок службы	Малый КТР, соответствующий охладителю, хрупкость
	Более высокое напряжение	Сокращение системной стоимости	Стандарты на изоляцию и пробой
	Стандартизация	Сокращение стоимости	Конфликт с интеграцией
	Интеграция	Сокращение системной стоимости	Конфликт со стандартизацией
	Более высокая энерго/термоциклоустойчивость	Выше допустимое $\Delta T$ , ниже стоимость	Нуждается в улучшенном интерфейсе и интеграционных технологиях
	Более высокая плотность мощности	Стоимость и сокращение габаритов	Надежность при энергоснабжении
	Прямое водяное охлаждение	Улучшенное тепловое сопротивление, отсутствие соединения основание — охладитель	Принятие рынком
	SiC быстровосстанавливющиеся диоды	Выше частота, ниже потери	Плотность дефектов в SiC, стоимость, корпусирование, надежность
Диод	Более высокое напряжение	Системная стоимость	Пассивация
	Монолитный диод	Стоимость	Требует <i>n</i> -буфера GTO
	Ниже обратный ток утечки	Мощность устройства управления и стоимость	
	Негерметичный корпус	Стоимость	Пассивация
	Более высокая плотность тока	Системная стоимость	Беспризорная индуктивность
	Высокое напряжение, средний/малый ток	Системная стоимость, дешевое устройство корпус-управление	Пассивация
GTO	Повышение $di/dt$	Потери, частота	ОБР диода
	Легирование тяжелыми частицами для регулирования времени жизни	$di/dt$ , обратное восстановление	Стоимость, материально-техническое обеспечение
Тиристор (SCR)	Потеря доли рынка за счет IGBT и GCT	Стоимость, характеристики	
	Монолитный антипараллельный тиристор (BCT)	Стоимость	В 2 раза меньший ток

- повышения стойкости к перегрузкам и аварийным режимам;
- снижения прямого падения напряжения;
- разработка новых структур с плотностями токов, приближающихся к тиристорным (IEGT, IGTT) [1];
- развития "интеллектуальных" IGBT (с встроенными функциями диагностики и защиты) и модулей на их основе;
- создания новых высоконадежных корпусов, в том числе с использованием MMC и прижимной конструкции.

4. Предоставление пользователям "черно-

го ящика", включающего силовые коммутационные элементы с элементами управления, диагностики и защиты, т.е. системная интеграция [4,5], является одним из путей развития силовой электроники.

5. Наиболее перспективными приборами силовой электроники для схем преобразователей являются MOSFET, IGBT и IGCT.

Можно присоединиться к мнению одного из корифеев силовой электроники профессора Боуза (Bose), что двумя самыми важными технологиями сверхавтоматизированного ХХI века будут: компьютеры — "разум" и силовая электроника — "мускулы".

**Список литературы**

1. Peter Jean-Marie. Power Components: State of the Art, Evolution and Trend//Proceedings PCIM'97. Hong Kong, October 1997. P. 1—14.
2. Jaecklin Andre A. Integration of Power Components — State of the Art and Trend//Conference Proceedings EPE'97. Trondheim 8—10 September 1997. P. 1.000—1.006.
3. Zeller H. High Power Components. From the State of the Art to Future Trends//Conference Proceedings PCIM'98. Tokyo, April 1998.
4. Lorenz Leo. System Integration — a new milestone for future power electronic system//EPE'97. P. 1.010—119.
5. Lorenz Leo. Trends in Power Integration//Proceedings PCIM'97. Hong Kong, October, 1997. P. 101—109.
6. Akagi Hirofumi. The State-of-the-Art of Power Electronics in Japan// IEEE Transaction on Power Electronics. Vol. 13, No. 2, March 1998. P. 345—356.
7. Jayant Baliga B. Power Ics in the saddle//IEEE Spectrum. July 1995. P.34—40, 45—49.
8. Kaplan Gadi. Industrial Electronics. 1997. Technology Analysis & Forecast//IEEE Spectrum. January 1997. P. 79—83.
9. Флоренцев С.Н., Ковалев Ф.И. Современная элементная база силовой электроники//Электротехника. 1996. № 4. С. 2—8.
10. Ковалев Ф.И., Флоренцев С.Н. Силовая электроника: вчера, сегодня, завтра//Электротехника. 1997. № 11. С.2—6.
11. A New Range of Reverse Conducning Gate-Commutated Thyristors for High- Voltage, Medium Power Applications/Stetan Linder, Sven Klaka, Mark Frecker, Eric Carroll, Hansuedi Zeller//EPE'97. P. 1.117—1.124.
12. Bothemps Serge, Gratham Denis, Sable Patric. High Speed Power Modules with Integral Liquid Cooling//EPE'97. P.1.200—1.203.
13. Rancy E., Petibon A., Gonzalez J. New Encapsulation Techniques for 1MW — 1 to 4 kV High Power IGBT Inverter//EPE'97. P. 1.204—1.209.
14. Perruchoud Philippe, Aloisi Pierre. Hybrid Power Module, a Good and Versatile Power Management//EPE'97. P.3.124—3.128.
15. Kaplan Gadi. Industrial Electronics. 1998. Technology Analysis & Forecast//IEEE Spectrum. January 1998. P. 73—78.
16. Чибиркин В. Создание силовых полупроводниковых приборов для преобразователей электроподвижного состава//Электротехника. 1998. № 3. С.1—9.

## **IGCT — появление новой технологии для сверхмощных экономически эффективных преобразователей<sup>1</sup>**

P.K. STEIMER, H.E. GRUNING, J. WERNINGER (ABB INDUSTRY AG), E.CARROLL, S.KLAKA,  
S.LINDER (ABB SEMICONDUCTORS AG)

Благодаря концепции жесткого управления удалось добиться значительного улучшения характеристик GTO при выключении. Следующим крупным достижением в технологии жестко управляемых GTO с точки зрения прибора, управления и применения стала идея управляемых приборов базирующихся на новом "запираемом тиристоре с интегрированным блоком управления" (англ. Integrated Gate-Commutated Thyristor (IGCT)). Благодаря технологии жесткого управления равномерное переключение увеличивает область безопасной работы IGCT до пределов, ограниченных лавинным пробоем, т. е. до физических возможностей кремния. Не требуется никаких защитных цепей от превышения  $du/dt$ . Сочетание с улучшенными показателями потерь мощности позволило найти новые области применения в килогерцовом диапазоне. Мощность, необходимая для управления, снижена в 5 раз по сравнению со стандартными GTO, в основ-

ном за счет прозрачной конструкции анода. Новое семейство приборов IGCT, с монолитными интегрированными высоко мощными диодами было разработано для применения в диапазоне 0,5—6 МВ·А. При существующей технической возможности последовательного и параллельного соединения приборы IGCT позволяют наращивать уровень мощности до нескольких сотен мегавольт-ампер. Первый преобразователь мощностью 100 МВ·А, основанный на IGCT, уже практически реализован и находится в эксплуатации более года, оправдывая тем самым предполагаемый высокий уровень надежности этой новой технологии.

Технология тиристоров благодаря основным законам физики имеет преимущества по сравнению с транзисторной технологией в способности блокировать напряжение выше 2,5 кВ, распределение плазмы сходно с распределением плазмы в диодной структуре, в результате чего достигается наилучшее оптимальное соотношение между напряжением в открытом состоянии и блокирующую

<sup>1</sup> Перевод с английского М.В.Рябчицкого

щим напряжением. Но до сих пор конструкция GTO не достигла удовлетворительного сочетания статических характеристик с возможностями полного управления [1]. Широко распространенная стандартная технология управления GTO в результате приводит к неоднородным переходным процессам включения и выключения, требуя при этом применения дорогостоящих снабберных цепей (цепей формирования траектории переключения) для защиты от превышения  $du/dt$  и  $di/dt$  [2,3], а так же громоздких блоков управления.

Тем не менее, эта технология GTO нашла широкое применение в диапазоне мощностей 1—20 МВ·А, в основном для регулируемых приводов [4—5] и преобразователей для железной дороги [6]. Сегодня развитие высоковольтных IGBT [7] вызвало их конкуренцию с традиционными GTO. Однако впечатляющие достижения в этих традиционных областях привели к созданию новой технологии IGCT. Прибор IGCT сегодня сочетает в себе оптимальную комбинацию доказанных технологий тиристоров с присущими им низкими потерями, и бесснабберной, высокoeffективной, выгодной технологией выключения путем воздействия на управляющий электрод. Прибор IGCT — идеальное решение для применения в области силовой электроники среднего и высокого напряжений.

Для достижения желаемых характеристик IGCT необходимо предпринять несколько шагов. Некоторые из этих мер полностью совпадают с аналогичными для IGBT:

- улучшение ключевых характеристик GTO для получения возможности работы без снаббера защищающего от  $du/dt$ , при высокой плотности тока;

- снижение статических потерь и потерь при выключении, путем уменьшения толщины кремния;

- снижение требований к управлению по управляющему электроду, особенно в проводящем состоянии;

- развитие способности обратного диода включаться и выключаться без снаббера при высоких  $di/dt$ ;

- интеграция основных приборов (GTO и диода) в одном корпусе, особенно при низких мощностях.

Дополнительно для высокомощных применений необходимы следующие характеристики:

- дальнейшее повышение надежности за

счет уменьшения количества отдельных компонентов;

— расширение диапазона преобразуемой мощности до нескольких сотен мегавольт-ампер благодаря возможности выгодного и надежного последовательного и параллельного соединения.

В течение последних лет АВВ серьезно занималась всеми этими проблемами. Основные достигнутые результаты изложены в этой статье.

#### УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ БЕЗ СНАББЕРА, ОГРАНИЧИВАЮЩЕГО $du/dt$ ПРИ ВЫСОКОЙ ПЛОТНОСТИ ТОКА

В соответствии с данными, представленными за последнее десятилетие [8—10], достигнуто радикальное улучшение области безопасной работы (ОБР) при выключении GTO при реализации "жесткого управления" также для сверхмощных GTO (3 кА/4,5 кВ). При интегрированном блоке управления катодный ток снижается до того, как анодное напряжение начинает увеличиваться. Это достигается за счет очень низкой индуктивности цепи управляющего электрода, реализуемой за счет коаксиального соединения управляющего электрода в сочетании с многослойной платой блока управления. В результате было достигнуто значение скорости выключаемого тока 4 кА/мкс при напряжении управления  $U_{GK} = 20$  В [11]. Когда катодный ток становится равным нулю, оставшийся анодный ток переходит в блок управления, который имеет в этот момент низкое сопротивление. За счет этого потребление энергии блоком управления минимизируется.

Новый прибор с низкой индуктивностью и интегрированным блоком управления, названный IGCT (рис.1), функционирует по новым принципам работы. Работая при "жестком" управлении, тиристор переходит при запирании из  $p-n-p-n$  состояния в  $p-n-p$  режим за 1 мкс. Выключение происходит полностью в транзисторном режиме, устрая всяческую возможность возникновения триггерного эффекта. Поэтому однородное выключение расширяет ОБР до определяемой лавинным пробоем ( $(U_a \times I_a)_{max} = 250$  кВт/см<sup>2</sup>). Прибор работает в области, ограниченной только физическими возможностями кремния. Способность выключать ток на единицу площади кристалла кремния равна формируемой за счет снаббера в лучших GTO.

Таблица 1

Сравнение характеристик GTO, жестко управляемого GTO (HD GTO) и нового IGCT

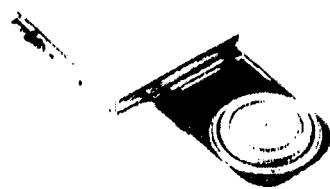
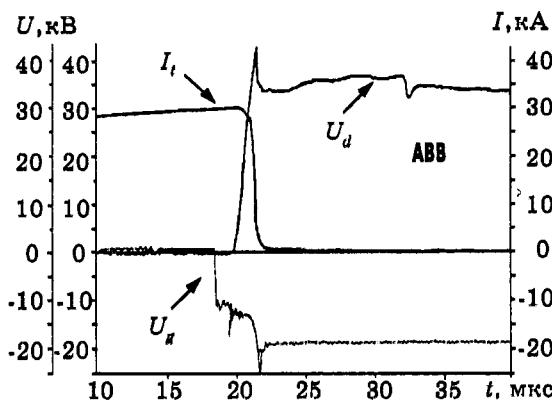


Рис.1. Внешний вид IGCT

Рис.2. Диаграммы выключения IGCT без снаббера ( $I_t = 3$  кА,  $U_{dm} = 4,2$  кВ,  $t_s = 1,6$  мкс)

На рис.2 представлены типовые кривые процесса выключения без снаббера, ограничивающего  $du/dt$ . Бесснабберный IGCT уже существует.

#### СНИЖЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ И ПОТЕРЬ ПРИ ВЫКЛЮЧЕНИИ БЛАГОДАРЯ УТОНЧЕНИЮ КРЕМНИЯ

Уменьшение толщины прибора может достигаться за счет использования буферного слоя на стороне анода. Буферный слой силовых полупроводников улучшает характеристики традиционных элементов за счет снижения их толщины на 30% при том же прямом пробивном напряжении. Главное преимущество тонких элементов — улучшение технологических характеристик при низких статических и динамических потерях. Такой буферный слой в четырехслойном приборе требует устранения анодных закороток, но при этом сохраняется эффективное освобождение электронов во время выключения. В новом приборе IGCT буферный слой комбинируется с прозрачным анодным эмиттером. Прозрачный анод — это  $p-n$  переход с управляемой током эффективностью эмиттера. При соответствующей конструкции электроны могут освобождаться во время выключения так же эффективно, как при закороченном аноде [13]. В табл.1 показаны характеристики нового прибора IGCT, традиционного "жестко" управляемого GTO и стандартного GTO.

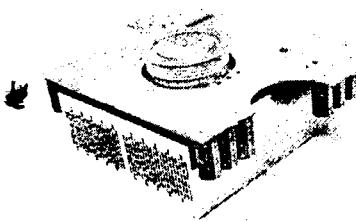
3 кА, 4,5 кВ, 125°, 85 мм	GTO	HD GTO	IGCT
Напряжение в открытом состоянии $U_{on}$ , В	3,2	3,2	2,4
Максимальная скорость роста тока при включении $di/dt$ , А/мкс	500	3000	3000
Типовая энергия потерь при включении $E_{on}$ , Дж	5	1	0,5
Энергия потерь при выключении (ток 3 кА) $E_{off}$ , Дж	10 (при емкости снаббера 6 мкФ)	10 (при емкости снаббера 0 мкФ)	10 (при емкости снаббера 0 мкФ)
Емкость снаббера $C_s$ , мкФ	6	0	0
Максимальный выключаемый ток $I_{TQOM}$ , кА	3	3—6	3—6
Мощность управления при частоте переключения 500 Гц, Вт	80	30	15
Заряд, накапливаемый в управляющем электроде, $Q_{kg}$ , мКл	8 000	2 000	2 000
Максимальная скорость напряжения при выключении $du/dt$ , В/мкс	500	≥4000	≥4000
Время задержки $t_s$ , мкс	20	1	1

По сравнению с IGBT транзистором прибор IGCT имеет меньшие потери благодаря тому, что IGCT во включенном состоянии работает в режиме тиристора. Однако буферный слой, который может использоваться как с IGCT, так и с IGBT, приводит к росту динамических потерь для обоих приборов (не принимая во внимание более высокие потери при включении IGBT, где  $di/dt$  регулируется сигналом управления для защиты процесса восстановления диода). Снижение потерь и способность работы без снаббера открывает возможности к экономически эффективному применению IGCT с частотами переключения от 500 Гц до 2 кГц.

#### СНИЖЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К УПРАВЛЯЮЩЕМУ БЛОКУ, ОСОБЕННО В ПРОВОДЯЩЕМ СОСТОЯНИИ

Для схем управления GTO мы обычно отмечаем следующие параметры, которые влияют на конструктивное исполнение:

— ток управляющего электрода при выключении (750 А при выключении силового тока 3 кА) должен быть подан в цепь управляющего электрода с индуктивностью 300 нГн. Для этого заряд импульса должен быть боль-



**Рис.3.** Внешний вид компактного IGCT диаметром 51 мм, с интегрированным диодом, блоком управления, и воздушным охладителем

ше, чем  $Q_g = t_s I_{gqm}$ , что создает существенные потери в выходных транзисторах MOSFET блока управления.

— высокий "хвостовой" ток при выключении (4—8 А для 3 кА прибора), особенно при низких температурах.

Требования к блокам управления для новых GCT менее жесткие:

— время накопления  $t_s$  снижается примерно в 20 раз, и несмотря на то что ток  $I_{gqm}$  увеличивается, необходимый заряд снижается в 4 раза. Благодаря этому, а также за счет увеличения числа параллельных транзисторов MOSFET, необходимых для увеличения тока выключающего импульса, потери в транзисторах значительно снижаются;

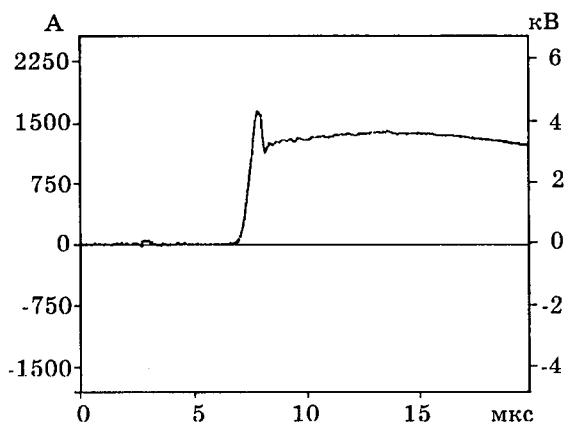
— использование технологии "прозрачного" анода снижает "хвостовой" ток в 20 раз.

Дополнительным требованием для IGCT является непосредственное соединение с ним блока управления на печатной плате. Блок управления должен быть расположен как можно ближе к GCT. Для максимальной помехоустойчивости и компактности блок управления окружает GCT, формируя единую конструкцию с охладителем и содержит только ту часть схемы которая необходима для управления непосредственно GCT (рис.3). Как следствие, уменьшено число элементов управляющего блока, снижены параметры рассеяния тепла, электрических и тепловых перегрузок. Поэтому, также существенно снижена стоимость блока управления и интенсивность отказов. IGCT, с его интегрированным управляющим блоком, легко фиксируется в модуле и точно соединяется с источником питания и источником управляющего сигнала через оптоволокно. Путем простого размыкания пружины, благодаря детально разработанной прижимной контактной системе, к GCT прилагается правильно рассчитанное прижимное усилие, создающее электрический и тепловой контакт. Таким образом, было достигнуто максимальное облегчение сборки и наибольшая надежность.

В табл. 1 приведены характеристики для IGCT, его управляющего блока и источника питания.

#### СПОСОБНОСТЬ ОБРАТНОГО ДИОДА ВЫКЛЮЧАТЬСЯ БЕЗ СНАББЕРА ПРИ ВЫСОКИХ СКОРОСТЯХ $di/dt$

При работе IGCT без снаббера, обратный диод тоже должен работать без снаббера. Эти требования выполняет высокомощный диод в прижимном корпусе с улучшенными характеристиками, произведенный с использованием процесса облучения в сочетании с классическими процессами (рис.4.). Возможности по обеспечению  $di/dt$  определяются работой диода.



**Рис.4.** Выключение индуктивной нагрузки силового диода без снаббера ( $U_{DM} = 4335$  В,  $I_A = 1300$  А,  $di/dt = 400$  А/мкс)

#### ИНТЕГРАЦИЯ ОСНОВНЫХ КЛЮЧЕЙ (GTO И ДИОДА) В ОДНОМ ПОЛУПРОВОДНИКОВОМ ПРИБОРЕ, ОСОБЕННО ПРИ НИЗКОЙ МОЩНОСТИ

В прошлом преимущество монолитных комбинаций NPT GTO (англ. Non punch through GTO) и диода были всегда оправданы тем, что NPT GTO требовал более толстого слоя кремния в отличие от соответствующего обратного диода.

Поэтому обратно проводящий GTO страдал от излишних потерь в диоде. Новая концепция GCT с дополнительным буфферным слоем впервые позволила преодолеть этот недостаток. Оптимальная толщина PT GCT (англ. punch through GCT) и его обратного диода по существу одинаковы. Это делает монолитную интеграцию более привлекательной.

Эта возможность была использована при разработке нового семейства IGCT приборов (табл. 2) с интегрированным обратным ди-

Таблица 2

## Семейство IGCT с интегрированными обратными диодами

Класс по напряжению	Диаметр пластины кремния, мм	Артикул	$I_{lgqm}$ , А При постоянном напряжении 3,3 кВ	$I_{lgqm}$ , А При постоянном напряжении 3,3 кВ	$I_{lgqm}$ , А При постоянном напряжении 3,3 кВ	$E_{off}$ , Дж Диодная часть	$di/dt_{max}$ , А/мкс	$I_{rr}$ , А
$U_{DM} = 4,5$ кВ (Постоянное напряжение 2,7 кВ)	38	5SGR04D4502	—	340	480	1,1	130	110
	51	5SGX08F4502	—	640	910	2,1	345	280
	68	5SGX14H4502	—	1100	1560	3,6	525	430
	91	5SGX26L4502	—	2250	3200	7,1	945	769
$U_{DM} = 6$ кВ (Постоянное напряжение 3,3 кВ)	38	5SGR03D6004	275	—	—	1,45	90	114
	51	5SGX06F6004	520	—	—	2,7	230	270
	68	5SGX10H6004	910	—	—	4,8	350	433
	91	5SGX19L6004	1820	—	—	9,6	630	780

дом, работающих без снаббера [14]. Ряд из 8 приборов с интегрированными диодами полностью перекрывает требования двух- и трехуровневых инверторов с постоянным напряжением до 6,6 кВ (2·3,3 кВ) и выключаемым током до 3 кА. Это позволяет проектировать следующие типы инверторов без применения последовательного или параллельного соединения.

Двухуровневый инвертор от 0,5 до 3 МВ·А (4,5 МВ·А).

Трехуровневый инвертор от 1 до 6 МВ·А (9 МВ·А).

Используя дискретный прибор IGCT, на пластине диаметром 91 мм с отдельным обратным диодом, можно достичь максимальной мощности 4,5 МВ·А (двухуровневый) и 9 МВ·А (трехуровневый).

#### ДАЛЬНЕЙШЕЕ УВЕЛИЧЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ИНВЕРТОРА ЗА СЧЕТ СНИЖЕНИЯ ЧИСЛА ЭЛЕМЕНТОВ

С использованием таких элементов, как IGCT, которые могут работать без снабберов ограничивающих  $du/dt$ , схемотехника использования классических GTO претерпела радикальные изменения. Исключение снабберного конденсатора устраняет типичные взаимовлияния в фазовом плече:

- колебания между снабберным конденсатором и индуктивностями;
- проводимость снабберного диода при изменении напряжения шины постоянного тока;
- паразитные колебания после включения прибора.

Работа обратного диода возможна без снаббера, ограничивающего  $du/dt$ , но управление  $di/dt$  необходимо для сохранения времени обратного восстановления диода в рам-

ках области безопасной работы. В соответствии с тиристорной структурой GCT не обеспечивает управление  $di/dt$ . Взамен управление  $di/dt$  осуществляется посредством реактора  $L_s$ , который шунтирует диодом  $D_{c1}$  и резистором, как в стандартных схемах GTO. Это дополнительное ограничение  $di/dt$  ограничивает ток таким непривлекательным явлением, как бросок тока.

Сильно упрощенная схема трехфазного инвертора [15] содержит только общий ограничитель  $di/dt$  для всех трех фаз (рис.5). Предпочтительный трехфазный IGCT инвертор содержит только 11 электрических элементов:

- 6 приборов IGCT;
- 1 реактор;
- 1 возвратный диод;
- 1 ограничительный конденсатор (только для шины постоянного тока с большой индуктивностью);
- 1 ограничительный резистор;
- 1 источник питания для блоков управления (GD — источник)

Габаритные размеры инвертора: для 3 МВ·А 780×590×330 мм, для 0,9 МВ·А 630×460×230 мм.

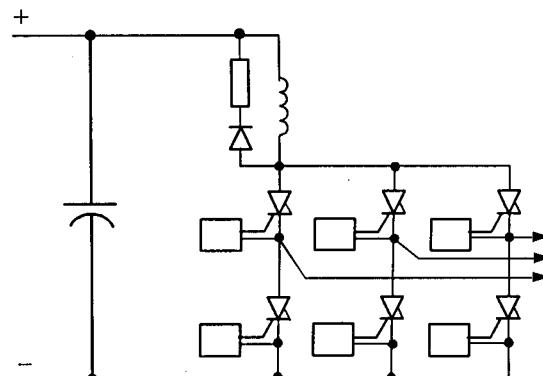


Рис.5. Схема типового трехфазного инвертора на IGCT

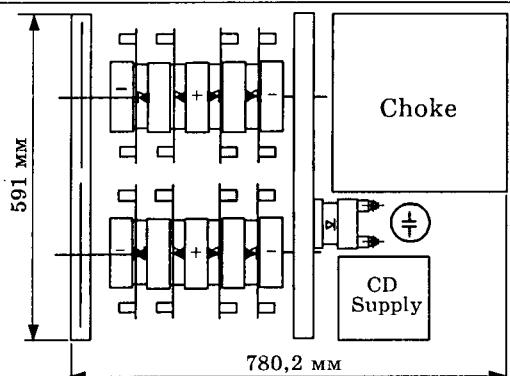


Рис.6. Упрощенная конструкция инвертора на 3 МВ·А:  
GD-supplay — блок питания для драйверов; Choke — дроссель

Технология мощных инверторов, использующая мало элементов гарантирует высокие показатели надежности. Число квалификационных испытаний, опыт эксплуатации ключевых элементов (до  $400 \times 10^6$  ч работы приборов), а также новые данные, полученные для преобразователей на 100 МВ·А для железнодорожного транспорта, показывают, что для 3 МВ·А трехфазного IGCT инвертора можно получить наработку на отказ не менее 45 лет и интенсивность потока отказов не более 2300 FIT (где FIT = 1 отказ на миллиард часов) (рис.7). Наличие в модуле IGCT блока управления способствует резкому снижению интенсивности потока отказов (FIT), в основном возникающих из-за подсоединения оптического кабеля и логической схемы. Силовые приборы (включая импульсные конденсаторы) имеют более низкие показатели FIT в стандартных драйверах GTO.

#### УВЕЛИЧЕНИЕ МОЩНОСТИ ДО НЕСКОЛЬКИХ СОТЕН МЕГАВОЛЬТ-АМПЕР ПОСРЕДСТВОМ ЭКОНОМИЧЕСКИ ЭФФЕКТИВНЫХ И НАДЕЖНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ И ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

Типовые максимальные значения для GTO технологии сегодня составляет 6 кВ блокируемого напряжения и 6 кА выклю-

чаемого тока. Это соответствует максимальной мощности инвертора со средней точкой или трехуровневого инвертора (без последовательно соединенных приборов) около 15 МВ·А. Будущее рынка силовых электронных систем требует преобразователей с большей мощностью. Инверторы мощностью в несколько сотен мегавольт-ампер будут необходимы в ближайшем будущем [16—18]. Основой технических решений для будущего силовой электроники является последовательное соединение полностью управляемых приборов [19].

Последовательное соединение тиристоров для высоковольтных вставок постоянного тока используется десятилетиями. Благодаря способности к опасным коротким перегрузкам в течении 1 мкс IGCT позволяет применять простое и надежное последовательное соединение, что очень важно для проектирования сверхмощных силовых инверторов.

При последовательном соединении стандартным путем для обеспечения максимальной надежности оборудования является установка большего числа IGCT, чем это необходимо. Последнее имеет смысл, так как улучшаются следующие параметры:

- при повреждении IGCT или обратного диода работа продолжится без перерыва. Это обеспечивается за счет того, что IGCT, как прибор с прижимным контактом, при отказе становится короткозамкнутым. Отказ определяется через электронную схему и подается сигнал по оптоволоконному кабелю. Неисправный прибор может быть заменен другим при очередном ремонте;

- добавляя дополнительный IGCT, понижаем напряжение на каждом отдельном приборе, включая все дополнительные цепи. Как известно срок службы прибора зависит от значения перенапряжений. Когда оно снижается, например, на одну треть, средний срок службы прибора увеличивается в 20 раз;

- установка дополнительного прибора снижает риск замыкания фазного плеча преобразователя, поэтому позволяет конструировать сверхмощные преобразователи без предохранителей. Конструкция без предохранителей делает преобразователи более надежными и эффективными. Тем не менее преобразователи конструируют с возможностью выдержать нагрузку во время такой аварии, хотя короткое замыкание в фазе очень нежелательно.

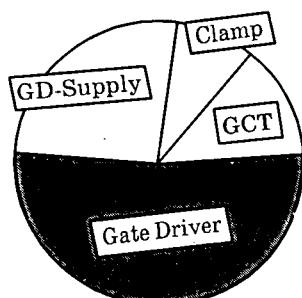


Рис.7. Доля, вносимая каждым блоком в общее число отказов для экспериментального инвертора мощностью 3 МВ·А (общее время наработки на отказ более 45 лет):

GD-Supplay — блок питания для драйверов; Clamp — цепь ограничения  $di/dt$ ; Gate Driver — блок управления

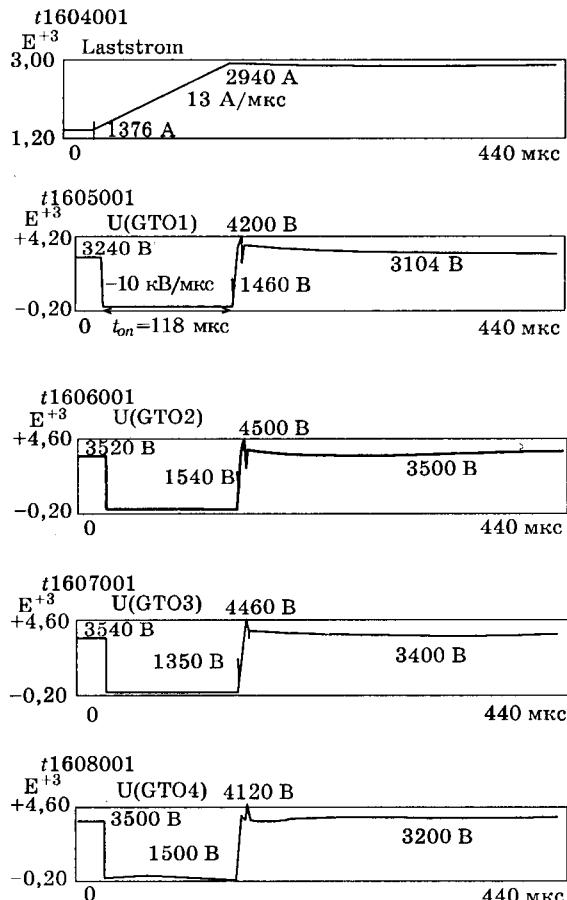


Рис.8. Диаграммы процесса выключения четырех последовательно соединенных GCT при токе 3 кА и напряжении шины постоянного тока 13,2 кВ

На рис.8. представлены осциллограммы одновременного выключения 4 последовательных IGCT. Благодаря очень короткому времени накопления IGCT (1 мкс) и поэтому еще меньшему разбросу времени выключения (менее 0,2 мкс) достигнуто оптимальное распределение напряжения на последовательно соединенных приборах. Сведение к минимуму динамических перенапряжений на сверхмощных фазных модулях IGCT было получено за счет очень низкой индуктивности.

Каждый прибор на 4,5 кВ, сверхмощного инверторного модуля IGCT может быть нагружен максимальным постоянным напряжением 3 кВ. Конструкция сверхмощного инверторного модуля нормально должна иметь  $N_s = 5+1$ . Сверхмощный инверторный IGCT модуль оборудован заниженным снаббером для защиты от  $du/dt$  простейшего RCD типа. Питание управляющих блоков достигается путем специальных изолирующих трансформаторов.

В будущем за счет применения IGCT ожидается решить следующие проблемы:

— дальнейшее снижение или исключение снабберов, защищающих от  $du/dt$  при выключении последовательно соединенных приборов;

— повышение частоты переключений до 1 кГц и более;

— благодаря небольшой мощности, необходимой для управления IGCT с прозрачным анодом, станет возможным исключение специальной громоздкой цепи управления, т.е. цепь управления будет связана непосредственно с анодом прибора.

Первое применение сверхмощных инверторных модулей IGCT, после детального моделирования на ранней стадии разработки [20], было реализовано и использовано в инверторе на 100 МВ·А [21], который работает с 1996 г. (рис.10). Опыт работы в течение 12 мес показал отличные результаты. Из более чем 300 IGCT, которые установлены в инверторе, до сих пор только 1 прибор имел отказ из-за проблем контакта светодиода. Ожидаемая высокая надежность технологии IGCT была подтверждена (500 FIT для каждого IGCT).

Такие впечатляющие показатели надежности достигнуты частично из-за снижения перенапряжений в результате последовательного соединения большого количества IGCT и уменьшения количества компонентов, в основном, за счет исключения снаббера.

Высокая надежность IGCT и возможность последовательного соединения достаточного количества приборов открывают перспекти-

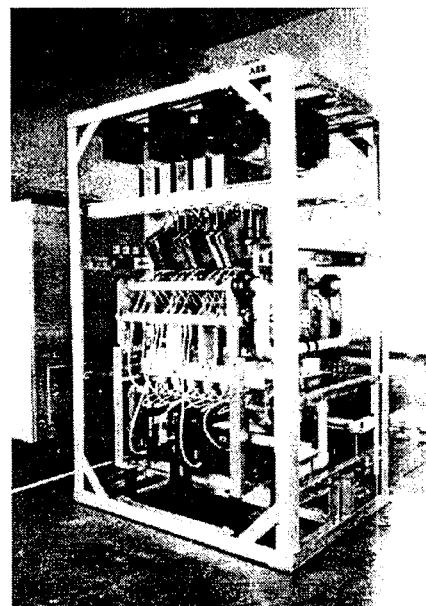
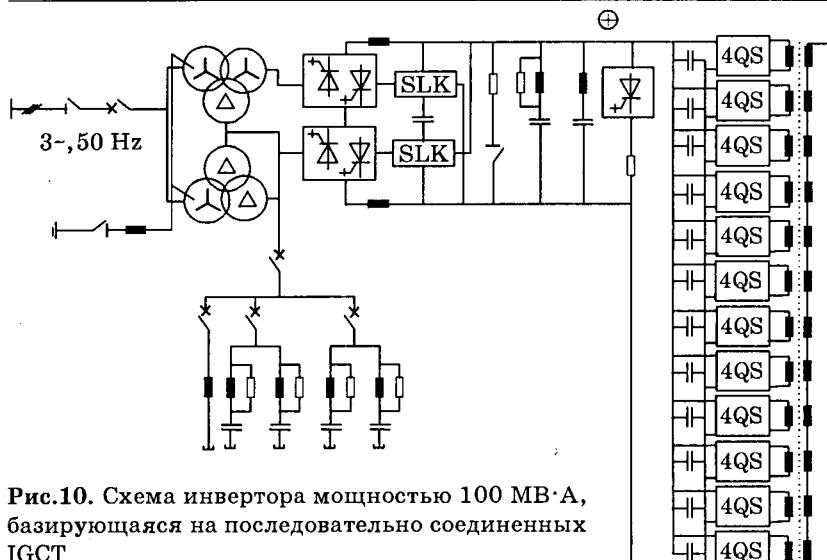


Рис.9. Сверхмощный инверторный модуль IGCT (6 приборов)



**Рис.10.** Схема инвертора мощностью 100 МВ·А, базирующаяся на последовательно соединенных IGCT

вы применения в области очень высоких мощностей, особенно для применения в новых гибких системах FACTS и в специальном силовом оборудовании.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При создании IGCT использованы все основные достижения в электронных технологиях, которые являются основой силовой электроники. IGCT — важный вклад в силовую электронику большой мощности. Этот прибор будет ключевым элементом для применений в области средних и больших напряжений мощностью от 0,5 до 100 МВ·А. Это достигается простым и надежным последовательным соединением мощных выключаемых приборов. С учетом дополнительных требований по низкой стоимости, малого количества элементов и высокой эффективности в сравнении с другими выключаемыми приборами IGCT не имеет реальных конкурентов в этом диапазоне мощностей.

Дополнительно IGCT показал сверхнадежную работу в течение более года работы на примере первого преобразователя мощностью 100 МВ·А в Бремене. Второй преобразователь мощностью 130 МВ·А, базирующийся на той же технологии, был заказан благодаря отличным показателям в работе; заказчик — немецкая федеральная железная дорога.

Значение прибора IGCT для обслуживания рынка сверхмощных машин общеизвестно и, поэтому, весной 1997 г. было начато производство новейшего прибора IGCT на напряжение 4,5 кВ. Сегодня два крупных производителя силовых полупроводниковых приборов готовы снабжать мировой рынок силовой электроники приборами IGCT.

#### Список литературы

1. ABB Semiconductor Ltd., Gate turn-off thyristor 5SGA 30J4505, data sheet, publication N. 5SYA1204-01. Lenzburg. 1996.
2. Undelend N.M. Snubber for pulse width modulation bridge converters with power transistors or GTO//Int. Power Electr. Conf. (IEPCD). Tokio. P. 313—323.
3. McMurray W. Efficient snubber for voltage source GTO inverter//EEE Trans. Power Electron. 1987. Vol PE-2. № 3. P. 264-272.
4. Asea Strömberg Drives. Gate commutated Power Electronics. Publ. № EN 5351804-4B. Helsinki. 1987.
5. Menzies W., Steinke J.K. File-Level GTO Inverters for Large Induction Motor Drives//IEEE Trans. Industry Application. 1994. Vol. 30, № 4. P. 938—944.
6. Gaupp O., Linhofer G., Zanini P. Powerful static frequency converters for transalpine rail routes//ABB Review. 1995. № 5. P. 4—10.
7. Ishii K., Konishi Y., Takeda M. A new high power, high voltage IGBT//Conf. Rec. of PCIM, Nürnberg, 1997.
8. Gruening H.E., Zuckerberger A. Hard Drive of High Power GTOs: Better Switching Capability obtained through Improved Gate-Units//Conf. Rec. 1996 IEEE IAS.
9. Wirth F. High Speed, Snubberless Operation of GTO's Using a New Gate Drive Technique//Conf. Rec. 1986 IEEE IAS. P. 453—457.
10. Nagano T. e.a. A snubber-less GTO//Conf. Rec. IEEE PESC. 1982. P. 383—387.
11. Pat. EP 0588026 and US 534096 Low-inductive GTO terminal/H. Grüning. 1992.
12. Grüning H., Ødegård B., Rees J. High-Power Hard-Driven GTO Module for 4,5kV/3kA Snubberless Operation, PCIM 96, Nürnberg.
13. Design consideration for a 7kV/3kA GTO with transparent anode and buffer layer/S. Eicher, F. Bauer, H.R. Zeller, a.o.//Conf. Rec. IEEE PESC. Baveno 1996.
14. Linder S., Klaka S., Frecker M. a.o. A new range of reverse conduction gate-commutated thyristors for high voltage, medium power application// EPE, Trondheim, Norway, 1997.
15. Grüning H., Ødegård B. High Performance low cost MVA inverters realized with integrated Gate commutated thyristors (IGCT)//EPE, Trondheim, Norway, 1997.
16. Ichikawa F., Suzuki K., Nakajima T. a.o. Development of Self-Commutated SVC for Power System //Proceedings of Power Conversion Conference (PCC) Yokohama. 1993. P. 609—614.
17. Schauder C., Gernhardt M., Stacey a.o. Development of a ±100 MVAR Static Condenser for Voltage Control of Transmission System//94 SM 497-6 PWRD, San Francisco, 1994.
18. Hasegawa T., Betsui T., Ohnishig S. a.o. Development of a Large-Capacity Static Var Generator Using Self-Commutated Inverters for Improving Power Transmission System Stability//Electrical Engineering in Japan. 1993. Vol. 113. P. 80-97.

19. Steimer P.K., Grüning H., Werninger J. a.o. Series Connection of GNOs For High-Power Frequency Converters//ABB Review. 1996. № 5.
20. Steimer P.K., Grüning H., Werninger J., Schröder D. State-of-the-Art Verification of the Hard

driver GTO Inverter Development for a 100 MVA Inverie //PESC, Baveno, Italy, 1996.

21. Boeck R., Gaupp O., Dähler P. a.o. Bremen's 100 MW Static frequency intertie//ABB Review. 1996. Vol. 6.

## COOL MOS™: Сименс прорывает барьер<sup>1</sup>

М.Ю.ПОТАШНИКОВ

Энергосберегающие технологии, уменьшение массогабаритных характеристик силовых электронных систем и снижение их стоимости являются сегодня основными факторами, влияющими на развитие технологии мощных полупроводниковых приборов. Силовые полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET) стали за последние 20 лет одним из важнейших сегментов рынка полупроводниковых приборов с общим объемом 1,4 млрд.дол. США в 1997 г. и предполагаемым ростом 15% к 2001 г. За последние 2—3 года появилось много новых технологических решений в области низковольтных (с напряжением пробоя менее 100 В) MOSFET. Фирма "Сименс АГ" (Отделение Полупроводники) в 1996 г. успешно внедрила технологию S-FET, которая позволяет достичь предельно низких значений  $R_{DS(on)}$  (прибор SPP69N03 с  $R_{DS(on)} < 6$  мОм, 30 В или прибор BUZ111S с  $R_{DS(on)} < 8$  мОм, 55 В в корпусах TO-220). В случае высоковольтных транзисторов (400—1000 В) хорошо известная МОП-структура достигла предела своего развития в конце 80-х годов, и дальнейшее снижение  $R_{DS(on)}$  достигалось зачастую за счет увеличения площади кристалла, который мог быть корпусирован в TO-220 или D-Pack. После двух лет интенсивных исследований Отделение Полупроводники сегодня может предложить семейство высоковольтных MOSFET (600—1000 В), названное COOL MOS™. Оно базируется на революционной МОП-технологии, позволяющей достичь значений  $R_{DS(on)}$  в 5—10 раз меньше (в зависимости от напряжения пробоя), чем по существующим технологиям, при той же площади кристалла.

### Особенности технологии COOL MOS™ транзисторов

В традиционном высоковольтном МОП-транзисторе сопротивление области дрейфа носителей (97% суммарного  $R_{DS(on)}$ ), определяется уровнем легирования и толщиной этого слоя. Эти параметры определяют также и напряжение пробоя транзистора. Для повышения пробивного напряжения необходимо снижать уровень легирования и повышать толщину области дрейфа. Поэтому сопротивление открытого транзистора возрастает как степенная функция напряжения пробоя (рис.1):

$$R_{on} A \sim U_{br}^{2,4-2,6}. \quad (1)$$

Новая технология COOL MOS™ фирмы "Сименс АГ", базируясь на основных принципах традиционной структуры, имеет, тем не менее, существенные отличия. В область дрейфа носителей внедрены сквозные, вплоть до области стока, и окружающие ее *p*-каналы (рис.2).

Таким образом, пробивное напряжение теперь распространяется не только в вертикальном направлении, как раньше, но и в горизонтальном, приводя к трехмерной структуре области дрейфа. Это позволяет, с одной стороны, снижать толщину эпитакси-

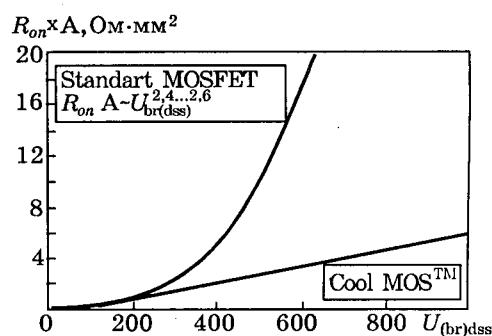


Рис.1.

<sup>1</sup> По материалам фирмы "СИМЕНС АГ", Отделение Полупроводники

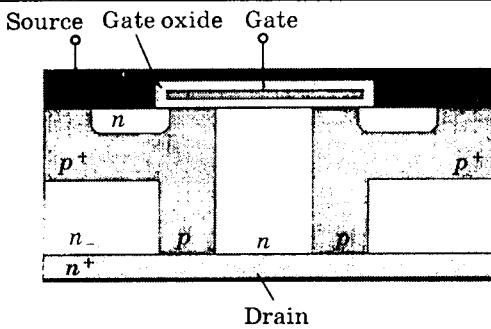


Рис.2.

ального дрейфового слоя, а с другой, — повышать уровень ее легирования в "подканальной" области. Описанная структура позволила снизить  $R_{DS(on)}$  для транзистора на 600 В в 5 раз по сравнению с лучшими существующими результатами в отрасли, дав возможность увеличить нагрузочную способность ключа до 20 А в корпусе TO-220. В случае 1000 В MOSFET эта технология способна дать более чем 10-кратное снижение сопротивления транзистора, причем для получения более высоких значений напряжения пробоя просто необходимо расширить области сквозных  $p$ -каналов без снижения уровня легирования. Это приводит к линейной зависимости между  $R_{DS(on)}$  и максимальным пробивным напряжением транзистора (рис.1).

Характеристики переключения таких транзисторов аналогичны традиционным MOSFET, однако без "хвостового" тока, характерного для IGBT при выключении и обусловленного рассасыванием носителей, инжектированных коллектором в область дрейфа. Новая структура ячейки с характерными  $p$ -каналами приводит к пересмотру входной емкости MOSFET, определяемой параллельным соединением  $C_{gs}$  и  $C_{gd}$ . Первая составляющая, емкость подзатворного диэлектрика, возрастает с повышением плотности ячейки (миниатюризацией). Емкость сток-затвор формируется последовательным соединением затворной емкости и емкости области пространственного заряда сток-исток. Последняя же обратно пропорциональна толщине области пространственного заряда в области дрейфа. Понятно поэтому, что снижение толщины области пространственного заряда и общая миниатюризация МОП-ячейки в новой структуре приводят к сильному снижению емкости MOSFET при тех же значениях  $R_{DS(on)}$ . Соответственно, и заряд затвора  $Q_g$ , необходимый для перезаря-

да входной емкости, также существенно снижается. Мощность управления MOSFET при данной частоте переключения ( $F_{sw}$ ) определяется как:

$$P_g = Q_g U_{gs} F_{sw}. \quad (2)$$

В большинстве применений силовой MOSFET управляет непосредственно от ИС драйвера (например, ШИМ-ИС), следовательно, требуемая мощность управления непосредственно оказывается на стоимости драйвера. Таким образом, новые транзисторы COOL MOS™ позволяют работать на низших уровнях управляющей мощности, самых дешевых схемах драйверов и наивысших частотах переключения.

### Применение COOL MOS™ транзисторов

Новая технология, как первый шаг, делает доступным транзистор с 190 мОм в важном секторе применений 600 В в корпусе TO-220, в то время как традиционная технология способна представить в лучшем случае только 800 мОм при тех же условиях. Предельным целевым значением  $R_{DS(on)}$  для семейства 600 В станет значение 70 мОм в корпусе TO-218. Транзисторы этого семейства будут доступны в зависимости от нагрузочной способности транзистора в корпусах TO-220 (включая SMD), TO-218, D-Pack (TO-252, SMD), I-Pack (TO-251).

В табл.1. представлены общие характеристики первых членов семейства COOL MOS.

Таблица 1

Тип	$U_{ds}$ , В	$I_d$ , А	$R_{ds(on)}$ , Ом	Корпус
SPPX1N50S5	500	20,7	0,190	TO-220
SPBX1N50S5	500	20,7	0,190	TO-263
SPPX1N60S5	600	20,7	0,190	TO-220
SPBX1N60S5	600	20,7	0,190	TO-263
SPUX2N60S5	600	4,5	0,950	TO-251
SPDX2N60S5	600	4,5	0,950	TO-252
SPUX3N60S5	600	7,3	0,600	TO-251
SPDX3N60S5	600	7,3	0,600	TO-252
SPPX4N60S5	600	3,2	1,4	TO-220
SPBX4N60S5	600	3,2	1,4	TO-263
SPUX5N60S5	600	1,9	2,5	TO-251
SPDX5N60S5	600	1,9	2,5	TO-252
SPPX6N60S5	600	11,3	0,380	TO-220
SPBX6N60S5	600	11,3	0,380	TO-263
SPUX7N60S5	600	0,8	6,0	TO-251
SPDX7N60S5	600	0,8	6,0	TO-252
SPHX0N60S5	600	47,3	0,070	TO-218
SPNX2N60S5	600	0,85	0,950	SOT-223

Наилучшие показатели класса 600 В транзисторов COOL MOS<sup>TM</sup> показаны в табл.2.

Таблица 2

$R_{DS(on)max}$ , мОм	Тип корпуса
950	SOT-223
950	SO-8
600	D-Pack
190	TO-220
70	TO-218

Эти показатели делают возможным создание источников питания с выходной мощностью 3—5 кВт с использованием только 4 ключей в корпусе TO-220, что ранее требовало применения полных мостов с ключами в корпусе TO-264 или даже силовых модулей. До мощностей 2 кВт выходная силовая секция может быть выполнена сегодня с использованием технологии поверхностного монтажа.

Области применения COOL MOS<sup>TM</sup> транзисторов, помимо прямой замены традици-

онных МОПТ в существующих конструкциях без изменения схемотехники, будут включать в себя мощные импульсные и бесперебойные источники питания, высоковольтные преобразователи для СВЧ и медицинских систем, системы индукционного нагрева и сварочное оборудование.

За счет легкого, беспроблемного запараллеливания COOL MOS<sup>TM</sup> они будут внедряться в области, которые ранее рассматривались как области доминирования силовых модулей.

*За более подробной информацией просям обращаться в ООО "ИНТЕХ электроникс": Официальный дистрибутор "Сименс АГ", Отделение Полупроводники, включая енерес, и Отделение Пассивных Компонентов. 125445, г. Москва, ул. Смольная, д.24, комн. 1203*

*тел./факс (095) 451 97 37, 451 86 08  
e-mail: intech@aha.ru*

## SOS-диоды: наносекундные прерыватели сверхплотных токов

С.А. ДАРЭНЕК, канд. физ.-мат. наук, С.К. ЛЮБУТИН, С.Н. РУКИН, доктор техн. наук,  
Б.Г. СЛОВИКОВСКИЙ, С.Н. ЦЫРАНОВ

Институт электрофизики УрО РАН (г. Екатеринбург)

*Описаны высоковольтные полупроводниковые приборы нового класса — SOS-диоды, представляющие собой твердотельные наносекундные прерыватели тока высокой плотности и имеющие рабочее напряжение в сотни киловольт, обрываемый ток — единицы и десятки килоампер, время обрыва тока — единицы наносекунд и частоту следования импульсов килогерцового диапазона. Дано структура SOS-диода и описан принцип его работы. Приведены характеристики разработанных приборов и рекомендации по их использованию в мощной наносекундной импульсной технике.*

Для создания качественно новой наносекундной мощной импульсной техники, способной выйти на технологические применения, необходим поиск новых принципов коммутации энергии больших плотностей. В этом направлении наиболее перспективными являются схемы с индуктивными накопителями энергии и твердотельными прерывателями тока, на основе которых возможна разработка мощных импульсных устройств с высокими удельными характеристиками и практически неограниченным сроком службы. Основная проблема здесь

состоит в разработке мощного частотного твердотельного размыкателя тока, способного в наносекундном диапазоне времени отключать килоамперные токи и выдерживать напряжения порядка  $10^6$  В.

Известные физические принципы быстрого отключения тока в твердом теле основаны либо на создании высокой проводимости в собственном полупроводнике под действием лазерного излучения или электронного пучка с последующим быстрым отключением источника ионизации [1, 2], либо на токовой инжекции заряда в базу  $p^-n-p^+$ .

структуры с последующим выводом накопленного заряда обратным током. Технические сложности первого метода наряду с низкими параметрами отключаемых токов и выдерживаемых напряжений практически исключают его использование в мощной импульсной технике.

На основе метода токовой инжекции был предложен и реализован сильноточный режим работы кремниевой  $p^+ - n - n^+$ -структурь с плотностью обрываемого тока до  $200 \text{ A}/\text{см}^2$ , временем обрыва тока около 2 нс и рабочим напряжением 1 кВ [3]. Такие диоды, получившие название дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ) [4], в наносекундном диапазоне времени способны переключать импульсную мощность порядка нескольких мегаватт. Процесс обрыва обратного тока происходит в базе структуры, свободной от избыточной плазмы, и представляет собой удаление из базы равновесных носителей с максимально возможной скоростью насыщения порядка  $10^7 \text{ см}/\text{с}$ . В связи с этим ДДРВ имеет ограничение по плотности тока через структуру. Для получения обратных напряжений на структуре около 1–2 кВ уровень донорной примеси в базе не может превышать  $10^{14} \text{ см}^{-3}$ , что на стадии отключения соответствует максимальной плотности тока около  $160$ – $200 \text{ A}/\text{см}^2$ . Однако путем увеличения площади структуры и создания сборок из последовательно соединенных структур возможно увеличение рабочих параметров прерывателя по току и напряжению. Рекордные для ДДРВ параметры получены в [5], где с помощью последовательно соединенных ДДРВ формируются импульсы с амплитудой 80 кВ, током 800 А и частотой следования 1 кГц.

В общем случае процесс восстановления силового полупроводникового диода описан в многочисленной литературе, где основополагающим исследованием является [6]. Силовой диод работает при высоком уровне инжекции, и концентрация плазмы в базе может на несколько порядков превосходить исходную концентрацию донорной примеси. Плотность тока, ограниченная тепловыми процессами перегрева структуры, при коротких импульсах тока может достигать единиц и десятков килоампер на квадратный сантиметр. При протекании обратного тока через структуру силового диода на фазе высокой обратной проводимости в первую очередь происходит освобождение  $p$ - $n$  и  $n$ - $n^+$ .

переходов от избыточной плазмы по краям структуры, и к моменту начала спада обратного тока практически вся база остается заполненной плотной избыточной плазмой. При этих условиях стадия спада обратного тока представляет собой процесс медленного выноса остаточной плазмы из базы диода с характерным временем от десятых долей до нескольких микросекунд.

Таким образом, основное противоречие, препятствующее разработке мощного наносекундного полупроводникового прерывателя на основе метода токовой инжекции заряда, состоит в том, что процесс обрыва тока развивается в низколегированной протяженной базе диода. При этом возможно получение либо наносекундного времени отключения тока с низкой плотностью, которая определяется собственной проводимостью базы, свободной от избыточной плазмы (ДДРВ), либо высокой плотности отключаемого тока при его последующем медленном спаде через структуру, база которой заполнена плотной избыточной плазмой (выпрямительный силовой диод).

В настоящей статье описываются прерыватели тока с новым принципом работы, основанные на недавно обнаруженному эффекте наносекундного обрыва сверхплотных токов в полупроводниковых диодах.

### SOS-эффект: наносекундный обрыв сверхплотных токов в полупроводниковых диодах

В [7] наблюдалась наносекундные обрывы тока в  $p^+ - p - n - n^+$ -кремниевых структурах при плотности тока  $j = 1$ – $60 \text{ kA}/\text{см}^2$ , которая на два порядка превышала плотность обрываемого тока в ДДРВ. Этот эффект наносекундного обрыва сверхплотных токов в полупроводниковых диодах получил название SOS-эффекта [8] (от *semiconductor opening switch*). SOS-эффект был использован нами для разработки мощных полупроводниковых прерывателей тока в схемах с промежуточным индуктивным накопителем [9, 10]. Разрывная мощность прерывателей достигала 5 ГВт при значении обрываемого тока до 45 кА, обратном напряжении до 1 МВ и времени обрыва тока от 10 до 60 нс. Прерыватели собирались из кремниевых высоковольтных выпрямительных диодов типа СДЛ, содержащих  $p^+ - p - n - n^+$ -структурь с характерным размером  $n$ -области около 200 мкм, уровнем легирования

исходного материала примерно  $10^{14} \text{ см}^{-3}$  и площадью около  $0,2 \text{ см}^2$ . Число таких структур при параллельно-последовательном соединении диодов в прерыватель достигало 12000.

Дальнейшие экспериментальные исследования [11] показали, что SOS-эффект существует при определенном сочетании плотности тока и времени накачки. Так, для наиболее мощных и высоковольтных выпрямительных диодов типа СДЛ эффект наблюдается при времени накачки 150—600 нс и плотности тока 1—10  $\text{kA}/\text{см}^2$ . Для диодов типа КЦ105, которые по сравнению с диодами СДЛ имеют более короткую базу и примерно на порядок меньшее время жизни неосновных носителей в базе, область существования SOS-эффекта сдвигается в сторону меньшего времени накачки (100—200 нс) и поднимается вверх по плотности тока до 10—60  $\text{kA}/\text{см}^2$ . Вне этих областей — при увеличении времени накачки и снижении плотности тока — диод переходит в классический режим восстановления запирающих свойств, характеризуемый медленным спадом обратного тока в течение сотен наносекунд.

Другая особенность SOS-эффекта состоит в том, что на стадии обрыва тока он характеризуется автоматическим равномерным распределением напряжения по большому числу последовательно соединенных диодов (структур). Это дает возможность создавать прерыватели тока с напряжением мегавольтного уровня путем последовательного соединения диодов без использования внешних делителей напряжения. Так, каждая ветвь прерывателя тока на установке “Сибирь” [9] содержала 1056 последовательно соединенных структур (8 диодов по 132 структуры в каждом) и работала при напряжении до 1,1 МВ. Это свойство SOS-эффекта наряду с высокой плотностью обрываемого тока и позволило перейти в гигаваттный диапазон импульсной мощности при генерировании наносекундных импульсов полупроводниковыми приборами.

Физическая картина явлений, происходящих в полупроводниковой структуре, работающей в режиме SOS-эффекта, исследовалась с помощью физико-математической модели, подробное описание которой приведено в [12]. Было установлено качественное отличие SOS-эффекта от других принципов коммутации тока в полупроводниковых приборах, которое состоит в том, что развитие

процесса обрыва тока происходит не в базе структуры, как в других приборах, а в узкой высоколегированной  $p$ -области структуры. При этом база структуры во время обрыва тока остается заполненной плотной избыточной плазмой, концентрация которой примерно на два порядка превышает уровень легирования базы.

На рис. 1 приведены характерные распределения электрического поля и концентрации электронно-дырочной плазмы на стадии обрыва тока в полупроводниковой структуре при плотности обрываемого тока  $5 \text{ kA}/\text{см}^2$  [12]. Видно, что область электрического поля, определяющая обрыв тока, сосредоточена в  $p$ -области структуры. Ширина области сильного поля составляет 24 мкм при напряженности около 200 кВ/см. Левая граница области сильного поля расположена на профиле структуры, где отсутствует избыточная плазма и выполняется условие насыщения тока. Правая граница области совпадает с положением фронта плазмы. На стадии обрыва тока фронт плазмы, а также связанная с ним правая граница поля движутся в сторону базы, ширина области поля увеличивается, напряжение на структуре возрастает, а ток падает. При этом база структуры, включая  $p-n$ -переход, залита плотной избыточной плазмой, минимальная концентрация которой составляет  $10^{16} \text{ см}^{-3}$ , что на 2 порядка выше исходного уровня легирования.

Таким образом, качественное отличие SOS-эффекта от других принципов коммутации тока в полупроводниковых приборах состоит в том, что развитие процесса обрыва тока происходит в узкой высоколегированной  $p$ -области структуры, база которой заполнена плотной избыточной плазмой. Это обстоятельство и приводит к сочетанию высокой плотности обрываемого тока и наносекундного времени его отключения. Кроме

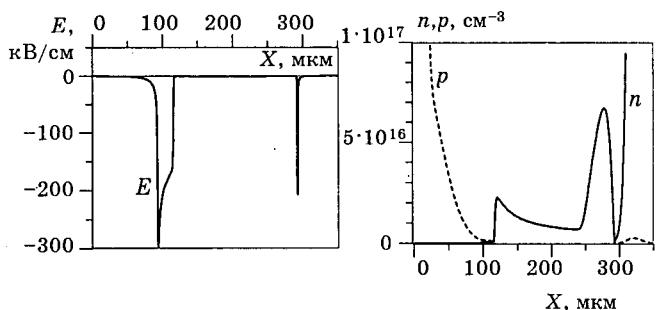


Рис.1. Распределение электрического поля и концентрации плазмы в  $p^+-p-n-p^+$ -структуре диода СДЛ на стадии обрыва тока плотностью  $5 \text{ kA}/\text{см}^2$

того, благодаря высокому значению поля, сосредоточенного в узкой области структуры, интенсифицируются процессы лавинного размножения носителей, что на стадии обрыва тока приводит к выравниванию напряжения по большому числу последовательно соединенных структур.

### Разработка SOS-диодов

SOS-эффект был обнаружен в обычных высоковольтных полупроводниковых диодах, предназначенных для выпрямления переменного тока, подбором определенного сочетания плотности тока и времени накачки. С другой стороны, существуют разнообразные классы выпрямительных диодов, которые, в частности, отличаются друг от друга своими частотными свойствами и характером восстановления напряжения при переключении с прямого направления на обратное. По характеристикам переключения различают диоды с обычным или "жестким" режимом восстановления и более современные и совершенные диоды с "мягким" режимом восстановления.

В конструктивно-технологическом плане жесткие и мягкие диоды отличаются друг от друга исходным профилем легирующих примесей в структуре, глубиной залегания  $p-n$ -перехода  $X_p$ , длиной базы и удельным сопротивлением исходного  $n$ -кремния, образующего базу. На рис. 2 приведена типичная диодная  $p^+-p-n-p^+$ -структура. Обычный (жесткий) диод имеет  $p$ -область, образованную диффузией алюминия на глубину  $X_p \sim 100$  мкм. Для изготовления мягкого диода используется один из следующих (или со-

вокупность) технологических приемов: уменьшение величины  $X_p$  с одновременным увеличением резкости  $p-n$ -перехода созданием эпитаксиальной  $p^+$ -области с резким градиентом концентрации акцепторов вблизи  $p-n$ -перехода [13, 14], увеличение длины базы и проводимости исходного кремния [15, 16]. Перечисленные приемы приводят к тому, что при смене направления тока с прямого на обратное происходит, с одной стороны, очень быстрое освобождение  $p-n$ -перехода от избыточной плазмы, препятствующее дальнейшему росту обратного тока, а с другой стороны, большое количество оставшейся в диоде плазмы затягивает процесс спада обратного тока, обеспечивая мягкий режим восстановления напряжения. Обратная задача по увеличению жесткости диода при восстановлении решалась в [17]. Было показано, что при плотностях тока от 1 до 10 А/см<sup>2</sup> увеличение  $X_p$  от 50 до 110 мкм приводит к затягиванию стадии высокой обратной проводимости до нескольких микросекунд с одновременным уменьшением длительности спада тока до десятых долей микросекунд.

Для исследования влияния параметров структуры на процесс обрыва тока в режиме SOS-эффекта были разработаны опытные прерыватели тока, отличающиеся друг от друга исходным сопротивлением кремния, длиной базы, площадью структуры и глубиной залегания  $p-n$ -перехода. Прерыватели тока содержали по 20 последовательно соединенных диодов, стянутых между собой диэлектрическими шпильками. Каждый диод представлял собой медный охладитель, на который напаяно по 4 последовательных структуры.

Положительный эффект увеличения жесткости прерывателя тока был достигнут при росте глубины залегания  $p-n$ -перехода  $X_p$  от 100 до 200 мкм. Экспериментальная зависимость коэффициента перенапряжения на прерывателе тока в режиме холостого хода от  $X_p$  приведена на рис.3. При  $X_p > 160$  мкм перенапряжение достигает шестикратного значения. Такие диоды с большой глубиной диффузии алюминия получили название SOS-диодов [18]. По существующей классификации они также могут быть названы диодами со "сверхжестким" восстановлением.

На рис.2 приведена структура SOS-диода для ее сравнения со структурами мягких и жестких диодов, а на рис.3 по параметру  $X_p$

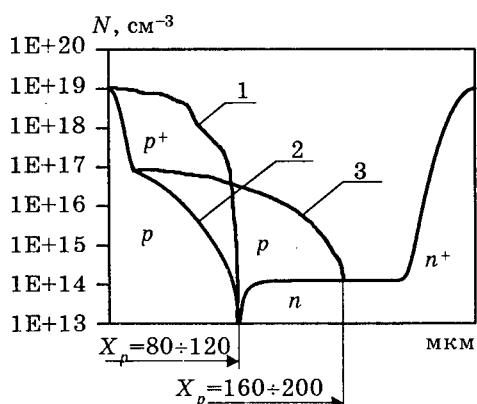


Рис.2. Типичная  $p^+-p-n-p^+$ -структура выпрямительно-го диода:

1 — эпитаксия (мягкий диод); 2 — обычная диффузия (жесткий диод типа СДЛ); 3 — глубокая диффузия (сверхжесткий SOS-диод)

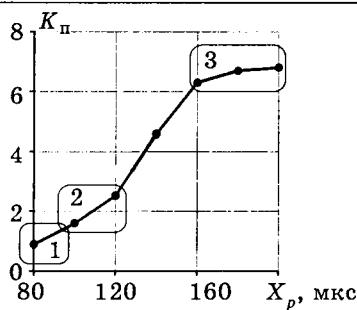


Рис.3. Зависимость коэффициента перенапряжения  $K_p$  от глубины диффузии алюминия  $X_p$ :

1 — мягкий диод; 2 — жесткий диод; 3 — сверхжесткий диод

выделены области диодов, соответствующие разным характеристикам восстановления. В таблице приведены характеристики диода СДЛ 0,4-800 и опытного SOS-диода с близкой площадью структуры. SOS-диод способен пропускать на стадии накачки и затем обрывать ток большего значения, поскольку он имеет более короткую базу (при увеличении  $X_p$  толщина пластинки кремния не менялась и составляла 310—320 мкм). Меньшее время обрыва тока позволяет иметь больший коэффициент перенапряжения при большей эффективности переключения энергии, а конструкция SOS-диода с развитой поверхностью охладителей дает возможность увеличить рассеиваемую мощность. Перечисленные обстоятельства приводят к резкому увеличению удельной средней мощности, переключаемой SOS-диодом в нагрузку. Это значение зависит от типоразмера охладителя и при работе в трансформаторном масле лежит в диапазоне от 2 до 10 кВт/кг, превышая аналогичный параметр диода СДЛ почти в 80 раз.

Для объяснения полученного эффекта, состоящего в улучшении характеристик прерывателя тока при увеличении глубины диф-

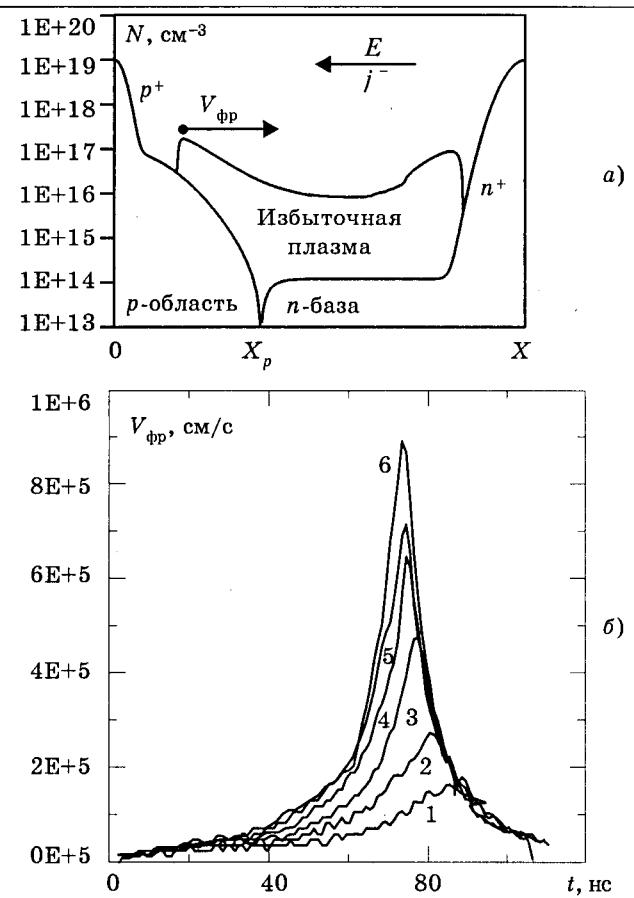


Рис.4. Концентрационный фронт избыточной плазмы при обратной накачке (а) и динамика изменения его скорости  $V_{fp}$  при различных значениях глубины диффузии алюминия  $X_p$  (б):

1 — 100 мкм; 2 — 120 мкм; 3 — 140 мкм; 4 — 160 мкм; 5 — 180 мкм; 6 — 200 мкм

фузии алюминия в структуру, также использовалась расчетная физико-математическая модель. Анализ процессов динамики электронно-дырочной плазмы в структуре при различных  $X_p$  показал, что увеличение глубины диффузии алюминия при прочих равных условиях обусловливает возрастание скорости движения концентрационного фронта  $V_{fp}$  избыточной плазмы вдоль  $p$ -области на стадии обратной накачки (рис.4, а). Поскольку скорость движения фронта плазмы  $V_{fp}$  пропорциональна плотности тока  $j$  и обратно пропорциональна концентрации избыточной плазмы  $\Delta p$  в  $p$ -области ( $V_{fp} \sim j/(q\Delta p)$ , где  $q$  — заряд электрона), то при одном и том же режиме накачки увеличение скорости движения фронта достигается за счет уменьшения  $\Delta p$ . Снижение  $\Delta p$  при увеличении глубины залегания  $p$ - $n$ -перехода  $X_p$  главным образом связано с тем, что на стадии прямой накачки, когда происходит накопление заряда в  $p$ -области структуры, снижается средняя концентрация избыточной

#### Сравнительные характеристики

Параметр	СДЛ-0,4-800	SOS-диод
Напряжение, кВ	100	80
Площадь структуры, см <sup>2</sup>	0,2	0,25
Обратный ток, кА	0,4	2
Время обрыва тока, нс	12—25	4—8
Отводимая мощность, Вт	30	80
Максимальное перенапряжение	3	6
Длина, мм	140	60
Масса, кг	~ 0,1	~ 0,05

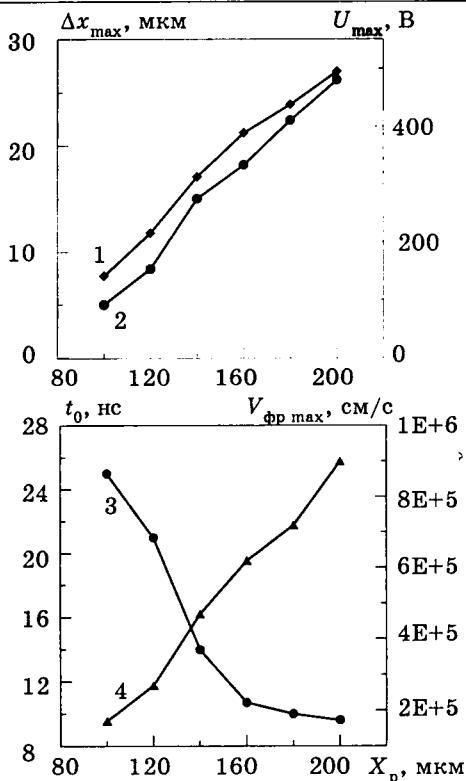


Рис.5. Зависимости максимального напряжения на одной структуре  $U_{\max}$  (кривая 1), максимальной ширины области сильного поля  $\Delta x_{\max}$  (2), времени обрыва тока  $t_0$  (3) и максимальной скорости движения фронта плазмы  $V_{\phi\max}$  (4) от глубины диффузии алюминия  $X_p$

плазмы, поскольку один и тот же накопленный заряд в этом случае распределен по большей толщине  $p$ -слоя. Рис.4,б иллюстрирует расчетные кривые динамики набора скорости фронтом концентрационной волны, движущейся в  $p$ -области структуры на стадии обратной накачки, для различных значений глубин диффузии алюминия  $X_p$ . Падающий участок этих кривых соответствует стадии обрыва тока. На рис.5 (кривая 4) показана зависимость максимальной скорости фронта, достигаемой к моменту начала обрыва тока, от  $X_p$ . Увеличение  $X_p$  от 100 до 200 мкм приводит к возрастанию скорости  $V_{\phi\max}$  примерно в 5—7 раз при одних и тех же начальных условиях.

Средняя напряженность в области сильного поля практически не зависит от  $X_p$  и составляет около 200 кВ/см. В связи с этим коммутационные характеристики структуры, как прерывателя тока, определяются шириной области сильного поля  $\Delta x$  и скоростью ее расширения на стадии обрыва тока. Более высокое значение скорости движения фронта плазмы перед обрывом тока в структурах с увеличенным значением  $X_p$  обус-

ловливает увеличение как ширины области сильного поля, так и напряжения на структуре (рис.5, кривые 1 и 2). Время обрыва тока, определяемое по уровню 0,1—0,9 от амплитуды обратного тока, с ростом  $X_p$  уменьшается от 25 до 9 нс (рис.5, кривая 3).

### Характеристики SOS-диодов

На основе проведенных исследований опытных партий прерывателей тока с различной глубиной залегания  $p-n$ -перехода для последующего изготовления SOS-диодов было выбрано  $X_p = 160$  мкм. Выбор продиктован тем, что дальнейшее увеличение глубины диффузии от 160 до 200 мкм не приводит к значительному улучшению характеристик прерывателя тока (см. рис. 3), а с другой стороны, существенно возрастает нагрузка на технологическое оборудование, обеспечивающее процесс диффузии.

Типичная конструкция SOS-диода приведена на рис.6,а. Прерыватель представляет собой последовательную сборку элементарных диодов, стянутых между собой диэлектрическими шпильками между двумя выходными пластинами-электродами. Каждый элементарный диод состоит из охладителя, на который напаяно по 4 последовательных структуры. На боковую поверхность струк-

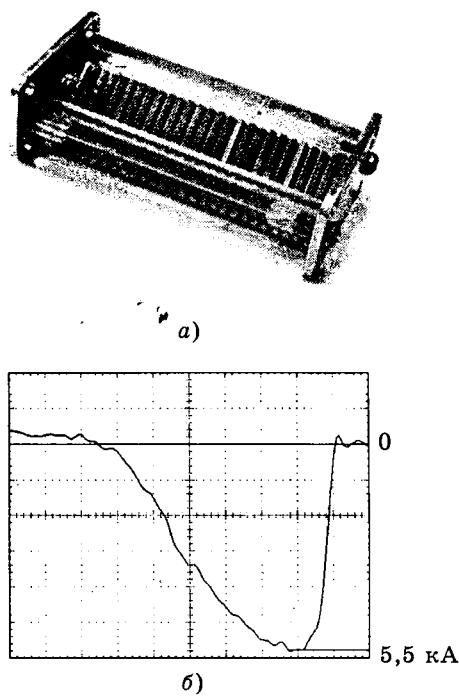


Рис.6. Типичная конструкция SOS-диода в виде последовательной сборки структур с охладителями (а) и осциллограмма обратного тока через SOS-диод с площадью структуры 1 см<sup>2</sup> (б) (скорость обрыва тока — 1200 кА/мкс; масштаб по горизонтали — 10 нс/дел)

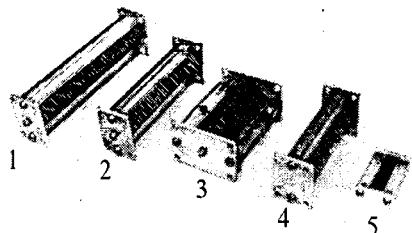


Рис.7. Внешний вид разработанных SOS-диодов

тур наносится защитное покрытие, стойкое к трансформаторному маслу. Перед сборкой диодов контактные поверхности выравниваются и шлифуются. Сборка имеет компенсатор теплового расширения в виде двух коаксиальных металлических втулок, между которыми размещена резиновая прокладка. На одном из электродов сборки расположен винт для регулировки прижимного усилия при стяжке диодов. Собранные SOS-диоды проходят испытания на специально разработанных стендах.

На рис.6,б приведена типичная осциллограмма обратного тока через SOS-диод с площадью структуры  $1 \text{ см}^2$ . Значение обрываемого тока —  $5,5 \text{ кА}$ , время обрыва тока по уровню  $0,1\text{-}0,9$  от амплитуды —  $4,5 \text{ нс}$ . Скорость коммутации —  $1200 \text{ кА/мкс}$ , что примерно на 3 порядка превышает скорость нарастания тока в обычных быстродействующих тиристорах класса ТБ.

Рис.7 демонстрирует внешний вид разработанных SOS-диодов. Самый мощный прибор (поз. 1 на рис. 7) при площади структуры  $4 \text{ см}^2$  имеет рабочее напряжение  $200 \text{ кВ}$  и обрывает ток  $32 \text{ кА}$ , что соответствует разрывной мощности  $6 \text{ ГВт}$ . На поз. 3 показан прибор, разработанный для высокой частоты следования импульсов в постоянном режиме. Прибор имеет более развитую систему охладителей и при обрываемом токе  $1\text{-}2 \text{ кA}$  и напряжении  $100\text{-}120 \text{ кВ}$  работает с частотой следования импульсов  $2 \text{ кГц}$ . Прибор на поз. 5 разработан для формирования импульсов длительностью несколько наносекунд. При коротком времени накачки он обрывает ток  $1 \text{ кA}$  за  $500 \text{ пс}$  [19].

Исследования и эксплуатация разработанных SOS-диодов в составе различных импульсных генераторов показали их чрезвычайно высокую надежность и способность выдерживать многократные перегрузки по

току и напряжению. С 1995 г., когда были изготовлены первые опытные SOS-диоды, не было зарегистрировано ни одного случая выхода из строя приборов. Стендовые испытания, проводимые с целью намеренного вывода приборов из строя, показали, что повышение плотности тока и скорости его ввода на порядок (с  $5$  до  $50 \text{ кA/см}^2$ ) приводит к увеличению потерь энергии на стадии накачки и снижению эффективности работы прерывателя тока. При этом структуры работают как активное сопротивление, ограничивающее ток накачки, поскольку при таких плотностях тока процесс модуляции базы сопровождается возникновением больших прямых напряжений. Попытки вывести SOS-диод из строя высоким рабочим напряжением (прибор с рабочим напряжением  $120 \text{ кВ}$  устанавливался в генератор с выходным напряжением  $450 \text{ кВ}$ ) показали, что при обрыве тока SOS-диод работает как ограничитель напряжения (амплитуда импульса не превышала  $150 \text{ кВ}$ ), потребляя при этом энергию из конденсатора накачки. Модельные расчеты для такого режима работы показали резкое увеличение интенсивности процессов лавинного размножения носителей в области с электрическим полем и соответствующее снижение сопротивления структуры на стадии обрыва тока. Очевидно, что такие перегрузочные способности SOS-диодов обусловлены спецификой плазмонаполненного режима работы полупроводниковой структуры при SOS-эффекте.

При исследованиях также была выявлена другая особенность SOS-диодов, заключающаяся в улучшении характеристик отключения тока при нагреве полупроводниковой структуры. В отличие от традиционных силовых приборов (диодов и тиристоров), у которых при обратном напряжении структура свободна от избыточной плазмы и увеличение температуры приводит к пробою структуры за счет возрастания обратного тока и его локализации на неоднородностях, база SOS-диода остается заполненной избыточной плазмой в момент обрыва тока и генерации импульса обратного напряжения. В экспериментах по перегреву SOS-диода было установлено, что при увеличении температуры структур в процессе работы вплоть до момента расплавления высокотемпературного припоя происходит увеличение количества выведенного заряда на стадии обратной накачки в пределах  $10\text{-}15\%$ . Возрас-

тание выводимого заряда увеличивает амплитуду тока перед обрывом и снижает время его обрыва. Этот эффект связан, по-видимому, с увеличением времени жизни неосновных носителей с ростом температуры и соответствующим снижением потерь заряда за счет рекомбинации.

Рабочие параметры SOS-диода по плотности тока, амплитуде напряжения и частоте следования импульсов должны быть согласованы с требуемым значением эффективности переключения энергии в нагрузку и температурным режимом работы прибора. Основные потери энергии (примерно 80—90%) в SOS-диоде происходят на стадии отключения тока, в связи с чем при одном и том же режиме накачки изменение параметров нагрузки приводит к изменениям характеристики обрыва тока, амплитуды напряжения на прерывателе и количества энергии, выделяемой в нем. Это обстоятельство затрудняет определение допустимой частоты следования импульсов.

#### Параметры разработанных SOS-диодов

Рабочее напряжение, кВ .....	60—250
Количество последовательных структур .....	80—320
Площадь структуры, см <sup>2</sup> .....	0,25—4
Плотность прямого тока, кА/см <sup>2</sup> .....	0,4—2
Плотность обрываемого тока, кА/см <sup>2</sup> .....	2—10
Время прямой накачки, нс .....	300—600
Время обратной накачки, нс .....	40—150
Время обрыва тока, нс .....	1—10
Рассеиваемая мощность в трансформаторном масле (постоянный режим), Вт .....	50—500
Длина/масса, мм/кг .....	80—220/0,1—0,6

Здесь приведены рекомендуемые параметры по плотности тока и длительности импульсов накачки, а вместо частоты следования импульсов указана допустимая мощность потерь, соответствующая перепаду температур между охладителем и окружающим трансформаторным маслом в диапазоне 50—80°C (0,25—0,4 Вт/см<sup>2</sup>). Характерный диапазон частоты следования импульсов в постоянном режиме по условиям теплоотвода составляет 200—2000 Гц. В режиме пачки импульсов, когда прибор работает в тепловом режиме, близком к адиабатическому, частота следования импульсов, как правило, уже ограничена частотными возможностями питающего генератора, поскольку собственная предельная частота следования импульсов SOS-диода, определяемая длительностью процесса накачки, превышает 1 МГц.

Рабочее напряжение приборов, указанное в приведенных данных, составляет ~ 80% уровня, при котором SOS-диод начинает работать в режиме ограничителя напряжения. При установке SOS-диодов в генератор допускается их параллельно-последовательное соединение для получения требуемых параметров прерывателя тока. При этом сборка выполняется в виде отдельных параллельных ветвей из последовательно соединенных приборов.

#### Выводы

1. Созданы высоковольтные полупроводниковые приборы нового класса — SOS-диоды, представляющие собой твердотельные наносекундные прерыватели тока высокой плотности и имеющие рабочее напряжение в сотни киловольт, обрываемый ток — единицы и десятки килоампер, время обрыва тока — единицы наносекунд и частоту следования импульсов килогерцового диапазона.

2. При разработке SOS-диодов установлено, что увеличение длины *p*-слоя структуры со 100 до 200 мкм приводит к существенному увеличению жесткости процесса отключения тока: время обрыва тока сокращается до единиц наносекунд, а перенапряжение возрастает до шестикратного. Эффект объясняется увеличенной скоростью движения концентрационного фронта избыточной плазмы вдоль *p*-области на стадии обратной накачки.

3. В наносекундном диапазоне времени для полупроводникового прибора достигнуты рекордные значения импульсной мощности (6 ГВт) и скорости коммутации тока (примерно 1 МА/мкс).

#### Список литературы

1. Electron-beam-controlled high-power semiconductor switches/K.H.Schoenbach, V.K.Lakdawala, D.C.Stoudt et al.//IEEE Trans. On Electron Devices. 1989. Vol. 36. № 9. P. 1793—1802.
2. Stoudt D.C., Kenney J.S., Schoenbach K.H. Inductive energy storage using a fast-opening bulk optically controlled semiconductor switch (BOSS) // Proc. 9<sup>th</sup> IEEE Int. Pulsed Power Conf. Albuquerque, NM, USA. 1993. Vol. 1. P. 123—126.
3. Формирование высоковольтных наносекундных перепадов напряжения на полупроводниковых диодах с дрейфовым механизмом восстановления напряжения/И.В.Грехов, В.М.Ефанов, А.Ф.Кардо-Сысоев, С.В.Шендерей// Письма в ЖТФ. 1983. Т. 9. Вып. 7. С. 435—439.
4. Тучкович В.М., Грехов И.В. Новые принципы коммутации больших мощностей полупроводниками приборами. Л.: Наука. 1988.

5. Powerful semiconductor 80 kV nanosecond pulser/ V.M.Efanov, A.F.Kardo-Sysoev, M.A.Larionov et al. // Proc. 11<sup>th</sup> IEEE Int. Pulsed Power Conf. Baltimore, Maryland, USA. 1997. Vol. 2. P. 985—987.
6. Benda H., Spenke E. Reverse recovery processes in silicon power rectifiers//Proc. IEEE. 1967. Vol. 55. № 8. P. 1331—1354.
7. Любутин С.К., Рукин С.Н., Тимошенков С.П. Исследование полупроводникового размыкателя тока в мощных импульсных генераторах с промежуточным индуктивным накопителем//IX Симпозиум по сильноточной электронике. Тезисы докладов. Россия. 1992. С. 218—219.
8. SOS-эффект: наносекундный обрыв сверхплотных токов в полупроводниках/С.А.Дарзек, Ю.А.Котов, Г.А.Месяц, С.Н.Рукин//Доклады Академии наук. 1994. Т. 334. № 3. С. 304—306.
9. A novel nanosecond semiconductor opening switch for megavolt repetitive pulsed power technology: experiment and applications/Yu.A.Kotov, G.A.Mesyats, S.N.Rukin et al.//Proc. 9<sup>th</sup> IEEE Int. Pulsed Power Conf. Albuquerque, NM, USA. 1993. Vol. 1. P. 134—139.
10. Твердотельный прерыватель тока для генерирования мощных наносекундных импульсов/Ю.А.Котов, Г.А.Месяц, С.Н.Рукин, А.Л.Филатов//Доклады Академии наук. 1993. Т. 330. № 3. С. 315—317.
11. Semiconductor opening switch research at IEP /G.A.Mesyats, S.N.Rukin, S.K.Lyubutin et al.//Proc. 10<sup>th</sup> IEEE Int. Pulsed Power Conf. Albuquerque, NM, USA. 1995. Vol. 1. P. 298—305.
12. Дарзек С.А., Месяц Г.А., Рукин С.Н. Динамика электронно-дырочной плазмы в полупроводниковых прерывателях сверхплотных токов//Журнал технической физики. 1997. Т. 67. Вып. 10. С. 64—70.
13. Duane W.E., Ron D.W. Fast recovery epitaxial diodes (FRED'S) // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 1988. Part 1. P. 2—7.
14. Потапчук В.А., Мешков О.М. Силовые супербыстро действующие эпитаксиально-диффузионные диоды // Электротехника. 1996. № 12. С. 14—16.
15. Assalit H.B., Erikson L.O., Wu S.J. High power controlled soft recovery diode design and application // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 1979. P. 1056—1061.
16. Design consideration on high power soft recovery rectifiers/C.K.Chu, J.E.Johnson, P.B.Spisak, Y.C.Kao//IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 1980. P. 720—722.
17. Грехов И.В., Гейфман Е.М., Костина Л.С. Исследование переходного процесса переключения силового диода с накоплением заряда // Журнал технической физики. 1983. Т. 53. Вып. 4. С. 726—729.
18. New solid-state opening switches for repetitive pulsed power technology/S.K.Lyubutin, G.A.Mesyats, S.N.Rukin et al.//Proc. 11<sup>th</sup> Int. Conf. on High Power Particle Beams. Prague, Czech Republic. 1996. Vol. 1. P. 135—138.
19. Субнаносекундный обрыв тока в мощных полупроводниковых SOS-диодах/С.К.Любутин, Г.А.Месяц, С.Н.Рукин, Б.Г.Словиковский//Доклады Академии наук. 1998. Т. 360. № 4. С. 477—479.
- Дарзек Сергей Андреевич** — старший научный сотрудник института электрофизики УрО РАН. Закончил факультет физической и квантовой электроники Московского физико-технического института в 1970 г. В 1980 г. защитил диссертацию кандидата физико-математических наук по теме "Некоторые вопросы теории полупроводниковых лазеров с накачкой электронным пучком".
- Любутин Сергей Константинович** — младший научный сотрудник института электрофизики УрО РАН. Закончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1989 г.
- Рукин Сергей Николаевич** — заведующий лабораторией импульсной техники института электрофизики УрО РАН. Закончил электротехнический факультет Новосибирского электротехнического института в 1978 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Генерирование мощных наносекундных импульсов на основе полупроводниковых прерывателей тока".
- Словиковский Борис Германович** — главный специалист института электрофизики УрО РАН. Закончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1988 г.
- Цыранов Сергей Николаевич** — младший научный сотрудник института электрофизики УрО РАН. Закончил физико-технический факультет Уральского политехнического института в 1989 г.

## Современные методы регулирования качества электроэнергии средствами силовой электроники

Ю.К.РОЗАНОВ, доктор техн.наук., проф., М.В.РЯБЧИЦКИЙ, А.А.КВАСНЮК, инж.

МЭИ (ТУ)

Рассмотрены основные методы и схемотехника устройств, осуществляющих регулирование реактивной мощности и ограничение высших гармоник тока и напряжения в системах электроснабжения, а также принципы действия и структуры активных и гибридных фильтров и корректоров мощности. Отмечены тенденции использования АБП для выполнения функций активных фильтров и стабилизаторов напряжения. Приведены примеры различных технических решений, обеспечивающих активную фильтрацию высших гармоник нелинейных потребителей и стабилизацию напряжения.

Создание и освоение промышленностью высокоэффективных силовых электронных приборов типа IGBT, GTO и др. позволило существенно расширить функции силовых

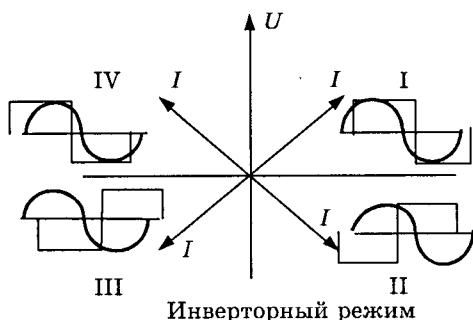
электронных устройств, используемых для регулирования качества электроэнергии. Решение этих задач стало особенно актуальным в связи с реализацией программ в

области энергосбережения, принятых в большинстве стран с развитой промышленностью. За последние годы в этих странах внедрены стандарты с жесткими требованиями к качеству электроэнергии [1]. При этом увеличено количество показателей, определяющих последнее. Так, стали ограничиваться не только интегральные показатели нелинейных искажений, но и уровень гармонических составляющих тока, создаваемых нелинейными потребителями.

Традиционно для регулирования качества электроэнергии использовались тиристорные стабилизаторы, компенсаторы реактивной мощности и пассивные фильтры. Новая элементная база силовой электроники позволяет создавать преобразователи переменного/постоянного тока<sup>1</sup>, работающие в 4-х квадрантах комплексной плоскости на стороне переменного тока с импульсной модуляцией на повышенных частотах (рис.1). Это позволяет управлять потоками электроэнергии в любом направлении по заданному закону [2]. При подключении накопителей энергии к преобразователю со стороны постоянного тока становится возможным осуществлять обмен реактивной мощностью, включающей мощность высших гармоник между сетью переменного тока и накопителем. Такая схема лежит в основе большинства современных методов регулирования качества электроэнергии, кратко рассматриваемых в настоящей статье.

Наиболее полное отражение в статьях, посвященных этим вопросам, получили работы по активным фильтрам [3—5]. Активный фильтр состоит из преобразователя переменного/постоянного тока с индуктивными или емкостным накопителем энергии на стороне постоянного тока. Он может подключаться параллельно или последовательно нелинейному потребителю (рис.2). Для исключения или минимизации реактивной мощности всех гармоник тока, включая основную, такой преобразователь работает в режиме как бы генератора антигармоник, что исключает или ограничивает их поступление в сеть электроснабжения. Таким образом, происходят защита сети от негативного влияния мощности высших гармоник, а также улучшение коэффициента мощности основной гармоники. Последняя функция со-

### Выпрямительный режим



### Инверторный режим

Рис.1. Принцип работы четырехквадратного преобразователя (напряжение имеет синусоидальную форму, а ток — трапециевидную, при этом фазовый сдвиг соответствует квадранту плоскости на векторной диаграмме) соответствует традиционным компенсаторам или регуляторам реактивной мощности основной гармоники. Кроме того, при необходимости может осуществляться и регулирование потока не только реактивной, но и активной мощности. В качестве примера можно привести разработку университета Висконсин-Мэдисон (США), где создан преобразователь на GTO со сверхпроводящим индуктивным накопителем. Он работает с импульсной модуляцией параметра тока, что позволяет регулировать потоки активной и реактивной мощности в местной сети в зависимости от ее загрузки потребителями, одновременно ограничивая уровень высших гармоник тока [6].

Основным недостатком активных фильтров является относительно большая установленная мощность входящих в них преобразователей. Практически она должна быть рассчитана на мощность, близкую или несколько превышающую мощность нелинейного потребителя. В этом отношении бо-

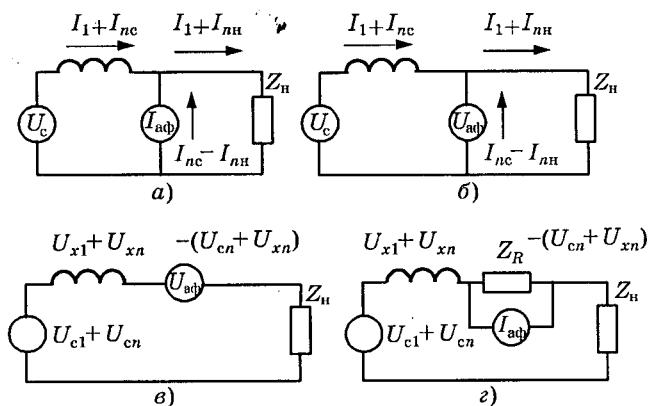


Рис.2. Основные типы активных фильтров:

*a* — параллельный источник тока; *b* — параллельный источник напряжения; *c* — последовательный источник напряжения; *d* — последовательный источник тока

<sup>1</sup> Этот термин соответствует новому стандарту МЭК 60050-551 (англ. a.c./d.c. converter)

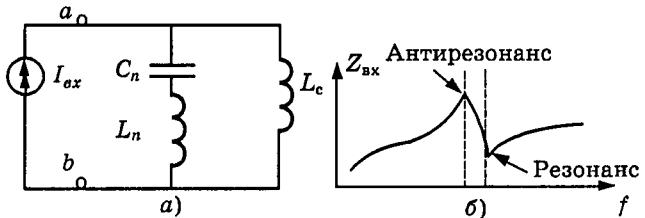


Рис.3. Явление антирезонанса:  
 а — принципиальная схема; б — частотная зависимость входного полного сопротивления

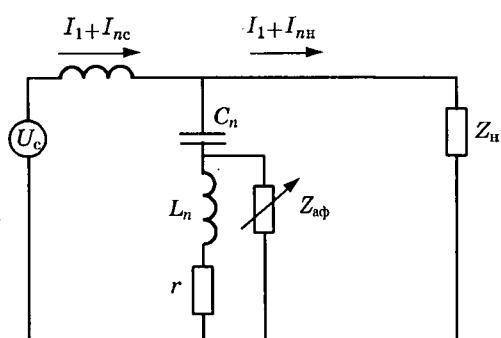
лее перспективны гибридные фильтры [7]. Последние являются компромиссным техническим решением, сочетающим достоинства традиционных пассивных фильтров из реактивных элементов и активных фильтров сравнительно малой мощности. Известно, что реальный частотный спектр высших гармоник тока или напряжения в сети имеет стохастический и изменяющийся характер. Кроме того, на параметры фильтров влияют технологические допуски и процессы старения их элементов. В результате практически исключается строгая их настройка на фиксированные частоты. С другой стороны, точность настройки и высокая добротность фильтров, как правило, оказывают негативное влияние на переходные процессы, вызывая, например, перенапряжения в сети. Кроме того, изменение параметров линий сети и частотного спектра могут привести к возникновению явления «антирезонанса» (рис.3) на частотах, близких к резонансным [8]. Для управления параметрами фильтра к его пассивным элементам подключаются активные (рис.4). Использование активного фильтра в качестве регулируемого импеданса позволяет исключать такие явления и улучшать качество переходных процессов при коммутации нагрузки. При этом установленная мощность преобразователя активного фильтра может быть снижена до 10% и менее от мощности источника гармоник тока. Например, в [8] показано, что при ко-

эффективенте искажения тока нагрузки 35,9% применение двух пассивных  $LC$ -цепей и широкополосного  $RLC$ -фильтра снижает этот коэффициент до 28%, а при добавлении двух маломощных корректирующих преобразователей искажения тока составляют 3,9%.

Исключить генерирование высших гармоник тока и улучшить коэффициент мощности потребителя по основной гармонике можно и на этапе его разработки различными схемотехническими средствами, например, за счет повышения числа фаз преобразователей и др. В настоящее время рядом фирм разработаны корректоры мощности, которые встраиваются непосредственно в нелинейные потребители. Например, для вторичных источников питания (ВИП) предложен модуль корректора мощности [9]. Такой корректор подключается непосредственно на стороне постоянного тока первичного выпрямителя ВИП и обеспечивает потребление тока, близкого по форме к синусоидальному, а также коэффициент мощности  $\cos\phi = 1$  во всех режимах работы. С учетом массового использования ВИП в бытовой радиоэлектронной аппаратуре эффект от использования корректоров мощности может быть весьма значительным. Для трехфазных схем выпрямления также разработано значительное количество схем корректоров мощности [10].

В настоящее время появилась тенденция расширения функций АБП с целью регулирования качества электроэнергии сети. При этом структура АБП типа «on-line», которая, естественно, может решить не только указанные задачи, но и позволяет стабилизировать параметры напряжения, питающего потребителя, не используется как сравнительно дорогостоящая, так как состоит, по меньшей мере, из двух преобразовательных звеньев, каждое из которых рассчитано на полную мощность потребителя.

В некоторых новых структурах АБП преобразователь при наличии сети работает в режиме активного фильтра, подавляя высшие гармоники нелинейного потребителя и компенсируя мощность основной гармоники [11]. Структурная схема такого АБП представлена на рис.5. Так как высшие гармоники тока создают обмен реактивной мощностью между сторонами постоянного и переменного тока инвертора, для исключения отрицательного влияния этих гармоник на аккумуляторную батарею на стороне посто-



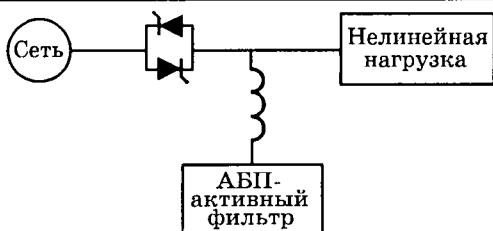


Рис.5. Блок-схема АБП с функциями активной фильтрации

янного тока подключен конденсатор, отделенный от батареи высокочастотным фильтром.

Для того чтобы исключить при низком качестве сетевого напряжения частое подключение инвертора АБП к батарее, используют структуры с дополнительным стабилизатором сетевого напряжения, обеспечивающим требуемый уровень напряжения на нагрузке при относительно небольших колебаниях сетевого напряжения:  $+10\% - 15\%$ . В качестве стабилизатора могут использоваться различные устройства. Например, в [12] рассматривается схема с вольтодобавочным трансформатором и переключением обмоток. Для более точного регулирования последовательно с ним включен реактор малой индуктивности. В качестве стабилизатора напряжения может использоваться мало мощный инвертор с подключением обмоток выходного трансформатора последовательно с нагрузкой в целях регулирования напряжения в узком диапазоне. При этом основной преобразователь АБП работает в режиме активного фильтра. Маломощный инвертор используется также для подзарядки аккумуляторной батареи.

Структуру АБП с такими функциями принято называть интерактивной по отношению к сети (англ. Line interactive systems), т.е. находящейся как бы в определенном взаимодействии с сетью. Следует отметить, что такие известные в электротехнике организации как IEEE<sup>2</sup> и NEMA<sup>3</sup> ввели стандарты на терминологию для этих систем. В частности, согласно определению IEEE, в АБП с интерактивной связью с сетью, имеющих одноступенчатую структуру преобразователя, сетевое напряжение переменного тока не преобразуется в постоянный ток, а питание нагрузки осуществляется непосредственно от этой сети через трансформатор или реактор. При этом регулирование напряжения осу-

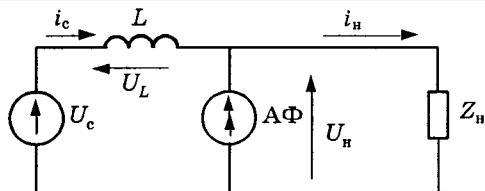


Рис.6. Блок-схема активного фильтра-стабилизатора

ществляется посредством использования инвертора на ключевых элементах в сочетании с такими пассивными компонентами, как реакторы, линейные или феррорезонансные трансформаторы. Термин интерактивный АБП означает, что в его работе инвертор обеспечивает повышение и понижение напряжения сети или ее замещение при пропадании напряжения сети.

В качестве стабилизатора напряжения с функциями активного фильтра может быть использована схема, представленная на рис.6 [13]. В этой схеме активный фильтр (АФ) компенсирует высшие гармоники тока нелинейной нагрузки  $Z_h$ . Стабилизация же напряжения  $U_h$  осуществляется за счет регулирования реактивной мощности основной гармоники. Следует отметить, что процесс регулирования осуществляется по закону, благоприятному для режима работы сети. При незначительных отклонениях напряжения от заданного значения (5%) входной коэффициент мощности по основной гармонике останется близким к  $\cos\phi = 1$  за счет компенсации полной реактивной мощности нагрузки. В случае же значительного понижения входного напряжения или его повышения коэффициент мощности уменьшается с одновременным изменением характера мощности. При понижении напряжения она имеет емкостной характер, а при повышении — индуктивный. Следует отметить, что наличие входного реактора  $L$  повышает защищенность схемы от резких всплесков и провалов напряжения. Наличие же емкостного накопителя в активном фильтре позволяет обеспечить защиту потребителя в течение кратковременных отклонений от нормы. Очевидно, что эффективность такой защиты определяется значением емкости на стороне постоянного тока или других видов накопителей энергии на постоянном токе.

В заключение следует отметить, что схемотехника силовых электронных устройств для регулирования качества электроэнергии постоянно развивается и все больше находит практическое применение. Об этом сви-

<sup>2</sup> IEEE (англ Institute of Electrical and Electronics Engineers).

<sup>3</sup> NEMA (англ. National Electrical Manufacturers Association).

действует также рост публикаций и докладов на конференциях, посвященных силовой электронике. Тенденции развития этого направления показывают, что в начале XXI века технико-экономическая эффективность электроэнергетических систем будет в значительной мере определяться их насыщенностью устройствами силовой электроники.

#### Список литературы

1. Cameron Malcolm M. Trends in Power Factor Correction with Harmonic Filtering.
2. Power Electronics Converters, application and design/Mohan Ned, Underland Tore M, Robbins William P. New York, 1995.
3. Gyugyi, L., Stricula E.C. Active AC Power Filters// Conf. Rec. Meet IEEE Ind. Appl. Soc. 1976. P. 529—535.
4. Akagi H., Tsukamoto Y., Nabae A. Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters//IEEE/IAS 23-th Annu Meet., Pittsburgh (Pennsylvania), Oct. 1988. P. 867—873.
5. Aredes M., Hafner J., Neumann K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies//IEEE Trans. on power electronics. 1997. Vol 12. P.311—318.
6. Toshifumi ISE, Skiles J., Kustom R.L., Wang Ju. Circuit configuration of the GTO converter in superconducting magnetic energy storage//PESC'88, Japan. 1988. P.108—115.
7. Stacey E.J., Strycula E.C. Hybrid filters//IEEE/IAS Annu. Meet., 1977. 1133—1140.
8. Мустафа Г.М., Кутейникова А.Ю., Розанов Ю.К., Иванов И.В. Применение гибридных фильтров для улучшения качества электроэнергии//Электричество. 1995. № 10. С. 33—39.
9. Application note AT2 9402 E. SIEMENS Automotive/Transportation/Industrial Electronics. Power Factor Controller TDA 4862.
10. Mao H., Lee Fred, Boroyevich D., Hiti S. Review of high performance three phase power factor correction circuits//IEEE Trans on industrial Elecrtonics V. August 1997. No 4.
11. Choi J.H., Kim J.H., Ahn T.Y. Control strategy of bidirectional UPS with the performance of active filter //EPE'97 Trondheim. P. 2—125—2—130.
12. Chu H.Y., Jou H.L., Huang C.L., Wang L.C. A novel bidirectional UPS//Conf. EPE Firenze. 1991. Vol. 3. P. 199—204.
13. Roanov Y., Alferov N., Riabchitsky M., Kvasnuk A. A new function of the Active filters//SIELA'97 30—31 may, 1997. Plovdiv Bulgari.

## Качество напряжения — новое в решении проблемы компенсации реактивной мощности<sup>1</sup>

Р.ПРНЯ, магистр техники и технологий, ген.директор АББ Электроинжиниринг (Москва),  
В.И.ЧЕХОВ, канд.техн.наук

При колебаниях напряжения, особенно в слабых (небольшие токи короткого замыкания) электросистемах, существует проблема их компенсации, поскольку в этом случае требуются высокоскоростные устройства компенсации реактивной мощности.

В этом случае эффективное решение проблемы может быть осуществлено с помощью нового поколения статических тиристорных компенсаторов (СТК) — СТК-лайт, разработанных компанией «Аcea Браун Бовери» (АББ).

Технология компенсаторов СТК-лайт использует в принципе ту же технологию преобразования сетевого напряжения, которая уже многие годы применяется в электродвигательных установках. Причиной того, что данная технология не была внедрена в устройства компенсации реактивной мощности ранее, являлся факт отсутствия управляющих полупроводниковых устройств большой мощности.

История развития преобразователей сетевого напряжения (ПСН) большой мощности берет свое начало в Японии, где широко рас-

пространены устройства с использованием тиристоров, работающих с частотами переключений только до 200 Гц. Существует несколько разновидностей схем ПСН. На рис.1 приведена одна из них, построенная на биполярных транзисторах с изолированным затвором (IGBT).

С появлением IGBT тиристоров открылась возможность реализации частоты переключений более 1500 Гц при незначительной мощности системы управления. Ключевым фактором, обуславливающим применение этих устройств в электрических системах большой мощности, является возможность последовательного включения транзисторов с изолированным затвором.

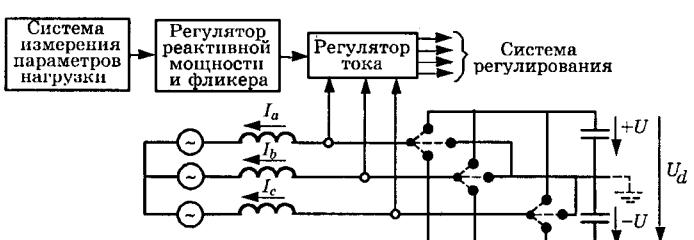


Рис.1. Принципиальная схема преобразователя сетевого напряжения

<sup>1</sup> В статье использованы материалы фирмы «АББ Power Systems» (Швеция).

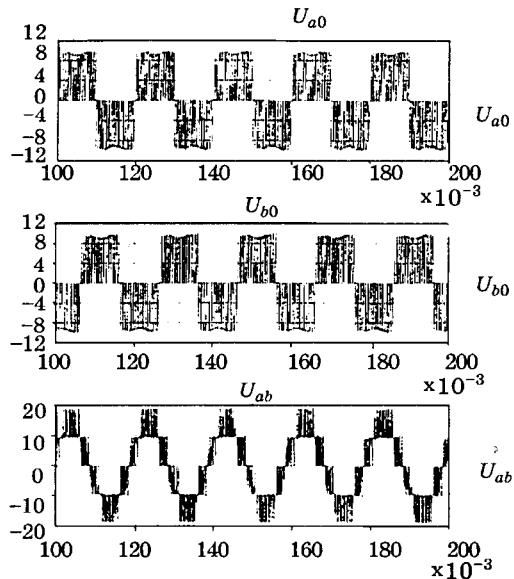


Рис.2. Принцип коммутаций транзистора IGBT

В представленной схеме транзисторы работают в режиме переключателей трех уровней напряжения, что на стороне постоянного тока соответствует  $+u$ , 0,  $-u$ . Если переключения осуществляются с большой частотой и в соответствии с определенным алгоритмом, то на стороне переменного тока получается практически синусоидальное междуфазное напряжение (рис.2).

На основании изложенного принципа открывается возможность быстрого и независимого пофазного регулирования по амплитуде и частоте. В данной схеме возможно как потребление, так и генерация реактивной мощности при минимальной мощности конденсаторов на стороне постоянного тока.

В настоящее время ПСН реализован на уровне промышленной установки только одной компанией в мире — АББ. Указанный способ позволяет исключить все сложные электромагнитные согласования и осуществлять непосредственное подключение компенсирующих реакторов с воздушным сердечником к сетевому напряжению.

К основной сфере использования СТК-лайт следует отнести системы электроснабжения сталеплавильных заводов. На рис.3 представлены некоторые характеристики электросистемы, содержащей дуговые сталеплавильные печи переменного тока. Очевидно, что технико-экономические показатели системы с динамической компенсацией (кривые 1) выше, чем с постоянным набором фильтроподкомпенсирующих устройств (кривые 2).

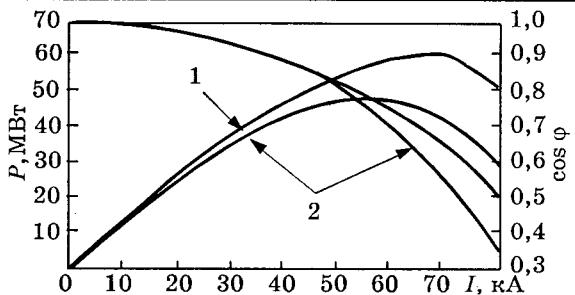


Рис.3. Характеристики мощности электродуговой сталеплавильной печи переменного тока

Поскольку само название компенсатора СТК-лайт указывает на функцию стабилизации напряжения в сетях освещения, устройство осуществляет сглаживание пульсаций напряжения, вызываемых технологическим процессом работы электродуговых печей. По своим стабилизирующими характеристикам компенсаторы СТК-лайт превосходят любое другое существующее оборудование, предназначеннное для ликвидации так называемого фликкер-эффекта — по сравнению со стандартной технологией СТК (кривая 1 на рис.4) новые СТК-лайт работают по меньшей мере в два-три раза эффективнее (кривая 2 на рис.4).

В качестве дополнительной выгоды статический компенсатор реактивной мощности СТК-лайт позволит повысить экономичность процесса электродуговой плавки и, соответственно, увеличить производительность, понизить удельную энергоемкость и улучшить показатели мощности электросистемы.

В состав устройства компенсации СТК-лайт обычно входит преобразователь напряжения, токоограничивающий реактор и фильтр гармоник, который одновременно является компенсатором колебаний реактивной мощности самого компенсатора, делая его полностью емкостным элементом сети. Все вместе эти элементы образуют высокоэффективную систему, обеспечивающую повышение качественных характеристик электроэнергии и экономичности технологического процесса за счет больших пределов изменения собственных динамических характеристик, а также их незначительного негативного влияния на электросистему.

В заключение хочется отметить основные отличительные характеристики СТК-лайт по отношению к стандартным компенсаторам:

- эффективность сглаживания фликкер-эффекта в два-три раза выше, чем у традиционно используемого оборудования;

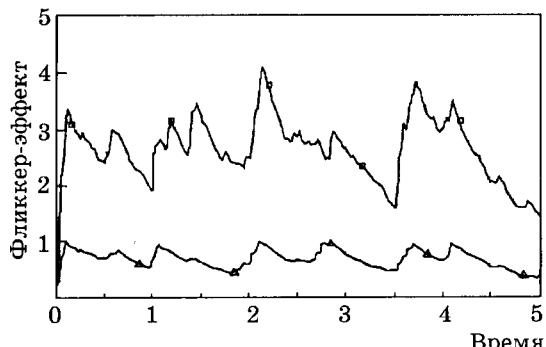


Рис.4. Сравнительные характеристики фликкер-эффекта

— отсутствие трансформатора связи с шинами системы повышает надежность ус-

тановки, так как показатели надежности у трансформатора ниже, чем у компенсатора в целом;

— более компактная конструкция СТК-лайт — треть объема обычного СТК;

— понадобится меньшее количество сетевых фильтров для снижения уровня гармоник — практически половина количества, необходимого при использовании обычного СТК.

Более подробную информацию и необходимые технические материалы можно получить в компании АББ Электроинжиниринг.

Тел. (095) 956 6575/234 0275. Факс (095) 234 0274.

## Инвариантное управление следящим инвертором напряжения

В.М.АВАНЕСОВ, канд.техн.наук

КВВКИУ РВ

Описан метод следящего управления мостовым автономным инвертором напряжения с применением инвариантной системы управления и асинхронной широтно-импульсной модуляции. Приведены результаты математического моделирования системы, которые дополняются временными диаграммами пускового и установившегося режимов.

Современные требования к бесперебойности электроснабжения ответственных потребителей ставят задачу разработки систем гарантированного электроснабжения с высокими технико-экономическими показателями. К числу последних относят высокий КПД, малые искажения кривой выходного напряжения, а также малое время переходных процессов при включении инвертора и коммутациях нагрузки. Принципиально достичь перечисленных показателей возможно благодаря полностью управляемым полупроводникам MOSFET и IGBT и следящей широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Известен ряд способов формирования кривой выходного напряжения в следящих инверторах [1] при использовании синхронной и асинхронной ШИМ. Отдавая предпочтение асинхронной ШИМ, остается открытый вопрос обеспечения устойчивости преобразования постоянного напряжения в переменное и достижения инвариантности преобразователя к возмущениям и отклонениям. Инвариантность подразумевает достижение полной или частичной независимости выходного напряжения инвертора от действующих

возмущений: напряжения питания, значения и характера нагрузки [2]. Отметим, что введение обратной связи в систему «регулятор—инвертор» приводит к перемещению полюсов передаточной функции в заданные точки пространства, и в ряде случаев это обусловливает такое расположение нулей замкнутой системы, что при коммутациях нагрузки наблюдаются нежелательная реакция и отклонения выходного напряжения.

Под следящим, инвертором понимается замкнутая система преобразования электроэнергии для воспроизведения с одновременным усилением ведущего синусоидального (в общем виде) сигнала. Сформулируем свойства системы управления следящего инвертора, которые обеспечивают качество выходного напряжения в статических и динамических режимах [2]:

— отслеживание регулируемой координатой (обычно выходного напряжения) ведущего сигнала;

— нечувствительность выходного напряжения к изменению номиналов элементов и структуры системы;

— достаточное парирование системой

вредных внешних воздействий (коммутации и нелинейный характер нагрузки, изменение напряжения питания), что выражается в быстром затухании реакции выходной координаты на воздействия при минимальном перерегулировании и допустимой статической ошибке.

Названные требования определяют задачи управления — стабилизацию и отслеживание. Стабилизация состоит в отыскании управления, которое делает регулируемые координаты малочувствительными к отключающим воздействиям и изменению параметров преобразователя и достигается выбором коэффициентов передачи, определяющих желаемое расположение на комплексной плоскости полюсов и нулей замкнутой системы.

Отслеживание заключается в нахождении управления, которое обеспечивало бы желаемую реакцию выходной координаты на ведущий сигнал. Для замкнутых систем последнее условие вряд ли достижимо: на задание, определяемое ведущим сигналом, накладываются свободные колебания системы. Это противоречие при решении задачи отслеживания преодолимо в классе комбинированных систем управления, содержащих звенья разомкнутого и замкнутого циклов.

В статье рассматривается система управления следящего инвертора с асинхронной ШИМ, обеспечивающая статическую точность выходного напряжения, требуемое качество переходного процесса и инвариантность к внешним возмущениям.

Следящий инвертор имеет в своем составе силовую схему и систему управления. На рис.1 приведена функциональная схема преобразователя. В силовую схему входят вентильное звено ВЗ и Г-образный  $LC$ -фильтр с подключенной нагрузкой.

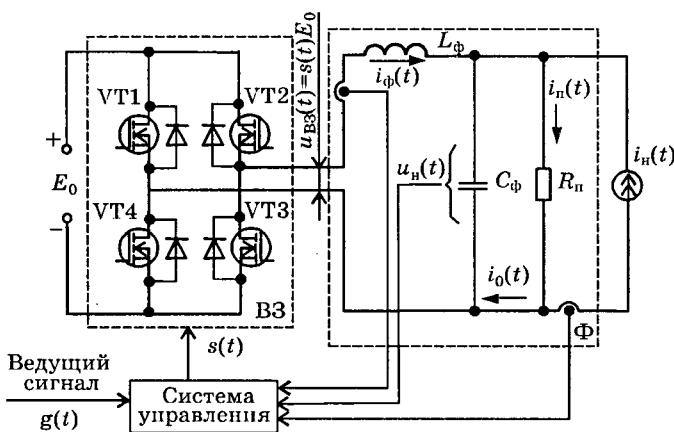


Рис.1. Функциональная схема преобразователя

**Моделирование силовой схемы.** Электромагнитные процессы в силовой схеме с учетом допущений об идеальности ключевых элементов вентильного звена и линейности пассивных элементов фильтра описываются системой дифференциальных уравнений (здесь и далее функция времени не показана):

$$\begin{cases} \frac{di_{\Phi}}{dt} = -\frac{R_{\Phi}}{L_{\Phi}} i_{\Phi} - \frac{1}{L_{\Phi}} u_{\Phi} + \frac{1}{L_{\Phi}} E_0 s; \\ \frac{du_{\Phi}}{dt} = \frac{1}{C_{\Phi}} i_{\Phi} - \frac{1}{C_{\Phi} R_{\Pi}} u_{\Phi} + \frac{1}{C_{\Phi}} i_{\Pi}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $i_{\Phi}$  — ток в цепи дросселя  $LC$ -фильтра;  $u_{\Phi}$  — выходное напряжение АИН;  $i_{\Pi}$  — ток нагрузки;  $E_0$  — напряжение питания;  $s$  — коммутационная функция;  $R_{\Phi}$ ,  $L_{\Phi}$ ,  $C_{\Phi}$  — соответственно активное сопротивление потерь дросселя, индуктивность дросселя и емкость конденсатора фильтра;  $R_{\Pi}$  — пригруженное активное сопротивление.

Замена нагрузки источником тока упрощает моделирование нелинейных цепей. Система (1) не отражает процессов, протекающих в системе управления. Математически следящий инвертор является динамической системой с разрывным управлением, определяемым законом изменения коммутационной функции  $s(t)$ . Независимо от типа контроллера, обеспечивающего требуемую функцию переключения, при анализе следящих широтно-импульсных преобразователей широко используется метод усреднения [4]. Это объясняется тем, что широтно-импульсная модуляция (ШИМ) обеспечивает усредненное формирование кривой требуемой формы, что позволяет линеаризовать систему и принять допущение о ее непрерывности. При этом относительная длительность прямоугольного импульса ШИМ  $\gamma$  лежит в пределах  $0 \leq \gamma \leq 1$  и зависит от значения входного сигнала с учетом сигнала обратной связи. Применение трехуровневой ШИМ [4,5] при построении следящих инверторов приводит к трехпозиционной релейной системе автоматического регулирования [6]. Запишем разрывную характеристику «вход-выход» вентильного звена как функцию времени:

$$u_{BZ}(t) = \begin{cases} 0, & \text{если } \varepsilon(t) \geq u_{\text{пор}} \\ E_0, & \text{если } \varepsilon(t) \leq -u_{\text{пор}} \\ -E_0, & \text{если } \varepsilon(t) \geq u_{\text{пор}} \\ 0, & \text{если } \varepsilon(t) \leq -u_{\text{пор}} \end{cases} \quad \begin{cases} g(t) \geq 0; \\ g(t) < 0, \end{cases} \quad (2)$$

где  $u_{B3}(t)$  — напряжение вентильного звена;  $\varepsilon(t)$  — ошибка регулирования;  $2u_{\text{пор}}(t)$  — ширина зоны переключений (пороговое напряжение), или применительно к функциональной схеме преобразователя:

$$s(t) = 1, \text{ открыты } VT2 \text{ или } VT4;$$

$$s(t) = -1, \text{ открыты } VT1 \text{ и } VT3;$$

$$s(t) = 0, \text{ открыты } VT1 \text{ и } VT2 \text{ или } VT3 \text{ и } VT4.$$

Допустив непрерывность силовой схемы, представим вентильное звено усилительным элементом с изменяющимся коэффициентом передачи, который является функцией времени и зависит от мгновенного значения сигнала на входе вентильного звена [6]. Определим коэффициент передачи вентильного звена  $k_{B3}$  как линейного элемента в диапазоне изменения входного сигнала от нуля до порогового напряжения:

$$k_{B3} = E_0 / |u_{\text{пор}}|. \quad (3)$$

Релейное регулирование предполагает задание достаточно малой зоны переключений  $2u_{\text{пор}}$  по отношению к значениям ведущего сигнала и сигнала обратной связи. Приняв напряжение вентильного звена как произведение напряжения питания и коммутационной функции, получим тождество, содержащее напряжение ошибки и коэффициент передачи вентильного звена:

$$E_0 s \Leftrightarrow \varepsilon k_{B3}. \quad (4)$$

Подставив выражение (4) в первое уравнение системы (1), получим приведенную линейную непрерывную модель силовой схемы преобразователя в матричной форме ( $A$  — параметрическая матрица):

$$\dot{\mathbf{X}} = A\mathbf{X} + BG, \quad (5)$$

где  $\mathbf{X} = [i_\Phi u_n]^T$  — вектор состояния преобразователя;

$$A = \begin{bmatrix} -R_\Phi/L_\Phi & -1/L_\Phi \\ 1/C_\Phi & -1/(C_\Phi R_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} k_{B3}/L_\Phi & 0 \\ 0 & 1/C_\Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \quad \text{— входная}$$

матрица;  $G = [\varepsilon i_n]^T$  — вектор внешних воздействий (задающих и возмущающих).

Из системы уравнений (5) следует, что силовая схема является линейной системой с двумя входами и выходами, все составляющие вектора состояния доступны измерению, что позволяет перейти к описанию системы управления.

**Моделирование системы управления.** Стабилизация и слежение возможны лишь в случае полной управляемости силовой схемы: равенства ранга матрицы  $Q = [B \ AB]$  порядку характеристического уравнения силовой схемы [7]. В рассматриваемом случае ранг матрицы  $Q$  соответствует порядку системы, и цели обеспечения устойчивости, качества выходного напряжения и инвариантности к возмущениям достижимы.

Системы управления преобразователями, использующие метод слежения за ведущим сигналом на основе релейного регулирования, неустойчивы [1,8]. Устойчивость и, в частных случаях, статическая точность могут быть достигнуты введением через регулятор отрицательной обратной связи по вектору состояния. Это обеспечит перемещение полюсов передаточной функции (ПФ) системы так, чтобы их расположение соответствовало координатам полюсов выбранной стандартной формы полинома (например, Баттерворта, биноминальной стандартной формы или формы, обеспечивающей минимум интеграла от квадрата ошибки [3]). Однако введение регулятора не решает задачу инвариантности по причине того, что нули передаточной функции системы оказываются вне влияния обратных связей по вектору состояния. Полное достижение статической точности регулирования и инвариантности к возмущениям возможно введением в систему управления звена разомкнутого цикла — корректора, который обеспечивает расположение нулей в соответствии с условиями инвариантности. На рис.2 приведена структурная схема преобразователя. Корректор и регулятор образуют систему управления. Определим ПФ подсистемы «система управления — силовая схема». Обратная связь по вектору состояния (регулятор) с учетом звена разомкнутого цикла (корректор) приводит к матричной модели:

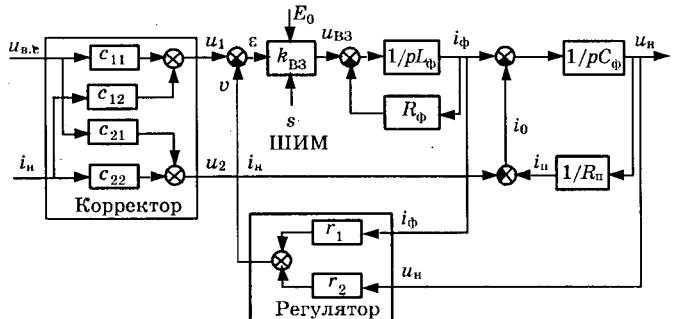


Рис.2. Структурная схема преобразователя в составе инвертора и системы управления

$$\dot{\mathbf{X}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{R})\mathbf{X} + \mathbf{BCF}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_1 & r_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$  — матрица регулятора;

$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix}$  — матрица корректора;

$\mathbf{F} = [u_{\text{в.с}} \ i_{\text{n}}]^T$  — вектор возмущений;  
 $u_{\text{в.с}}$  — напряжение ведущего сигнала.

Из уравнения (6) следует матричная ПФ преобразователя:

$$\mathbf{W}(p) = \frac{\mathbf{X}(p)}{\mathbf{F}(p)} = (p\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{R})^{-1}\mathbf{BC} = \frac{\mathbf{N}(p)}{H(p)} \mathbf{C}, \quad (7)$$

где  $\mathbf{I}$  — единичная матрица;  $\mathbf{N}(p)$  — матрица, входящая в состав ПФ замкнутой части системы,

$$\mathbf{N}(p) = \begin{bmatrix} pb_{11} - a_{22}b_{11} & a_{12}b_{11} - b_{11}b_{22}r_2 \\ a_{21}b_{11} & pb_{22} - a_{11}b_{22} + b_{11}b_{22}r_1 \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$H(p) = \det[p\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{R}]$  — характеристический полином системы, при этом

$$H(p) = p^2 + p(b_{11}r_1 - a_{11} - a_{22}) + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} + a_{21}b_{11}r_2 - a_{22}b_{11}r_1. \quad (9)$$

Из уравнения (7) видно, что корректор, находящийся вне замкнутой цепи воздействий, не оказывает влияния на характеристический полином системы  $H(p)$  и расположение полюсов системы, которое обеспечивается матрицей регулятора. Матрица числителя ПФ  $\mathbf{N}(p)$  умножается справа на матрицу корректора, это приводит к линейному преобразованию столбцов матрицы  $\mathbf{N}(p)$ , таким образом матрица корректора влияет на распределение нулей всей системы.

Задачей синтеза системы управления является отыскание коэффициентов передачи регулятора и корректора.

**Синтез регулятора.** Из анализа структурной схемы системы и модели (6) следует, что обратная связь между вектором выхода и током нагрузки отсутствует, поэтому элементы второй строки матрицы регулятора — нулевые. Регулятор системы управления осуществляет управление по отклонению. Приравняв уравнение (9) и полином стандартной формы второго порядка  $\Phi(p) = k_{\text{сф}}(p^2 + \alpha\omega_0 p + \beta\omega_0^2)$ , определим коэффициенты передачи регулятора:

$$H(p) = \Phi(p) = k_{\text{сф}}(p^2 + \alpha\omega_0 p + \beta\omega_0^2);$$

$$r_1 = \frac{k_{\text{сф}}\alpha\omega_0 + a_{11} + a_{22}}{b_{11}}, \quad (10)$$

$$r_2 = \frac{k_{\text{сф}}\beta\omega_0^2 - a_{11}a_{22} + a_{12}a_{21} + a_{22}b_{11}r_1}{a_{21}b_{11}}, \quad (11)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты, определяющие тип полинома;  $k_{\text{сф}}$  — коэффициент пропорциональности полинома;  $\omega_0$  — собственная частота фильтра, причем

$$\omega_0 = \sqrt{(a_{11} + a_{22})^2 - 4(a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21})}/2.$$

Первый коэффициент  $r_1$  показывает связь между напряжением на выходе корректора и током фильтра, второй коэффициент  $r_2$  устанавливает связь между напряжением на выходе звена разомкнутого цикла и выходным напряжением инвертора. Значения коэффициентов обратной связи ( $r_1, r_2$ ) и стандартной формы полинома —  $\alpha, \beta$  и  $k_{\text{сф}}$  учитывают параметры силовой схемы инвертора, напряжение питания, величину зоны переключений и определяют устойчивость процесса инвертирования и качество переходного процесса. Статическую ошибку регулирования определяют коэффициенты передачи корректора.

**Определение параметров корректора.** Корректор реализует управление по возмущению. В статическом режиме (возмущения со стороны нагрузки отсутствуют) преобразователь по отношению к ведущему сигналу представляет собой пропорциональное звено, коэффициент передачи которого определяется при предельном переходе от матричной формы записи системы (6) к установленвшемуся состоянию:

$$\lim_{\dot{x} \rightarrow 0} [(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{R})\mathbf{X} + \mathbf{BCF}] = 0, \\ \Rightarrow \mathbf{X}_{\text{уст}} = (\mathbf{BR} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{BCF}, \quad (12)$$

откуда найден коэффициент передачи инвертора  $k_{\text{n}}$ :

$$k_{\text{n}} = \frac{U_{\text{мн}}}{U_{\text{в.с}}}, \quad (13)$$

где  $U_{\text{мн}}$  — амплитуда выходного напряжения инвертора (напряжения на нагрузке);  $U_{\text{в.с}}$  — амплитуда напряжения ведущего сигнала.

На основании матричной ПФ определим оператор отклика системы на возмущения:

$$\mathbf{X}(p) = \mathbf{W}(p)\mathbf{CF}(p) =$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{H(p)} \left[ pb_{11}c_{11} - a_{22}b_{11}c_{11} - b_{11}b_{22}c_{21}r_1 + a_{12}b_{22}c_{21} \rightarrow \right. \\
 &\quad \left. a_{21}b_{11}c_{11} + pb_{22}c_{21} + b_{11}b_{22}c_{21}r_1 - a_{11}b_{22}c_{21} \rightarrow \right. \\
 &\quad \left. \rightarrow pb_{11}c_{12} - a_{22}b_{11}c_{12} - b_{11}b_{22}c_{22}r_2 + a_{12}b_{22}c_{22} \right] \mathbf{F}(p). \quad (14)
 \end{aligned}$$

Коэффициент передачи корректора  $c_{21}$  принят равным нулю ( $c_{21}=0$ ), иными словами, ведущий сигнал не воздействует на ток нагрузки; коэффициент передачи  $c_{22}$  выбран равным единице ( $c_{22}=1$ ), предполагаем при этом, что корректор без изменений передает в систему управления значение тока нагрузки.

Для достижения условия (14) приравняем второй элемент левого столбца и коэффициент передачи системы  $k_n$ , откуда может быть найдено значение коэффициента передачи  $c_{11}$ :

$$c_{11} = k_n \frac{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} + a_{21}b_{11}r_2 - a_{22}b_{11}r_1}{a_{21}b_{11}}. \quad (15)$$

Полная инвариантность достижима в случае, если ток нагрузки не оказывает влияния на выходное напряжение преобразователя. Последнее условие выполняется приравниванием к нулю свободного члена числителя ПФ  $U_n(p)/I_n(p)$  (второго элемента правого столбца матрицы (14)). Тогда

$$c_{12} = c_{22} \frac{a_{11}b_{22} - b_{11}b_{22}r_1}{a_{21}b_{11}}. \quad (16)$$

**Структура системы управления.** Реализуемость системы управления преобразователя упрощается при переходе от комбинированной структуры к эквивалентной замкнутой системе. В этом случае синтез системы управления сводится к определению четырех коэффициентов передачи, связывающих ведущий сигнал, ток нагрузки, ток в цепи дросселя фильтра и выходное напряжение. На рис.3 приведена схема системы управления, полученная в результате преобразования структурных звеньев. Для определения коэффициентов передачи в прямую цепь перед силовой схемой (по рис.2) введено звено корректора, а матрица регулятора преобразована (вектор Q) с учетом значений элементов обратной матрицы корректора:

$$Q = [q_1 \ q_2]^T = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{R} = \left[ \begin{array}{cc} r_1 & r_2 \\ c_{11} & c_{11} \end{array} \right]^T; \quad (17)$$

$$k = \frac{c_{12}}{c_{11}}. \quad (18)$$

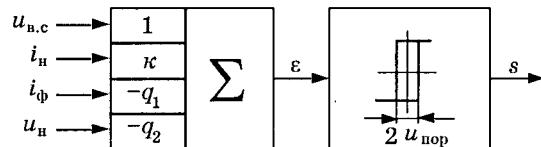


Рис.3. Система управления

Последние выражения определяют коэффициенты передачи по отклонению и возмущению. Отметим, что структурные преобразования несколько изменяют коэффициент передачи прямой ветви и, как следствие, значение порогового напряжения. Это приводит к существенному увеличению частоты переключения вентильных элементов и росту динамических потерь. Преодоление названного противоречия заключается в таком выборе значения коэффициента пропорциональности полинома стандартной формы  $k_{\text{сф}}$ , чтобы обеспечить значение  $c_{11}=1$ , что достижимо (подстановка (10), (11) в (15)) в случае:

$$k_{\text{сф}} = \frac{a_{21}b_{11}}{k_n \beta \omega_0^2}. \quad (19)$$

С учетом последнего выражения определены коэффициенты обратных связей и проведен вычислительный эксперимент.

**Вычислительный эксперимент.** При проведении эксперимента сравнивались точная и непрерывная модели замещения инвертора на основании принятых допущений о линеаризации и непрерывности с учетом различных стандартных форм полиномов. Оценивались процессы отработки системой возмущений при сбросе-набросе нагрузки, а также пусковой режим. Исследования проводились при значениях элементов преобразователя, рассчитанных по известным методикам [4, 9, 10] с учетом выведенных соотношений с использованием пакета PSpice 5.1:

Амплитуда выходного напряжения, В .....	311
Номинальная выходная мощность, Вт .....	1000
Коэффициент пульсаций выходного напряжения, % .....	5
Коэффициент пульсаций тока дросселя, % .....	20
Напряжение питания инвертора, В .....	350
Сопротивление потерь дросселя (включая активные сопротивления вентильных элементов в открытом состоянии), Ом .....	0,2
Частота ведущего сигнала, Гц .....	50
Амплитуда ведущего сигнала, В .....	5
Ширина зоны гистерезиса, мВ .....	500
Пригрузочное сопротивление, Ом .....	300
Индуктивность дросселя фильтра, мГн .....	1,5
Емкость конденсатора фильтра, мкФ .....	5,0
Резонансная частота фильтра, кГц .....	1,8
Коэффициент передачи инвертора .....	62,2
Коэффициент передачи вентильного звена .....	1400

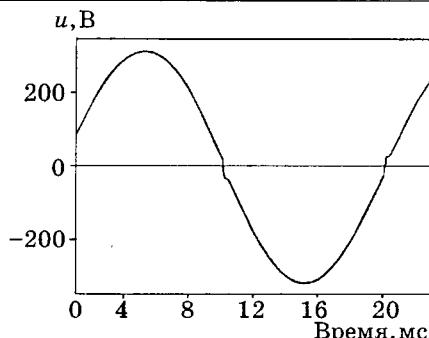


Рис.4. Кривая выходного напряжения для биноминальной стандартной формы

При всех формах полиномов достигнуто рассогласование реальной и непрерывной моделей замещения инвертора менее 5 %. В таблице приведены значения коэффициентов обратной связи, уровня пульсаций и статической ошибки регулирования при использовании различных форм полиномов. Установлено, что минимальные искажения при переходе кривой напряжения через нуль наблюдаются при использовании биноминальной стандартной формы, для которой на рис.4 приведена кривая выходного напряжения.

При исследовании режимов включения инвертора и коммутации нагрузки установлено, что время переходного процесса и пиковое значение тока реактора взаимосвязаны (диаграммы на рис.5 поясняют эти зави-

симости): чем медленнее пуск (коммутация), тем меньше выброс тока. На рис.6 показаны временные зависимости для выходного напряжения при включении инвертора и отработке возмущения со стороны нагрузки.

Экспериментальные исследования подтвердили основные теоретические положения синтеза инвариантной системы управления следящего инвертора. Следует отметить, что формы кривых переходных процессов при пуске и коммутации несколько отличаются от классических [3] для всех форм полиномов. Это объясняется усиительными свойствами вентильного звена и выбором коэффициента пропорциональности полинома стандартной формы. Выбор формы полинома определяется конкретным случаем использования преобразователя и остается за разработчиком. При выборе необходимо учитывать перегрузочную способность силовых элементов, их частотные ограничения и динамические характеристики элементов системы управления. Предпочтительно применение биноминальной стандартной формы, при которой обеспечиваются минимальный коэффициент пульсаций выходного напряжения, «мягкий» пуск и минимальные искажения при переходе кривой напряжения через нуль при несколько большем времени отработки возмущений.

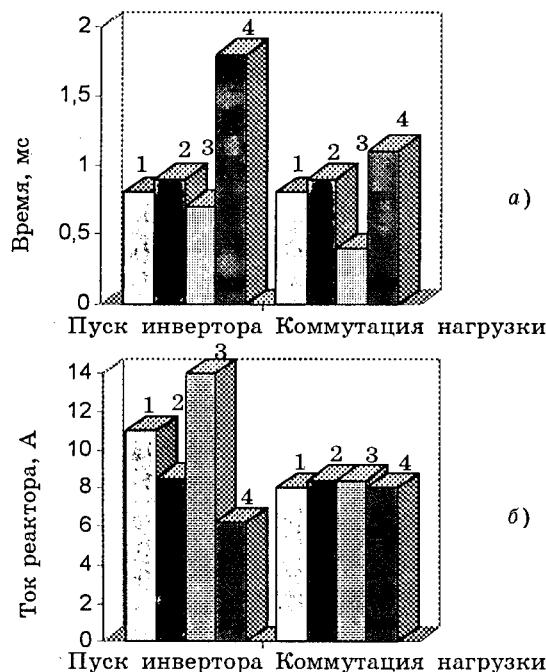


Рис.5. Зависимости времени (а) и амплитуды тока реактора (б) при включении инвертора и коммутации нагрузки для различных форм полиномов:

1 — Баттерворт; 2 — биноминального; 3 — минимума ошибки; 4 — Бесселя

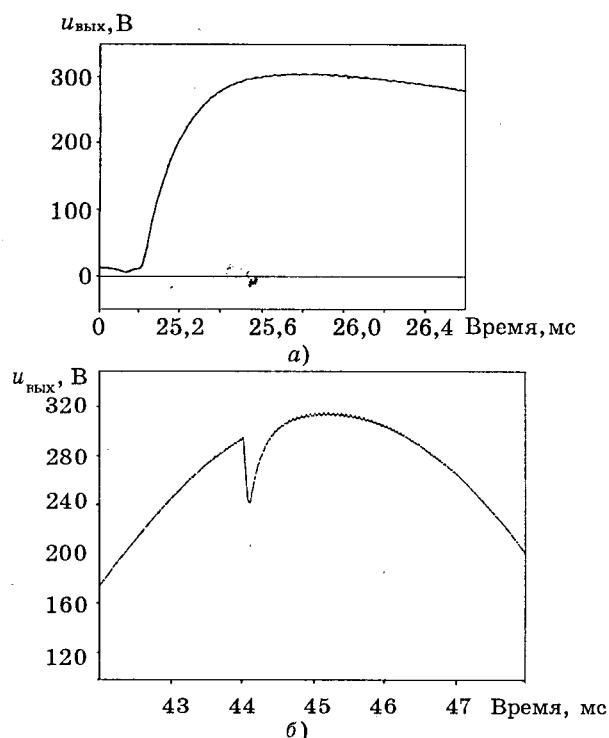


Рис.6. Временные зависимости для выходного напряжения при включении инвертора (а) и отработке возмущения со стороны нагрузки (б)

## Параметры регулятора следящего автономного инвертора

Стандартная форма полинома	Коэффициенты полинома		Коэффициенты передачи системы управления			Статическая ошибка $\delta, \%$	Фазовая ошибка $\Delta\phi, \text{град}$	Коэффициент пульсаций напряжения $\xi, \%$	Частота модуляции, $f_{\text{шнм}}, \text{кГц}$
	$\alpha$	$\beta$	$q_1$	$q_2$	$k$				
Баттервота	$\sqrt{2}$	1	0,3932	$1,438 \cdot 10^{-2}$	0,3933	<2,45	<2,0	<1,0	12—31
Биноминальная	2	1	0,5563	$1,397 \cdot 10^{-2}$	0,5563	<2,34	<2,8	<0,54	16—43
Обеспечивающая минимум интеграла от квадрата ошибки	1	1	0,2778	$1,467 \cdot 10^{-2}$	0,2780	<2,4	<1,5	<2,0	8—25
Бесселя	1	1/3	0,8348	$1,467 \cdot 10^{-2}$	0,8350	<2,0	<4,0	<0,3	23—59

Перспективно использование в системе управления сигнальных процессоров, позволяющих реализовывать ведущий сигнал, коэффициенты передачи в цифровой форме, что облегчает и унифицирует этап разработки и проектирования.

Дальнейшие исследования предполагается направить на оптимизацию элементов фильтра и коэффициентов передачи системы управления для уменьшения динамических потерь при сохранении качества выходного напряжения в статических и динамических режимах.

## Выводы

1. На основе линеаризированной модели силовой схемы и системы управления разработана методика синтеза системы управления автономного мостового следящего инвертора с однозвенным  $LC$ -фильтром, что дает возможность обеспечить желаемое качество стабилизации выходного напряжения и инвариантность к внешним воздействиям.

2. Получены расчетные соотношения, позволяющие определить параметры системы управления на основе значений элементов фильтра, напряжения питания, ведущего сигнала, ширины зоны переключений. Выведенные уравнения являются основой сквозного расчета следящего инвертора.

3. Полученное в работе качество переходного процесса и стабилизации выходного напряжения в следящем инверторе характеризует эффективность разработанной системы управления и методики расчета ее параметров для различных значений коэффициентов стандартной формы полиномов параметров и преобразователя.

## Список литературы

1. Мустафа Г.М., Ковалев Ф.И. Сравнительный анализ трех способов управления импульсными следящими инверторами//Электричество. 1989. № 2. С.29—37.
2. Сазонов В.В. Принцип инвариантности в преобразовательной технике. М.: Энергоатомиздат, 1990.
3. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдющие устройства. М.: Машиностроение, 1976.
4. Статические агрегаты бесперебойного питания//Под ред. Ф.И.Ковалева М.: Энергоатомиздат, 1992.
5. Shin-Liang Jung and Ying-Yu Tzou. Discrete Sliding-Mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve//IEEE Trans. on Power Electronics. 1996. Vol. 11, No. 4. P. 567—577.
6. Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. М.: Энергия, 1991.
7. Соловьев В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В. Теория автоматического управления техническими системами: Учеб. пособие. М.: Изд-во МГТУ, 1993.
8. Аванесов В.М., Кудинов П.Н. Синтез следящей системы управления автономного инвертора//Промышленная энергетика. 1998. № 3. С.7.
9. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. М.: Энергоатомиздат, 1987.
10. Источники вторичного электропитания//Под ред. Ю.И.Конева М.: Радио и связь, 1990.



**Аванесов Владимир Михайлович** — инженер ТОО «Центр технологий», член IEEE. В 1991 г. окончил Краснодарское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск, инженер-системотехник. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по адаптивному управлению многофазными вентильными преобразователями. Область интересов — управление устройствами силовой электроники.

# **Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока**

**Д.Б.ИЗОСИМОВ, В.Ф.КОЗАЧЕНКО, кандидаты техн.наук**

Современные системы управления электроприводами (ЭП), построенные на цифровых микроконтроллерах, позволяют эффективно управлять как разомкнутыми ЭП, предназначенными для общепромышленного применения, так и замкнутыми ЭП специального применения, характеризующимися высокими точностью и быстродействием [1—3]. Использование цифровых средств позволяет существенно иначе рассматривать многие проблемы синтеза управления ЭП, дает возможность реализовать практически произвольно сложные законы управления, ранее считавшиеся нерациональными, обеспечить новые потребительские свойства, такие как адаптацию ЭП под новые или изменяющиеся условия применения, самонастройку и оптимизацию параметров, углубленную диагностику, контроль и удобное для пользователя дистанционное или местное управление. Прогресс в развитии ЭП в последние 5—10 лет носил взрывной характер. Практически ежегодно обновляется выпускаемая серийно продукция, предлагаются новые ЭП с улучшенными потребительскими свойствами.

Для описания современного состояния систем управления ЭП прежде всего следует рассмотреть объект и постановки задач управления, которые характерны для рассматриваемого периода.

**Объект управления**, т.е неизменяемая часть общей системы ЭП — электродвигатели переменного тока, силовые преобразователи и измерительные устройства (последние, впрочем, часто относят к элементам управляющего устройства, хотя их выбор и характеристики зачастую заданы заранее) в последние годы не претерпел качественных изменений, постепенно и порой весьма существенно улучшаясь в своих характеристиках [1—7].

Наиболее часто применяется асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором (АД). В регулируемом приводе продолжают использоваться серийные АД, спроектированные для условий прямого включения в общепромышленную сеть. Имеющиеся модификации, как правило, ограничиваются конструктивными усовершенствованиями серийного АД.

Наблюдается рост выпуска ЭП с синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов (так называемый бесконтактный двигатель постоянного тока). Эти двигатели имеют наилучшие массогабаритные показатели. Среди других типов двигателей выделим индукторный двигатель (switch reluctance motor) [5], разработанный и активно предлагающийся в последние годы. Как утверждают разработчики, его характеристики улучшены, что в комбинации с упрощенным силовым преобразователем позволяет надеяться на его массовое применение. Из перспективных отметим также синхронно-реактивный двигатель [6], который по прогнозам обладает массогабаритными показателями, лежащими в промежутке между соответствующими рекордными значениями синхронного двигателя и АД, а по энергетической эффективности, возможно, превосходит их, причем при более низкой стоимости. Однако внедрение таких двигателей — дело будущего.

В области проектирования электродвигателей внешне наблюдается стабильная ситуация, единственным видимым «возмущителем спокойствия» в данный момент является индукторный двигатель. Однако представляется, что это утверждение далеко от истины. Ожидается изменение методик проектирования двигателей, отвечающих их применению в составе именно регулируемого ЭП [4—8]. Прежде всего это касается АД, для которого отказ от традиционных требований фиксированных амплитуды и частоты питающей сети, прямого включения в промышленную сеть, обеспечения заданной перегрузочной способности приводит к существенному изменению конструкции и резкому улучшению характеристик. Можно отметить выпуск первых серий АД, спроектированных фирмой «Siemens» для общепромышленных ЭП. Изменяется методика проектирования и других типов двигателей, например, индукторных с дискретной магнитной системой, расширяется их номенклатура. По-видимому, следует ожидать резкого, взрывного улучшения характеристик по-новому спроектированных двигателей для регулируемого ЭП, и соответствующую коррек-

тировку требований к силовым преобразователям и системам управления. Так, прогнозируются рост частоты питания двигателей в регулируемом ЭП (возможно, существенный, до 500—1000 Гц и выше) и снижение индуктивностей обмоток.

Основная масса промышленных силовых преобразователей (СП) строится по схеме трехфазный выпрямитель — трехфазный автономный инвертор напряжения [2, 7]. Требования к влиянию потребителя на питающую сеть постоянно ужесточаются, вводимые стандарты исключают использование простых выпрямительных схем на входе СП (стандарты IEEE-519, МЭК 555, ГОСТ 13109). Для улучшения качества энергопотребления, повышения коэффициента мощности, снижения установленной мощности и стоимости СП применяют выпрямители на полностью управляемых ключах с системой стабилизации напряжения звена постоянного тока, схемы с дополнительной индуктивностью и коммутирующим ключом для высокочастотного импульсного регулирования входного тока; силовая схема при этом обладает встроенным «интеллектом» (SMART технология). В СП используются современные силовые приборы (MOSFET, IGBT, MCT), имеющие весьма малые динамические потери. Характерным режимом использования СП становится режим высокочастотной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (частота ШИМ до 10—20 кГц, которая для рассматриваемого диапазона мощностей вполне освоена, может оказаться совсем не излишней при повышении фундаментальной частоты питания новых разрабатываемых электродвигателей).

Перспективны непосредственные преобразователи частоты на полностью управляемых силовых ключах (матричные преобразователи), при этом исключаются дополнительные реактивные элементы в основной силовой схеме (как индуктивности, так и конденсаторы). Матричный преобразователь позволяет одновременно синтезировать требуемое для питания двигателя выходное напряжение (ток) и обеспечивать желаемый характер энергопотребления от питающей сети (вплоть до опережающего  $\cos \phi$ ).

В качестве первичных измерителей используются серийно выпускающиеся датчики тока и напряжения, датчики положения на эффекте Холла, тахогенераторы, фотоимпульсные датчики перемещения и кодовые

датчики положения, электромагнитные револьверы, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы и индуктосины с цифровым съемом информации. Объем использования новых типов датчиков (пьезоэлектрических, емкостных, лазерных и др.) весьма мал. Одна из причин стабилизации в области разработок первичных измерителей кроется в использовании новых принципов обработки результатов измерений — имеются в виду системы косвенного измерения. За счет их применения оказалось возможным решить задачи современного этапа, а в ряде случаев даже уменьшить количество датчиков (например, отказаться от применения датчика частоты вращения в следящем приводе) или совсем исключить датчики механического движения (так называемые «бездатчиковые» ЭП).

**Задачи управления** ЭП заключаются чаще всего в обеспечении требуемой частоты вращения (общепромышленный регулируемый ЭП), а также в регулировании электромагнитного момента, мощности, ускорения, положения ротора или технологического параметра, определяемого этими переменными [9]. Различают задачи стабилизации, слежения, позиционирования, обеспечения инвариантности (независимости или слабой зависимости от действия неконтролируемых возмущений), автономности (независимости поведения отдельной части или отдельной переменной объекта от остальных), оптимального (в смысле выбранного критерия) управления.

Методы синтеза управления ЭП базируются на исходном предположении о существовании достаточно обусловленной модели (математического описания) процессов в ЭП. В общем, уравнения ЭП представляют полученные из физической картины процессов уравнения Кирхгоффа для электромагнитных цепей двигателя и преобразователя (обычно эти уравнения записываются для эквивалентной двухфазной машины — уравнения Парка; для СП стали привычными векторные диаграммы выходного напряжения); уравнения Ньютона для механических цепей. В этом смысле ЭП как объект управления, возможно, является приятным исключением: для многих объектов получение уравнений движения затруднено ввиду невозможности (сложности) физического описания, а иногда и отсутствия адекватного понимания процессов. Однако и в ЭП сущ-

ствуют проблемы получения модели процессов. Это касается учета насыщения магнитной цепи двигателей (особенно двигателей с изменяемым магнитным потоком — асинхронных, синхронно-реактивных, индукторных). Для индукторных машин в основном используются уравнения в частных производных, полевые модели, больше пригодные для численных расчетов, но не для синтеза управления. Проблемой является учет гибких механических связей, определение требуемого числа резонансных мод, нелинейных связей типа «люфт» и др.

Специфика, вытекающая из выбора того или иного типа двигателя переменного тока состоит в управлении двумя подсистемами: системой переменных механического движения и системой электромагнитных переменных — реактивным током, потокосцеплением и т.д. Обычно задача управления переменными последней подсистемы не задается явно исходными требованиями к ЭП, а определяется из дополнительных требований: минимизации энергетических потерь, обеспечения необходимых ресурсов управления и т.д., при условии решения основной задачи управления механическим движением. Управляющими воздействиями являются компоненты напряжений (токов). Мы не будем здесь выделять отдельные, частные режимы использования двигателей, например, вентильный режим питания синхронного двигателя; при наличии современного универсального СП использование подобных режимов вряд ли целесообразно, по всем показателям векторное управление с синусоидальным питанием обмоток двигателя является предпочтительным.

Несмотря на преимущества векторного управления, продолжается использование более простых систем ЭП, в которых управление указанными двумя подсистемами заранее связано какой-либо зависимостью, например,  $U/f=\text{const}$ . Эти системы хорошо отработаны и, по всей видимости, будут использоваться и в дальнейшем в разомкнутых системах ЭП с цифровым управлением, хотя и для последних начали применяться векторные ЭП, о чем будет сказано ниже.

### Методы синтеза управления ЭП

Частота ШИМ для современных СП обычно намного выше характерной максимальной частоты пропускания ЭП [10]. При синтезе высокочастотной ШИМ основным кри-

терием становится энергетический: необходимо обеспечить минимум дополнительных коммутационных потерь в двигателе и потерю на коммутацию силовых ключей в СП. Для высокочастотных ШИМ адекватен язык описания потерь с помощью интегрально-квадратичного критерия, записанного относительно отклонений тока от его среднего значения. Значение такого критерия пропорционально дополнительным потерям. Что касается потерь на коммутацию, то для их оценки используются полуэмпирические зависимости, например, квадратичная зависимость от коммутируемого тока. Исследованию вопросов синтеза программных ШИМ уделялось достаточно большое внимание, разработаны эффективные алгоритмы. Примером является так называемая центрирования ШИМ [10]. Альтернатива программным ШИМ — следящие ШИМ (релейные регуляторы тока, системы со скользящим режимом, частотно-токовые регуляторы, системы «bang-bang control», запатентованные фирмой ABB системы прямого регулирования момента «Direct Torque Control — DTC» [11] и т.д.; различие названий отражает лишь нюансы подходов к анализу и используемый математический аппарат — все эти системы по сути аналогичны), в которых реализуется  $\Delta$ -модуляция в смысле отклонения тока  $\Delta$  от предписанного значения. Обычно этим ограничивался уровень их сопоставления с программными ШИМ, хотя сопоставление качества программных и замкнутых ШИМ по одним и тем же энергетическим критериям вполне оправдано. Определить последовательность коммутаций для замкнутой ШИМ не так просто: установление предельного цикла автоколебаний релейного следящего контура может происходить достаточно медленно несмотря на высокую частоту самого предельного цикла; предельный цикл может зависеть от начальных условий, т.е. может не определяться однозначно или вовсе отсутствовать; наконец, при работе следящей ШИМ могут иметь место резкие качественные изменения предельного цикла при сколь угодно малой вариации параметров, т.е. могут иметь место бифуркационные явления, приводящие к хаотическому характеру переключений. Все это ухудшает характеристики замкнутых ШИМ, приводит к увеличению уровня и расширению спектра коммутационных шумов, а в общем свидетельствует о «недоработанности» мето-

дов синтеза многомерных релейных следящих систем или реальных скользящих движений.

С учетом ШИМ задача управления ЭП становится обычной, традиционной задачей управления динамическим объектом. Для ее решения ранее использовалось описание поведения объекта в частотной области: логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ), позднее — передаточные функции, более современные формулируются в терминах переменных пространства состояний и систем дифференциальных уравнений ЭП. В зависимости от требований используются методы разомкнутого регулирования, регулирования с помощью обратной связи или комбинированные системы. При синтезе управления полезна и широко используется декомпозиция исходной задачи на задачу получения информации и на задачу регулирования; возможна также декомпозиция по темпам управления — в много контурных системах примером такой декомпозиции являлся принцип подчиненного регулирования. При наличии информации о состоянии объекта задача синтеза требуемой обратной связи тривиальна, для ее решения используют методы модального, оптимального управления, скользящих режимов, релейного регулирования. Широкому практическому применению этих методов препятствует отсутствие отработанных инженерных методик синтеза. Видимо, именно этим обстоятельством объясняется продолжающееся использование пропорциональных и пропорционально интегральных регуляторов при апробированной поконтурной настройке этих регуляторов на объекте.

Что касается информации о процессе управления, то до настоящего времени в практических системах ЭП господствовал подход прямого использования сигналов датчиков. Этот подход имел следующие недостатки:

- завышение требования к разрешающей способности первичных измерителей; чувствительность к шумам; «дребезгам» и другим помехам в выходных сигналах датчиков; необходимость их точной юстировки;
- завышение требования к быстродействию цифровой системы управления — контроллер «должен» успеть среагировать на сигналы датчика;
- невозможность сопряжения разных датчиков в одном контуре, т.е. «недоиспользование» датчиков; напротив, необходимость

использования «своих» датчиков в каждом контуре, т.е. «избыточность» датчиков.

Кардинальным средством, позволяющим «разом» преодолеть эти недостатки, является использование наблюдателей состояния [9, 12]. Эффект применения наблюдателей состояния состоит в:

- интерполяции оценок переменных состояния на интервалах между измерениями (отсюда требования к разрешающей способности датчиков определяются точностью принимаемой модели процессов в ЭП);
- экстраполяции значений оценок и, следовательно, компенсации запаздывания сигналов управления;
- совмещения различных датчиков и даже различных типов датчиков (в частности, дискретных и аналоговых), с совмещением их преимущественных характеристик, например, статической точности и стабильности одних и высоких динамических свойств других;
- совмещения функций оценивания и фильтрации, так как структура наблюдателя соответствует структуре фильтра.

Использование наблюдателей (а также компенсаторов) позволяет существенно улучшить качество управления, а также синтезировать регуляторы для сложных динамических систем ЭП. В состав оцениваемых переменных включаются внешние неизмеряемые непосредственно возмущения (например, момент нагрузки ЭП). Возмущением является и задающее воздействие (заметим, что такая общеупотребительная характеристика, как полоса пропускания ЭП, требует переосмысливания).

Использование наблюдателей позволяет устранить логическое противоречие, возникающее при применении «глубокой» обратной связи («больших» коэффициентов, скользящих режимов и т.п.), поскольку для этого математическое описание управляемого объекта должно быть адекватно реальному процессу на малых временных интервалах, вплоть до сколь угодно высоких частот. Первые применения наблюдателей состояния в ЭП относятся к 70-м годам; однако они пока не получили широкого распространения, не созданы инженерные методики их настройки. Основной объективной причиной является «многосвязность» наблюдателя: построенный по традиционной схеме наблюдатель либо работает «правильно», т.е. восстанавливает значения сразу всех переменных со

стояний, либо, при несоответствии параметров и структуры, его работа нарушается, теряется устойчивость. Автономная, пошаговая настройка традиционного наблюдателя затруднена, а допустимая область отклонений значений параметров, как правило, узка.

Подход, основанный на совместном использовании наблюдателей и глубокой обратной связи на данный момент, возможно, представляет наиболее полное, логически завершенное решение задачи управления. При этом управление процессами, которые допускают достаточно точное описание, осуществляется с помощью наблюдателей, восстанавливающих значения переменных и возмущений, что позволяет использовать принцип компенсации. В сущности именно на компенсации существующих в объекте связей основывается модальное управление (П-, ПД-регулирование), также на компенсации основывается действие интегральной составляющей ошибки регулирования в сигнале управления (И-регулирование). Для управления процессами, модель изменения которых неизвестна, используется глубокая обратная связь, обеспечивающая инвариантное движение остальной системы ЭП. В описанную схему укладываются и подходы к адаптивному управлению на основе заданной модели движения (MRAS), управление по предсказанию (если под предсказаниями понимать прогнозные значения переменных состояния, формируемые наблюдателем), а также некоторые другие подходы, например, синтез робастных систем. Эти принципы, ставшие классическими, применяются практически всеми проектировщиками ЭП, однако необходимы дополнительный анализ и разработка методик, позволяющих объективно, а не на интуитивном уровне устанавливать целесообразное качественное соотношение между ними при проектировании системы управления ЭП в конкретных условиях.

В современных ЭП, быть может пока недостаточно широко, применяются методы «размытого» управления и методы, основанные на использовании нейронных систем. В рамках направления fuzzy logic разработаны специализированные «fuzzy»-контроллеры. Используемая для программирования этих контроллеров логика «если — то» удобна для формирования нелинейной (кусочно-линейной) векторной функции нескольких переменных. Однако задача управления ЭП является функциональной, а не алгебраичес-

кой. Что касается применения нейроконтроллеров, или, используя более модное (если такое уместно в технической литературе) понятие генетические алгоритмы, то их основное содержание заключается в статической оптимизации (в большинстве это эвристические алгоритмы, поскольку функция считается произвольной, в частности, она может быть многоэкстремальной). Отсутствие учета хотя бы отдельных, частных элементов модели процессов в ЭП, чрезмерная универсализация делает их практическую ценность сомнительной.

Современные ЭП, как правило, содержат встроенные программные средства, обеспечивающие автоматическую адаптацию ЭП под конкретные условия применения. В число этих средств входят программы определения активных сопротивлений обмоток статора и ротора, индуктивностей, электродвижущих сил, температуры, момента инерции и т.д. Эти величины являются параметрами соответствующих уравнений ЭП. Общие методы идентификации параметров динамического объекта в настоящее время отсутствуют, что объясняется нелинейностью современных уравнений переменных состояния и параметров. Поэтому в части идентификации параметров господствует эвристический подход, каждая новая разработка ЭП сопровождается «своим», фирменным алгоритмом, скрытым от конкурентов. Возможно, накапливаемый практический опыт поможет в будущем «нащупать» перспективные методы решения этих задач.

Развитием общих подходов к синтезу инвариантных систем является игровой подход. В настоящее время доминируют понятия управляемости (стабилизируемости), а также комплементарные понятия наблюдаемости (обнаруживаемости) управляемого объекта; при этом имеется в виду вполне определенное разделение входных сигналов на управляющие и возмущающие. Однако это разделение условно: нетрудно представить объект с «активным» возмущением, т.е. являющимся управлением, выбираемым независимо (например, момент нагрузки ЭП может выбираться условным «противником»). Возникает состязательная, игровая ситуация, соответственно, должны изменяться принципы синтеза управления. Путь к синтезу «игровых» или минимаксных, т.е. рассчитанных на «наихудшую» ситуацию систем, лежит в русле инвариантных систем

с глубокой обратной связью, а также в более углубленном понимании постановок игровых задач. Отметим, что в последние годы заметно изменились актуальные для ЭП задачи управления, вернее, их приоритеты. На первый план вышли вопросы улучшения потребительских свойств ЭП, создания удобства для пользователя, автоматического спосабления к новым или изменяющимся условиям применения ЭП, углубленных контролля, диагностики, защиты унифицированного ввода-вывода данных и команд, группового управления, индикации — в общем определяющее значение имело обеспечение сервисных функций и введение в ЭП элементов «интеллекта». Постановка этих вопросов ранее, при «старых» технических средствах, была нерациональна. Традиционные задачи — обеспечение требуемых диапазона регулирования, точности, быстродействия и т.п. отошли на второй план. Такая ситуация явно ненормальна и ее последствия налицо: несмотря на повышение общего технико-экономического уровня ЭП, вызванного улучшением элементной базы, уровень решения собственно задач регулирования в последнее время, пожалуй, не изменился. Можно привести немало примеров неудачно (с точки зрения реализации регулирования) спроектированных микроконтроллеров для ЭП. Представляется, что специалисты по управляемому ЭП должны доводить решение задачи управления хотя бы до уровня блок-схемы вычислений и структур, которые понятны программистам и технологам (в дальнейшем мы попытаемся придать этим критическим замечаниям более конструктивный характер).

### **Технические средства реализации цифрового управления ЭП**

Еще недавно в промышленных цифровых ЭП использовались контроллеры типа INTEL 196, Siemens 166 (167) и т.п.; однако указанные контроллеры не применяются в новых разработках [2,7]. Причина заключается в переходе на 32-разрядные процессорные контроллеры, которые существенно пре-восходят по точности вычислений и составу периферийных устройств. Скорости вычислений новых процессоров пока недостаточно, чтобы удовлетворить всем требованиям ЭП, поэтому 32-разрядные контроллеры используются в комбинации с сигнальными процессорами (DSP) серий TMS 320, T800,

T805D77, NEC78 2101, NEC V-25, Motorola 56001, ADSP 2171 и др. Появляются контроллеры с встроенной специализированной для ЭП периферией, например, ADSP 300. В состав контроллеров включаются многоканальные (до 8 каналов) 8—12-разрядные АЦП и ЦАП, память DRAM (до 2 Мбайт), EPROM, NVRAM, адресные шины и шины данных, тест-системы (может применяться РС). Часть контроллеров допускают заказную модификацию базовой архитектуры по требуемому составу интерфейсных устройств. Достигаемая длительность полного цикла вычислений составляет до 50 мкс. Стоимость многопроцессорных контроллеров достаточно высока, несколько сотен долларов и более.

В качестве примера на рис.1 приведена структура семейства микроконтроллеров серий TMS 320C240 и TMS 320F240, ядром которых является 16-разрядный сигнальный процессор TMS320Cxx с фиксированной запятой. Контроллер размещен в 132-штырьковом пластмассовом корпусе, имеет время выполнения операции 50 нс, содержит: память RAM 544 слова, 16 к слов ROM/Flash EPROM, 224 слова общей памяти (64 к данных, 64 к программ и 32 к общего пространства памяти); модуль управления событиями, включающий 12 каналов ШИМ (которые, заметим, допускают реализацию оптимальных ШИМ), 3 16-разрядных таймера общего назначения, 3 цифровых компаратора (с "мертвой" зоной каждый), 3 обычных 16-разрядных компаратора, 4 устройства прерывания; двойной 10-разрядный АЦП; 28-канальный мультиплексер входов с индивидуальным программированием; базовый модуль времени; Watchdog (с прерыванием в реальном времени), 6 внешних каналов прерывания; встроенный сканер-эмуплятор и др. Контроллер адаптирован к стандартным средствам программирования и отладки (TI ANSI C Compiler, Assembler/Linker, C-Source Debugger), имеет полный набор средств эмуляции.

В целом технические средства управления ЭП развиты в достаточной степени. В настоящее время идет естественный конкурентный отбор микроконтроллерных средств с лучшими архитектурой, составом периферийных устройств. Хотя технические средства построения цифровых систем управления ЭП доступны и относительно недороги, средства их отладки существенно дороже, а стоимость средств моделирования (например,

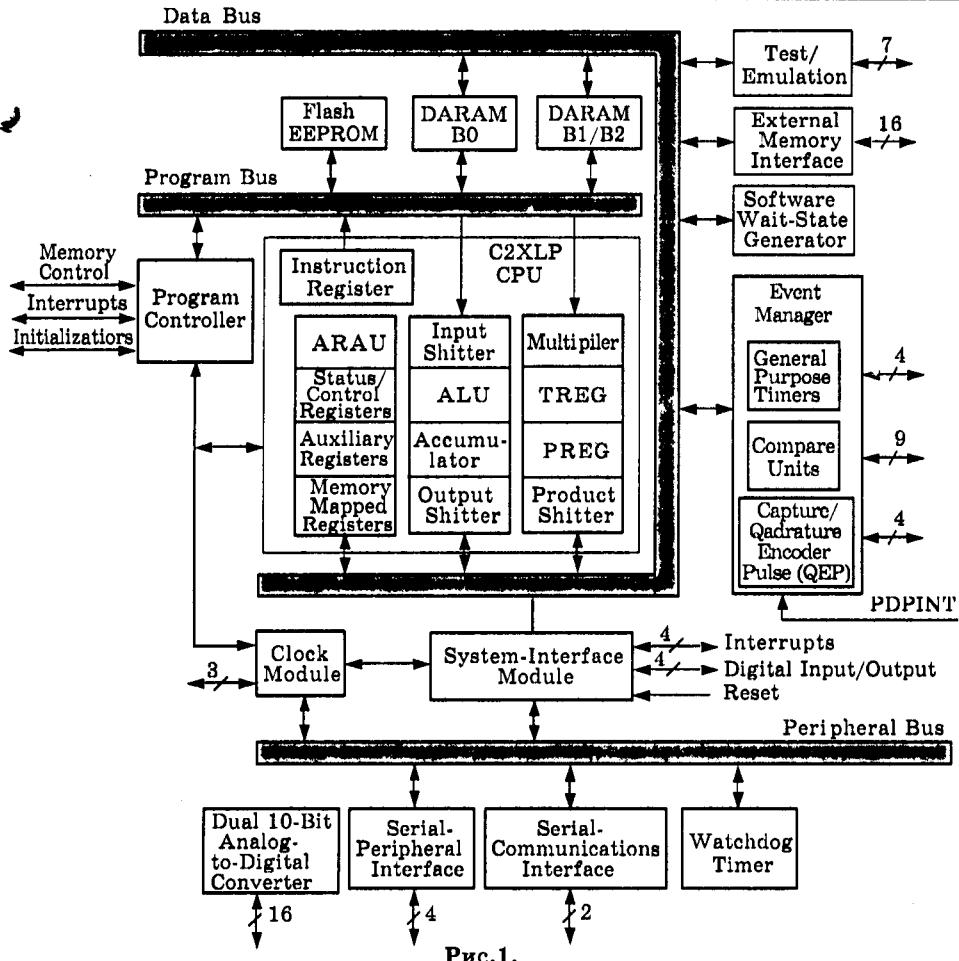


Рис.1.

dSPACE, предназначенного для отладки систем управления в реальном времени) достигает нескольких десятков тысяч долларов, к тому же подробная сопоставительная информация об этих средствах весьма скучна. Это делает их практически недоступными для отечественных разработчиков, следовательно, неизбежно возрастает отставание уровня разрабатываемых ЭП. Ситуацию усугубляет практически полное уничтожение научно-исследовательских центров в России,

занимавшихся комплексом вопросов управляемого ЭП. В такой ситуации решение ряда задач затруднено или даже невозможно. Прежде всего это касается фундаментальных проблем, задач «системного» уровня, например, разработки унифицированных программных модулей, инженерных методик и т.п. Комплексная разработка приводов — путь, который позволит не только создавать современные конкурентоспособные отечественные ЭП, но и удешевить опытно-конструкторскую работу по сравнению с неизбежными повторами при выполнении единичных заказов.

### Примеры структур систем управления ЭП

Из сравнительно новых методов управления ЭП переменного тока действительно широко освоенными можно считать следующие:

- векторное управление двигателями;
- векторная синусоидальная ШИМ.

Векторное управление, введенное и запатентованное Р. Блашке еще в 1969 г. (система ТРАНСВЕКТОР), получило реальное воплощение в массовых промышленных ЭП

Источник питания

Инвертор

только с появлением цифровых средств управления. Типичная структура ЭП с векторным управлением АД показана на рис.2 [13].

Для реализации векторного управления необходимо иметь информацию о координатах соответствующего вектора в неподвижной системе координат, в которой производятся измерения, и об ориентации врачающейся системы координат, в которой осуществляется независимое регулирова-

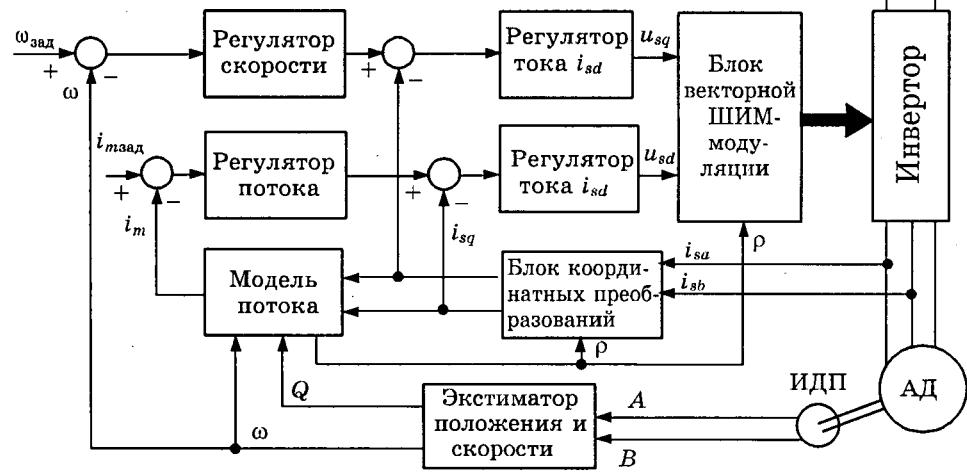


Рис.2.

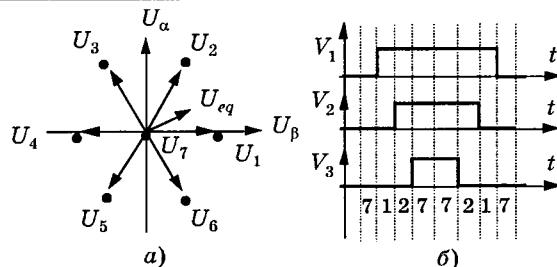


Рис.3.

ние электромагнитных и механических переменных; далее производится векторное преобразование. Из возможных вариантов состава первичных измерителей наибольшее распространение получили измерение тока и положения ротора (рис.2), а также измерение тока и напряжения (в приводах без датчика механического движения на валу двигателя).

Применяемая векторная синусоидальная ШИМ поясняется на рис.3, на котором приведена диаграмма векторов выходных напряжений СП (рис.3, а) и временная диаграмма фазных напряжений. Относительные длительности реализации каждого из векторов (закон модуляции) определяются однозначно. Что касается последовательности переключений (закон коммутации), то она должна выбираться дополнительно. Центрированная ШИМ характеризуется симметричной диаграммой коммутации фазных напряжений на периоде (рис.3, б).

Функционирование процессорного контроллера основывается на численном интегрировании уравнений регуляторов и моделей цепей АД и реализации векторных преобразований, показанных на рис.2. Поскольку выполнение операций осуществляется последовательно, расчет управлений происходит с определенным времененным запаздыванием на время выполнения цикла вычислений. Проведенные оценки [3] показывают, что длительность цикла не должна превышать 20 мкс, иначе в переходных процессах оказывается запаздывание вычислений.

Отметим, что в современных ЭП часто используются цифровые системы управления, в которых алгоритм управления реализуется без использования микропроцессора, что позволяет удешевить привод. Типичным примером является реализация управления вентильным приводом с помощью специально разработанной микросхемы с «жестко» защищенным алгоритмом. Сопоставление схем управления ЭП с жесткой логикой и реали-

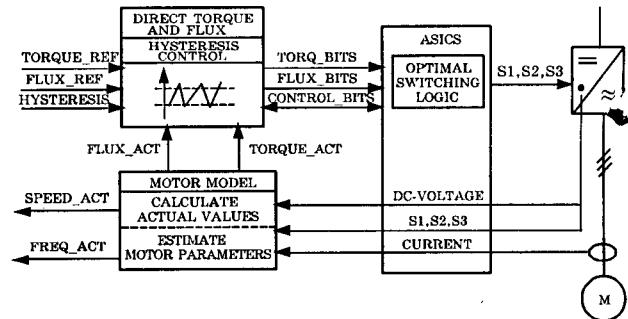


Рис.4.

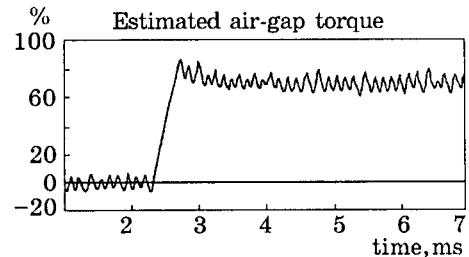


Рис.5.

зованных на микропроцессорном контроллере показывает, что первые, ввиду их значительно меньшей гибкости, имеют смысл лишь для массовых применений при весьма большой серийности однообразной продукции ЭП.

Типичным представителем ЭП с управляющими устройствами новых поколений можно считать 600-ю серию «бездатчиковых» СП для общепромышленного регулируемого асинхронного ЭП фирмы ABB [11]. В этом ЭП реализуются не только векторное управление, но и современные методы оценивания переменных состояния (для регулирования частоты вращения в бездатчиковом приводе необходимо ее оценить по измерениям тока и напряжения), а также система релейного регулирования тока. Структура ЭП фирмы ABB [11] показана на рис.4, диаграмма регулирования момента — на рис.5. Для реализации такого управляющего устройства требуются достаточно мощные вычислительные средства (много-процессорный контроллер).

### Перспективные подходы к синтезу цифрового управления ЭП

Приведем некоторые дополнительные, не претендующие на полноту соображения, касающиеся перспективных подходов к построению систем управления ЭП и проблемных вопросов, требующих исследования.

В последнее время разработаны и реализованы усовершенствованные методы ШИМ, построенные на основе векторного (симплекс-

сного) подхода [9, 10, 14]. Для оптимальных векторных ШИМ характерно отсутствие коммутаций в одной из фаз на периоде модуляции, что существенно, до 2 раз и более снижает коммутационные потери, при 1,5-кратном снижении совокупного по всем фазам числа коммутаций на периоде модуляции (4 вместо 6). Снижение потерь по сравнению с синусоидальной центрированной ШИМ в функции фазового угла выходного напряжения и относительной амплитуды показано в таблице.

Если в качестве фазы, в которой отсутствуют коммутации, выбрать ту, в которой в данный момент ток имеет максимальное значение, то потери на коммутацию силовых элементов СП будут минимальны. Коммутационные потери в нагрузке при этом могут возрастать. Понятно, что может быть обеспечен компромисс, при котором достигается минимальное значение совокупных потерь в двигателе и СП.

Что касается ШИМ, реализуемых в замкнутом контуре, то предложены методы синтеза векторного релейного регулирования [9, 14] (несколько иной подход использован в [10]). Эти методы позволяют совместить регулярность и оптимальность программных ШИМ с достоинствами следящих систем, заключающимися в автоматической компенсации параметрических и внешних возмущений, действующих «внутри» замкнутого контура. Основная идея синтеза векторных релейных следящих систем состоит в установлении поверхностей переключения релейного управления в пространстве ошибок регулирования тока по траекториям, характерным для оптимальных программных ШИМ. В результате реализуется такой же закон коммутации, но уже в следящей системе.

Для матричных преобразователей разработаны эффективные эвристические алгоритмы ШИМ, позволяющие реализовать линейное (с точностью до ШИМ — составляющей) нагружение питающей трехфазной сети с регулируемым фазовым углом между напряжением сети и потребляемым током (для реализации этих алгоритмов нет необходимости измерять токи, достаточно наряду с заданным выходным напряжением иметь информацию о значении напряжения в питающей сети).

Следующие вопросы сгруппированы вокруг спецификации цифрового, точнее процессорного управления: учета последовательно-

Амплитуда, %	Коммутационные потери ШИМ, % (симплексная/центрированная) угол с ортом фазы, рад				
	P/6	P/8	P/12	P/24	0
0	00	00	00	00	00
13	07/04	07/04	06/04	07/04	07/04
25	20/12	20/12	19/12	19/12	19/12
38	34/19	32/20	31/21	31/21	32/21
50	43/24	38/25	36/28	37/30	39/31
63	44/25	36/28	35/38	37/39	40/41
75	37/21	28/26	29/38	33/49	38/53
88	24/14	17/23	23/44	31/63	36/71
99	10/05	09/22	24/56	39/88	44/99

го выполнения операций в управляющем процессоре и связанного с этим запаздывания вычислений. При используемых в настоящее время подходах блок-схема вычислений неинформативна, она иллюстрирует лишь применяемый метод численного интегрирования (часто используется модификация методов Рунге-Кутта), а требования к шагу вычислений весьма жесткие, так как речь идет о численном интегрировании в реальном времени. Прямой, «лобовой» перенос методов, отработанных в аналоговых системах управления, на цифровые системы неэффективен, представляется, что при этом требуемая вычислительная мощность (скорость вычислений) существенно завышается.

Главным для цифровых систем является то, что наблюдатели должны быть построены на основе полученной аналитически (точной) дискретной (разностной) модели процессов в объекте управления. Это позволяет увеличить временной интервал дискретизации процессов, вплоть до требуемого времени реакции на действие возмущений. Типовое значение требуемой реакции в ЭП составляет в большинстве применений не более 1 мс (в отличие от 20 мкс, необходимых для цифровой системы, реализованной по соответствующей структуре аналогового привода).

Основанные на разностных моделях процессы оценивания имеют существенные отличия от систем оценивания с непрерывным временем. В разностных системах возможна постановка и прозрачен путь решения задач, совершенно не очевидных при традиционном подходе. Это объясняется тем, что набор возможных движений в разностных системах «богаче», чем в системах с непре-

рывным временем: между движениями в этих системах, как известно, нет взаимно однозначного соответствия.

В частности, возможно построение цифрового наблюдателя, в котором оценки переменных состояния формируются автономно [9, 14]. В таком наблюдателе на каждом шаге запоминаются текущие и прошлые значения измерений и управлений. Число запоминаемых измерений равно числу оценок. Оценки (линейные функции измерений и управлений) вычисляются независимо, следовательно, возможны пошаговая, отдельная настройка оценок по каждой переменной и разработка инженерной методики синтеза наблюдателя.

В рамках указанного подхода может быть поставлена и решена задача оптимального быстродействия системы оценивания. Дело в том, что появление ошибок оценивания инициируется несоответствием принимающей математической модели и реальных процессов. Для ЭП наглядным примером является скачкообразное изменение момента нагрузки, относительно которого обычно принимается довольно простая модель (например, что момент нагрузки неизвестен, но постоянен или достаточно медленно изменяется во времени). В момент, предшествующий очередному «набросу» момента нагрузки, переменные оцениваются точно. Знание начальных значений позволяет оптимизировать переходный процесс. Специалисты в области управления помнят те надежды, которые возлагались на модальное управление: казалось бы, возможность произвольного назначения мод должна приводить к возможности произвольно устанавливать характер переходных процессов. Оказалось что это не так: в оценках «быстрого» наблюдателя появляются д-образные составляющие и их производные, которые, воздействуя на объект через канал управления, вызывают соответствующие изменения начальных значений переменных состояния.

Имеется очевидное решение задачи совместной идентификации состояния и параметров: при увеличении числа запоминаемых прошлых значений измерений и управлений до необходимого значения (вообще говоря, равного совокупному числу оцениваемых переменных и параметров) из системы уравнений можно получить (нелинейные) функции измерений и управлений, значения которых будут представлять оценки как пере-

менных, так и параметров. Заметим, что параметры могут быть определены только в определенных режимах работы (например, момент инерции двигателя невозможно определить, если в эксперименте частота вращения ротора постоянна). Любопытно, что условия разрешимости уравнений в тестовых системах ЭП автоматически дают необходимые требования к режиму двигателя. Связь подобных разностных систем идентификации с системами с непрерывным временем пока не выяснена.

Еще один аспект построения цифровых систем управления необходимо затронуть хотя бы в постановочном плане. Имеется в виду следующее: уравнения двигателей переменного тока векторные, измерения этих величин также можно назвать векторными в том смысле, что измеряются одновременно все компоненты векторов (или соответствующих фазных составляющих) напряжений и токов. Между тем, в разностных системах возможно проведение скалярных измерений, т.е. осуществление одного измерения тока и напряжения поочередно в фазах двигателя. Микропроцессорная реализация скалярных измерений проще, так как можно использовать стандартные АЦП и УВХ.

Автономная идентификация не позволяет совмещать оценивание и фильтрацию полученных значений. Однако появляется новое свойство: возможность автономной фильтрации — при наличии оценок сразу всех переменных (а также и параметров) степень фильтрации по каждой из них может устанавливаться независимо.

Из относительно новых подходов к задаче цифрового регулирования отметим использование дискретного скользящего режима [9], который представляется как естественное распространение скользящего режима в системах с непрерывным временем на разностные системы. При этом имеет место конечно-шаговое попадание изображающей точки на многообразие скольжения, точное (в разностной системе) движение по этому многообразию, а величина управления ограничена.

Для перспективных цифровых систем управления ЭП, основанных на разностных моделях, структура системы управления теряет свою информативность; напротив, более наглядной становится блок-схема вычислений, отражающая последовательность выполнения соответствующих операций. На

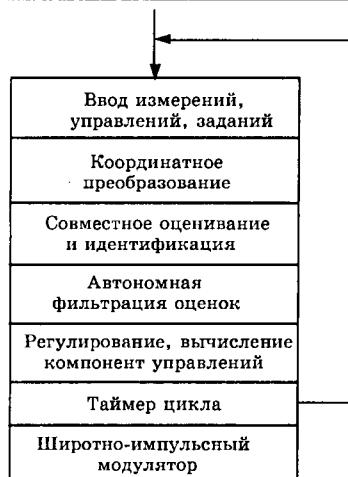


Рис.6.

рис.6 показан пример блок-схемы вычислений для системы «бездатчикового» синхронного ЭП.

Есть ряд перспективных направлений, требующих проведения научно-исследовательских работ. Отметим декомпозицию темпов цифрового управления, которая ос-

новывается на блочном подходе и раскрывает «внутреннюю» структуру объекта. Блочный синтез применим во всех задачах управления: при оценивании и идентификации, фильтрации, регулировании, синтезе инвариантных и оптимальных систем. Декомпозиция темпов управления позволит существенно снизить требования к вычислительной мощности управляющего контроллера ЭП, однако потребует усложнения программного обеспечения.

Таким образом, имеются эффективные автономные цифровые процедуры совместного оценивания состояния и параметров ЭП, фильтрации, векторного регулирования. Эти подходы позволяют реализовать качественные системы цифрового управления ЭП, причем не требуется использовать мощный управляющий контроллер. Вопрос, впрочем, не ограничивается лишь уменьшением объема и скорости вычислений: принципиальна возможность новых постановок и решений задач идентификации и регулирования, а также перспектива разработки инженерных методик отладки цифровых систем управления ЭП. Излагаемые подходы в основном апробированы на уровне макетов ЭП.

#### Список литературы

1. Hewit J. Mechatronics Design — The Key to Performance Enhancement//Proc of the ICRA'95, Istanbul, Turkey, Aug. 1995.
2. Hung J.C. Practical Industrial Control Techniques //Proc of the IECON'94, Bologna, Italy, Sept. 1994.
3. Богачев Ю.П., Изосимов Д.Б. Электропривод нетрадиционных транспортных средств//Приводная техника. 1998. № 2.
4. Tolicas and James O'Rourke. Motors in the Year 2000. 1997, PCIM, webmaster@pcim. com.

5. Miller T.J.E. Switch Reluctance Motor and Their Control//Magna Physics Publishing&Clarendon Press, 1993.

6. Vagati A. The Synchronous Reluctance Solution: a New Alternative in A.C.Drives//Proc of the IECON'94, Bologna, Italy, Sept. 1994.

7. Флоренцев С.Н., Ковалев Ф.И. Современная элементная база электроники//Электротехника. 1996. № 4. С.2—4.

8. Izosimov D. AC Drives Development for New Generation Electrical Vehicles//Proceedings of the EVS-15, Oct. 1—3, 1998, Brussels, Belgium. CD-ROM.

9. Изосимов Д.Б. Новые подходы к синтезу цифрового управления в электроприводах переменного тока //Приводная техника. 1997. № 4, 5.

10. Holtz. J. Pulsewidth modulation — a survey//Proc. of the PESC'92. P.11—18.

11. Pohjalainen P. Vaantomomentin kaksi-pistesataoihin perustava invartetin valiton ohjans oikosulkumuoottorikaytossa//Master's Thesis, 1987.

12. Fornel B. de, Pietrzak-David M., Roboam X. State observers for the control of the AC variable speed drives//Proc. of the PEMC'96, Budapest, Hungary, Sept. 1996.

13. Ruprecht Gabriel. Microelectronics, the Driving Force in the Development of Electrical Drives//EPE Journal. 1993. Vol. 3., № 1.

14. Izosimov D., Kozachenko V., Ryvkin S. Approaches to Solve Digital Control Synthesis Problems and Advanced Pulswidth Modulation Algorithmes For AC Drives Applications//Proceedings of the IECON'98, Aachen, Germany, 1998.



**Изосимов Дмитрий Борисович** — заведующий отделом управления электромеханическими системами института проблем управления РАН, исполнительный директор российской ассоциации электромобилистов — Росэлектротранс. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию по прикладным проблемам синтеза систем скользящего электропривода. Область интересов — системы цифрового управления, электропривод, в том числе электропривод транспортных средств.

#### Козаченко Владимир Филиппович

— доцент кафедры автоматизированного электропривода МЭИ, руководитель лаборатории микропроцессорных систем управления электроприводами, директор учебно-научно-консультационного центра «Texas Instruments — МЭИ». Кандидат технических наук. Область интересов — разработка преобразователей частоты для управления электроприводами, а также прецизионных приводов для робототехники, лазерной техники, гибкого автоматизированного производства.



# **Анализ работы системы транзисторный инвертор — асинхронный двигатель методом двух составляющих**

**А.Х.ШОГЕНОВ, канд.техн.наук (МП «Электротехнология», г.Нальчик),  
И.Н.ШЕВЕЛЕВ, инж. (Кабардино-Балкарский ГУ)**

*Развит метод двух составляющих применительно к системе транзисторный инвертор — асинхронный двигатель повышенной частоты. Выведены формулы для расчетов основных электрических величин в системе. Теоретические выкладки подтверждены экспериментально.*

Анализ работы транзисторных инверторов, в том числе трехфазного мостового (ТМИ), на активно-индуктивную нагрузку методом последовательных интервалов впервые проведен О.И.Хасаевым [1]. Им же и другими, в том числе автором [2], проделана аналогичная работа при питании асинхронного двигателя от ТМИ методом гармонического анализа. Между тем более простым является метод двух составляющих, предложенный в [3] и несколько иначе рассмотренный в [2, 4]. Этот метод при сохранении «наглядности» происходящих в системе ТМИ — нагрузка электромагнитных процессов позволяет делать инженерные расчеты на стадии ее проектирования. При решении такой задачи методом гармонического анализа все процессы в системе формализуются, а объем вычислительных работ значителен даже при современных технических средствах их механизации. Тем не менее применение метода двух составляющих практически ограничилось в прошлом лишь расчетами мгновенных значений токов системы ТМИ — нагрузка [2, 4, 5].

Цель настоящей статьи — развить этот метод до возможности его использования для проектирования транзисторных преобразователей, питающих электроинструменты с производными асинхронными двигателями повышенной частоты (АДПЧ). Актуальность создания универсальных агрегатов, состоящих из транзисторных преобразователей и электроинструментов повышенной частоты, существенно возросла с появлением в СНГ малого производства — индивидуальная трудовая деятельность, производственные кооперативы и товарищества, крестьянские и фермерские хозяйства и т.п.

Прежде всего условимся о следующем:

- АДПЧ представляется линейной цепью;
- известны его паспортные данные и параметры схемы замещения, например, у используемого нами для экспериментов при-

водного АДПЧ электростригальной машины типа МС-200М  $f_n = 200$  Гц,  $U_n = 36$  В,  $I_n = 3,45$  А,  $\cos\phi_n = 0,72$ ,  $P_{2n} = 90$  Вт,  $\eta_n = 0,58$ ,  $r_1 = 2,9$  Ом,  $x_1 = 2,0$  Ом,  $r_2' = 2,9$  Ом,  $x_2' = 1,7$  Ом,  $r_m = 4$  Ом,  $x_m = 21$  Ом, номинальное скольжение  $s_n = 0,115$ ; обмотки АДПЧ соединены в треугольник (однако для методического удобства в статье рассматривается случай их соединения в звезду, а результаты распространяются в конце и на треугольник);

— ТМИ — идеальный источник напряжения без потерь, в котором угол проводимости транзисторов равен  $\pi$ ;

— напряжение питания ТМИ  $U_n$  — идеально гладкое и стабилизированное.

Характерными особенностями мгновенного значения фазного напряжения и на выходе ТМИ являются:

его гармонический состав определяется рядом вида

$$u = \pm \frac{2U_n}{\pi v} \sum_v^{\infty} \sin v\omega t,$$

где  $v = 1, 5, 7\dots$  — натуральный ряд чисел, в котором отсутствуют числа, кратные 2 и 3; знак + ставится перед гармониками прямой последовательности (1, 7, 13...), — обратной (5, 11, 17...);

связь между  $U_n$ , его действующим значением  $U_d$  и действующим значением основной гармоники  $U$

$$U_d = \sqrt{\frac{2}{9}} U_n; \quad U_n = \frac{\pi U}{\sqrt{2}}; \quad U = \frac{\sqrt{2}U_n}{\pi};$$

последнее приравнивается к синусоидальному фазному напряжению питания АДПЧ (в частном случае — номинальному).

Сущность метода двух составляющих заключается в следующем [2, 4]. При работе АДПЧ от ТМИ потребляемый им фазный (в рассматриваемом случае и линейный) несинусоидальный ток  $i$  представляется состоящим из синусоидального  $i_c$ , равного току

основной гармоники, и несинусоидального  $I_b$ , представляющего собой сумму всех высших гармоник, т.е.

$$i = i_c + i_b. \quad (1)$$

Несинусоидальный ток  $i_b$  находится из следующих соображений. Известно, что между скольжением ротора АДПЧ в полях  $v$  гармоник  $s_v$  и основной  $s$  существует связь

$$s_v = 1 \mp \frac{1-s}{v},$$

где знак  $-$  соответствует гармоникам прямой последовательности,  $+$  — обратной.

Из выражения для  $s_v$  следует, что при изменении  $s$  в широких пределах ( $0-1$ )  $s_v$  меняется незначительно: в полях гармоник  $7, 13, 19 - 0,86-1,0; 5, 11, 17 - 1,2-1,0$ . На основании этого, распространив (1) на квазипусковой режим АДПЧ, получим:

$$i_p = i_{p.c} + i_{p.v}, \quad (2)$$

где  $i_p$  и  $i_{p.c}$  — несинусоидальный и синусоидальный фазные пусковые токи соответственно;  $i_{p.v}$  — сумма всех высших гармоник токов при пуске АДПЧ.

Приняв  $i_b \approx i_{p.v} = \text{const}$ , (1) с учетом (2) перепишем в следующем виде:

$$i = i_c + i_p - i_{p.c}, \quad (3)$$

где согласно [1, 2]

$$i_c = \frac{\sqrt{2}U \cos \varphi_c}{r_c} \sin(\omega t - \varphi_c); \quad (4)$$

$$i_{p.c} = \frac{\sqrt{2}U \cos \varphi_{p.c}}{r_{p.c}} \sin(\omega t - \varphi_{p.c}); \quad (5)$$

$$i_p = \frac{\pi U}{\sqrt{18} r_p} \left\{ \begin{array}{l} 1 - \frac{(1+a_p)(2-a_p)}{1+a_p^3} e^{-\frac{t}{\tau_p}}, \quad t \in (0, T/6) \\ 2 - \frac{(1+a_p)^2}{1+a_p^3} e^{-\frac{t-T/6}{\tau_p}}, \quad t \in (T/6, T/3) \\ 1 + \frac{(1+a_p)(1-2a_p)}{1+a_p^3} e^{-\frac{t-T/3}{\tau_p}}, \quad t \in (T/3, T/2) \end{array} \right\}; \quad (6)$$

$$\tau_p = \frac{L_p}{r_p} = \frac{X_p}{\omega r_p} = \frac{\operatorname{tg} \varphi_p}{\omega};$$

$$a_p = \exp\left(-\frac{1}{6f\tau_p}\right) = \exp\left(-\frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi_p}\right).$$

Действующее значение несинусоидального тока, потребляемого АДПЧ,

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

С учетом (3) — (6)

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{U^2 \cos^2 \varphi_c}{r_c^2} + \frac{\pi^2 U^2 \cos^2 \varphi_p}{9r_p^2} + \frac{U^2 \cos^2 \varphi_{p.c}}{r_{p.c}^2} +} \\ &\rightarrow \frac{2U^2 \cos \varphi_c \cos \varphi_p}{r_c r_p} \cos(\varphi_c - \varphi_p) - \\ &\rightarrow \frac{2U^2 \cos \varphi_p \cos \varphi_{p.c}}{r_p r_{p.c}} \cos(\varphi_p - \varphi_{p.c}) - \\ &\rightarrow \frac{2U^2 \cos \varphi_c \cos \varphi_{p.c}}{r_c r_{p.c}} \cos(\varphi_{p.c} - \varphi_c), \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$\cos \varphi_p = \sqrt{1 - 3f\tau_p \frac{(1-a_p)(1+a_p)^2}{1+a_p^3}}.$$

На практике  $r_{p.c}$  и  $\varphi_{p.c}$  близки к  $r_p$  и  $\varphi_p$ , соответственно. Поэтому, приняв  $r_{p.c} \approx r_p$ ,  $\varphi_{p.c} \approx \varphi_p$ , выражение (7) перепишем так:

$$I = \sqrt{\frac{U^2 \cos^2 \varphi_c}{r_c^2} + \frac{\pi^2 U^2 \cos^2 \varphi_p}{9r_p^2} - \frac{U^2 \cos^2 \varphi_{p.c}}{r_{p.c}^2}}. \quad (7')$$

Тогда в (4) — (7') рабочие значения  $r_c$ ,  $\varphi_c$  и пусковые  $r_{p.c} \approx r_p$ ,  $\varphi_{p.c} \approx \varphi_p$ ,  $\tau_p \approx \tau_{p.c}$ ,  $a_p \approx a_{p.c}$  определяются с помощью эквивалентных сопротивлений схемы замещения АДПЧ при соответствующих скольжениях ротора  $s$  в поле основной гармоники, т.е. [2]:

$$r = r_1 + \frac{r'_2/s [r_m(r'_2/s' + r_m) + x_m^2] + (x'_2)^2 r_m}{(r'_2/s + r_m)^2 + (x'_2 + x_m)^2},$$

$$x = x_1 + \frac{x'_2 [x_m(x'_2 + x_m) + r_m^2] + (r'_2/s)^2 x_m}{(r'_2/s + r_m)^2 + (x'_2 + x_m)^2}.$$

Известно [1, 2], что мгновенное значение тока  $i_{p.p}$  на входе в ТМИ при активно-индуктивной нагрузке носит пилообразный характер, меняясь с частотой  $6f$  или периодом  $T/6$ , в течение которого оно равно линейному току нагрузки  $i$ , т.е.  $i_{p.p} = i = i_c + i_p - i_{p.c}$ . При этом, если при пуске АДПЧ  $r_p$ ,  $r_{p.c}$ ,  $\cos \varphi_p$ ,  $\cos \varphi_{p.c}$ ,  $i_p$ ,  $i_{p.c}$  являются фиксированными величинами для данного двигателя, то при его рабочем режиме  $r_c$ ,  $\cos \varphi_c$ ,  $i_c$  меняются в из-

вестных пределах. Следовательно, среднее значение тока  $I_{cp}$  на входе в ТМИ также будет меняться от интервала к интервалу, равных  $T/6$ . Поэтому определим наибольшее  $I_{cp}$ . Для этого сначала совместим  $i_c$  с  $u$ , затем наложим  $I_{cp}$ ,  $I_{c,sp}$ ,  $I_{n,c,sp}$ , вычисленные на том интервале, где находилсяся  $I_{cp}$  по [1], т.е.

$$I_{cp} = \frac{6}{T} \int_{T/6}^{T/3} (i'_c + i_n - i_{n,c}) dt,$$

где

$$i'_c = \frac{\sqrt{2}U \cos \varphi_c \sin \omega t}{r_c}.$$

С учетом (5), (6)

$$I_{cp} = \frac{\sqrt{18}U \cos \varphi_c}{\pi r_c} + \frac{\sqrt{2}\pi U \cos^2 \varphi_n}{3r_n} - \frac{\sqrt{18}U \cos^2 \varphi_{n,c}}{\pi r_n}. \quad (8)$$

Полная и активная мощности, имеющие место в системе ТМИ—АДПЧ,

$$S = 3U_d I = \pi U I; \quad (9)$$

$$P = U_n I_{cp} = \frac{\pi U}{\sqrt{2}} I_{cp} = 3UI_c \cos \varphi_c + P_b, \quad (10)$$

где  $P_c = 3UI_c \cos \varphi_c$  — активная мощность, потребляемая АДПЧ на первой гармонике;  $P_b$  — активная мощность, теряемая на ТМИ ( $\Delta P_n$ ) и АДПЧ ( $\Delta P_d$ ), т.е.

$$P_b = \Delta P_n + \Delta P_d. \quad (11)$$

Активная мощность, теряемая (потребляемая) на АДПЧ от токов высших гармоник,

$$\Delta P_d \approx 3I_b^2 r_c \approx 3(I^2 - I_c^2)r_c. \quad (12)$$

Тогда потери в ТМИ

$$\Delta P_n \approx P_b - \Delta P_d = \frac{\pi UI_{cp}}{\sqrt{2}} - 3UI_c \cos \varphi_c - 3(I^2 - I_c^2)r_c, \quad (13)$$

а его КПД

$$\eta_n = \frac{P - \Delta P_n}{P} = 1 - \frac{\Delta P_n}{P}.$$

Для выбора по току транзисторов ТМИ, работающего на одиночные и групповые АДПЧ, необходимо знать максимальные значения пускового  $I_{nm}$  и рабочего  $I_m$  токов. Первый фиксируется точно и определяется из (6) при  $t = T/3$ , т.е.

$$I_{nm} = \frac{\pi U}{\sqrt{18}r_n} \frac{(2 - a_n)(1 - a_n^2)}{1 + a_n^3}. \quad (14)$$

Момент наступления  $I_m$  зависит от скольжения ротора АДПЧ в поле основной гар-

моники  $s$ . Так, если  $s \geq s_n$ ,  $I_m$  наступает при  $t = T/3$ , если  $s < s_n$ , то при  $T/2$ . Например, если  $s = s_x$  (холостой ход)  $I_m$  найдется из (3) при  $t = T/2$ , т.е.

$$I_m = \frac{\sqrt{2}U \cos \varphi_c \sin \varphi_c}{r_c} + \frac{\pi U}{\sqrt{18}r_n} \frac{(1 - a_n)(1 + a_n)^2}{1 + a_n^3} - \frac{\sqrt{2}U \cos \varphi_{n,c} \sin \varphi_{n,c}}{r_{n,c}}. \quad (15)$$

В полученном выражении с ростом  $\cos \varphi_c$  от  $\cos \varphi_x$  (холостой ход) до  $\cos \varphi_n$  соотношение  $\cos \varphi_c \sin \varphi_c / r_c$  меняется незначительно. Это означает примерное равенство  $I_m$  при холостом ходе и номинальном, что наблюдается на практике. В наших экспериментах указанная разница не превышала 3%.

Выражения (7)—(15), при желании, можно записать компактнее. Графики изменения мгновенных значений фазного напряжения  $u$ , токов  $i_n$ ,  $i_{n,c}$ ,  $i_c$  (при номинальной нагрузке (рис. 1), а также тока  $i$  при холостом ходе (рис. 2) АДПЧ, рассчитанные и построенные на компьютере по выражениям (6) — (3), соответственно, отражают довольно достоверно реальную картину процессов, происходящих в системе ТМИ—АДПЧ.

В заключение отметим следующее:

- при соединении обмоток АДПЧ в треугольник правые части уравнений (4) — (15) следует умножить на 3;

- значения величин, рассчитанные по

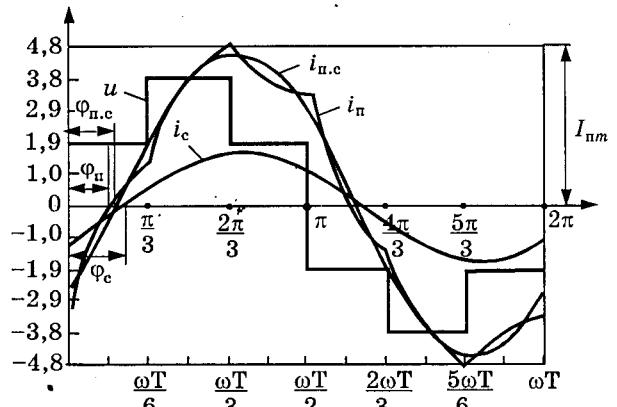


Рис.1.

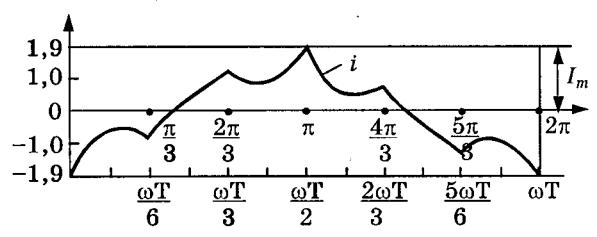


Рис.2.

(7)–(15), совпадают с измеренными экспериментально в пределах допустимого для инженерных расчетов (несовпадения порядка  $\pm 5\%$  в сторону завышения); при желании их можно откорректировать поправочными коэффициентами, учитывающими ранее принятые допущения ( $s_{v>1} \approx 1$ ,  $i_v \approx i_{n.v}$  и др.).

#### Список литературы

1. Хасаев О.И. Исследование транзисторных инверторов при работе с асинхронным двигателем. Дис. канд.техн.наук. М., 1963.

2. Шогенов А.Х. Исследование транзисторного преобразователя частоты для питания сельскохозяйственных электрифицированных инструментов, машин и орудий. Дис. канд.техн.наук. М., 1968.

3. Аранчий Г.В. и др. Метод анализа автономных инверторов, питающих асинхронный двигатель//Электротехника. 1965. № 5.

4. Шубенко В.А. и др. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. М.: Энергия, 1967.

5. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. М: Энергия, 1977.

## Мощный однотактный преобразователь постоянного напряжения с «мягкой» коммутацией силового ключа

С.Д.РУДЫК, канд.техн.наук, В.Е.ТУРЧАНИНОВ, инж., С.Н.ФЛОРЕНЦЕВ, канд.техн.наук

*Представлены результаты разработки базовой схемы однотактной одноключевой ячейки преобразователя напряжения с выходной мощностью 2–5 кВт. Особое внимание уделено вопросам снижения динамических потерь в силовом ключевом элементе.*

В настоящее время однотактные преобразователи постоянного напряжения в постоянное (DC–DC), в силу присущих им достоинств и достигнутого уровня элементной базы, широко используются практически в том же диапазоне входных напряжений и выходных мощностей, что и двухтактные.

Наибольшее практическое применение в устройствах большой мощности нашла схема однотактного полумостового преобразователя (рис.1,*a*) [1], содержащая, как и двухтактный полумостовой преобразователь [1], два управляемых ключа, которые, при прочих равных условиях, имеют в обеих схемах одинаковые значения напряжений и токов на транзисторах. Характерной особенностью однотактного двухключевого преобразователя является фиксация напряжения на закрытых транзисторах, практически, на уровне входного напряжения питания, независимо от значения индуктивности рассеивания, приведенной к первичной обмотке трансформатора (рис.1).

Конечное значение индуктивности рассеивания, приведенное к первичной обмотке трансформатора, присутствует всегда и зависит как от конструкции трансформатора, так и от его мощности.

Наличие индуктивности рассеивания трансформатора приводит в однотактном полумостовом преобразователе к следующим отрицательным последствиям:

а) уменьшается реальный коэффициент заполнения импульсов напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора, что приводит к увеличению амплитуды тока силовых ключей и соответствующему росту статических потерь в ключах;

б) увеличиваются динамические потери в ключах на этапах выключения.

К положительным последствиям наличия этой индуктивности можно отнести то, что в большинстве практических случаев при выходных мощностях, превышающих несколько сотен ватт, легко могут быть получены близкие к нулю динамические потери при включении силовых ключей. Это объясняется тем, что в мощных устройствах силовой трансформатор, с одной стороны, пре-

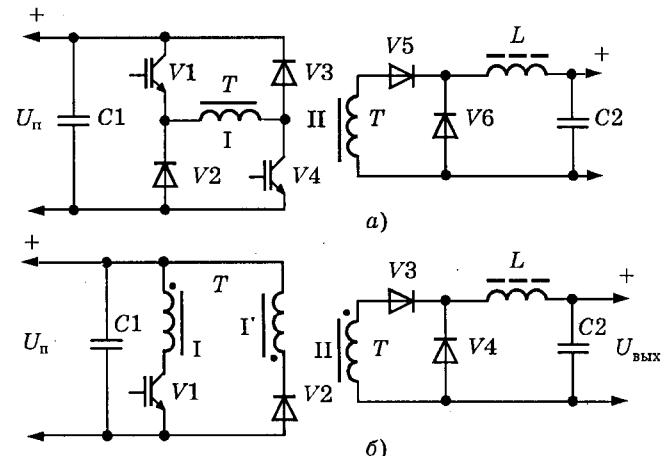


Рис.1

имущественно оптимизируется по совокупности критериев: массе, габаритам, перегреву, а, с другой стороны, применение известных конструктивных способов минимизации индуктивности рассеивания вызывает определенные трудности. При этом редко могут быть достигнуты такие значения индуктивности рассеивания, которые не определяли бы длительность нарастания тока в первичной обмотке трансформатора.

В мощных  $DC-DC$  преобразователях при применении современных быстродействующих транзисторов (MOSFET, IGBT) и согласованных с ними быстровосстанавливающихся диодов повышению выходной мощности и частоты коммутации в большей степени препятствуют увеличивающиеся статические потери в ключах, вызванные уменьшением реального коэффициента заполнения импульсов напряжения на вторичной обмотке трансформатора, чем динамические потери при выключении ключей, доля которых может быть значительно уменьшена при применении соответствующих цепей коррекции. Поэтому любые методы снижения значения индуктивности рассеивания трансформатора становятся все более актуальными по мере увеличения выходной мощности преобразователей [2].

Достигнутый уровень элементной базы позволяет во многих случаях отказаться от эквивалентного последовательного соединения силовых транзисторов, характерного для схемы однотактного полумостового преобразователя (рис.1,а), и перейти к одноключевым схемам.

Наибольшее применение нашла схема однотактного преобразователя с размагничивающей обмоткой (рис.1,б) [3].

В преобразователе с размагничивающей обмоткой имеется только один транзисторный ключ с напряжением, равным двойному напряжению входного напряжения питания с некоторым небольшим запасом.

Доля размагничивающей обмотки  $I'$  в объеме и массе трансформатора весьма незначительна, и если ее не принимать во внимание, то по объему и массе трансформатора и дросселя он тождественен однотактному полумостовому преобразователю, при прочих равных условиях. Данная схема преобразователя широко применяется при малых и умеренных мощностях. Применение ее на больших мощностях ограничено характерным недостатком. Его суть состоит в том,

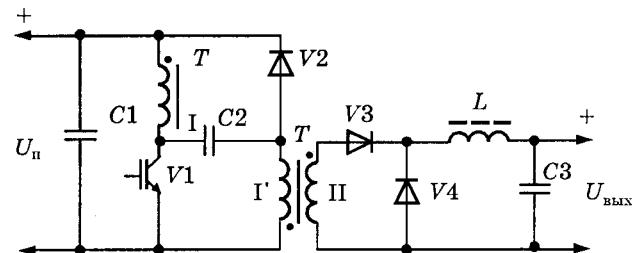


Рис.2

что уровень напряжения на закрытом транзисторе не жестко фиксирован значением двойного входного напряжения, а превышает его и зависит от индуктивности рассеивания, приведенной к первичной обмотке, которая определена рядом факторов. Одним из известных способов уменьшения амплитуды напряжения на силовом ключе является введение «поперечного» конденсатора (рис.2 [4,5]). Здесь, при достаточно большой емкости конденсатора  $C_2$ , среднее значение напряжения на нем равно входному напряжению  $U_{in}$ , что и позволяет через диод  $V_2$  замкнуть контур фиксации напряжения (рис.2).

При этом напряжение на закрытом транзисторе может быть жестко фиксировано, практически на уровне  $2U_{in}$ . К сожалению, при этом схеме стали присущи некоторые негативные свойства, которые препятствуют дальнейшему расширению области ее применения в сторону больших мощностей:

- 1) увеличение габаритной мощности трансформатора из-за неформированного ответвления части активной составляющей тока нагрузки из первичной обмотки  $I$  в размагничивающую обмотку  $I'$  трансформатора и появление в токах обмоток  $I$  и  $I'$  дополнительной составляющей с частотой, кратной частоте пульсаций входного питающего напряжения;

- 2) появление в токе транзистора  $V_1$  дополнительной составляющей с частотой, кратной частоте пульсаций входного питающего напряжения.

Между собой эти два явления связаны таким образом, что уменьшение отрицательного влияния от одного ведет к увеличению отрицательного влияния от другого и наоборот.

В предлагаемой новой схеме (рис.3) удалось устранить упомянутые недостатки.

На рис.3,а приведена базовая схема преобразователя, а на рис.3,б — ее вариант, обеспечивающий выключение ключа при нуле-

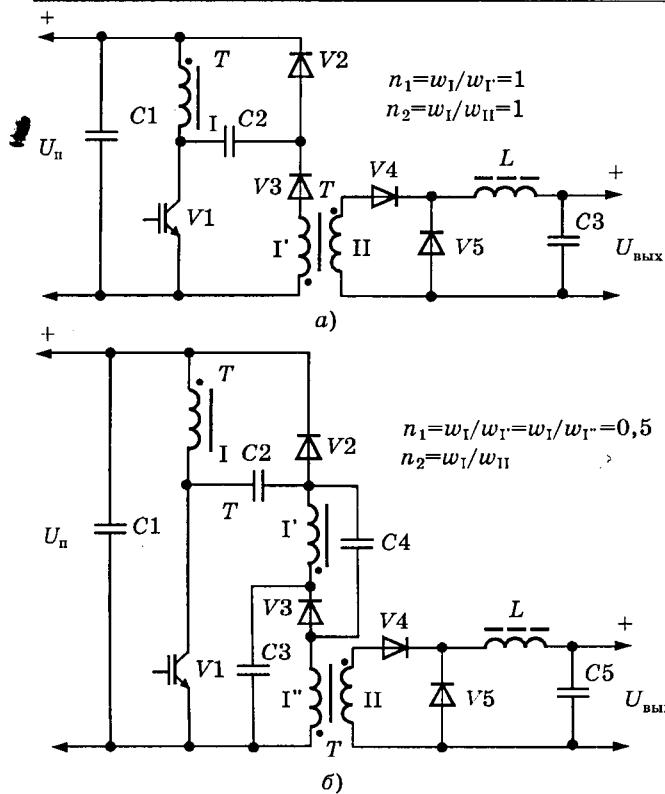


Рис.3.

вом напряжении. Эффект включения ключа при практически равном нулю токе легко может быть получен в этих схемах путем обеспечения соответствующего значения индуктивности рассеивания трансформатора.

На рис.4 приведены временные диаграммы, объясняющие работу преобразователя на рис.3, на рис.5 — эквивалентные схемы для различных интервалов времени на периоде коммутации ключа.

Базовая схема преобразователя (рис.3, а) отличается от приведенных ранее одним вновь введенным элементом — диодом, наличие которого меняет характер некоторых процессов в схеме:

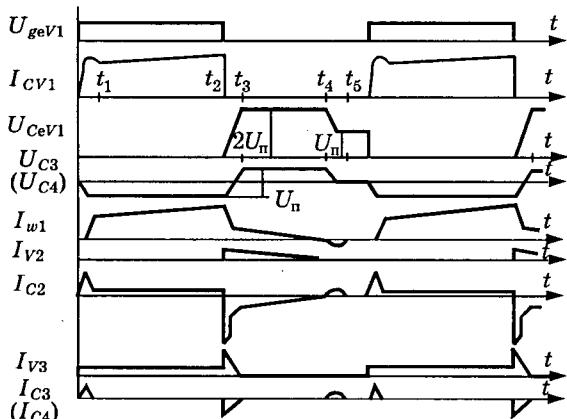


Рис.4.

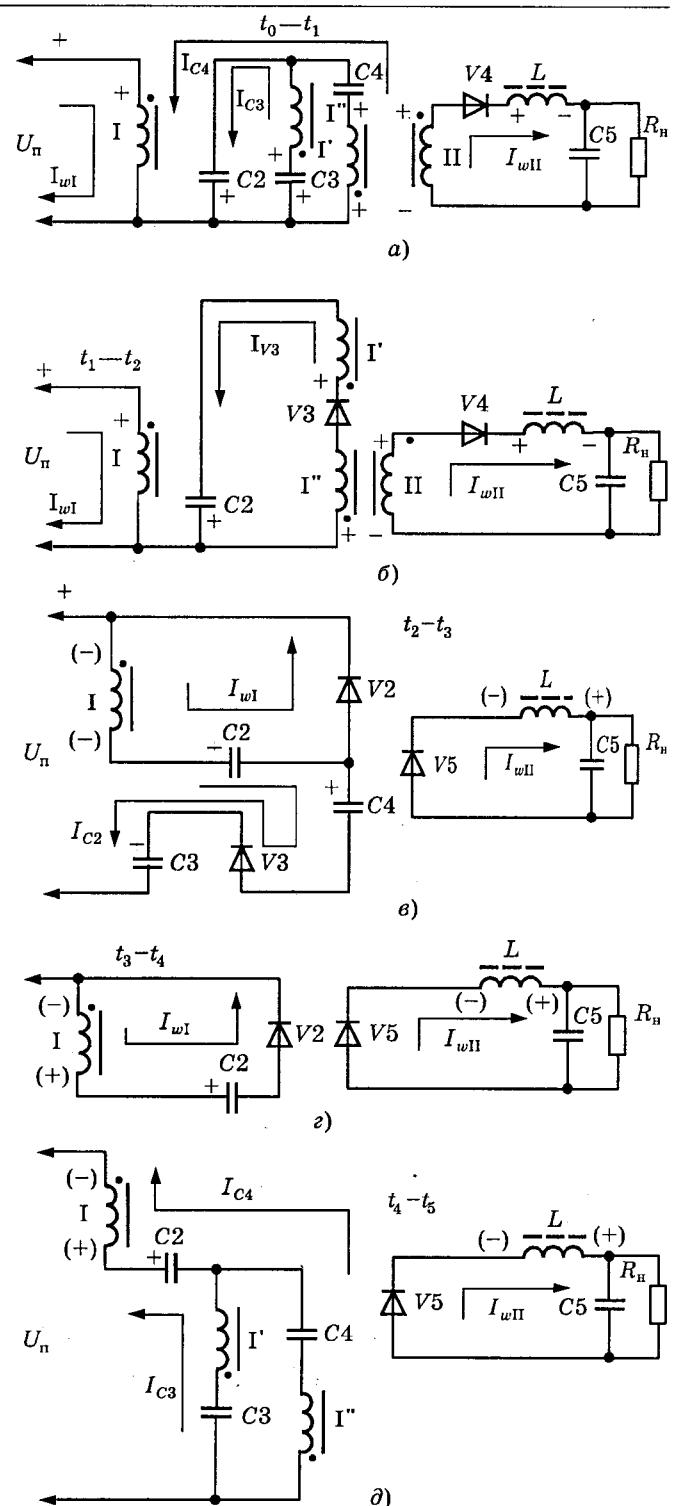


Рис.5.

1) как накопление реактивной энергии в индуктивностях рассеивания и намагничивания трансформатора, так и ее рекуперация («размагничивание») происходят по одной и той же обмотке  $I$ , что, во-первых, упрощает конструкцию трансформатора в части отсутствия требования хорошей магнитной связи обмоток  $I$  и  $\Gamma'$ , во-вторых, позволяет получить более низкое приведенное значение индуктивности рассеивания перв-

вичной обмотки  $I$  относительно вторичной силовой обмотки, и, в третьих, за счет существенного увеличения длительности фронта спада тока обмотки  $I$  уменьшить долю потерь в ней, вызванную поверхностным эффектом;

2) отсутствие дополнительного тока с частотой, кратной частоте пульсаций выпрямленного входного напряжения, как в токе транзистора, так и в токе первичных обмоток без ограничения значения емкости фиксирующего конденсатора  $C_2$ ;

3) обмотка  $I'$  уже не служит обмоткой «размагничивания» трансформатора, по ней протекает ток перезаряда конденсатора  $C_2$  на интервале замкнутого состояния ключа.

Для уменьшения динамических потерь при выключении силового ключа диод  $V_3$  может быть включен между двумя равными половинами обмотки  $I'$  и  $I''$ , дополнительно могут быть введены в схему корректирующие конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$ . При этом перезаряд конденсатора на интервале открытого состояния силового ключа происходит через приведенное сопротивление нагрузки преобразователя. Таким образом, для ограничения тока перезаряда не требуется введения дополнительного токоограничивающего элемента (например, дросселя или резистора).

Описанная схема преобразователя была экспериментально исследована в макетном образце источника сварочного тока со следующими параметрами:

Входное питающее напряжение $U_n$ , В .....	270—340
Выходное номинальное напряжение, В .....	26
Выходная мощность на нагрузке, Вт .....	3900
Частота коммутации ключа, кГц .....	20

При этом в качестве силового ключа были применены три параллельно соединенные IGBT прибора типа BUP314 ( $U_{ces} = 1200$  В,  $U_{cesat} < 3,5$  В,  $I_c = 33$  А). Дальнейшее улучшение энергетических показателей схемы может быть обеспечено применением Ultra-Fast IGBT или Cool-MOS™ MOSFET-транзисторов, имеющих меньшие статические и динамические потери при высоких скоростях коммутации.

С учетом описанных процессов переносом функции «размагничивания» на первичную обмотку трансформатора, по мнению авторов, схему рис.3,*a* можно было бы назвать как «однотактный преобразователь с фиксирующей обмоткой трансформатора».

#### Список литературы.

1. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Petkov R. Optimum Design of a High-Power, High-Frequency Transformer//IEEE Trans. on Power Electronics. 1996. Vol. 11, No.1. P. 38—42.
3. Преобразователи с размагничивающей обмоткой в источниках питания//Электроника. 1978. № 3.
4. А.с. 902011 СССР. Импульсный стабилизатор постоянного напряжения//Открытия. Изобретения. 1982. № 4.
5. Пат. 4268898 США//Изобретения за рубежом. 1982. № 4.

## Расчет регулировочной характеристики транзисторных преобразователей напряжения с резонансным контуром в системе MathCAD 7.0 PRO<sup>1</sup>

В.П.ДЬЯКОНОВ, доктор техн.наук, проф., А.А.ПЕНЬКОВ, инж.

Для расчета резонансных преобразователей предложено использовать аналитическое моделирование в среде математической системы MathCAD 7.0 PRO. Выведено соотношение для определения регулировочной характеристики преобразователя с последовательным резонансным контуром с подключением нагрузки к конденсатору контура.

В работе предпринята попытка поэтапного аналитического компьютерного расчета переходных процессов и регулировочных характеристик резонансного инвертора [1, рис.1] с применением новейшей системы символьной математики MathCAD 7.0 PRO [2,3]. В отличие от численного моделирова-

ния схем, в том числе с применением специальных систем схемотехнического моделирования (Pspice, MicroCAP и др.), данный подход позволяет получить обобщенные математические соотношения для каждого этапа расчета с минимальными усилиями пользователя по их получению.

Рассмотрим работу преобразователя с пос-

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

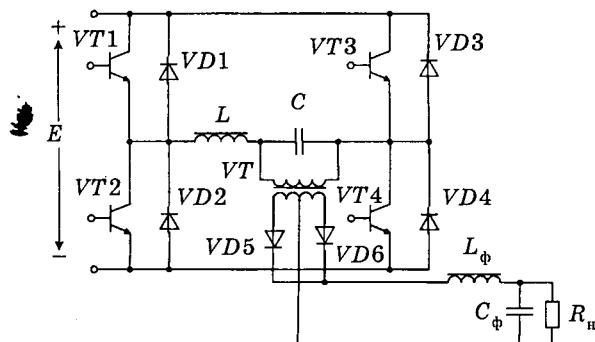


Рис.1. Схема резонансного преобразователя с подключением нагрузки к конденсатору контура

представляет собой последовательным резонансным контуром, с параллельным подключением нагрузки (рис.1) с частотой коммутации, не превосходящей резонансную. Примем при анализе следующие общепринятые допущения:

- пренебрегаем пульсациями напряжения первичного источника  $E$  и тока дросселя фильтра  $L_\Phi$ ;
- трансформаторы в схеме считаем идеальными;
- потери в сердечнике и меди обмотки дросселя, а также в резонансном конденсаторе равны нулю;
- пренебрегаем потерями в полупроводниковых приборах за время открытого состояния;
- время переключения транзисторов и диодов принимаем равным нулю.

Возможны два режима работы — с безразрывным и разрывным токами  $i_L(t)$  контура (рис.2). Режим работы определяется соотношением между сопротивлением нагрузки  $R_h$ , резонансной частотой контура  $\omega_0$  и частотой коммутации  $\omega_k$ . При разрывном режиме работы токи контура  $i_L(t)$ , потребляемый и на выходе выпрямителя, имеют паузу на интервале  $\lambda$  в каждом из полупериодов. При этом интервалы проводящего состояния транзисторов и доводов составляют в сумме  $2\pi$  (рис.2,б).

Для безразрывного режима воспользуемся следующими эквивалентными схемами замещения: для интервала  $\alpha$  — рис.3,а, для интервала  $\beta$  — рис.3,б. Электромагнитные процессы на первом интервале можно описать уравнениями переменных состояния [4]:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{d}{dt} i_{1L}(t) &= u_{1C}(t); \\ C \frac{d}{dt} i_{1C}(t) &= u_{1L}(t) + I_0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

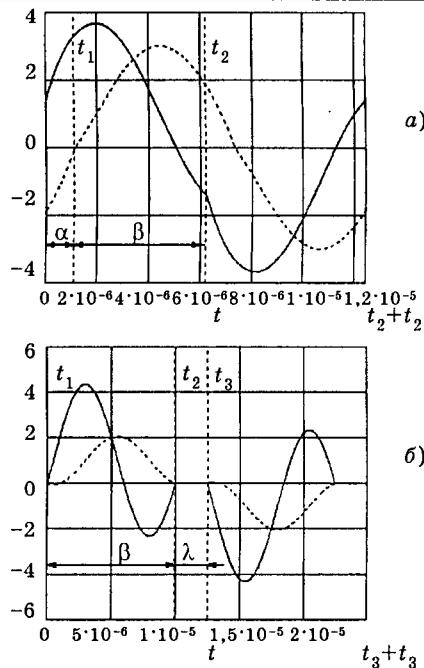


Рис.2. Временные диаграммы  
— ток; - - - - напряжение

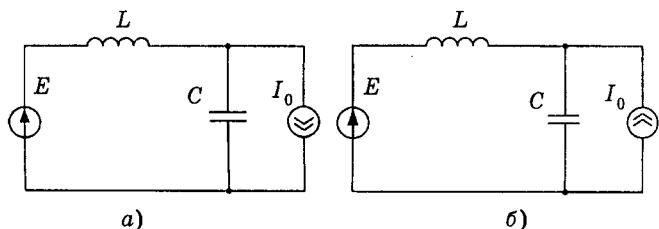


Рис.3. Эквивалентные схемы замещения

где  $E$  — напряжение на входе инвертора;  $L$  и  $C$  — индуктивность и емкость резонансного контура;  $I_0$  — ток нагрузки.

Аналогично для интервала  $\beta$  получаем:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{d}{dt} i_{2L}(t) &= E - u_{2C}(t); \\ C \frac{d}{dt} u_{2C}(t) &= i_{2L}(t) - I_0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Для получения характеристик, независящих от абсолютных значений токов, напряжений и сопротивлений, а также упрощения записи введем нормированные величины:

$$\left. \begin{aligned} u_{*C}(t) &= \frac{u_C(t)}{E}; \quad i_{*L}(t) = \frac{i_L(t)}{I_0}; \quad I_{*L0}(t) = \frac{I_{L0}}{I_0}; \\ i_{*C0}(t) &= \frac{u_{C0}}{u'_h}; \quad x = \frac{u'_h}{E}; \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad \rho = \frac{R_h}{Z}; \quad R'_h = \frac{u'_h}{I'_0}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $I'_0$  и  $u'_h$  — приведенные к контуру первичной обмотки трансформатора напряже-

ние и ток нагрузки;  $I'_0 = I_0 K_k$ ;  $u'_n = u_n / K_k$ ;  $K_k = w_2 / w_1$ ,  $w_1$ ,  $w_2$  — соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора TV;  $R'_n$  — приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки ( $R'_n = R_n / K_k^2$ );  $I_{L0}$  и  $u_{C0}$  — начальные значения тока и напряжения в элементах резонансного контура;  $\rho$  — добротность резонансного контура;  $Z$  — характеристическое сопротивление контура.

MathCAD не имеет функций символьного решения дифференциальных уравнений непосредственно, однако они могут быть легко решены с использованием встроенных в систему операций прямого и обратного преобразований Лапласа. Применяя к (1) и (2) функцию прямого преобразования Лапласа, получаем системы алгебраических уравнений относительно изображений токов и напряжений, которые легко могут быть символьно решены средствами MathCAD. Затем, используя операцию обратного преобразования Лапласа, с учетом обозначений (3), получаем для первого интервала:

$$\left. \begin{aligned} u_{*1C}(t) &= 1 + x \frac{1}{\rho} \sin(\omega_0 t) (1 + I_{*1L0}) - \\ &\quad - \cos(\omega_0 t) (1 - u_{*1C0}); \\ i_{*1L}(t) &= 1 + \frac{\rho}{x} \sin(\omega_0 t) (1 - u_{*1C0}) + \\ &\quad + \cos(\omega_0 t) (I_{*1L0} + 1). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В момент  $t_1 = \alpha / \omega_0$  первый этап заканчивается — напряжение на конденсаторе снижается до нуля, а затем изменяет свою полярность (направление тока  $I'_0$  в первичной обмотке трансформатора также меняется). Схема замещения, соответствующая данному интервалу, приведена на рис.3,б. Протекающие процессы описываются следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{*2C}(t) &= 1 + (I_{*2L0} - 1) x \frac{1}{\rho} \sin(\omega_0 t) - \cos(\omega_0 t); \\ i_{*2L}(t) &= 1 + (I_{*2L0} - 1) \cos(\omega_0 t) + \rho \frac{1}{x} \sin(\omega_0 t). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

В интервале изменения  $0 \leq \alpha = \omega_0 t_2 \leq \pi$  сохраняется безразрывный режим работы преобразователей. Включение второго плеча инвертора происходит в момент времени  $t_2 =$

$= (\alpha + \beta) / \omega_0$ . Вследствие симметричности процессов в схеме достаточно рассмотреть только один полупериод работы, выражения для второго полупериода будут отличаться только знаком.

Определим начальные условия  $U_{*1C0}$ ,  $U_{*2C0}$ ,  $I_{*1L0}$ . Очевидно, что согласно законам коммутации  $I_{*1L}(t_1) = -I_{*2L}(0)$ ,  $I_{*2L}(t_2) = -I_{*1L}(0)$ ,  $U_{*1C}(0) = -U_{*2C}(t_2)$ . Отсюда имеем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} I_{*2L0} &= 1 + \frac{\rho}{x} \sin(1 - u_{*1C0}) + (I_{*1L0} + 1) \cos \alpha; \\ 1 + (I_{*2L0} - 1) \cos \beta + \rho \frac{1}{x} \sin \beta &= I_{*1L0}; \\ I_{*1C0} &= \left[ 1 + x \frac{1}{\rho} \sin \beta (I_{*2L0} - 1) - \cos \beta \right]. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Последовательно применяя функции MathCAD для символьного решения систем уравнений и упрощения выражений (Given...Find→; Simplify) и используя тригонометрические формулы для  $\sin(\alpha \pm \beta)$  и  $\cos(\alpha \pm \beta)$ , получаем:

$$\left. \begin{aligned} I_{*1L0} &= \frac{x(\cos(\alpha + \beta) + 1 - 2 \cos \beta) +}{(-\cos(\alpha + \beta) - 1)x} \\ &\quad + \rho(\sin \beta - \sin \alpha + 2 \cos \beta \sin \alpha); \\ I_{*2L0} &= \frac{\rho(\sin(\alpha + \beta) - 2 \sin \alpha) +}{(-\cos(\alpha + \beta) - 1)x} \\ &\quad + x(-\cos(\alpha + \beta) + 1); \\ u_{*1C0} &= \frac{\rho((- \cos \beta) + 1 - \cos \alpha) +}{\rho(-\cos(\alpha + \beta) - 1)} \\ &\quad + \cos(\alpha - \beta) - 2x \sin \beta; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

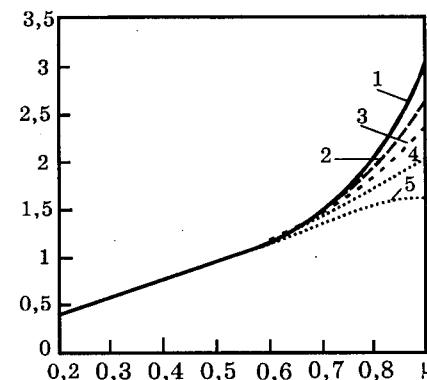


Рис.4. Регулировочные характеристики преобразователя

1 — regl( $\mu, 4$ ); 2 — regl( $\mu, 3$ ); 3 — regl( $\mu, 2,5$ );  
4 — regl( $\mu, 2$ ); 5 — regl( $\mu, 1,5$ )

Учитывая, что при  $t_1 = \alpha/\omega_0$   $u(t_1) = 0$ , из

(4) получаем:

$$\alpha = 2 \operatorname{atan} \left[ \frac{\left( -\cos \beta x + \rho \sin \beta + \frac{(-\cos(\frac{-\pi}{\mu} + \alpha)x - \rho \sin(\frac{\pi}{\mu} + \alpha))}{2 \cos(\frac{-\pi}{\mu} + \alpha)\rho - 2\rho - x \sin(\frac{-\pi}{\mu} + \alpha)} \right) + \sqrt{\rho^2 - \rho^2 \cos \beta^2 - (2x \sin \beta)\rho + x^2}}{(2 \cos \beta)\rho - 2\rho + x \sin \beta} \right]. \quad (8)$$

С учетом принятых допущений из условия равенства мощностей на входе и выходе преобразователя следует:

$$2E \left[ \int_0^{T_1} i_{1L}(t)dt + \int_{T_1}^{T_2} i_{2L}(t - T_1)dt \right] = u'_H I'_0 T_k. \quad (9)$$

Используя символьное интегрирование MathCAD, легко получить  $x$  из (9). После преобразований имеем выражение относительно  $x$  (из-за громоздкости оно не приводится), однако в нем входит угол  $\alpha$ , определяемый из (8). Таким образом, регулировочную характеристику для безразрывного режима работы аналитически в явном виде выразить невозможно. Но MathCAD позволяет определить  $x$  как неявно заданную функцию, фактически представляющую собой решение системы двух уравнений с переменными параметрами:  $x := 1,9$   $\alpha := 0,25\pi$

$$x = \frac{- \left[ 4\rho \left( \cos \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right) \cos \alpha - \cos \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right) + \left( -\cos \left( \frac{\pi}{\mu} \right) - 1 \right) x \right] + 1 - \cos \alpha \right] + x \left( \frac{\pi}{\mu} - \alpha \right) \left( \cos \left( \frac{\pi}{\mu} \right) + 1 \right) + \dots + \alpha x \left( -\cos \left( \frac{\pi}{\mu} \right) - 1 \right) + 2x \sin \left( \frac{\pi}{\mu} \right) + 4x \sin \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right)}{2\pi} \frac{\mu \cdot 2}{2\pi};$$

$$\alpha = -2 \operatorname{atan} \left[ \frac{\left( -\cos \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right) x - \rho \sin \left( \frac{\pi}{\mu} + \alpha \right) + \sqrt{\rho^2 + \rho^2 \cos \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right)^2 + 2x \sin \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right) \rho + x^2} \right)}{\left( 2 \cos \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right) \rho - 2\rho - x \sin \left( \frac{-\pi}{\mu} + \alpha \right) \right)} \right];$$

$x > 0$ ,  $f(\mu, \rho) := \operatorname{Find}(x, \alpha)$ , где  $\mu = f_k/f_0$ ;  $f_k = 1/T_k$  — частота коммутации силовых ключей;  $f_0 = 1/T_0$  — резонансная частота контура;  $T_k$  и  $T_0$  — соответствующие периоды.

В разрывном режиме работы, поскольку  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 2\pi$ , а на интервале времени  $t_3 = \lambda/\omega_0$  ток контура  $i(t) = 0$ , используя (9), получим:

$$x(\mu) := 2\mu.$$

Теперь можно записать общее выражение регулировочной характеристики (рис.4) для разрывного и безразрывного режимов работы:

$$\operatorname{reg}(\mu, \rho) := \begin{cases} (2\mu) & \text{if } \mu \leq 0,5; \\ f(\mu, \rho)_0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

При проведении расчетов в системе MathCAD 7.0 PRO требовалась только корректная запись математических условий задачи и отбор нужных решений при неоднозначных преобразованиях.

#### Выводы

1. Показано, что для получения аналитических соотношений, описывающих работу транзисторных преобразователей, можно использовать возможности символьной математики системы MathCAD 7.0 PRO, что позволяет резко упростить выполнение математических преобразований.

2. Справедливость полученных соотношений подкреплена сопоставлением полученных по ним расчетных зависимостей с известными экспериментальными характеристиками и с зависимостями, полученными путем схемотехнического моделирования схем на рис.1 с помощью программы PSpice 6.3.

3. Описанные примеры аналитического математического моделирования преобразовательных схем позволяют надеяться, что

системы символьной математики могут использоваться для аналитического описания и моделирования широкого класса преобразовательных устройств.

#### Список литературы

1. Макаров В.В., Мелешин В.И., Якушев В.А. Резонансные транзисторные преобразователи напряжения с подключением нагрузки к конденсатор контура//Электричество. 1993. № 6. С. 33—44.
2. Дьяконов В.П., Пеньков А.А. Современные математические системы//PCWEEK/RE. 1996. № 43. С.42—43, 46—47, 49.
3. Дьяконов В.П. Справочник по MathCAD PLUS 7.0 PRO М.: СК Пресс, 1998.

4. Основы теории цепей/Г.В.Зевеке, П.А.Ионкин, А.В.Нетушил, С.В.Страхов. М.: Энергоатомиздат, 1989.

**Дьяконов Владимир Павлович** — заведующий кафедрой физической и информационной электроники Смоленского государственного педагогического института. В 1966 г. окончил радиотехнический факультет Всесоюзного заочного энергетического института. В 1980 г. защитил докторскую диссертацию в г.Зеленограде по спектрометрике. Академик МАНПО, доктор техн.наук, профессор.

**Пеньков Андрей Анатольевич** — аспирант Смоленского филиала Московского энергетического института (ТУ). В 1996 г. окончил факультет «Автоматика и электронная техника» Смоленского филиала МЭИ (ТУ).

## БИБЛИОГРАФИЯ

### Электрические и электронные аппараты

Учебник/Под ред. Ю.К.Розанова. М.: Энергоатомиздат, 1998 — 752 с.

Рецензируемый учебник рекомендован Министерством общего и профессионального образования РФ для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнология». В его написании принимал участие большой авторский коллектив кафедры «Электрические и электронные аппараты» Московского энергетического института в составе: Ю.К.Розанова, Е.Г.Акимова, Н.А.Веденченкова, А.Г.Годжелло, В.Г.Дегтяря, Ю.С.Коробкова, П.А.Курбатова, Г.Г.Нестерова, С.Ю.Рыжова, А.С.Пучкова, М.В.Рябчицкого, А.В.Савельева, И.С.Таева и В.Н.Шоффы.

Развитие современной техники невозможно без широкого использования электрических и электронных аппаратов — устройств управления потоками энергии и информации, осуществляющих коммутацию, управление, контроль и измерение параметров, защиту от несанкционированных режимов работы сложных электроэнергетических и электротехнических систем.

Учебник разделен на две равные части.

В первой части «Электромеханические аппараты» рассмотрены основные физические явления и электромеханические процессы в электрических аппаратах (тепловые процессы, контактные и электромагнитные явления, коммутация электрической цепи, электродинамическая стойкость и др.), а также электромеханические аппараты автоматики (реле, датчики, исполнительные устройства), аппараты распределительных устройств низкого напряжения (предохранители, аппараты тепловой, температурной и токовой защиты, контакторы и маг-

нитные пускатели, автоматические выключатели), аппараты высокого напряжения (выключатели — воздушные, масляные, электромагнитные, вакуумные, разъединители, отделители и короткозамыкатели, измерительные трансформаторы, разрядники и ограничители напряжений, реакторы). Рассмотрены конструкции, принцип действия и характеристики этих устройств. Интерес представляет глава, посвященная применению и методике выбора аппаратов управления и защиты.

Во второй части «Силовые электронные аппараты» рассматриваются силовые электронные ключи (диоды, транзисторы, тиристоры, модули электронных ключей, пассивные компоненты и охладители электронных приборов), системы управления, в том числе на цифровых и аналоговых интегральных микросхемах, усилители и преобразователи аналоговых сигналов; формирователи, генераторы и распределители импульсов.

Особый интерес вызывают главы, описывающие микропроцессоры и контроллеры в электроаппаратостроении. Так как в мировой практике в настоящее время широко применяются комбинированные многофункциональные аппараты, то авторы совершенно справедливо совместно рассматривают как статические и гибридные коммутационные аппараты, так и регуляторы постоянного и переменного тока с учетом их схемотехнических разновидностей.

В приложении рассматривается современная продукция иностранных фирм ABB и «Siemens AG», принципы которой распространяются и в нашей стране, что, по нашему мнению, будет способствовать совершенствованию отечественного аппаратостроения.

Библиография достаточно подробно (101 наименование) рассматривает отечественные и зарубежные публикации.

Следует отметить хороший стиль изложения материала и высокое качество его оформления.

Учебник можно считать уникальным не только по объему материала, но и по полноте и новизне

изложения сложного комплекса вопросов как в теоретическом, так и в практическом плане электрического и силового электронного аппаратостроения с микропроцессорным управлением.

*К.В.Капелько, заслуженный деятель науки РФ,  
доктор техн.наук, проф.*

## НАШИ ЮБИЛЯРЫ

### Юрий Константинович Розанов

(к 60-летию)

31 марта 1999 г. исполнилось 60 лет доктору технических наук, профессору, действительному члену Академии электротехнических наук РФ, заведующему кафедрой «Электрические и электронные аппараты» МЭИ Юрию Константиновичу Розанову.

Ю.К.Розанов окончил Московский энергетический институт в 1952 г. Затем работал инженером-конструктором, начальником лаборатории преобразовательной техники Головного Особого конструкторского бюро и заместителем главного конструктора Московского проектировочного завода.

При его непосредственном участии разработаны преобразовательные устройства для систем автономного электропитания объектов специального назначения. За создание новой техники награжден орденами «Трудового Красного Знамени», «Знак Почета» и рядом медалей.

Без отрыва от производства Ю.К.Розанов закончил в 1970 г. аспирантуру при энергетическом институте (ЭНИН) им.Кржижановского



Г.М. и в 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию.

С 1971 по 1987 гг. он вел по совместительству педагогическую деятельность в МИЭРА.

В 1987 г. Ю.К.Розанов, защитил докторскую диссертацию, в 1989 г. ему присвоено звание профессора.

С 1989 г. Ю.К.Розанов является заведующим кафедрой «Электрические и электронные аппараты» МЭИ. Область научных интересов Розанова Ю.К. — силовая электроника. Как научный работник он сформировался под руководством профессоров Ю.Г.Толстова и Ф.И.Ковалева. Он является автором более ста научных работ, в том числе двух учеб-

ников и двух монографий.

Большое внимание Ю.К.Розанов уделяет подготовке научных кадров. Под его руководством защитились пять кандидатов технических наук. Он является членом трех специализированных Ученых советов по присуждению ученых степеней.

В 1993 г. Ю.К.Розанов избран действительным членом Академии электротехнических наук РФ.

Ю.К.Розанов ведет большую общественную работу. Он является членом редколлегий журналов «Электротехника», «Электричество», вице-президентом Ассоциации инженеров силовой электроники и членом международного института инженеров электриков и электронщиков (IEEE).

Редколлегия и редакция журнала «Электротехника» поздравляют Юрия Константиновича с юбилеем и желают ему здоровья, успехов в научной и преподавательской работе, дальнейшего плодотворного сотрудничества с нашим журналом.

# **Владимир Валентинович Москаленко**

**(к 60-летию)**

15 мая 1999 г. исполняется 60 лет профессору кафедры автоматизированного электропривода МЭИ, заместителю декана ЭАПТФ по учебным вопросам, члену редколлегии журнала «Электротехника» Владимиру Валентиновичу Москаленко.

После окончания МЭИ в 1963 г. В.В.Москаленко работает на кафедре АЭП МЭИ инженером, ассистентом, старшим преподавателем, доцентом, а в настоящее время профессором.

В 1970 г. В.В.Москаленко защитил кандидатскую диссертацию.

В 1982 г. В.В.Москаленко был направлен в Афганистан, где до 1985 г. работал заведующим кафедрой «Электроснабжение» Кабульского политехнического института и советником декана электромеханического факультета. В 1985 г. под руководством



В.В. Москаленко был осуществлен первый в Афганистане выпуск национальных инженеров — электриков.

В.В. Москаленко — талантливый преподаватель, он пользуется заслуженным авторитетом среди студентов. Им написаны 2 учебника, учебно-методические пособия. Он постоянно занимается разработкой образовательных стандартов и учебных планов по направлениям подготовки и специальностям ЭАПТФ. Он подготовил несколько аспирантов.

В.В.Москаленко является квалифицированным научным работником, занимаясь специальными режимами асинхронных электроприводов, использованием их в системах регулирования мощных энергетических установок. Он автор и соавтор 8 изобретений и 55 научных публикаций.

В.В.Москаленко — вице-президент Российской Ассоциации «Автоматизированный электропривод». Много внимания В.В.Москаленко уделяет журналу «Электротехника», являясь членом редколлегии журнала.

Редакция журнала «Электротехника» поздравляет Владимира Валентиновича с 60-летием и желает ему отличного здоровья, творческих успехов и продолжения прекрасных отношений с нашим журналом.

Редактор отдела О.В. Кунавина  
Научный редактор Л.А. Романова  
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 01.02.99. Подписано в печать 19.03.99. Формат 60×88 1/8  
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 43

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»  
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

Журнал "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА" издается с 1 января 1930 г.

В журнале регулярно публикуются статьи о последних достижениях по теории и практике электротехники, о разработках перспективных и современных видов электротехнического оборудования, их производстве и эксплуатации.

Широкая география распространения, профессиональный уровень читателей и подписчиков журнала обеспечивают высокую адресность и эффективность рекламных объявлений, опубликованных на его страницах.



Начинается подписка на журнал "Электротехника" на 2-е полугодие 1999 г. Подписной индекс 71111 в каталоге АРЗИ.

В редакции (Зоологическая ул., 11, комн. 213) можно приобрести журналы за 1999 г. и предыдущие годы (распродажа).

Справки по телефону: 254-11-52.



С марта 1999 г. Российское авторское общество (РАО) начинает выплачивать гонорар авторам статей за американское переиздание журнала "Электротехника" за 1997 г. Для получения гонорара следует обращаться в РАО по адресу: Москва, Б.Бронная ул., д. ба, комн. 220.

Справки по телефону: 203-35-33.



Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском Физико-Техническом институте.

Материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net/infomag/>  
<gopher://gopher.ripn.net/>  
<telnet://info.ripn.net/>

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке через электронную почту следует направить письмо с командой

HELP по адресу [im@ripn.net](mailto:im@ripn.net)



Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала "Электротехника" предлагает услуги по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала "Электротехника" по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: 254-11-52

