

ISSN 0013-5860

Э
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
12 2002



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

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 «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Содержание журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском физико-техническом институте.

Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Журнал переводится на английский язык в полном объеме и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New York, N.Y. 10001).

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединенному каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 213 Телефон/факс: 254-11-52

E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

№ 12 ДЕКАБРЬ 2002

СОДЕРЖАНИЕ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Евсеев Ю.А., Дерменжи Е.П., Тетерьова Н.А. Силовые полупроводниковые, интегральные схемы	2
Гейфман Е.М., Чибиркин В.В., Елисеев В.В., Максугова С.А., Лебедева Л.В., Гарцев Н.А., Мустафа Г.Н., Скороход Ю.Ю. Силовые им- пульсные ограничители напряжения с малыми значениями динамического сопротивления в области лавинного пробоя	7
Башкиров В.И. Оптимизированные МОП-транзис- торы для инверторов с жесткими и мягкими режимами переключения	10
Омаров Б.И., Башкиров В.И. Новое поколение IGBT-транзисторов для электропривода	15
Копылов А.В. Современные силовые полупро- водниковые ключи фирмы "Infineon Technologies AG"	19
Калашников Б.Е. Проблема "длинного кабеля" в электроприводах с IGBT-инверторами	24
Васильев А.В., Грачёв В.Г., Кузькин В.И., Ме- лешкин В.Н., Шипаева С.Н., Симоненко Д.В. Статический преобразователь частоты для элект- ромагнитного перемешивания жидкой стали ...	27
Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Калыгин А.И., Корюков К.Н., Мухаматшин И.А. Концепция построения двухзвенных непосредственных пре- образователей частоты для электроприводов переменного тока	30
Волков А.В. Анализ электромагнитных процессов и совершенствование регулирования активного фильтра	40
Кочетков В.Д. Этапы творческого пути ОАО "Электропривод"	49
БИБЛИОГРАФИЯ	
Бурман А.П. Первый в России специализирован- ный словарь по силовой электронике	60
Перечень статей, опубликованных в журнале "Элек- ротехника" в 2002 г.	61

CONTENTS

POWER ELECTRONICS

Evseev Y.A., Dermengi E.P., Tetervova N.A. Power semiconductor ICs	2
Geifman Y.M., Chibirkin V.V., Eliseev V.V., Maksutova S.A., Lebedeva L.V., Garcev N.A., Mustafa G.N., Skorohod Y.Y. Power impulse voltage suppressor with small values of dynamic resistance in the avalanche breakdown area	7
Bashkirov V.I. Optimised MOSFETs for inverters with hard and soft switching modes	10
Omarov B.S., Bashkirov V.I. New generation of IGBT for electric drive	15
Kopilov A.V. Present-day power semiconductor devices manufactured by "Infineon Technologies AG"	19
Kalashnikov B.E. "Long cable" problem in electric drives with IGBT-inverters	24
Vasiliev A.V., Grachev V.G., Kuzkin V.I., Meleshkin V.N., Shipaeva S.N., Simonen- ko D.V. Static frequency converter for electro- magnetic agitation of liquid steel	27
Shreiner R.T., Efimov A.A., Kaligin A.I., Korukov K.N., Muhamatshin I.A. Design conception of two-section direct frequency converters for AC electric drives	30
Volkov A.V. Electromagnetic processes analysis and control development of active filter	40
Kochetkov V.D. PJSC "Electroprivod" development stages	49
BIBLIOGRAPHY	
Burman A.P. The first specialized power electronics dictionary in Russia	60
The list of the articles that were published in journal "Electrotechnics" in 2002	61

Силовые полупроводниковые интегральные схемы

ЕВСЕЕВ Ю.А., ДЕРМЕНЖИ Е.П., ТЕТЕРЬВОВА Н.А.

Рассмотрены конструкции силовых интегральных схем диодных, тиристорных и фототиристорных мостовых выпрямителей. Основу их составляют предложенные структуры обратно ориентированных диодов, тиристоров и фототиристоров, особенностью которых является использование вертикальных р-п-переходов. Эти структуры наряду с известными прямо ориентированными структурами позволяют реализовать в одном или двух монокристаллах схемы однофазных и многофазных выпрямителей. Приведены параметры однофазного и трехфазного диодных выпрямителей на ток 16 и 65 А соответственно и напряжение 100–1000 В.

Анализ тенденций развития силовой полупроводниковой техники показывает, что силовые полупроводниковые приборы в основной номенклатуре стоят на этапе перехода от дискретных приборов и гибридных модулей к силовым интегральным и гибридным схемам (СИС и СГС). Впервые СИС однофазного мостового выпрямителя была запатентована в США в 1972 г. [1]. Однако она не получила промышленной реализации в основном в связи с тем, что система изоляции была осуществлена на верхней и нижней плоскости пластины, что весьма затрудняет сборку силовой схемы, увеличивает тепловое сопротивление структуры. Пожалуй, первой силовой интегральной схемой промышленного исполнения явился симметричный тиристор [2], комбинация прямо ориентированного и обратно ориентированного тиристора, выполненная в одном монокристалле. Анализ этого прибора, а также общие требования, предъявляемые к СИС, показывают, что наименьшие размеры силового интегрального устройства достигаются при выполнении следующих требований.

1. В монокристалле должны быть реализованы полупроводниковые приборы как прямой, так и обратной полярности (перевернутый вариант).

2. Конструкция выпрямительных элементов должна обеспечивать как интегральную (в одном монокристалле), так и гибридную (встык) сборку.

3. Изоляция между элементами должна обеспечивать напряжение не менее 1000 В.

4. Система изоляции для упрощения сборки должна быть обеспечена мероприятиями (например, фаска или канавка), осуществляемыми со стороны верхней плоскости.

Требование 2 учитывает тот факт, что по мере перехода к более сложным приборам, например, таким как симисторы и оптосимисторы, процент выхода которых по сравнению с более простыми, например, такими как диоды, ощутимо ниже, необходимы такие решения, которые позволили бы реализовывать гибридную сборку встык. В этом случае размеры гибридного устройства не будут превышать размеров аналогичного интегрального устройства.

И еще одно требование: минимальные размеры СИС и СГС могут быть реализованы, если элементы, составляющие схему, выполнены в виде прямоугольных ячеек, обеспечивающих максимальное использование площади кристалла и корпуса схемы.

Основные элементы силовых интегральных схем

Для реализации силовых интегральных устройств нами были предложены конструкции обратно ориентированных приборов (диодов, тиристоров, оптоотиристоров, симисторов и оптосимисторов), особенностью которых является наличие по периферии вертикальной дырочной р-области и канавки, выполненной на верхней плоскости устройства [3, 4]. Эти конструкции наряду с известными прямо ориентированными приборами позволяют реализовывать устройства как интегрального, так и гибридного исполнения. Причем в силу того, что элементы гибридных схем имеют меньшие размеры, что обусловлено тем, что в разделенном виде размер гибридного элемента меньше интегрального на ширину среза и, в результате, гибридные устройства при отработанной технологии сборки могут иметь размеры, меньшие, чем интегральные устройства. Наличие канавки, как эле-

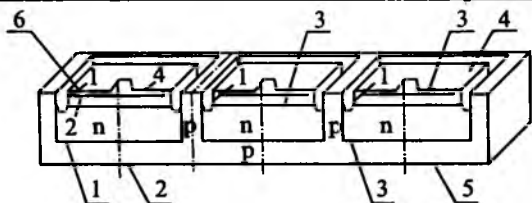


Рис.5. Группа прямо ориентированных фототиристорных элементов:

1 – исходный полупроводник *n*-типа; 2 – слой *p*-типа; 3 – электронно-дырочные переходы; 4 – катодный электрод; 5 – анодный электрод; 6 – сильнолегированный *n*-слой

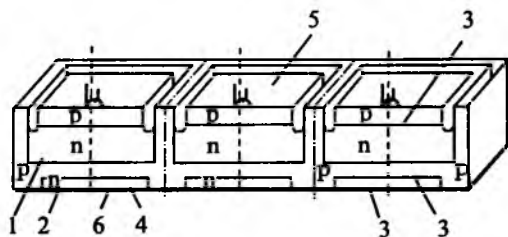


Рис.6. Группа обратно ориентированных фототиристорных элементов

На рис.6 представлен разрез сборки из трех обратно ориентированных фототиристорных элементов, управляемых светом со стороны анода. Здесь приняты те же обозначения, что на рис.5. Для фототириستоров, изображенных на рис.5 и 6, управляющий световой сигнал поступает через фотоокно, расположенное на верхней плоскости элементов.

Интегральные схемы трехфазных мостовых выпрямителей

Рассмотренные трехэлементные группы приборов позволяют создавать на базе одного или двух кристаллов неуправляемые и управляемые трехфазные мостовые выпрямители. На рис.7

изображен трехфазный выпрямитель, смонтированный из двух кристаллов. Здесь выпрямительные элементы анодной 1 и катодной 2 группы по три монтируются на металлические пластины 3, 4, выполняющие функции токоотводов, которые, в свою очередь, размещены на керамической подложке 5. Элементы анодной и катодной группы связаны попарно общими выводами 6, которые являются входными электродами переменного тока. Далее на рис.7: 8 и 9 – области электронного и дырочного типа; 10 – металлические контакты к полупроводниковым элементам. Керамическая подложка размещена на металлическом основании 7. В случае гибридного исполнения анодная группа состоит из трех диодов *a*, *b* и *c*, соединенных встык. Соответственно катодная группа состоит из элементов *d*, *e* и *f*. Тем не менее, возможно реализовать мостовой выпрямитель в одном монокристалле (рис.8). Здесь трехфазный мостовой выпрямитель 1 монтируется на металлические токовыводящие шины 2 и 3, прикрепленные к изолирующей пластине 4, находящейся на теплоотводе 6. Катодная группа диодов контактирует с общей пластиной 2, каждый диодный элемент катодной группы на верхней плоскости имеет металлизацию 5, нанесенную на область *n*-типа 7, выходящую на верхнюю плоскость диодных элементов. Анодная группа диодов контактирует с общей пластиной 1, каждый диодный элемент группы имеет металлизацию 8, нанесенную на область *p*-типа 9, выходящую на верхнюю плоскость диодных элементов. Система внешних выводов аналогична рис.7. Конструкции управляемых мостовых тиристорных и фототиристорных выпрямителей в принципе аналогичны рис.7 и 8. Различие лишь в том, что диодные элемен-

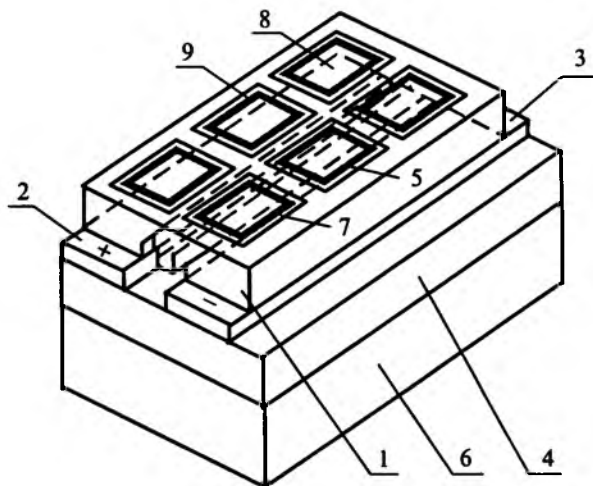
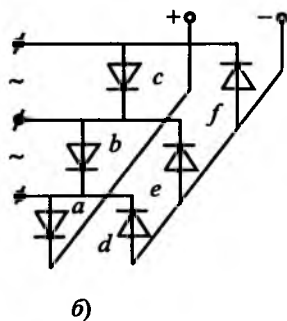
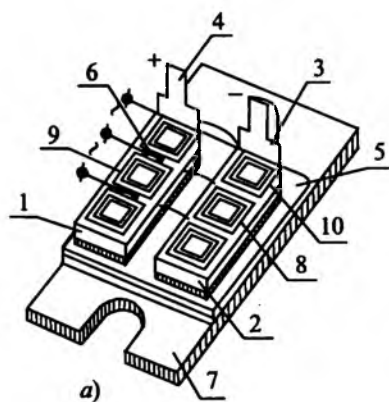


Рис.7. Трехфазный диодный мостовой выпрямитель на основе двух кристаллов:

a – сборка выпрямителя; *b* – электрическая схема

Рис.8. Монокристалльный вариант трехфазного диодного мостового выпрямителя

ты заменяются на тиристорные и фототиристорные элементы.

Выбранный в качестве примера модуль трехфазного выпрямительного моста отнюдь не ограничивает возможности применения технических решений. Эти решения, охваченные формулой изобретения, позволяют реализовать следующие изделия:

1. Двухэлементные модули:

- двухэлементные диодные встречно-параллельные модули;
- двухэлементные тиристорные встречно-параллельные модули;
- двухэлементные встречно-параллельные оптоотиристорные модули;
- двухэлементные однонаправленные диодные модули;
- двухэлементные однонаправленные тиристорные модули;
- двухэлементные однонаправленные оптоотиристорные модули;
- двухэлементные симисторные модули;
- двухэлементные оптосимисторные модули.

2. Трехэлементные модули:

- трехэлементные однонаправленные диодные модули с общей точкой;
- трехэлементные однонаправленные тиристорные модули с общей точкой;
- трехэлементные однонаправленные оптоотиристорные модули с общей точкой;
- трехэлементные симисторные модули;
- трехэлементные оптосимисторные модули.

3. Однофазные мостовые выпрямители:

- однофазные диодные мостовые выпрямители;
- однофазные тиристорные мостовые выпрямители;
- однофазные оптоотиристорные мостовые выпрямители;
- однофазные реверсивные симисторные мостовые выпрямители;
- однофазные реверсивные оптосимисторные мостовые выпрямители.

4. Полууправляемые выпрямители:

- диодно-тиристорные полууправляемые модули;
- диодно-тиристорные полууправляемые однофазные мостовые выпрямители;
- диодно-оптоотиристорные полууправляемые однофазные мостовые выпрямители;
- диодно-тиристорные трехфазные полууправляемые мостовые выпрямители;
- диодно-оптоотиристорные трехфазные полууправляемые мостовые выпрямители с изолированным входом.

5. Многоэлементные модули и многофазные выпрямители:

- многоэлементные диодные модули;
- многоэлементные тиристорные модули;
- многоэлементные оптоотиристорные модули;
- многоэлементные симисторные модули;
- многоэлементные оптосимисторные модули;
- многофазные диодные мостовые выпрямители;
- многофазные тиристорные мостовые выпрямители;
- многофазные оптоотиристорные мостовые выпрямители с изолированным выходом;
- многофазные реверсивные оптосимисторные мостовые выпрямители;
- многофазные диодно-тиристорные полууправляемые мостовые выпрямители;
- многофазные диодно-оптоотиристорные полууправляемые мостовые выпрямители с изолированным входом.

Фактически рассмотренные технические решения позволяют решить проблему создания практически любых схем выпрямителей и их фрагментов, в том числе в гибридном и интегральном варианте на основе диодов, тириستоров, симисторов, оптоотиристоров, оптосимисторов. Наряду с этим, элементы модулей могут быть использованы в виде дискретных полупроводниковых приборов или бескорпусных элементов. Такими приборами могут быть:

- обратно ориентированные диоды;
- обратно ориентированные тиристоры на высокие по сравнению с прямо ориентированными приборами напряжения.

Если ограничить размеры выпрямительных элементов 10 мм, что позволяет монтировать на керамической подложке элементы на токи до 80 А без термокомпенсатора, а также взять за основу токовый ряд силовых полупроводниковых приборов, то для замены существующих дискретных приборов и модулей на их основе потребуется разработка не менее 200 типов интегральных и гибридно-интегральных модулей и выпрямителей. Первые шаги в этом направлении уже предприняты: разработаны однофазные и трехфазные мостовые диодные выпрямители.

Основные параметры диодных выпрямителей

Предложенные технические решения были реализованы при разработке однофазного диодного мостового выпрямителя на ток 10, 16 А и напряжение 100–1000 В, параметры которого приведены в табл. 1, внешний вид и габаритно-присоединительные размеры представлены на

Таблица 1

Технические характеристики однофазного диодного выпрямителя МДИ1-10(16)

Параметры	Тип моста	
	МДИ1-10	МДИ1-16
Максимальный допустимый выпрямленный ток, А (при температуре корпуса $T_c = 100^\circ\text{C}$)	10	16
Максимальное повторяющееся обратное напряжение каждого плеча, В (амплитудное значение)	100–1000	
Максимальное постоянное выходное напряжение, В	55–550	
Напряжение изоляции между основанием и выводами, В (действующее значение)	2500	
Импульсное прямое падение напряжения каждого плеча, В, не более (при условии $I_F = 3,14 I_0$, $T_j = 25^\circ\text{C}$)	1,35	1,35
Повторяющийся импульсный ток при разомкнутой нагрузке каждого плеча, мА, не более ($T_j = 150^\circ\text{C}$; $U = U_{RRM}$)	1,0	1,0
Температура эксплуатации, $^\circ\text{C}$		
– минимальное значение	–50	
– максимальное значение	+80	
Масса, кг	0,0044	

Таблица 2

Технические характеристики трехфазного диодного выпрямителя МЗД-65

Максимальный допустимый выпрямленный ток при температуре корпуса $T_c = 100^\circ\text{C}$, А	65
Максимально допустимое повторяющееся импульсное обратное напряжение, В	100–1100
Электрическая прочность изоляции между беспотенциальным основанием модуля и его электрическими выводами, В	2500
Ударный ток в открытом состоянии при максимально допустимой температуре перехода, А	570
Импульсное напряжение в открытом состоянии, В	1,35
Повторяющийся импульсный обратный ток, мА	2
Максимально допустимая температура перехода $T_{j\max}$, $^\circ\text{C}$	175
Температура окружающей среды T_{amb} , $^\circ\text{C}$	–50/+80
Внутреннее тепловое сопротивление переход-корпус R_{thjc} , $^\circ\text{C}/\text{Вт}$	
– для диода (одного перехода)	0,7
– общее	0,12
Габаритные размеры, мм	52×25,5×22,6
Масса, г	150

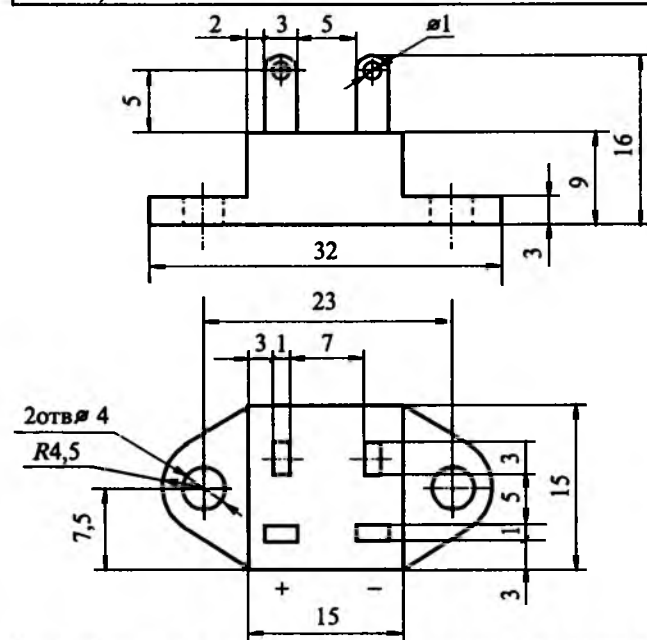


Рис.9. Внешний вид однофазного мостового выпрямителя МДИ1-10(16)

рис.9. Основу выпрямителя составляют монокристалльные сборки прямых и обратных диодных элементов.

В табл. 2 приведены параметры трехфазного диодного мостового выпрямителя на ток 65 А. Внешний вид и габаритно-присоединительные размеры представлены на рис.10.

Выводы

1. На основе полупроводниковых структур с горизонтальными и вертикальными p - n -переходами предложены конструкции обратно ориентированных диодов, тиристоров, фототиристоров и оптоотиристоров, которые в комбинации с известными прямо ориентированными элементами позволяют реализовать в одном монокристалле силовые интегральные и гибридно-интегральные схемы управляемых и не управляемых однофазных и многофазных мостовых выпрями-

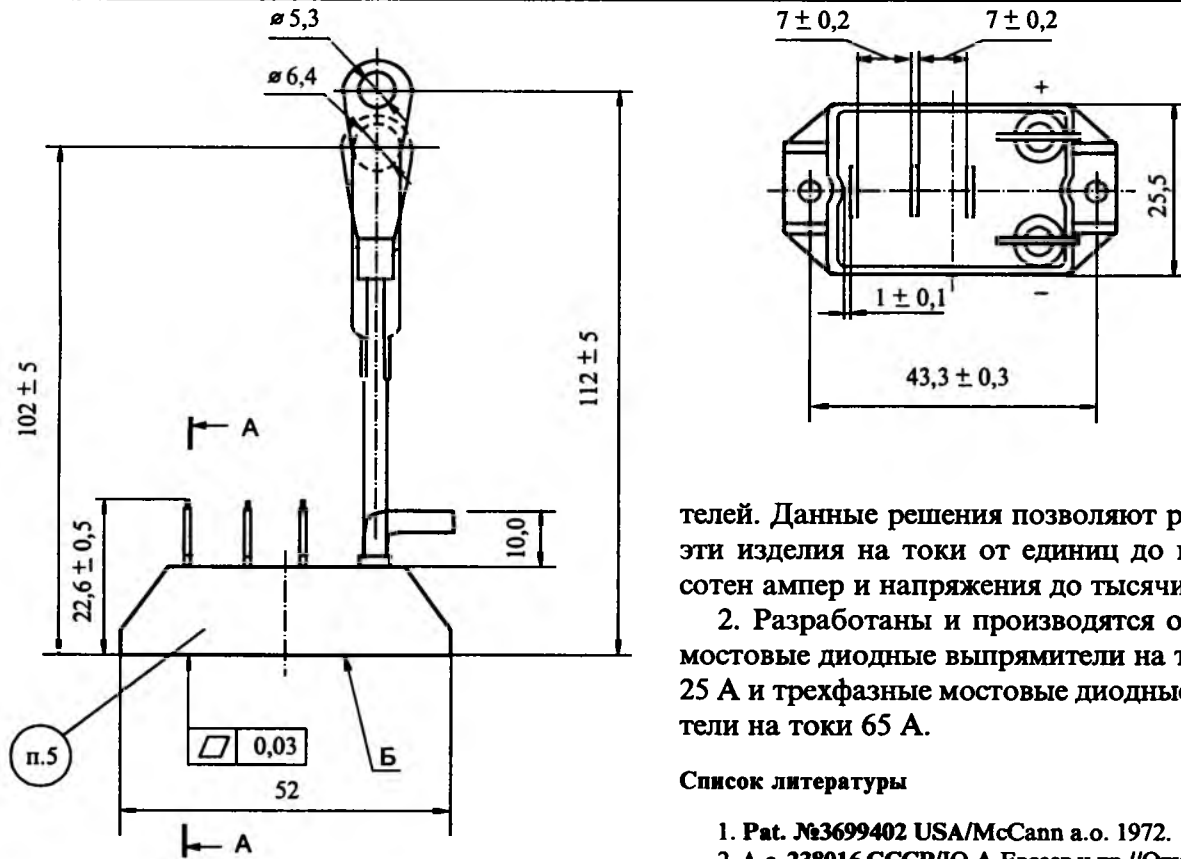


Рис.10. Внешний вид трехфазного мостового выпрямителя МЗД-65

телей. Данные решения позволяют реализовать эти изделия на токи от единиц до нескольких сотен ампер и напряжения до тысячи вольт.

2. Разработаны и производятся однофазные мостовые диодные выпрямители на токи 16, 20, 25 А и трехфазные мостовые диодные выпрямители на токи 65 А.

Список литературы

1. Pat. №3699402 USA/McCann a.o. 1972.
2. А.с. 238016 СССР/Ю.А.Евсеев и др.//Открытие. Изобретения. 1969. № 9.
3. Пат. 2091907 РФ/Ю.А.Евсеев и др. 1996.
4. Pat. 5468976 US/Yu. Evseev a.o. 1995.

Силовые импульсные ограничители напряжения с малыми значениями динамического сопротивления в области лавинного пробоя

ГЕЙФМАН Е.М., ЧИБИРКИН В.В., ЕЛИСЕЕВ В.В., МАКСУТОВА С.А.,
ЛЕБЕДЕВА Л.В., ГАРЦЕВ Н.А. (ОАО "Электровыпрямитель"),
МУСТАФА Г.Н., СКОРОХОД Ю.Ю. (ВЭИ им. В.И.Ленина)

A new generation of semi-conductor suppressors — powerful surge voltage suppressors have been designed and manufactured by the authors. Designed suppressors essentially (on a number of parameters on the order) surpass the parameters of the best analogues, which are manufactured now in the world. It allows to predict for them the big market capacity since they will be used in modern converters for an over voltage protection of powerful devices IGBT, GTO, IGCT etc. in power electronics, the requirement in which considerably grows.

В последние годы разработаны и освоены в серийном производстве новые классы полупроводниковых приборов силовой электроники: биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), высоковольтные приборы с повышенным быстродействием, запираемые тиристоры

(GTO), запираемые тиристоры с интегрированным блоком управления (IGCT). Хорошие динамические характеристики этих приборов позволили создать высокоэффективные преобразователи, работающие с использованием широтно-импульсной модуляции. Однако при работе этих полупровод-

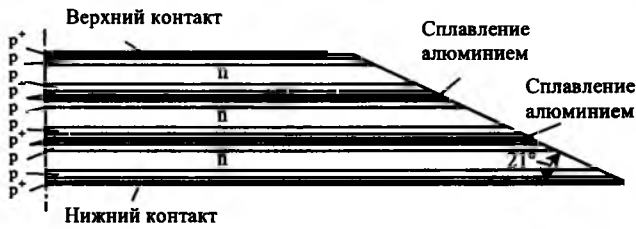


Рис.1. Симметричный ограничитель напряжения ОНС 323, разработанный в ОАО «Электровыпрямитель»

никовых приборов могут возникать значительные импульсы перенапряжения с крутыми фронтами ($t_{фр} < 1\text{ мкс}$), которые будут приводить их к выходу из строя. Для защиты названных приборов от перенапряжений необходима разработка нового класса защитных устройств – мощных импульсных ограничителей напряжения, которые способны выдерживать обратные токи в режиме лавинного пробоя сотни ампер ($I_{RM} \sim 750\text{ А}$), нарастающие с высокой скоростью (около 1000 А/мкс), иметь малое дифференциальное сопротивление в режиме лавинного пробоя (десятые доли ом) и высокую ударную обратную рассеиваемую мощность (единицы мегаватт).

Из анализа физики лавинного пробоя *p-n*-переходов, лежащего в основе работы ограничителей напряжения следует, что мощные импульсные ограничители напряжения, обладающие такими свойствами необходимо создавать на основе полупроводниковых приборов принципиально новой конструкции.

Специалистами ОАО "Электровыпрямитель" были разработаны ограничители такого класса: ограничители напряжения симметричные (ОНС) типа ОНС 323.

Ограничители напряжения типа ОНС 323 являются симметричными импульсными полупроводниковыми приборами таблеточной конструкции (рис.1). При их создании были проведены расчеты статических и динамических процессов, протекающих в ОНС при их работе, с целью выбора оптимальных геометрических и электрофизических параметров полупроводниковой структуры и их конструкции.

Были установлены технические требования к исходному кремнию (неоднородность удельного электрического сопротивления и времени жизни неравновесных носителей заряда, плотность структурных микродефектов и т.д.), а также технические требования к исходному кремнию (неоднородность удельного электрического сопротивления и времени жизни неравновесных носителей заряда, плотность структурных

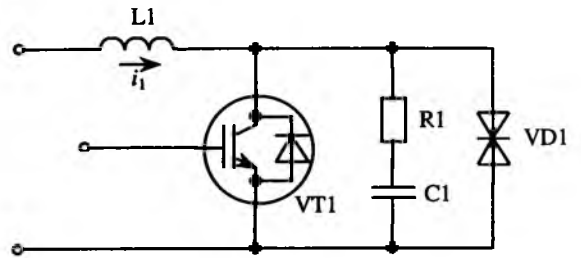


Рис.2. Схема включения ограничителя напряжения при проведении исследования динамических характеристик ограничителя напряжения ОНС 323

микродефектов и т.д.).

В рамках технологического эксперимента было изготовлено около тысячи штук ОНС разработанной конструкции. Это позволило создать воспроизводимый технологический процесс серийного производства таких приборов.

На изготовленных образцах проводилось измерение статических (значения напряжения лавинного пробоя (U_{BR})) и динамических характеристик. Измерение U_{BR} показали, что ограничители имеют симметричные в прямом и обратном направлении лавинные характеристики, а значение импульсного тока в закрытом состоянии и импульсного обратного тока при напряжении пробоя не превышает 1 мА при $T_j = 25^\circ\text{C}$.

Испытания динамических характеристик ограничителей напряжения проводились в импульсном режиме при номинальных значениях тока и напряжения на специальном стенде ВЭИ им. В.И.Ленина. Нагрев приборов при испытаниях до требуемой температуры осуществлялся при помощи нагревательных элементов, закрепленных на охладителе ограничителя.

Схема включения разработанных ограничителей напряжения при испытаниях приведена на рис.2. При испытаниях через IGBT-модуль

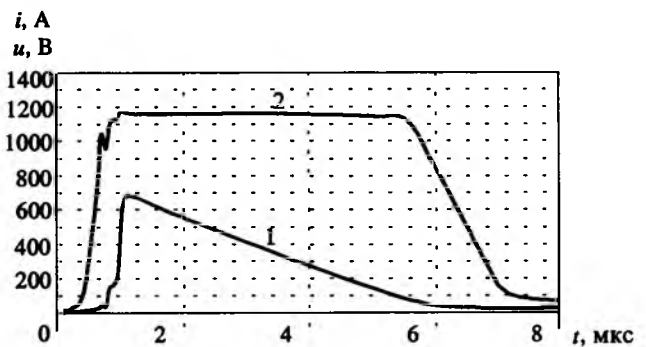


Рис.3. Осциллограммы тока i (1) и напряжения u (2) при работе ограничителя напряжения типа ОНС 323 одиннадцатого класса

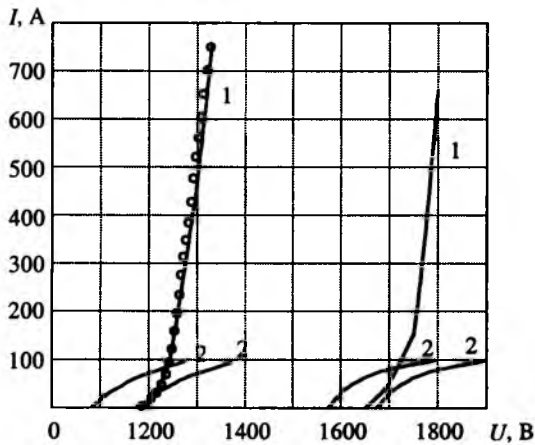


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика ограничителей напряжения в области лавинного пробоя типов ОНС 323 (1), 5SSB (2)

(VTI) и индуктивность $L1 = 5$ мкГн протекал ток с амплитудным значением до 750 А. В результате выключения IGBT-модуля ($t_f = 0,2$ мкс) ток начал протекать через RC-цепочку ($R1 = 2,5$ Ом, $C1 = 0,2$ мкФ). После того, как напряжение на RC-цепочке и параллельно включенном с ним ограничителе напряжения VDI нарастало до U_{BR} , через ограничитель напряжения начинал протекать импульсный ток, форма которого определялась значением энергии, запасенной в индуктивности $L1$.

Измерения проводились при помощи цифрового осциллографа HP54645A, результаты измерений в цифровом виде передавались на персональный компьютер. Полученные данные обрабатывались в программе EXEL 2000.

Осциллограммы тока и напряжения ограничителя типа ОНС 323 одиннадцатого класса приведены на рис.3. На рис.4 приведены типичные вольт-амперные характеристики в области лавинного пробоя разработанных ограничителей напряжения ОНС 323 (1) и их аналогов 5SSB (фирмы АВВ) (2) [1,2].

Было проведено численное моделирование симметричного ограничителя напряжения с использованием специализированного пакета программ. Для расчёта были взяты параметры структуры прибора ОНС 323-15 (рис.1). При проведении моделирования использовалось двумерное распределение легирующей примеси, а также учитывался разогрев структуры под действием протекающего тока. Прибор моделировался в той же схеме включения, что и при экспериментальном испытании динамических ха-

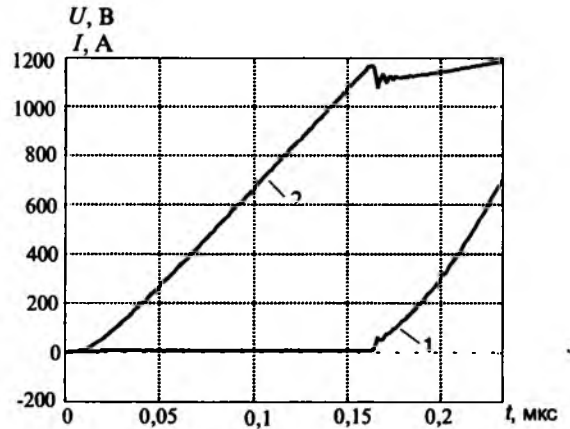


Рис. 5. Результаты расчёта зависимости тока (1) и напряжения (2) от времени при протекании через структуру ОНС 323-15 импульса тока

рактеристик ограничителя напряжения на специальном стенде ВЭИ им.В.И.Ленина (рис.2).

Результаты расчета ВАХ показаны на рис.4 точками, а начальный участок переходного процесса симметричного ограничителя напряжения представлен на рис.5.

Расчёт дал очень похожие значения параметров, таких как напряжение лавинного пробоя, динамическое сопротивление в области лавинного пробоя, а также форма кривых зависимостей тока и напряжения от времени, вольт-амперных характеристик.

Из полученных результатов следует, что разработанные ограничители напряжения обладают высоким техническим уровнем и существенно (более чем в 10 раз) превышают лучшие аналогичные образцы по значению динамического сопротивления в области лавинного пробоя и средней допустимой рассеиваемой мощности. При этом разработанные приборы имеют практически вдвое меньшую массу.

Проведенные маркетинговые исследования дают возможность предположить достаточно большую емкость рынка ограничителей разработываемого класса, так как ими будут комплектоваться IGBT, GTO и другие современные приборы силовой электроники, на которые имеется огромный спрос.

Список литературы

1. Short Form Catalogue. High Power Semiconductors. Sweden by VK-Tryck AB 1994-05.
2. www.abbsem.com.

Оптимизированные МОП-транзисторы для инверторов с жесткими и мягкими режимами переключения

БАШКИРОВ В.И., инж.

Представительство "International Rectifier"

Анализируются особенности работы силовых МОП-транзисторов и причины их отказа в мощных преобразователях с жестким и мягким режимом переключения, пользующихся быстро растущим спросом в блоках питания для коммуникационного оборудования и современных сварочных аппаратов инверторного типа. Рассматриваются возможные схемные решения для повышения надежности преобразователей. Приводится информация о параметрах новых серий силовых полевых транзисторов компании "International Rectifier", рассчитанных на применение в преобразователях нового типа.

В последние годы на рынке силовой преобразовательной техники, применяемой в телекоммуникационных системах и инверторных сварочных аппаратах, оформился устойчивый спрос на преобразователи с высокой объемной плотностью энергии. Это побуждает электронную промышленность к внедрению более эффективных топологий преобразователей. Критериями их разработки, помимо объемной плотности энергии, выступают КПД, надежность, ресурс работы и цена. Наиболее вероятные претенденты для решения поставленной задачи – преобразователи с "жестким" режимом переключения (Hard Switch, сокращенно HS) и одна из модификаций преобразователей с "мягким" переключением – по нулевому напряжению (Zero Voltage Switching, сокращенно ZVS).

Благодаря преимуществам по КПД и плотности энергии схема с жестким переключением приобретает растущую популярность в преобразователях мощностью до 1 кВт. При больших мощностях ZVS-схема предпочтительней из-за своих преимуществ. Это возможность работы на более высоких частотах переключения, меньшие потери на ключах и в трансформаторе, более низкий уровень создаваемых помех. Вследствие этого ZVS-преобразователи широко внедряются прежде всего в телекоммуникационном оборудовании.

В последнее время ZVS-схемы вызывают повышенный интерес и производителей сварочной техники. Благодаря практически идеальной передаче энергии от аппарата в зону сварки становится возможна работа тонкими электродами на гораздо больших сварочных токах в продолжительном режиме, сварка разноразмерных деталей, обеспечение высокого качества сварочного шва.

По сравнению с преобразователями предыдущих поколений к транзисторам HS-и ZVS-преобразователей предъявляются повышенные требования, которым уже не могут удовлетворять стандартные силовые МОП-транзисторы. Поэтому в настоящее время актуальной задачей является разработка силовых МОП-транзисторов, специализированных для применения в этих преобразователях.

Особенности работы ключевых элементов в HS-преобразователях

На рис.1 представлена схема мостового преобразователя с жестким режимом переключения. Особенности переключения транзисторов в этой схеме видны на графике, представленном на рис.2.

Как видно на рис.2, обе траектории переключения (on и off) лежат вблизи границ области безопасной работы ключа (SOA). Вследствие этого возникают всплески напряжений сток-ис-

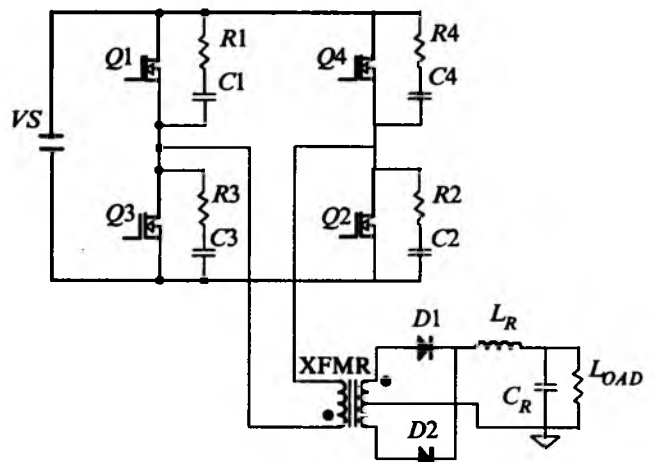


Рис.1. Схема мостового HS-преобразователя

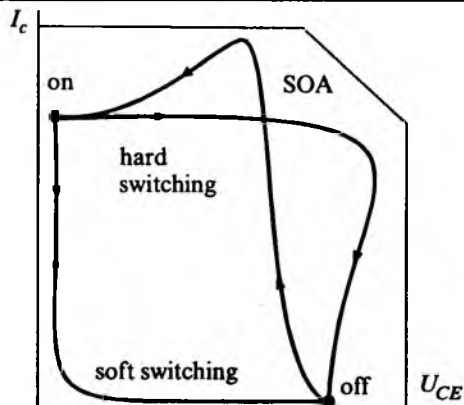


Рис.2. Траектории переключения транзистора HS- и ZVS-преобразователей

ток, затвор-исток и тока сток. Всплески напряжения сток-исток и связанные с ними ударные перегрузки по di/dt могут привести к включению паразитного биполярного транзистора и выходу транзистора из строя. Всплески тока сток и связанные с ними перегрузки по dI/dt могут вызвать переход в режим лавинного пробоя и выход транзистора из строя. Всплески напряжения затвор-исток, вызванные CdU/dt , могут привести к включению транзистора в тот момент, когда он должен быть закрыт, и спровоцировать появление сквозного тока.

Перечисленные особенности должны учитываться при проектировании транзисторов для HS-преобразователей. Следует стремиться к достижению высокой допустимой энергии лавинного пробоя при рабочих и максимальных температурах кристалла для повышенной устойчивости к dI/dt и снижения вероятности выхода из строя при включении паразитного биполярного транзистора. Необходимо также добиваться минимального внутреннего сопротивления затвора и отношения заряда затвор-сток к заряду затвор-исток для снижения риска включения транзистора из-за влияния CdU/dt . Эти критерии были положены компанией "International Rectifier" в основу разработки новых высоковольтных силовых МОП-транзисторов серии "К".

Особенности работы ключевых элементов в ZVS-преобразователях

Схема мостового преобразователя ZVS-типа изображена на рис.3.

Диоды $D1-D4$ – интегральные диоды силовых МОП-транзисторов $Q1-Q4$. Емкости $C1-C4$ – либо выходные емкости силовых МОП-транзисторов, либо внешние конденсаторы. Индуктивность $L1_k$ представляет собой индуктивность

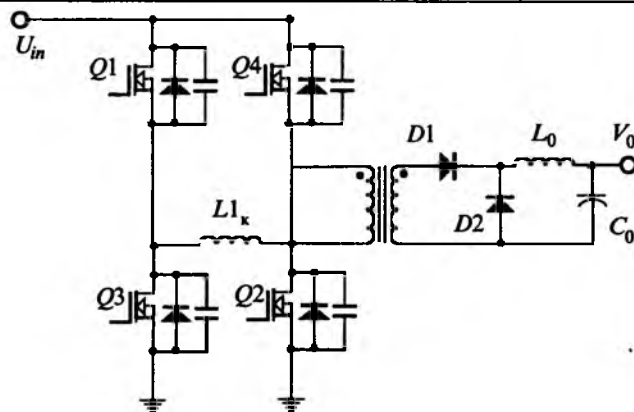


Рис.3. Схема мостового ZVS-преобразователя

утечки трансформатора или внешнюю индуктивность. Детальное описание работы и анализ мостовой ZVS-схемы можно найти в [1]. В "мягком" режиме траектория переключения (см. рис.2) расположена далеко от границ опасной зоны. Казалось бы, следует ожидать гораздо большей надежности преобразователей этого типа, однако существуют определенные условия, при которых отказы все же происходят. Это режим с полной нагрузкой и пониженным напряжением на выходе преобразователя либо режим с уровнем нагрузки ниже 25% номинальной. Такие режимы характерны, например, для сварки, где преобразователь переходит либо в режим полной нагрузки при касании электродом детали, либо в режим холостого хода при отрыве электрода. Причину отказов можно уяснить, анализируя работу ключа в преобразователе. На рис.4 представлены упрощенные графики сигналов на транзисторе $Q3$.

Транзистор $Q1$ выключен в момент времени t_0 , чтобы обеспечить включение транзистора $Q3$

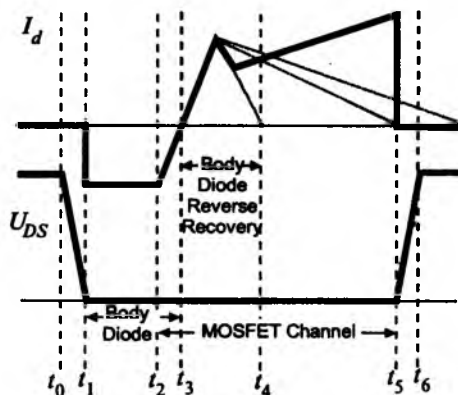


Рис.4. Упрощенные графики сигналов на транзисторе $Q3$

в режиме ZVS (при нулевом напряжении). Резонансная цепь $C1, L_R$ (суммарная индуктивность), $C2$ заставляет разряжаться конденсатор $C3$ до нулевого напряжения. В момент времени t_1 интегральный диод $D3$ начинает проводить ток и транзистор $Q3$ может быть включен в промежутке времени t_1-t_2 . Транзистор $Q2$ выключается, а транзистор $Q4$ включается в момент времени t_2 , чтобы заставить ток сменить направление. Интегральный диод $D3$ войдет в режим обратного восстановления после момента времени t_3 . Если процесс обратного восстановления не завершится до момента времени t_5 , пока транзистор $Q3$ выключен, диод $D3$ не будет блокировать обратное напряжение, что может вызвать повреждение транзистора.

Отказ в режиме полной нагрузки

Отказы в этом режиме происходят из-за того, что интегральный диод дольше восстанавливается при снижении приложенного к переходу обратного напряжения (рис.5).

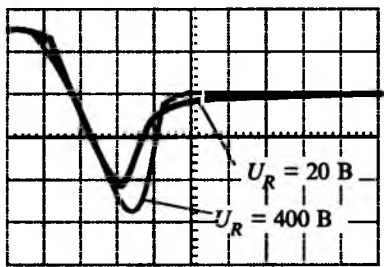


Рис.5. Эффект влияния обратного напряжения на время обратного восстановления

Время обратного восстановления диода в стандартном 500-вольтном силовом МОП-транзисторе при снижении обратного напряжения с 400 до 20 В увеличивается более чем в 3 раза и становится соизмеримым или превосходящим время проводимости канала включенного МОП-транзистора (см. рис.5). Таким образом, при снижении напряжения под нагрузкой интегральный диод $D3$ может не успеть восстановиться до момента времени t_5 , когда включается транзистор $Q1$. В результате окажется защелкнут паразитный биполярный транзистор, что приведет к выходу из строя силового МОП-транзистора.

Горизонтальная составляющая тока обратного восстановления вызывает падение напряжения на внутреннем сопротивлении затвора и может включить паразитный биполярный транзистор. При выключении $dudt$ может индуцировать ток сквозь емкость сток-база и интегральный внутренний резистор, что также приведет к вклю-

чению паразитного биполярного транзистора.

Отказ в режиме малой нагрузки и на холостом ходу

Необходимым условием для работы в ZVS-режиме является достаточность накопленной в L индуктивной энергии для раскачки напряжения на $C1$ и $C3$, когда $Q1$ выключен в момент t_0 :

$$\frac{1}{2}Li^2 \geq \frac{1}{2}(C_1 + C_3)U_s^2.$$

При малой нагрузке или ее отсутствии конденсатор $C3$ не будет успевать полностью разрядиться до нулевого напряжения к моменту времени t_1 . Интегральный диод $D3$ не будет проводить ток до включения транзистора $Q3$. Небольшим всплескам напряжения на затворе может соответствовать резкое изменение напряжения на стоке. Транзистор $Q3$ может оказаться включен снова, хотя предполагалось, что он должен быть выключен. Эта проблема известна как одновременный сквозной ток через транзисторы $Q1$ и $Q3$ из-за влияния $Cdudt$, вызывающий короткое замыкание в стойке.

Технические решения для повышения надежности работы МОП-транзисторов в ZVS-преобразователях

1. Блокирование проводимости интегрального диода с помощью дополнительных диодов

Диод Шоттки подключается последовательно со стоком полевого транзистора и эта цепочка шунтируется антипараллельным ультрабыстрым диодом. В такой схеме интегральный диод никогда не находится в проводящем состоянии. Однако этот метод является достаточно сложным и дорогим, так как дополнительные диоды должны быть рассчитаны на тот же ток, что и МОП-транзистор, а последовательное включение диода Шоттки увеличивает потери.

2. Устранение насыщения при малых нагрузках

Практика показывает, что при нагрузке более 25% максимальной, когда в ZVS-преобразователе течет большой ток и на $R_{ds(on)}$ включенного транзистора падает значительное напряжение, отказы очень редки. Снизить число отказов при малой нагрузке можно, если обеспечить достаточно высокое напряжение сток-исток для ускорения полной рекомбинации отрицательных зарядов, пока транзистор включен. Это может быть обеспечено путем добавления в схему контура, предотвращающего насыщение, который представляет собой соединенные анодами диод и стабилитрон. Катод стабилитрона подсоединяется к затвору, а катод диода к истоку транзистора.

Использование в схеме стабилитрона застав-

ляет МОП-транзистор при малых нагрузках на выходе работать в линейной области, когда напряжение сток-исток не связано с током, протекающим через транзистор, а фиксировано и равно разности между напряжением управления на выходе драйвера и суммой напряжений на выпрямительном диоде и стабилитроне. Напряжение стабилитрона должно быть выбрано так, чтобы напряжение сток-исток было не ниже, чем при 25% полной нагрузки. Основными препятствиями для реализации этого метода являются допуски и температурный дрейф напряжения на стабилитроне, рост энергопотребления драйвера и дополнительное усложнение схемы.

3. Применение специализированных МОП-транзисторов с коротким временем восстановления интегрального диода

Этот метод является одним из самых радикальных. Для обеспечения надежной работы в ZVS-преобразователях силовые МОП-транзисторы должны отвечать целому ряду дополнительных требований. В режиме с низким выходным напряжением они должны обеспечивать предельно короткое время обратного восстановления интегрального диода, иметь малый заряд обратного восстановления интегрального диода и обладать высокой устойчивостью к dI/dt и dU/dt .

Для снижения вероятности возникновения сквозного тока на холостом ходу или при малой нагрузке необходим высокий уровень невосприимчивости к CdI/dt . Для этого необходимо низкое значение отношения зарядов затвор-сток/затвор-исток, минимальное сопротивление внутреннего резистора R_b и повышенное пороговое напряжение. Силовые транзисторы с подобными характеристиками получили название FredFET. Перечисленным требованиям отвечают высоковольтные силовые МОП-транзисторы компании "International Rectifier" новой серии "L".

4. Включение транзистора при ненулевом напряжении

Предотвращение проводимости интегрального диода при малых нагрузках является наиболее эффективным и простым решением без существенного повышения сложности преобразователя. Более внимательный анализ работы мостового преобразователя с мягким режимом переключения показывает, что интегральный диод может проводить, только если напряжение сток-исток достигает нулевого напряжения прежде, чем включится транзистор. Если заставить МОП-транзистор включиться прежде, чем напряжение сток-исток достигнет нуля, его канал окажется включенным параллельно интеграль-

ному диоду прежде, чем через диод начнет протекать ток. Естественно, если падение напряжения на $R_{ds(on)}$ меньше порогового напряжения на интегральном диоде, ток будет протекать только через канал транзистора. Включение МОП-транзистора прежде, чем его напряжение сток-исток достигнет нуля, может произойти либо при уменьшении задержки на включение, либо при уменьшении dU/dt напряжения сток-исток. Оба этих режима легко могут быть достигнуты. Для реализации первого необходимо изменить значение сопротивления, устанавливающего паузу на переключение ключей, а для реализации второго необходимо увеличение емкости внешнего конденсатора, включенного параллельно каждому ключу (эти конденсаторы обычно применяются для снижения потерь при выключении, замедляя рост напряжения сток-исток так, что ток при выключении протекает при незначительном падении напряжения на МОП-транзисторе).

Когда МОП-транзистор включается при ненулевом напряжении, КПД преобразователя становится меньше, чем в режиме ZVS. Однако при малой нагрузке небольшое снижение КПД вполне допустимо. В реализованном режиме квази-ZVS напряжение сток-исток достигает нуля значительно раньше, чем включится МОП-транзистор. Поскольку потери при включении пропорциональны интегралу от напряжения на конденсаторе снабберовской цепи, в режиме квази-ZVS потери невелики. С ростом тока нагрузки растет скорость изменения напряжения сток-исток, и оно при фиксированной задержке на включение достигает нуля быстрее. При большой нагрузке напряжение сток-исток достигает нуля до включения МОП-транзистора. В этом случае преобразователь работает в чистом ZVS-режиме. Перевод преобразователя в режим квази-ZVS при малых нагрузках позволяет значительно снизить вероятность выхода из строя МОП-транзистора без усложнения схемы. Еще больший эффект дает сочетание этого решения с применением транзисторов типа FredFET. По имеющейся статистике наработка на отказ некоторых моделей мощных квази-ZVS преобразователей достигает нескольких миллионов часов.

Новые серии силовых высоковольтных МОП-транзисторов для HS- и ZVS-преобразователей

С учетом рассмотренных критериев компания "International Rectifier" разработала две серии МОП-транзисторов на напряжение 500 В для работы в HS- (серия "K") и ZVS-преобразователях (серия "L"). Характеристики серийно выпус-

Таблица 1

Тип	U_{BDS} , В	Серия	$R_{D(on)max}$, МОм	I_{Dmax} , А	$(du/dt)_{max}$, В/нс	Корпус
IRFPS43N50K	500	К	90	47	9	Super 247
IRFP32N50K	500	К	160	32	16	ТО-247
IRFB18N50K	500	К	290	18	19	ТО-220
IRFPS40N50L	500	L	100	46	25	Super 247
IRFP31N50L	500	L	180	31	19	ТО-247
IRFB17N50L	500	L	320	17	13	ТО-220
IRFPS40N60K	600	К	130	40	5,5	Super 247
IRFPS30N60K	600	К	190	30	10	Super 247
IRFP27N60K	600	К	220	27	13	ТО-247
IRFP22N60K	600	К	280	22	15	ТО-247

каемых приборов представлены в табл.1.

Приборы новых серий обладают максимальной эффективностью, обеспечивая предельно возможные характеристики при заданном размере кристалла. Транзисторы серии "К", по сравнению с МОП-транзисторами предыдущего поколения, имеют большую плотность структуры кристалла, что позволяет получать гораздо меньшее $R_{DS(on)}$. Например, при равных размерах кристалла $R_{DS(on)}$ транзистора IRFPS43N50K – 90 мОм, а у стандартного IRFP460 – 270 мОм. При этом допустимое пиковое значение du/dt при обратном восстановлении диода выросло с 3,8 до 9 В/нс. С учетом допустимой токовой нагрузки корпуса Super-247 в HS-преобразователях новый транзистор способен заменить 2-3 параллельно соединенных транзисторов IRFP460.

Приборы серии "L" помимо низкого сопротивления канала имеют малое время и низкие заряд и ток обратного восстановления при высоком допустимом уровне du/dt при обратном восстановлении обратного диода. В табл.2 приведены параметры стандартного транзистора IRFP460, FredFET IXFX50N50 компании "IXYS Semiconductor" и транзистора IRFPS40N50L новой серии.

Транзистор IRFPS40N50L спроектирован с учетом тяжелых условий работы в ZVS-преоб-

разователях без ущерба для остальных отличных технических характеристик прибора. Он имеет преимущества по времени, заряду, току обратного восстановления и особенно по допустимому значению du/dt как по отношению к стандартным транзисторам, так и к аналогам среди FredFET. Таким образом, серия "L" имеет существенно меньшую вероятность вторичного пробоя. Эффективность новых приборов показывают результаты сравнительных испытаний ZVS-преобразователей мощностью 3 кВт на частоте 100 кГц, приведенные в табл. 3.

В табл.3 P_g – мощность потерь на управление затвором; P_{bd} – потери на интегральном диоде; P_c – потери на проводимость; P_t – общий баланс потерь.

Прибор-аналог имеет суммарную мощность потерь на 5% меньше, но при этом существенно дороже, поскольку имеет на 60% большую площадь кристалла. Меньшее внутреннее сопротивление затвора и оптимизированное отношение зарядов на затворе позволило на 50% уменьшить броски напряжения, вызванные Cdu/dt , благодаря чему опасность возникновения сквозных токов при малой нагрузке или на холостом ходу резко снижается. Применение транзисторов новой серии "L" позволяет создавать ZVS-преобразователи с рабочей частотой до 250 кГц. В настоящее время совершенствуются характеристики приборов серии "L" для обеспечения возможности работы на частотах до 500 кГц.

Список литературы

1. Jovanovic M. Zero-Voltage-Switching technique in high-frequency off-line converters//IEEE Proceedings of APEC, 1988.
2. Saro L., Redl R., Dierberger K. High-Voltage Mosfet ehavior in soft-switching converter//ITCC, 1998.
3. Aigner H. Improwing the full bridge phase-shift ZVT converter for failure-free operation under extreme conditions in welding and similar applications//IEEE Proceedings of IAC, 1998.
4. Fiel A., Wu T. MOSFET failure modes in ZVS full-bridge switching mode power supply applications// International Rectifier, 2001.

Таблица 2

Тип	I_D , А	$R_{DS(on)}$, МОм	T_{rrtyp} , нс	Q_{rr} , нК	I_{rrm} , А	du/dt , В/нс
IRFP460	20	270	570	5,7	26	3,5
IXFX50N50	50	100	205	1,4	13	5
IRFPS40N50L	46	100	170	0,8	8,4	25

Таблица 3

Типономинал	Относительный размер, %	P_g , Вт	P_{bd} , Вт	P_c , Вт	P_t , Вт
IRFPS40N50L	100	0,441	0,121	5,604	6,046
IXFX50N50	160	0,502	0,114	5,264	5,765

Новое поколение IGBT-транзисторов для электропривода

ОМАРОВ Б.И., канд. техн. наук, БАШКИРОВ В.И., инж.

Представительство «International Rectifier»

Рассмотрены особенности и преимущества нового поколения NPT IGBT-транзисторов компании «International Rectifier», ориентированного на применение в промышленном приводе и приводе бытовой техники мощностью 0,3–7,5 кВт. В сочетании с высоковольтными интегральными драйверами МОП-затворов и интегральными микросхемами ток-сенсоров они позволяют создавать наиболее эффективные по цене и техническим характеристикам конструкции регуляторов электродвигателей.

Статистика использования электроэнергии в мире демонстрирует не только устойчивый рост, но и ускорение темпов потребления. Среди потребителей электроэнергии бесспорным лидером является электропривод. На его долю приходится более половины всей потребляемой электроэнергии в мире (стоимость ежегодно потребляемой электроэнергии более 400 млрд.дол.) и значительная часть ее потерь (более 70 млрд.дол.). Этим объясняется быстрорастущий интерес к регулируемому приводу для индустриальной и бытовой техники.

Анализ рынка автоматизированного индустриального электропривода указывает на то, что наибольшим спросом пользуется привод малой (до 3,7 кВт) и средней (до 37 кВт) мощности на базе асинхронных электродвигателей. На электропривод мощностью до 3,7 кВт приходится около 75% общего объема продаж, а на приводы малой и средней мощности – более 90%.

Потенциально высокую емкость имеет рынок регулируемого электропривода бытовой техники, в первую очередь стиральных машин, кондиционеров и холодильников, где годовая мировая серийность производства приближается к 100 млн. изделий каждого типа. Переход на применение регулируемого электропривода на базе бесконтактных электромашин (синхронно-реактивных и бесконтактных двигателей постоянного тока) обеспечивает до 60% экономии электроэнергии, 3–4-кратное повышение ресурса работы и недостижимые ранее функциональные возможности. Диапазон мощностей этого привода в основном составляет от 0,2 до 3 кВт (0,2 кВт – компрессоры холодильников, 0,8–1 кВт – стиральные машины, 2–3 кВт – кондиционеры).

Рост спроса на регулируемый электропривод малого и среднего диапазона мощностей тесно

связан с улучшением технических характеристик (улучшение массогабаритных характеристик, расширение диапазона регулирования скорости, повышение надежности и ресурса работы) при жестких ограничениях на стоимость.

Преимущества и недостатки NPT IGBT

Применение в частотно-регулируемом приводе биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) стало одним фактором упрощения схемотехники, повышения надежности и расширения диапазона регулирования скорости. В последние годы растет интерес к применению в электроприводе малой и средней мощности IGBT, изготавливаемых по технологии NPT (Non Punch Through). Транзисторы такого типа в настоящее время включены в номенклатуру ведущих производителей IGBT. Структура кристалла таких транзисторов аналогична изготавливаемым по традиционным PT (Punch Through). Разница состоит в том, что в отличие от применения эпитаксиальных пленок эта технология основана на объемной диффузии кремния. Применение при производстве более тонких (а значит и менее дорогих) кремниевых пластин снижает стоимость кристалла, его электрическое и тепловое сопротивление. Прямоугольная зона безопасной работы NPT IGBT (ограничена двукратным максимальным током коллектора и предельно допустимым напряжением коллектор-эмиттер) позволяет в ряде случаев отказаться от применения снабберовских цепей. Одним из основных недостатков PT IGBT является сложность параллельного соединения транзисторов для повышения суммарного тока вследствие отрицательного температурного коэффициента напряжения насыщения коллектор-эмиттер открытого транзистора, нарушающего баланс токов. Технология NPT устранила этот

недостаток и обеспечивает положительное значение этого коэффициента во всем диапазоне токов.

Общим недостатком IGBT по отношению к силовым МОП-транзисторам является гораздо более существенный рост потерь на переключение с ростом частоты. В баланс потерь на переключение IGBT главный вклад вносят потери на выключение из-за наличия остаточного тока коллектора при запираии транзистора, вызванного рассасыванием неосновных носителей в "биполярной области" IGBT. У NPT IGBT этот фактор существенно ослаблен, что позволяет в несколько раз уменьшить полное время выключения. Это дает возможность работать на более высоких частотах модуляции (вплоть до ультразвуковых), улучшить контроль момента на низких частотах вращения, снизить акустические шумы.

Однако платой за все эти преимущества NPT IGBT является более сильное влияние паразитных структур (емкостей переходов, паразитного интегрального транзистора JFET). Поэтому для исключения сквозных токов в транзисторах этого типа вследствие паразитных включений необходимо создавать отрицательное смещение на затворе при запираии транзистора и ограничивать скорость изменения приложенного к транзистору напряжения при переключении.

Новое поколение NPT IGBT компании «International Rectifier»

Проведенный анализ элементной базы и архитектуры регуляторов для электропривода малой и средней мощности выявил наличие ряда неэффективных технических решений. Это относится к сложной и дорогой реализации как управления ключевыми элементами инвертора, так и реализации обратных связей. В большинстве устройств для управления IGB-транзисторами используются оптодрайверы. В электроприводе на базе трехфазных электромашин используется до 7 оптодрайверов, требующих 4 вторичных изолированных источников питания. Для предотвращения сквозных токов, которые могут возникнуть вследствие неучета нелинейных статических и динамических характеристик, а также деградации характеристик, приходится дополнительно усложнять схему управления. Ситуация еще более усугубляется в случае использования NPT IGBT, когда необходимо усложнять схему драйвера для реализации отрицательного смещения напряжения на затворе при запираии транзистора и вводить дополнительный источник отрицательного напряжения.

Переход на применение интегральных высоковольтных драйверов МОП-затворов дает возможность радикально улучшить технические характеристики и рентабельность производства регуляторов. Платы управления на их базе содержат на 40% меньше компонентов, имеют вдвое меньшую площадь и унифицированную конструкцию для сетей питания с напряжениями питания переменного тока 220 и 380 В. Более высокое быстродействие и стабильность характеристик по сравнению с оптодрайверами позволяет расширить диапазон регулирования скорости. Однако упрощение конструкции достигается только в том случае, если для запираии транзистора не требуется создать отрицательное смещение на затворе.

Компания «International Rectifier» разработала новую технологию производства NPT IGBT, главным преимуществом которой по сравнению с технологиями других компаний является отсутствие необходимости отрицательного смещения на затворе при запираии, за счет чего достигается полная совместимость транзисторов по управлению с микросхемами высоковольтных интегральных драйверов.

Преимущества транзисторов нового поколения были достигнуты путем минимизации паразитных емкостей (в первую очередь снижения емкости затвор-коллектор более чем в три раза) и интегрального резистора затвора, а также влияния паразитного интегрального транзистора.

В настоящее время производятся две серии NPT IGBT на предельно допустимые напряжения коллектор-эмиттер 1200 и 600 В. Первая из них ориентирована на применение в промышленном приводе с питанием от трехфазной сети с напряжением ~380 В, а вторая – на применение в промышленном приводе малой мощности и приводе бытовой техники с питанием от однофазной сети с напряжением ~220 В. Характеристики транзисторов представлены в табл.1, 2.

Новые технологии производства кристаллов NPT IGBT оптимизированы для приложений в мостовых инверторах электроприводов, сварочных аппаратов и источников бесперебойного питания. В варианте исполнения Co-Pack в корпусе помимо кристалла транзистора смонтирован антипараллельный гипербыстрый диод нового поколения с более мягкой характеристикой обратного восстановления и в среднем на 10% меньшим падением напряжения по сравнению с аналогами. Все транзисторы нового поколения выдерживают режим короткого замыкания в течение 10 мкс. Они обеспечивают в среднем на

Основные характеристики NPT IGBT на предельное напряжение 1200 В

Типономинал	Корпус	I_c при $T_c = 100^\circ\text{C}$, А	$U_{CE(om)}$ при $T_j = 125^\circ\text{C}$ и $U_{GE}=15$ В, В	E_{TS} при $T_j = 125^\circ\text{C}$ мДж	R_{QJc} , $^\circ\text{C}/\text{Вт}$
IRGP20B120U-E	TO-247	20	3,45	1,96	0,42
IRGP20B120UD-E	TO-247 Co-Pack	20	3,05	1,96	0,42
IRGP30B120KD-E	TO-247 Co-Pack	30	2,98	3,77	0,42
IRGPS40B120UD	Super-247A Co-Pack	40	3,12	4,77	0,21
IRGPS40B120U	Super-247A	40	3,12	4,77	0,21
IRGPS60B120KD	Super-247A Co-Pack	60	2,5	12,5	0,21

Таблица 2

Основные характеристики NPT IGBT на предельное напряжение 600 В

Типономинал	Корпус (все Co-Pack)	I_c при $T_c = 100^\circ\text{C}$, А	$U_{CE(om)}$ при $T_j = 150^\circ\text{C}$ и $U_{GE}=15$ В, В	E_{TS} при $T_j = 150^\circ\text{C}$ мДж	R_{QJc} , $^\circ\text{C}/\text{Вт}$
IRGR3B60KD	D-Pak	3	1,8	0,25	2,2
IRGS4B60KD	D2-Pak	4	1,8	0,25	1,4
IRGIB6B60KD	TO-220 Fullpak	5,5	2,19	0,34	1,4
IRGS6B60KD	D2-Pak	7	2,19	0,34	1,4
IRGB6B60KD	TO-220	7	2,19	0,34	1,4
IRGSL6B60KD	TO-262	7	2,19	0,34	1,4
IRGIB10B60KD	TO-220 Fullpak	6,5	2,15	0,56	0,8
IRGS10B60KD	D2-Pak	12	2,15	0,56	0,8
IRGB10B60KD	TO-220	12	2,15	0,56	0,8
IRGSL10B60KD	TO-262	12	2,15	0,56	0,8
IRGIB15B60KD	TO-220 Fullpak	7,5	2,2	0,84	0,6
IRGS15B60KD	D2-Pak	20	2,2	0,84	0,6
IRGB15B60KD	TO-220	20	2,2	0,84	0,6
IRGSL15B60KD	TO-262	20	2,2	0,84	0,6
IRGP30B60KD-E	TO-247	30	2,39	1,78	0,42

70% меньшее время выключения, чем PT IGBT предыдущего поколения, что позволяет в 3 раза уменьшить паузу на переключение транзисторов инвертора и расширить диапазон регулирования скорости электродвигателя. Это особенно важно для асинхронного электропривода с векторным управлением без датчиков обратной связи, где появляется возможность работы на низких частотах вращения и расширить область применения этого более дешевого метода управления. Уровень потерь на переключение в среднем на 20% ниже, чем у NPT IGBT, предлагаемых другими производителями, и на 40–50%, чем у лучших ультрабыстрых PT IGBT предыдущего поколения IR. При этом одновременно снижены потери на проводимость. Напряжение насыщения коллектор-эмиттер открытого транзистора в среднем на 20% ниже, чем у PT IGBT и на 10% ниже, чем у аналогов среди NPT IGBT. Столь существенное снижение потерь приводит к резкому уменьшению температуры кристалла, т.е. позволяет либо повысить допустимый уровень тока и частоты переключения при той же пло-

щади кристалла, либо сделать кристалл более компактным и дешевым. Последнее обстоятельство особенно важно для применения транзисторов в приводе бытовой техники. Реализация повышенной частоты модуляции в электроприводе дает возможность улучшить управление моментом на низких частотах вращения двигателя и снизить уровень создаваемых высокочастотных шумов и помех. Вследствие более низкой энергии переключения, меньшей задержки на выключение в сочетании с более плавной кривой обратного восстановления ультрабыстрого антипараллельного диода на 5–10 дБ снижается уровень помех в полосе 1–30 МГц и упрощается конструкция фильтров. Низкая зависимость потерь на переключение от температуры улучшает работоспособность новых транзисторов при повышенных рабочих температурах. Новая технология производства NPT IGBT дала возможность применять подложки с меньшей толщиной. За счет этого тепловое сопротивление кристалл-корпус снижено в 2 (корпус TO-220) – 3 (корпус Super TO-247) раза. В соче-

тании с низкими потерями на переключение это позволяет уменьшить в среднем на 20% размеры теплоотвода и использовать приборы в стандартных, более дешевых корпусах. Так, транзистор IRGSP60B120KD в стандартном корпусе Super-247 способен заменить в приводе мощностью 5,5 кВт более дорогие модули в корпусе Int-A-Pak, экономя до 75% площади. Следует отметить, что аналог этого корпуса отсутствует в номенклатуре компании «Infineon Technologies» – ведущего производителя NPT IGBT, а у других производителей в аналогах такого корпуса реализованы токи ниже 40А. Помимо этого нагрузочная способность по току может быть реализована за счет простоты параллельного соединения транзисторов благодаря положительному температурному коэффициенту для напряжения насыщения коллектор-эмиттер открытого транзистора и для падения напряжения на ультрабыстром диоде. Еще одной важной особенностью новых транзисторов по отношению к аналогам является гораздо более высокая устойчивость к шумам по затвору и наведенному напряжению (*dv/dt immunity*). Совместные испытания показали, что NPT IGBT производства IR имеют в среднем втрое более высокую устойчивость к шумам по затвору и более чем в 20 раз ниже ток, индуцируемый за счет влияния *dv/dt* при включении. Поэтому практически полностью исключается возможность ложных срабатываний или защелкивания транзистора во всем диапазоне скоростей переключения. Это позволяет избавиться от одного из главных недостатков NPT IGBT – необходимости отрицательного смещения на затворе при выключении транзистора. Отпадает необходимость использования дополнительного источника питания и сложной схемы драйвера. Новые транзисторы могут управляться, как и PT IGBT, от высокочастотных микросхем драйверов МОП-затворов производства IR на напряжения 600 и 1200 В без каких-либо изменений схемы. Сочетание этих преимуществ дает возможность на 40% сократить число компонентов, в два раза уменьшить площадь узла управления и питания на плате управления и до 20% снизить цену реализации регулятора. Практическое применение NPT IGBT нового поколения показало, что они обеспечивают уверенную работу на ультразвуковых частотах ШИМ. Даже самый мощный из 1200-вольтовой серии транзистор IRGSP60B120KD способен работать в приводе при частотах переключения до 25 кГц.

Транзистор IRGSP40B120UD оптимизирован для применения в импульсных источниках питания, UPS, сварочной технике и индукционных нагревателях при частотах до 50 кГц. Применение последнего в сварочной технике позволяет использовать мостовой конвертор на мощность 8 кВт при частоте переключения 50 кГц вместо конвертора на 8 полевых 1000-вольтовых транзисторах и вдвое уменьшить его габариты. Помимо представленных в табл.1 транзисторов серийно производятся и комплементарные пары кристаллов транзистор-диод на токи 50, 75 и 100 А. В настоящее время они используются в новых разработках компании IR – серии малогабаритных полумостовых и мостовых модулей серии MTP, программируемых интеллектуальных модулях (с частотой ШИМ до 20 кГц) и свободно поставляются на рынок. В отличие от 1200-вольтовой серии транзисторов в 600-вольтовой серии представлены в основном приборы в популярных малогабаритных корпусах для монтажа в отверстия (TO-220, TO-262) и поверхностного монтажа (D-Pak, D2-Pak). Это вызвано их более низкой ценой по отношению к корпусам TO-247, Super-247, что является важным фактором экономии в приводе бытовой техники и промышленном приводе малой мощности с питанием от однофазной сети ~220 В. Другим фактором экономии является уменьшение размера кристалла, т.е. оптимальный подбор транзистора по току под конкретное приложение. Несмотря на наличие в табл.2 приборов на токи 3–4 А готовится производство транзисторов на токи 2 А. Это позволит оптимально использовать транзисторы. Транзисторы на токи 2–3 А оптимизированы для применения в приводе мощностью до 400 Вт, на 4А – до 500 Вт, на 5,5–7 А – до 1 кВт, на 7,5–12 А – до 2,5 кВт, на 20 А – до 4,5 кВт, и самый мощный на 30 А – до 7,5 кВт. Широкий выбор в номенклатуре IR интегральных 600-вольтовых драйверов (в том числе оптимизированных по характеристикам и цене для привода бытовой техники) дает возможность оптимизировать конструкцию регулятора по цене и техническим характеристикам под любые массовые типы приложений.

Список литературы

1. Francis R., Wood P., Alderman A. Positive only gate drive IGBT created by Cres minimization// International Rectifier.
2. Blake C., Bull C. IGBT or MOSFET-choose wisely// International Rectifier.
3. International Rectifier introduces IGBTs with improved ruggedness and better value// IR news. 2002.

Современные силовые полупроводниковые ключи фирмы "Infineon Technologies AG"

КОПЫЛОВ А. В., ведущий специалист по силовым компонентам

ООО "ИНТЕХ электронике"

Проектирование и создание современной силовой полупроводниковой преобразовательной техники требует наличия и доступности силовых полупроводниковых приборов (СПП), отвечающих следующим требованиям:

- минимальные массогабаритные показатели при максимальных обрабатываемых мощностях;
- высокое быстродействие;
- высокая стойкость к электрическим воздействиям, возникающим при аварийных режимах работы: короткое замыкание (КЗ), перегрузки по току, перенапряжения;
- низкая стоимость и высокая надежность;
- минимальные полные потери мощности.

Фирма "Infineon Technologies AG" (бывшее отделение Полупроводники концерна "Siemens AG") занимает одно из лидирующих мест в мире среди фирм-изготовителей СПП. Накопленный за десятилетия опыт и потенциал в области технологий изготовления СПП позволили создать целый ряд революционных семейств СПП в малогабаритных корпусах, использующихся в силовой электронике в качестве ключевых элементов: высоковольтные силовые полевые транзисторы серии CoolMOS™, низковольтные полевые транзисторы серии OptiMOS™, быстродействующие высоковольтные силовые IGBT-транзисторы серии S-IGBT (Fast IGBT), а также быстродействующие силовые диоды серии EmCon™, диоды Шоттки семейства thinQ!™.

CoolMOS™ – новая серия высоковольтных силовых полевых транзисторов

CoolMOS™ – это новое поколение высоковольтных силовых транзисторов, предназначенных для использования в силовых преобразователях и системах управления потоками энергии импульсного типа: импульсных источниках питания (SMPS) для персональных компьютеров, серверов и рабочих станций, а также для бытовой электроники – телевизоров, видеомагнитофонов, игровых видеоприставок и др., источников бесперебойного питания (UPS) и устройств коррекции коэффициента мощности, систем электропитания для микроволновых ус-

тройств и медицинского оборудования, установок индукционного нагрева, сварочного оборудования мощностью 1 кВт – 1 МВт и квазистатических регуляторов света, резонансных регуляторов с коммутацией в нуле напряжения.

Принципиальное отличие технологии изготовления транзисторов CoolMOS™ от предшествующих технологий изготовления силовых полевых транзисторов заключается во внедрении в полупроводниковую структуру вертикальных p -областей, образующих по обеим сторонам канала p - n -переходы (рис.1). В этом случае электрическое поле, создаваемое напряжением сток-исток, имеет не только вертикальную составляющую вдоль толщины кристалла (как в обычных МОП-транзисторах), но и поперечную, что позволяет снизить $R_{DS(on)}$ (сопротивление транзистора во включенном состоянии) и получить его зависимость от максимально допустимого напряжения сток-исток линейной.

Все семейство транзисторов CoolMOS™ представлено тремя поколениями: ...S5 – 1-е поколение, характеризующееся чрезвычайно малым сопротивлением во включенном состоянии (до 70 мОм); ...C2 – 2-е поколение с меньшим временем переключения и оптимизированное под применение в сетевых SMPS, работающих на частоте до 200 кГц; ...C3 – 3-е поколение со способностью выдерживать импульсный ток с

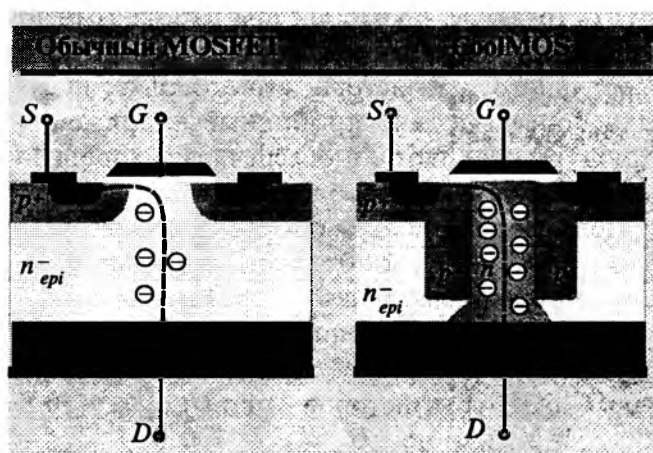


Рис.1. Поперечные сечения кристаллов обычного полевого транзистора и транзистора CoolMOS

более высокими амплитудами (в 1,5 раза), благодаря большей переходной электрической проводимости и более прямоугольной форме области безопасной работы. Кроме того, 3-е поколение совместимо практически с любыми драйверами за счет меньшего падения напряжения на затворе при насыщении транзистора до 5,5 В и более низкого порога включения транзистора – 3 В.

Основные характеристики и преимущества:

- резкое уменьшение потерь мощности в проводящем состоянии силового ключа (в 2,5 раза) – сопротивление во включенном состоянии $R_{DS(on)}$ полевого транзистора CoolMOS™ на напряжение 600 В в 5 раз, а на 1000 В – в 10 раз меньше, чем у стандартного МОП-транзистора;

- уменьшение активной площади кристалла в 3 раза, при этом потери мощности в проводящем состоянии снижены на 20%, а плотность энергии на единицу площади кристалла достигает 2,5 Вт/мм²;

- компактность корпусов – замена силовых модулей на транзисторы в корпусах TO-220 и TO-247;

- значительное снижение заряда затвора и потерь при переключении (до 50%).

Более подробную информацию можно найти в Интернете: www.infineon.com/coolmos.

Низковольтные силовые МОП-транзисторы с пробивным напряжением 20–400 В

S-FET- и S-FET-2-технологии изготовления силовых полевых транзисторов, предложенные еще фирмой "Siemens AG" и развитые "Infineon Technologies AC", положили начало развитию новых семейств транзисторов с целым рядом преимуществ над предыдущими поколениями полевых транзисторов.

S-FET-технология базируется на однородной МОП-структуре, в которой при работе транзистора слабо проявляются свойства паразитного биполярного транзистора, что позволяет получать более высокие пробивные напряжения структуры сток-исток и обеспечивать хорошую коммутационную способность.

Полевые транзисторы с технологией изготовления S-FET/S-FET-2 обладают следующими основными характеристиками и преимуществами:

- низким сопротивлением во включенном состоянии $R_{DS(on)}$ – на 35% ниже, чем у традиционных МОП-транзисторов – при $U_{BR(DSS)} = 30$ В $R_{DS(on)} = 3$ мОм; при $U_{BR(DSS)} = 100$ В $R_{DS(on)} = 16$ мОм – корпусирование в TO-220 ($U_{BR(DSS)}$ – пробивное напряжение сток-исток);

- меньшим временем переключения – значительным улучшением частотных свойств: частота переключения до 500 кГц;

- высокой стойкостью к КЗ – есть приборы, выдерживающие КЗ в течение 1000 мкс;

- высокой коммутационной способностью – переключаемый ток до 125 А при $R_{DS(on)} = 8$ мОм и корпусе TO-220;

- малыми размерами кристалла – размещение в корпусах TO-220 с эффективным теплоотводом – тепловое сопротивление R_{thjC} меньше 1 К/Вт, а также в D-Pak, P-DSO-8 и SOT-223.

Благодаря перечисленным преимуществам низковольтные полевые транзисторы производства фирмы "Infineon Technologies AG" нашли применение в таких областях, как:

- автомобильная электроника: системы антиблокировки колес при торможении (ABS), системы управления электроприводом, топливным насосом, накалом ламп, клапанами и др.;

- импульсные источники питания для компьютеров и медицинского оборудования, источники бесперебойного питания, системы управления электродвигателями, включая следящие и др.;

- промышленное питание для автоматических производственных линий;

- DC-DC преобразователи для телекоммуникаций, вспомогательные повышающие источники питания.

Наряду с обширной гаммой традиционных низковольтных силовых полевых транзисторов с технологией изготовления S-FET фирма „Infineon Technologies AG“ предлагает новые полевые транзисторы серии OptiMOS™ с улучшенными параметрами, изготавливаемые по новейшей и передовой технологии S-FET-2.

Более подробную информацию можно найти в Интернете: www.infineon.com/power и www.infineon.com/optimos.

Высоковольтные быстродействующие силовые IGBT-ключи

Для применений в области высоких рабочих напряжений и частот "Infineon Technologies AG" предлагает также широкую номенклатуру силовых "быстродействующих IGBT-ключей (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor - биполярный транзистор с изолированным затвором).

Изготовление силовых IGBT-транзисторов осуществляется по NPT-технологии (non-punch-through), предложенной впервые фирмой "Siemens AG", которая позволяет получить однородную полупроводниковую структуру с равномерным *n*-легированием без специальных мер

уменьшения времени жизни носителей. Применение NPT-структур для IGBT-транзисторов обеспечило значительное улучшение их параметров в области рабочих напряжений свыше 1000 В.

Основные характеристики и преимущества:

- высокая рабочая частота – свыше 300 кГц в зависимости от условий коммутации;
- потери при выключении в 3–5 раз меньше по сравнению с PT-IGBT-транзисторами (punch-through);
- очень низкий остаточный ток во всем температурном диапазоне;
- уменьшенное пороговое напряжение включения – вместо 5,5–4 В;
- небольшой положительный температурный коэффициент 3 мВ/°С – простота параллельного соединения ключей;
- пиковая мощность рассеивания до 100 кВт при семикратной перегрузке по току;
- диапазон рабочих токов от 2–30 А при напряжении 600 и 1200 В;
- корпуса: TO-220, I-Pak, TO-263, TO-247 в том числе SMD-версии: D-Pak, TO-220;

- возможность замены большего по размерам (в 3–4 раза) MOSFET-транзистора.

Основные области применения:

- импульсные источники питания, устройства коррекции коэффициента мощности, источники бесперебойного питания большой мощности;
- сварочное оборудование от 1 до 20 кВт;
- установки индукционного нагрева от 2 кВт до 1,5 МВт;
- высоковольтные преобразователи для медицинского оборудования и микроволновых установок;
- преобразователи и регуляторы с коммутацией в нуле напряжения (ZVS-преобразователи).

Непрерывное развитие технологии изготовления IGBT-транзисторов фирмой "Infineon Technologies AG" позволило реализовать многовариантность исполнения корпусов IGBT-транзисторов, а также интегрировать вместе с кристаллами транзисторов в одном корпусе (Duo-Pack) быстродействующие обратные диоды (технология EpiCon™). Производимая номенклатура представлена в табл.1 (см. также

Таблица 1

Быстродействующие высоковольтные силовые IGBT-ключи

IGBT-ключ	Ток А, при		TO-251 (I-Pak)	TO-252 (D-Pak)	TO-263 (D ² -Pak)	TO-220	TO-247
	100°C	25°C					
600 В							
Fast IGBT	2	6	SGU02N60	SGD02N60	SGB02N60	SGP02N60	–
	4	9	SGU04N60	SGD04N60	SGB04N60	SGP04N60	–
	6	12	SGU06N60	SGD06N60	SGB06N60	SGP06N60	–
	10	21	–	–	SGB10N60	SGP10N60	SGW10N60
	15	31	–	–	SGB15N60	SGP15N60	SGW15N60
	20	40	–	–	SGB20N60	SGP20N60/HS	SGW20N60/HS
	30	41	–	–	SGB30N60	SGP30N60/HS	SGW30N60/HS
Duo-Pack	2	6	–	–	SKB02N60	SKP02N60	–
	4	9	–	–	SKB04N60	SKP04N60	–
	6	12	–	–	SKB06N60	SKP06N60	–
	10	21	–	–	SKB10N60	SKP10N60	SKW10N60
	15	31	–	–	SKB15N60	SKP15N60	SKW15N60
	20	40	–	–	–	–	SKW20N60/HS
	30	41	–	–	–	–	SKW30N60/HS
1200 В							
Fast IGBT	2	7	–	SGD02N120	SGB02N120	SGP02N120	–
	7	18	–	–	SGB07N120	SGP07N120	–
	15	33	–	–	SGB15N120	SGP15N120	SGW15N120
	25	50	–	–	–	–	SGW25N120
Duo-Pack	2	7	–	–	SKB02N120	SKP02N120	–
	7	18	–	–	–	–	SKW07N120
	15	33	–	–	–	–	SKW15N120
	25	50	–	–	–	–	SKW25N120

Примечание: ...HS – IGBT-транзисторы серии High Speed (более 30 кГц).

www.infineon.com/power.

В стадии разработки находятся IGBT-транзисторы новых серий на 1200 В – **FieldSTOP-IGBT™**, **Triathlon™** (IGBT 3-е поколение) с уменьшенным падением напряжения коллектор-эмиттер $U_{CE(sat)}$ в насыщенном состоянии и меньшими значениями энергии при выключении E_{off}

Интегральные микросхемы управления силовыми электронными ключами фирмы "Infineon Technologies AG"

Кроме силовых полупроводниковых ключей фирма "Infineon Technologies AG" предлагает довольно широкую номенклатуру интегральных микросхем управления силовыми полупроводниковыми ключами: новая серия **CoolSET™** (в одном корпусе – два кристалла: ИМС управления + транзисторный ключ **CoolMOS™**): **ICE2A...**, ШИМ-контроллеры: **TDA 16888**, **TDA 16846/47/50**, корректоры коэффициента мощности: **TDA 4862/3/4**.

Наибольший интерес из этого класса электронных компонентов представляют ИМС нового семейства **CoolSET™**, создание которых связано новой технологии изготовления высоковольтных полевых транзисторов **CoolMOS™**. ИМС **CoolSET™** – это составная ИМС, включающая в себя: кристалл ИМС управления и кристалл транзистора **CoolMOS™** (рис.2).

Основные характеристики и преимущества:

- резкое уменьшение потерь мощности в проводящем состоянии силового ключа (в 2,5 раза) – сопротивление во включенном состоянии $R_{DS(on)}$ полевого транзистора **CoolMOS™** на напряжение 600 В в 5 раз, а на 1000 В – в 10 раз меньше, чем у стандартного SIPMOS-транзистора;

- ШИМ-контроллеры **CoolSET™**: высокая электромагнитная совместимость – соответствует стандарту EN 50081-1 и наименьшее энергопотребление в ждущем режиме по стандарту "Blue Angel" (менее 1 Вт);

- корректоры коэффициента мощности **CoolSET™**: соответствие стандартам: по кор-

рекции EN 61000-3-2, по содержанию гармоник IEC 555-2;

- развитый и полный набор функций защиты с опцией опросного режима от перенапряжений, токовых перегрузок, обрыва обратной связи, пиковых мощностей, перегрева и т.д.;

- максимальная скважность работы силового ключа 72%;

- мягкий пуск с очень низким пусковым током не больше 30 мкА;

- уменьшение количества внешних компонентов (до 50%);

- значительное упрощение топологии электрической схемы – 4 активных вывода у ИМС в корпусе P-DIP-8;

- уменьшение размеров механических элементов: радиаторов, монтажных плат;

- корпуса: P-DIP-7; P-DIP-8, P-TO-220-6, P-DSO-14, P-DSO-16.

Основные области применения:

- импульсные источники питания с фиксированной рабочей частотой до 100 кГц для портативных персональных компьютеров, ноутбуков, мониторов, серверов, принтеров, факсов, ксероксов, зарядных устройств аккумуляторов, бытовой электроники (телевизоры, видеомагнитофоны, игровые приставки, DVD-плееры, адаптеры и т.д.) и бытовой электротехники и т.д.;

- источники бесперебойного питания, включая источники резервного питания для спутниковой связи и телемеханики;

- вспомогательные источники питания для промышленности и других целей.

Быстродействующие силовые диоды серии EmCon™

EmCon™ – новая серия силовых быстродействующих диодов на рабочие напряжения 600 и 1200 В, предлагаемая фирмой "Infineon Technologies AG". Диоды характеризуются небольшим значением падения напряжения в прямом направлении (до 1,35 В) и малым зарядом обратного восстановления Q_{rr} (до 0,4 мкКл) – двукратное уменьшение по сравнению с предыдущими поколениями быстродействующих диодов. Корпуса: TO-252, TO-220, TO-263 (SMD – под поверхностный монтаж). Это новое семейство силовых быстродействующих диодов предполагает замену хорошо известной серии ранее выпускаемых диодов – **VYP...** . Производимая номенклатура представлена в табл.3.

Основные области применения:

- электропривод, источники бесперебойного питания (UPS), сварочные аппараты, электробытовая техника;

PWM IC CoolMOS

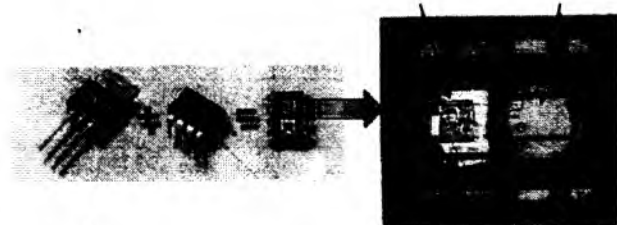


Рис.2. Новый составной ИМС-контроллер семейства CoolSET™

CoolSET™ – силовой электронный ключ CoolMOS™ и контроллер в одном корпусе

Тип ИМС	Корпус	Мощность $P_{ом}$, Вт	I_{max} , А	$R_{DS(on)}$, Ом	Входное рабочее напряжение переменного тока 190–270 В; 85–270 В
ICE 2A0565/Z	DIP 8/DIP 7	15	0,5	6,0	При открытой конструкции и $T_a = 50^\circ\text{C}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$ необходим медный радиатор 6 см ²
ICE 2A165/2B165	DIP 8	21	1,0**	3,0	
ICE 2A265/2B265	DIP 8	34	2,0**	1,1	
ICE 2A365/2B365*	DIP 8	47	3,0**	0,5	
ICE 2A180/Z	DIP 8/DIP 7	21/19	1,0**	3,0	
ICE 2A280/Z	DIP 8/DIP 7	37/33	2,0**	0,8	
ICE 2A765P/2B765P	TO-220	180	7,0	0,5	При открытой конструкции и $T_a = 75^\circ\text{C}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$ необходимо $R_{th} = 2,7$ к/Вт

* В ИМС типа ICE2A...65 – встроен ключ с $U_{(BR)DSS} = 650$ В, а ICE2A...80 – с $U_{(BR)DSS} = 800$ В. Рабочая частота у типа А 100 кГц, у типа В 67 кГц.
 ** Настраиваемое токоограничение через внешний резистор.

- бытовая электроника: цветные телевизоры, компьютерные мониторы;
- импульсные источники питания и корректоры коэффициента мощности.

Диоды Шоттки серии thinQ!TM

thinQ!TM – это новая серия диодов Шоттки на 300 и 600 В, разработанная фирмой "Infineon Technologies AG" на базе карбида кремния (SiC-диоды) (см. табл.4).

Основные характеристики и преимущества:

- высокая частота переключения (до 1 МГц) за счет почти полного отсутствия обратного тока при восстановлении и остаточного заряда;
- чрезвычайно низкие потери при переключении – удешевление всей системы;
- простота параллельного соединения благодаря положительному температурному коэффициенту;
- корпуса: TO-252, TO-220, TO-263 (SMD).

Быстроредействующие диоды серии EmConTM

Таблица 3

Напряжение, В	Ток при 100°C, А	Ток при 25°C, А	TO-252 (D-Pak)	TO-220	TO-263 (D ² -Pak)
600	3	7	IDD03E060	–	–
	6	11	IDD06E060	IDP06E060	IDB06E060
	9	15	IDD09E060	IDP09E060	IDB09E060
	15	25	IDD15E060	IDP15E060	IDB15E060
	23	33	IDD23E060	IDP23E060	IDB23E060
	30	41	–	IDP30E060	IDB30E060
	45	62	–	IDP45E060	IDB45E060
1200	4	10	–	IDP04E120	IDB04E120
	9	21	–	IDP09E120	IDB09E120
	12	28	–	IDP12E120	IDB12E120
	18	36	–	IDP18E120	IDB18E120
	30	54	–	IDP30E120	IDB30E120

Диоды Шоттки на базе SiC

Таблица 4

Напряжение, В	Ток I_F , А	Заряд Q_c , нКл	TO-252 (D-Pak)	TO-220 (3 вывода)	TO-220 (2 вывода)	TO-263 (D ² -Pak)
300	10	23		SDP10S30	SdT10S30	SDB10S30
	2×10	23		SDP20S30		SDB20S30
600	4	13	SDD04S60	SDP04S60	SdT04S60	
	6	21		SDP06S60	SdT06S60	SDB06S60
	2×6	21				SDB12S60

Основные области применения:

- электронные корректоры коэффициента мощности для импульсных источников питания компьютеров, серверов, базовых телефонных станций и других телекоммуникационных устройств;
- источники бесперебойного питания, инверторы альтернативных источников питания;
- вторичные выпрямители телекоммуникационного оборудования.

Для моделирования электромагнитных процессов фирма "Infineon Technologies AG" предоставляет целый ряд библиотек моделей выпускаемых ею силовых полупроводниковых приборов.

Обзор интеллектуальных силовых полупроводниковых ключей, выпускаемых фирмой "Infineon Technologies AG", в объем данной статьи не вошел, однако Вы можете познакомиться с этой группой полупро-

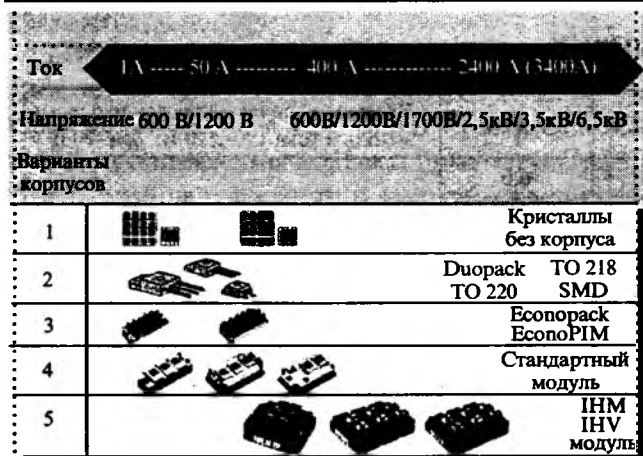


Рис.3. Рабочие диапазоны токов и напряжений силовых IGBT-модулей фирмы "eures GmbH"

водниковых приборов на сайте www.infineon.com/power.

Силовые компоненты фирмы "eures GmbH"

Там, где требуется обработка потоков энергий большой мощности, в качестве силовых электронных ключей могут быть использованы силовые IGBT-модули производства фирмы "eures GmbH". Фирма "eures GmbH" (European

Power-Semiconductor and Electronics Company GmbH + Co. KG) с 1997 г. полностью входит в состав "Infineon Technologies AG" как дочернее предприятие. Сегодня 70% изделий, выпускаемых "eures GmbH", разработаны за последние 5 лет. На рис.3 представлен диапазон мощности, охватываемый номенклатурой силовых IGBT-модулей, производимых фирмой "eures GmbH". Как можно увидеть из рис.3, силовые IGBT-модули перекрывают по номиналам значения напряжений от 600 до 6500 В и токов от 10 до 2400 А. Кроме этого, фирма "eures GmbH" производит тиристорные и диодные силовые модули, тиристоры и диоды прижимной конструкции, тиристорно-диодные силовые модули, составные модули для реализации электрической части электропривода, которые включают в себя: трехфазный выпрямитель и трехфазный инвертор, и т.д.

Силовые компоненты фирмы "eures GmbH" находят широкое применение в различных областях техники: в тяговом электроприводе для электротранспорта, промышленном электроприводе, системах распределения и передачи электроэнергии, импульсных источниках питания, медицинском и сварочном оборудовании, ветрогенераторных и лазерных установках, электрохимии и гальванопластике т.д.

Проблема "длинного кабеля" в электроприводах с IGBT-инверторами

КАЛАШНИКОВ Б.Е.

Рассмотрены процессы в кабельной линии соединения выхода IGBT-инвертора с обмотками приводного асинхронного двигателя, влияние выходного напряжения инвертора на изоляцию двигателя в зависимости от длины соединительного кабеля; приведены рекомендации по защите изоляции двигателя с помощью специальных выходных фильтров. Результаты анализа процессов и расчета параметров фильтров подтверждены экспериментально при создании серии электроприводов АТ в корпорации "Триол".

Неоспоримые достоинства транзисторных IGBT-инверторов напряжения (АИН) с широтно-импульсным управлением (ШИМ) в регулируемом асинхронном электроприводе сочетаются однако с рядом проблем, одной из которых является проблема "длинного кабеля", соединяющего обмотки двигателя (АД) с выходом АИН. Выходное напряжение U_1 АИН с ШИМ представляет собой высокочастотную последователь-

ность прямоугольных импульсов различной полярности и длительности с одинаковой амплитудой U_a (значение постоянного напряжения на входе АИН), как показано на рис.1.

Крутизна фронта t_f импульсов напряжения определяется скоростью переключения силовых ключей АИН и при использовании различных полупроводниковых приборов составляет:

- однооперационные тиристоры SCR – 4-10 мкс;

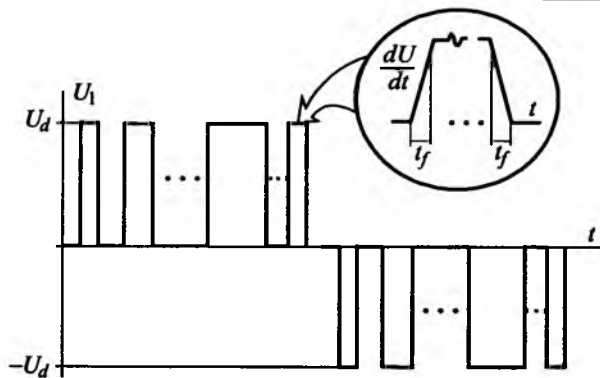


Рис.1. Выходное напряжение АИН с ШИМ

- запираемые тиристоры GTO – 2–4 мкс;
- силовые биполярные тиристоры GTR – 0,5–2 мкс;
- транзисторы IGBT – 0,05–0,1 мкс.

Существенно более высокое быстродействие IGBT-транзисторов, являющееся преимуществом для реализации высокочастотной ШИМ и минимизации потерь энергии в АИН и АД, негативно проявляется в протекании переходных процессов в цепи АИН – соединительный кабель – АД (рис.2) на интервалах времени фронта t_f .

Прохождение импульсного сигнала с крутым фронтом вызывает волновые процессы в кабеле, приводящие к появлению перенапряжений на зажимах двигателя (рис.3).

В этом случае согласно теории цепей [1] кабель следует рассматривать как однородную длинную линию с распределенными параметрами, элементарный участок которой показан на рис.2. Ввиду относительной малости последовательным активным сопротивлением r_k и параллельной активной проводимостью g_k участка линии можно пренебречь. Волновое сопротивление z_0 кабеля при этом определяется последовательной индуктивностью L_k и параллельной емкостью C_k участка линии:

$$z_0 = \sqrt{L_k / C_k}.$$

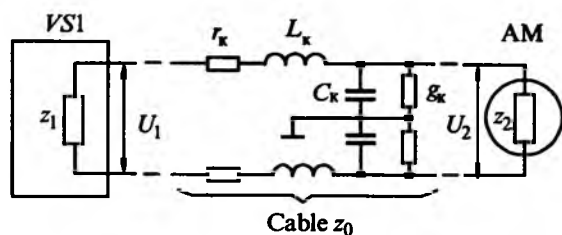


Рис.2. Цепь соединения АИН с АД (эквивалентная схема элементарного участка кабеля)

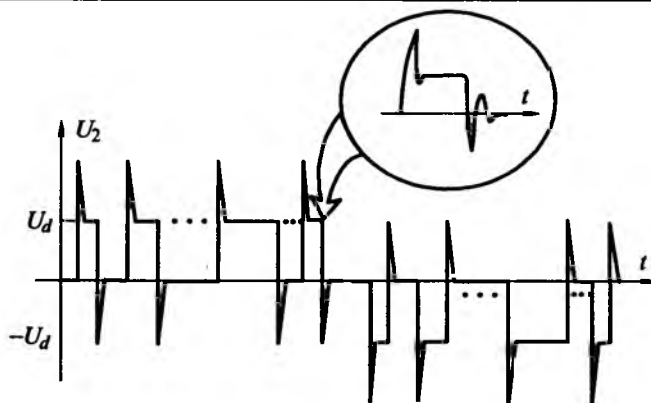


Рис.3 Напряжение на зажимах АД при подключении "длинным кабелем"

Значения параметров L_k и C_k зависят от типа, конструкции и сечения кабеля (кабельной линии), но, как свидетельствуют справочные и экспериментальные данные, зависимость эта незначительна. Для широкого ассортимента монтажных проводов и кабелей усредненные значения этих параметров составляют:

$L_k = 1 \text{ мкГн/м}$; $C_k = 50 \text{ пФ/м}$. При этом $z_0 \approx 140 \text{ Ом}$.

Можно с большой степенью достоверности принять $z_0 = 100 \div 200 \text{ Ом}$ для всех применяемых в электроприводах монтажных проводов и кабелей.

Входное сопротивление z_1 кабеля представлено выходным сопротивлением полупроводниковых вентилях и внутренним сопротивлением батареи конденсаторов (малоиндуктивных!) входного фильтра и является относительно малой величиной, которой также можно пренебречь:

$$z_1 \ll z_0.$$

Выходным сопротивлением z_2 кабеля является относительно большое для высокочастотного сигнала входное сопротивление АД, определяемое индуктивностью рассеяния L его обмоток и эквивалентной частотой ω_f фронта импульса напряжения:

$$z_2 = \omega_f L \text{ (где } \omega_f = \pi / t_f \text{),}$$

поэтому $z_2 \gg z_0$.

Ориентировочный расчет z_2 для АД на напряжение 0,4 кВ в диапазоне мощностей от 10 до 400 кВт при $t_f = 0,1 \text{ мкс}$ дает следующие результаты:

$$\omega_f = 30 \cdot 10^6 \text{ 1/с,}$$

для АД мощностью 10 кВт $z_2 = 30 \text{ кОм}$, для АД мощностью 400 кВт $z_2 = 800 \text{ Ом}$.

В связи с вышесказанным, при прохождении крутого фронта импульса напряжения входная часть силового монтажного кабеля электропривода (со стороны АИН) работает в режиме короткого замыкания, выходная часть кабеля (на зажимах АД) – в режиме холостого хода. С учетом значений параметров волновые характеристики монтажных проводов и кабелей приближаются к характеристикам линии без искажений и потерь:

$$\omega_f L_k \gg r_k; \omega_f C_k \gg g_k; r_k = g_k \approx 0.$$

В такой линии скорость v_f распространения высокочастотной волны (в нашем случае фронта импульса) определяется выражением:

$$v_f = 1/\sqrt{L_k C_k}$$

и равна примерно половине скорости света в вакууме. Для приведенных выше параметров L_k и C_k

$$v_f = 142 \cdot 10^6 \text{ м/с.}$$

Этой скорости соответствует длина волны

$$\lambda = 2\pi v_f / \omega_f \approx 30 \text{ м.}$$

Время T_f прохождения фронта импульса от выхода АИН к зажимам АД определяется длиной l кабеля:

$$T_f = l/v_f.$$

Если это время больше или равно времени фронта t_f , то в конце кабеля из-за его несогласованности с нагрузкой ($z_2 \gg z_0$) возникает отраженная волна напряжения $n_2 U_1$, которая суммируется с падающей (прямой) волной напряжения U_1 , образуя стоячие волны.

В результате на зажимах АД образуется напряжение

$$U_2 = U_1(1 + n_2),$$

где $0 < n_2 \leq 1$ – коэффициент отражения.

Максимальное значение

$$n_{2\max} = \frac{z_2 - z_0}{z_2 + z_0} \approx 1$$

и напряжение на зажимах АД удваивается.

Возвращаясь к началу кабеля отраженная волна гасится малым входным сопротивлением $z_1 \ll z_0$. Поэтому напряжение U_1 на зажимах АИН не изменяется.

При $T_f < t_f$ коэффициент отражения n_2 рассчитывается по формуле:

$$n_2 = n_{2\max} T_f / t_f.$$

Таким образом, от длины волны зависит критическая длина $l_{кр}$ кабеля. Кабель, длина которого соизмерима с длиной волны, считается "длинным кабелем".

Критической считается длина кабеля, равная половине длины волны: $l_{кр}/2$, при которой к обмоткам АД прикладываются импульсы напряжения, близкие к двойному напряжению U_d .

В электроприводах класса напряжения 0,4 кВ перенапряжение может достигать 1000 В. С учетом характеристик используемых IGBT в зависимости от мощности электропривода, типа электродвигателя и кабеля $l_{кр}$ может составлять от 7 до 20 м.

Высокочастотные импульсные перенапряжения в сочетании с высокой крутизной фронта импульсов напряжения могут приводить к интенсивному старению и снижению срока службы изоляции обмоток двигателя.

Для ограничения волновых перенапряжений на зажимах АД используются специальные фильтры, включаемые в выходные цепи инвертора:

1) последовательный силовой синусный LC-фильтр для преобразования прямоугольно-импульсного напряжения инвертора в синусоидальное напряжение на зажимах двигателя;

2) последовательный силовой LRC-фильтр dU/dt для уменьшения крутизны фронта импульсов выходного напряжения инвертора;

3) параллельный (слаботочный) RC-фильтр ограничения перенапряжений непосредственно у зажимов двигателя (обеспечивает согласование волнового сопротивления кабеля).

Рассчитаны электрические параметры и проработана конструкция трех вышеперечисленных вариантов блоков выходного фильтра АИН.

Литература

Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. М.: Госэнергоиздат, 1963.

Калашников Борис Евгеньевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры "Городской электрический транспорт" Харьковской государственной академии городского хозяйства, руководитель отдела НИОКР корпорации "Триол". Окончил электромашиностроительный факультет ХПИ в 1965 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию "Автономные инверторы напряжения с широтно-импульсным управлением для частотно-регулируемого электропривода".

Статический преобразователь частоты для электромагнитного перемешивания жидкой стали

ВАСИЛЬЕВ А.В. (Молдавский металлургический завод), ГРАЧЁВ В.Г. (ЗАО "ЭМТ"), КУЗЬКИН В.И., МЕЛЕШКИН В.Н., ШИПАЕВА С.Н., СИМОНЕНКОВ Д.В. (Всероссийский электротехнический институт)

Изложены результаты исследований и разработки статического преобразователя частоты (СПЧ) для электромагнитного перемешивания (ЭМП) жидкой стали в процессе непрерывного литья заготовок. Указанная технология повышает качество заготовок за счёт уменьшения поверхностных дефектов, неметаллических включений и газовых пузырей, более равномерного распределения пористости, увеличения зоны мелкозернистой структуры и т.п.

Устройство для электромагнитного перемешивания (ЭМП) представляет собой погружную электрическую машину переменного тока с водяным охлаждением, которая реализована в виде четырёхполюсного статора с двухфазными обмотками и короткозамкнутого ротора, роль которого играет разливаемый жидкий металл. Статор размещается внутри корпуса кристаллизатора – в так называемой зоне кристаллизации металла, что упрощает конструкцию, снижает её стоимость и уменьшает потребление электроэнергии. Описываемое устройство защищено патентами Российской Федерации (№ 2150776 от 21.05.99 и № 2160177 от 21.10.99).

Для создания кругового магнитного поля в кристаллизаторе необходимо обеспечить питание обмоток статора от двухфазного источника гармонического тока с регулируемой амплитудой (30–350 А) и частотой (1–15 Гц). При этом следует учесть, что электрические параметры обмоток статора являются нелинейными функциями частоты (рис.1). Как видно, в диапазоне частот от 2 до 14 Гц активное и реактивное сопротивления обмотки изменяются в 1,5–2 раза, а индуктивность – почти в 5 раз. Заметим также, что коэффициент мощности обмотки в этих условиях изменяется незначительно и не превышает 0,62.

В качестве такого источника предложено использовать СПЧ, в состав которого входят мостовой выпрямитель, выполненный на трёх полумостовых диодно-тиристорных модулях типа SKKH 162/12 E (фирма "Semikron") со сглаживающим LC-фильтром, и двухфазный инвертор напряжения на IGBT-модулях, состоящий из двух мостовых однофазных инверторов типа SkiiP 432 GH 120 (фирма «Semikron»).

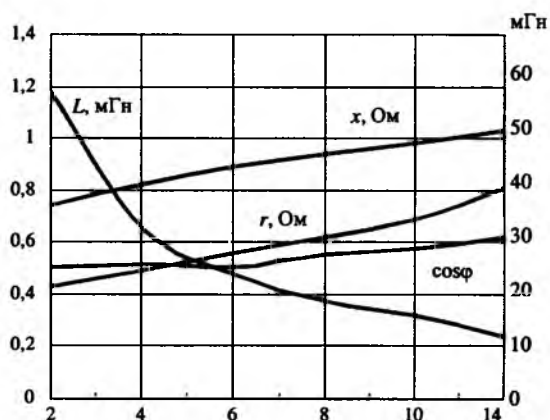


Рис.1

Питание СПЧ осуществляется от промышленной трёхфазной сети напряжением 380 В (частота 50 Гц). Диодно-тиристорный выпрямитель наряду с основной своей функцией обеспечивает предварительный заряд конденсаторов LC-фильтра ограниченным током, а LC-фильтр осуществляет сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения.

Выходные напряжения СПЧ формируются по принципу широтно-импульсной модуляции (ШИМ) постоянного напряжения. Избранный алгоритм управления силовыми ключами двухфазного инвертора представлен таблицей.

Как видно, период основной гармоники выходного напряжения инвертора разбит на четыре равных временных интервала, в каждом из которых только два полумоста переключаются с частотой модуляции (2 кГц), а два других на-

ШИМ-функции управления	Интервалы на периоде основной гармоники напряжения			
	$0 < \omega t < \pi/2$	$\pi/2 < \omega t < \pi$	$\pi < \omega t < 3\pi/2$	$3\pi/2 < \omega t < 2\pi$
$\gamma_1(\omega t)$	$m \sin \omega t$	1	$1 + m \sin \omega t$	0
$\gamma_2(\omega t)$	0	$1 - m \sin \omega t$	1	$-m \sin \omega t$
$\gamma_3(\omega t)$	0	$-m \cos \omega t$	1	$1 - m \cos \omega t$
$\gamma_4(\omega t)$	$m \cos \omega t$	0	$1 + m \cos \omega t$	1

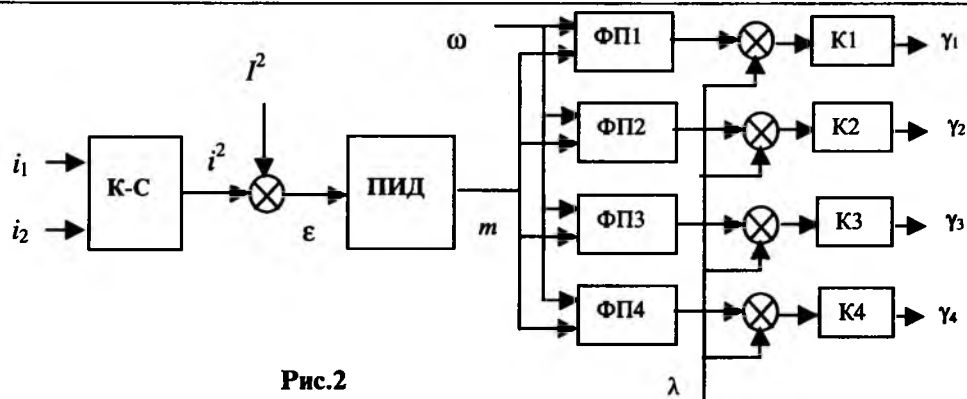


Рис.2

ходятся в статическом состоянии. При этом изменение амплитуды (и действующего значения) напряжения осуществляется вариацией коэффициента модуляции ($0 < m < 1$). Такой алгоритм обеспечивает равномерное распределение статических и динамических потерь в IGBT-модулях и позволяет эффективно использовать напряжение питающей сети – максимальный коэффициент передачи СПЧ от входа к выходу составляет не менее 0,95.

Рассмотренный алгоритм реализуется системой автоматического регулирования тока, блок-схема которой изображена на рис.2.

Мгновенные значения токов (i_1 и i_2) в обмотках статора, использующиеся в роли сигналов обратной связи, поступают на вход квадратора-сумматора (К-С), который преобразует их в квадрат тока по следующей формуле:

$$i^2 = \frac{1}{2} [i_1^2(t) + i_2^2(t)].$$

Полученный результат примечателен тем, что такой сигнал пропорционален мгновенной мощности симметричной двухфазной нагрузки, которая, как известно, представляет собой неизменную во времени величину, и потому наиболее предпочтителен в качестве обобщенного сигнала обратной связи как квадрат действующего значения тока, так как практически не требует специальной фильтрации.

В схеме сравнения мгновенное значение квадрата тока вычитается из квадрата токовой установки (I^2), а сигнал рассогласования (ϵ) поступает в ПИД-регулятор, на выходе которого формируется сигнал (m), соответствующий коэффициенту модуляции. Этот сигнал наряду с уставкой частоты (ω) подается на входы функциональных преобразователей (ФП1–ФП4), которые формируют указанные в таблице временные зависимости $\gamma_1(\omega t) - \gamma_4(\omega t)$. Полученные зависимости сравниваются с опорным сигналом (λ) пилообразной формы и посредством компараторов

(К1–К4) превращаются в управляющие ШИМ-импульсы ($\gamma_1 - \gamma_4$), поступающие на силовые ключи.

Таким образом, система управления СПЧ обеспечивает независимое и отдельное задание частоты и амплитуды с обратной связью по току, а также реализует требуемый набор всевозможных за-

щитных функций, в том числе контроль температуры, сопротивления изоляции и прочие. Кроме того, предусматривается местное и дистанционное управление СПЧ, включая обмен служебной информацией по сети PROFIBUS-DP посредством контроллера SIMATIC (фирма «Siemens»), диагностику и настройку технологических параметров с использованием внешнего компьютера.

Компьютерное моделирование электромагнитных процессов в СПЧ подтвердило достоверность предложенных схемотехнических решений и алгоритмов функционирования. Модель создана на базе программы Capture Orcad v.9.1, расчеты выполнены средствами Pspice v.9.1. В процессе моделирования исследованы наиболее характерные установившиеся и переходные режимы СПЧ, при этом статор ЭМП был представлен в модели эквивалентной активно-индуктивной нагрузкой.

В качестве примера на рис.3 изображены временные диаграммы линейных токов (частота 10 Гц, амплитуда 350 А) на выходе СПЧ в установившемся режиме (при напряжении сети 420 В). Как видно, они действительно образуют симметричную двухфазную систему.

Обобщая результаты моделирования установившихся режимов, можно утверждать, что выходные токи СПЧ практически синусоидальны (коэффициент гармоник не более 3%), а действующее значение токов поддерживается с точностью до 3%.

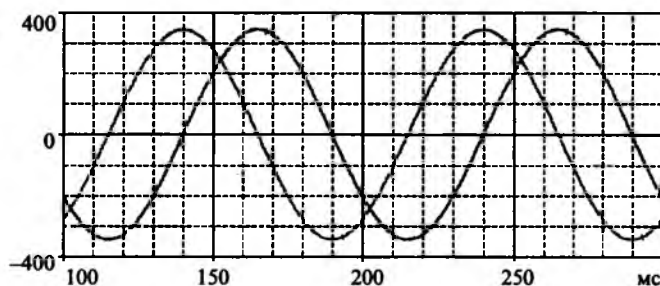


Рис.3

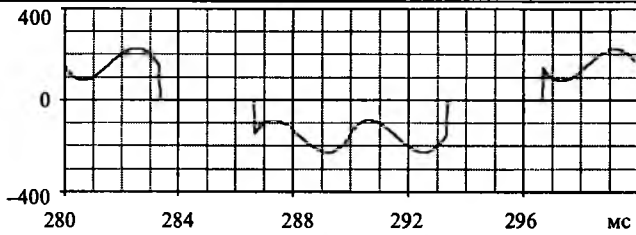


Рис.4

Представляет интерес и временная диаграмма одного из линейных токов на входе СПЧ, полученная при тех же условиях и приведенная на рис.4. Анализ этой диаграммы показывает, что действующее значение входного тока оказывается равным 135 А и, следовательно, полная мощность на входе СПЧ составляет около 98 кВт·А, а активная мощность при этом равна 89 кВт.

Моделирование переходных процессов в СПЧ показало, что при скачкообразных изменениях входного напряжения и уставки выходного тока они имеют аperiодический характер и заканчиваются не более чем за период основной гармоники выходного напряжения. Примером может служить рис.5, где показаны линейные токи на выходе СПЧ в переходном процессе, связанном со скачкообразным изменением уставки тока с 250 до 50 А (выходная частота 2 Гц, напряжение сети 362 В).

Обстоятельное компьютерное моделирование силовых цепей и системы регулирования СПЧ позволило исключить из процесса разработки этап физического макетирования и перейти непосредственно к созданию конструкторской документации на опытный образец с последующим изготовлением установочной партии.

Конструктивно СПЧ оформлен в виде шкафа (ширина – 830 мм, высота – 1700 мм и глубина – 485 мм, класс защиты IP32) с естественным охлаждением и односторонним обслуживанием. В нижней части шкафа размещены клеммные колодки для подключения питающей сети и обмоток статора, а также сетевой радиопередатчик.

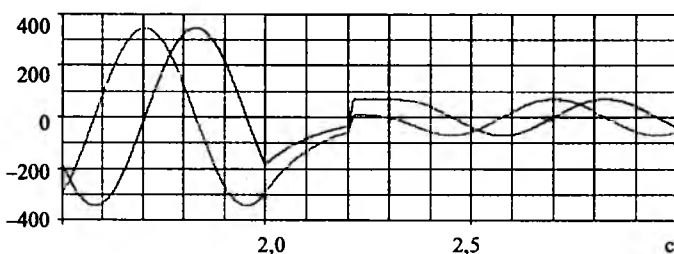


Рис.5

В средней части шкафа расположены автоматические выключатели DPX-250 и DPX-400 (фирма «Legrand»), а также датчики тока для контроля изоляции. В глубине размещены два силовых модуля SKiiP в комплекте с вентиляторами типа GD-133-2A (фирма «Semikron») и конденсаторы типа B43456-3300мкФ-400В (фирма «Epcos»), входящие в состав LC-фильтра. Модули SKKH установлены на охладителе, который расположен в верхней части шкафа – в воздушном потоке упомянутых вентиляторов. Рядом с выпрямительными модулями находятся дроссели LC-фильтра и датчик тока LT-300-S/P2 (фирма «ТвЕЛЕМ»). Кроме того, в верхней части шкафа размещены печатные платы (микропроцессорная система управления, вторичный источник питания и прочие), а также интерфейсные разъёмы RS-232 и RS-485 для подключения внешних устройств. Спереди на двери шкафа смонтирован пульт местного управления с двухстрочным жидкокристаллическим дисплеем и пленочной клавиатурой.

Опытные образцы СПЧ, изготовленные в ЗАО «ЭЛСИЭЛ», прошли этап наладки, а затем подвергнуты контрольным испытаниям с последующей наработкой на реальную нагрузку (статоры ЭМП, погружённые в воду).

В ходе наладки и испытаний СПЧ были сняты осциллограммы токов и напряжений, причём как в установившихся, так и в переходных режимах. На рис.6 приведена осциллограмма токов в обмотках статора ЭМП (действующее значение 150 А, частота 8 Гц). Очевидно, что токи имеют одинаковые амплитуды и сдвинуты во времени на четверть периода. Однако годограф этих токов, изображённый на рис.7, несколько отличается от ожидаемой окружности: здесь становятся заметными не только коммутационные пульсации (2 кГц), но и гармоники, кратные основной (8 Гц). Об этом же свидетельствует и приведенный на рис.8 частотный спектр одного

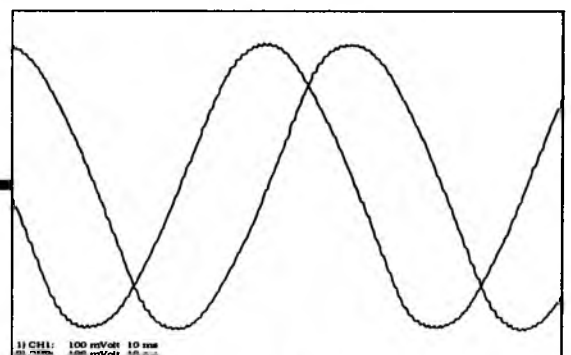


Рис.6

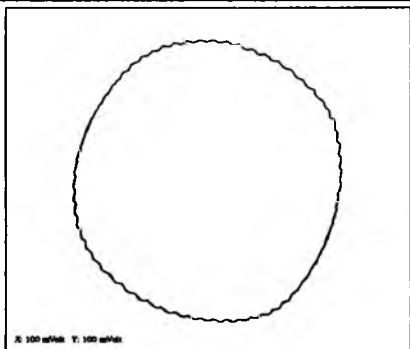


Рис.7

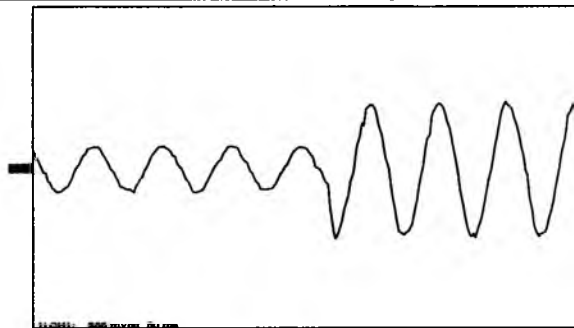


Рис.9

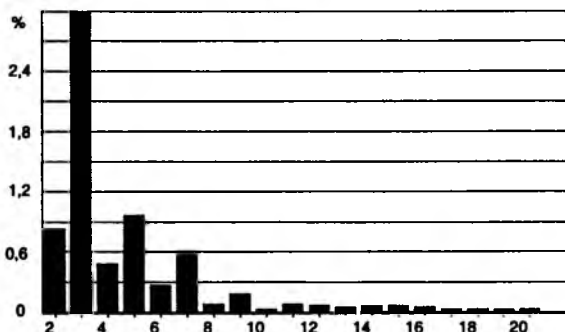


Рис.8

из рассматриваемых токов. Как видно, амплитуды 3, 5 и 7-й гармоник составляют соответственно 3,1 и 0,5% амплитуды основной гармоники тока. Однако в целом содержание высших гармоник таково, что коэффициент несинусоидальности тока в обмотках статора не превышает допустимых 5%.

О качестве переходных процессов в системе

СПЧ-ЭМП можно судить по осциллограмме тока в одной из обмоток статора, приведенной на рис.9 (масштабы: 70 А/кл, 50 мс/кл). Как видно, скачкообразное изменение уставки тока от 50 до 150 А отрабатывается системой регулирования менее чем за 50 мс, причём переходный процесс имеет аperiодический характер.

Выводы

1. Преобразователи ПЧ-ЭМП выполнены на интеллектуальных силовых модулях типа SkiIP с микропроцессорной системой управления, диагностики, сигнализации и защиты.

2. Управление ПЧ-ЭМП реализовано в двух видах: местное (дисплей с клавиатурой) и дистанционное по сети PROFIBUS-DP.

3. Установочная партия преобразователей работает на Молдавском металлургическом комбинате и подтвердила высокие эксплуатационные характеристики.

Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока¹

ШРЕЙНЕР Р.Т., ЕФИМОВ А.А., КАЛЫГИН А.И., КОРЮКОВ К.Н., МУХАМАТШИН И.А.

Представлена концепция построения преобразователь частоты нового типа — двухзвенный непосредственный преобразователь частоты, который обеспечивает прямое обратимое преобразование энергии переменного тока, синусоидальность сетевых и нагрузочных токов и является свободным от коммутационных противоречий матричных непосредственных преобразователей частоты.

За последнее десятилетие опубликовано большое количество работ, в которых рассматрива-

The paper presents the design conception of a novel frequency converter type — Two-Stage Direct Frequency Converter (TSDFC) that results, as direct frequency converter, direct AC/AC electric energy converting and is free from direct frequency converter switching contradictions. The proposed conception provides sinusoidal network and load currents, input power factor regulating and energy recuperation.

ются преобразователи частоты (ПЧ), обеспечивающие кроме эффективного управления процессами в нагрузке также и улучшенную электромагнитную совместимость с питающей се-

¹ Печатается в порядке обсуждения.

тью. Подобные преобразователи могут быть реализованы на основе различных схем, использующих полностью управляемые полупроводниковые приборы и широтно-импульсные или релейные алгоритмы управления.

Большое количество публикаций посвящено двухзвенным преобразователям частоты (ДПЧ), построенным по схеме "активный выпрямитель напряжения – автономный инвертор напряжения" (АВН-АИН), на транзисторных ключах с обратными диодами [1–3]. Практическая реализация этих схем поддерживается производством силовых интегральных модулей и микроконтроллеров со встроенными специализированными многоканальными ШИМ-генераторами. Структура данного типа ПЧ позволяет относительно просто решить проблемы коммутационных перенапряжений.

Уделяется достаточное внимание ДПЧ на базе активных выпрямителей тока (АВТ) и автономных инверторов тока (АИТ), выполняемых на полностью управляемых ключах с односторонней проводимостью [2, 4, 5]. Практическая реализация такого типа преобразователей осложнена отсутствием сегодня на рынке требуемых интегральных силовых модулей (как следствие, влияние паразитных индуктивностей соединительных проводов на процесс коммутации) и невозможностью напрямую использовать встроенные в микроконтроллеры ШИМ-генераторы, ориентированные на управление АИН.

Общим недостатком ДПЧ является наличие сглаживающего фильтра в промежуточном звене

не постоянного тока. Поэтому в настоящее время значительный интерес вызывают непосредственные преобразователи частоты (НПЧ) [6]. Их привлекательность определяется лучшими массогабаритными и динамическими показателями из-за отсутствия промежуточного сглаживающего фильтра. Однако для практической реализации НПЧ необходимы полупроводниковые ключи с двухсторонней проводимостью. Кроме того, приходится решать серьезные коммутационные проблемы, так как, с одной стороны, необходимо обеспечить неразрывность токов в выходных цепях, имеющих индуктивный характер, а с другой, исключить короткие замыкания входных цепей коммутатора, содержащих фильтрующие емкости [7]. Известны решения, обеспечивающие мягкую коммутацию за счет введения дополнительных элементов [8], но это усложняет силовую схему и снижает привлекательность НПЧ для разработчиков.

В настоящей статье рассматривается концепция построения преобразователей частоты – двухзвенных непосредственных преобразователей частоты (ДНПЧ), объединяющих достоинства двухзвенных и непосредственных преобразователей и свободных от отмеченных выше их недостатков.

Принципиальная схема и дискретная математическая модель ДНПЧ

Принципиальная схема ДНПЧ, представленная на рис.1, состоит из двух последовательно соединенных звеньев – активного выпрямителя

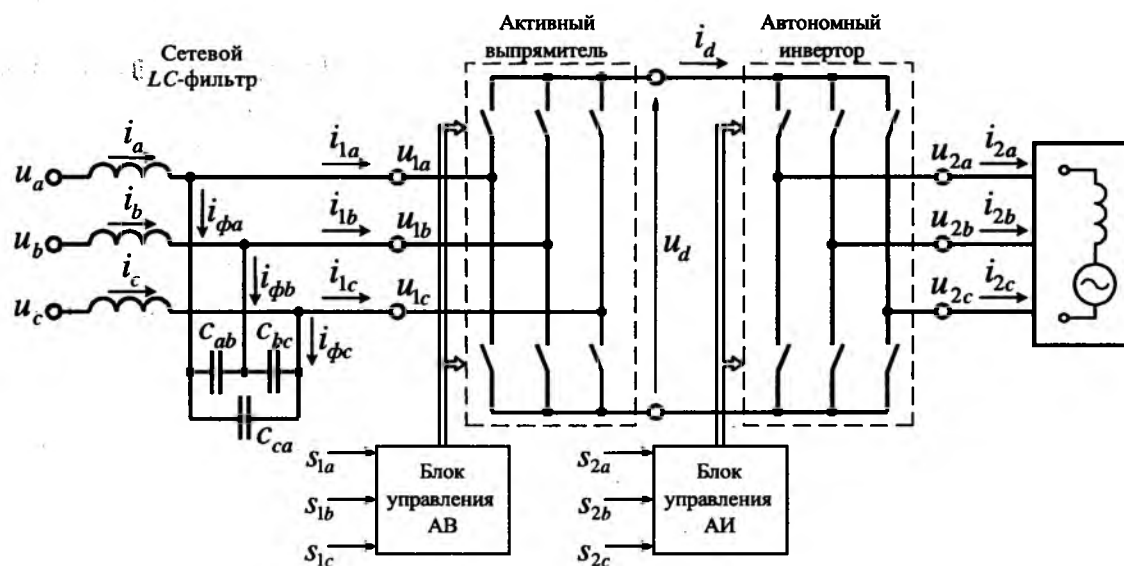


Рис.1. Принципиальная схема силовой части ДНПЧ

(АВ) и автономного инвертора (АИ), между которыми отсутствует какой-либо сглаживающий фильтр. На входе ДНПЧ устанавливается сетевой LC-фильтр. В общем случае коммутаторы АВ и АИ выполняются на полностью управляемых ключах с двухсторонней проводимостью. Нагрузкой преобразователя являются активно-индуктивные цепи, содержащие источники ЭДС. С позиций общей теории ПЧ данная схема относится к классу преобразователей с двукратным преобразованием энергии и, в тоже время, обеспечивает прямую связь между входными и выходными напряжениями и токами коммутаторов.

Для математического описания процессов, протекающих в силовой части ДНПЧ, введем следующие абстрактные алгебраические векторы-столбцы, составленные из мгновенных относительных значений, верхний индекс "F" обозначает, что векторы записаны в фазных переменных:

$$U_{df}^F = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; I_{df}^F = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; U_1^F = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix}; I_1^F = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix};$$

$$U_2^F = \begin{bmatrix} u_{2a} \\ u_{2b} \\ u_{2c} \end{bmatrix}; I_2^F = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}; E_2^F = \begin{bmatrix} e_{2a} \\ e_{2b} \\ e_{2c} \end{bmatrix} -$$

векторы напряжений и токов сети, напряжений и токов на входе коммутатора АВ (индекс "1"), выходе коммутатора АИ (индекс "2") и ЭДС на-

грузки; $S_1^F = \begin{bmatrix} s_{1a} \\ s_{1b} \\ s_{1c} \end{bmatrix}; S_2^F = \begin{bmatrix} s_{2a} \\ s_{2b} \\ s_{2c} \end{bmatrix}$ - дискретные век-

тор-функции, компоненты которых описывают состояния фазных плеч коммутаторов АВ и АИ.

Введем допущение об идеальности силовых ключей и блоков управления ключами АВ и АИ, тогда математическая модель силовой части ДНПЧ может быть описана следующими уравнениями:

$$U^F = U_1^F + R_1^F I^F + L_1^F \frac{dI^F}{d\tau}; \quad (1)$$

$$I^F - I_1^F = C_1^F \frac{dU_1^F}{d\tau}; \quad (2)$$

$$U_2^F = E_2^F + R_2^F I_2^F + L_2^F \frac{dI_2^F}{d\tau}; \quad (3)$$

$$U_2^F = u_d \Phi_2^F; \quad u_d = \Phi_1^F U_1^F; \quad (4)$$

$$I_1^F = i_d \Phi_1^F; \quad i_d = \Phi_2^F I_2^F; \quad (5)$$

$$\Phi_1^F = S_1^F; \quad \Phi_2^F = \frac{1}{2} M S_2^F \quad (6)$$

Уравнения (1)–(3) описывают входной фильтр и нагрузку. В этих уравнениях τ – относитель-

ное время; $R_1^F = \begin{bmatrix} r_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & r_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & r_{1c} \end{bmatrix}; L_1^F = \begin{bmatrix} l_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & l_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & l_{1c} \end{bmatrix};$

$C_1^F = \begin{bmatrix} c_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & c_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & c_{1c} \end{bmatrix}$ – матрицы активных сопро-

тивлений, индуктивностей дросселей и приведенных к схеме "звезда" емкостей конденсаторов

сетевого фильтра; $R_2^F = \begin{bmatrix} r_{2a} & 0 & 0 \\ 0 & r_{2b} & 0 \\ 0 & 0 & r_{2c} \end{bmatrix};$

$L_2^F = \begin{bmatrix} l_{2a} & 0 & 0 \\ 0 & l_{2b} & 0 \\ 0 & 0 & l_{2c} \end{bmatrix}$ – матрицы активных сопро-

тивлений и индуктивностей цепи нагрузки.

Далее будем рассматривать симметричную трехфазную систему, в которой:

$$r_{1a} = r_{1b} = r_{1c} = r_1; \quad l_{1a} = l_{1b} = l_{1c} = l_1;$$

$$c_{1a} = c_{1b} = c_{1c} = c_1; \quad r_{2a} = r_{2b} = r_{2c} = r_2;$$

$$l_{2a} = l_{2b} = l_{2c} = l_2.$$

Уравнение (3) является уравнением нагрузки и записано исходя из типичных условий работы ПЧ на двигатель. При необходимости анализа работы системы электропривода в целом оно может быть заменено системой уравнений математической модели двигателя.

Уравнения (4), (5) описывают связь входных и выходных цепей ДНПЧ через промежуточное звено, где u_d – выходное напряжение выпрями-

теля; i_d – входной ток инвертора; $\Phi_1^F = \begin{bmatrix} f_{1a} \\ f_{1b} \\ f_{1c} \end{bmatrix}$ и

$\Phi_2^F = \begin{bmatrix} f_{2a} \\ f_{2b} \\ f_{2c} \end{bmatrix}$ – дискретные коммутационные век-

тор-функции АВ и АИ.

Уравнения (6) связывают вектор-функции состояний фазных плеч S_1^F и S_2^F и коммутационные вектор-функции выпрямителя и инвертора Φ_1^F и Φ_2^F .

В каждый момент времени состояние коммутатора АИ характеризуется тремя одновременно замкнутыми ключами, принадлежащими различным фазным плечам моста, а состояние коммутатора АВ характеризуется двумя замкнутыми ключами, которые принадлежат разным группам (верхней и нижней). Пусть:

$$S_{1\text{df}}^F = S_{\text{в1}}^F - S_{\text{н1}}^F; \quad S_{2\text{df}}^F = S_{\text{в2}}^F - S_{\text{н2}}^F,$$

где $S_{\text{в1}}^F$ и $S_{\text{н1}}^F$ описывают состояния ключей верхней и нижней групп коммутатора АВ, $S_{\text{в2}}^F$ и $S_{\text{н2}}^F$ – верхней и нижней групп коммутатора АИ.

Соответствующая компонента $S_{ij}^F = \begin{bmatrix} s_{ija} \\ s_{ijb} \\ s_{ijc} \end{bmatrix}$

($i = \text{в, н, } j = 1, 2$) равна единице, если ключ замкнут, или нулю, если ключ разомкнут.

В уравнении (6): $M = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$ – мат-

ричный коэффициент.

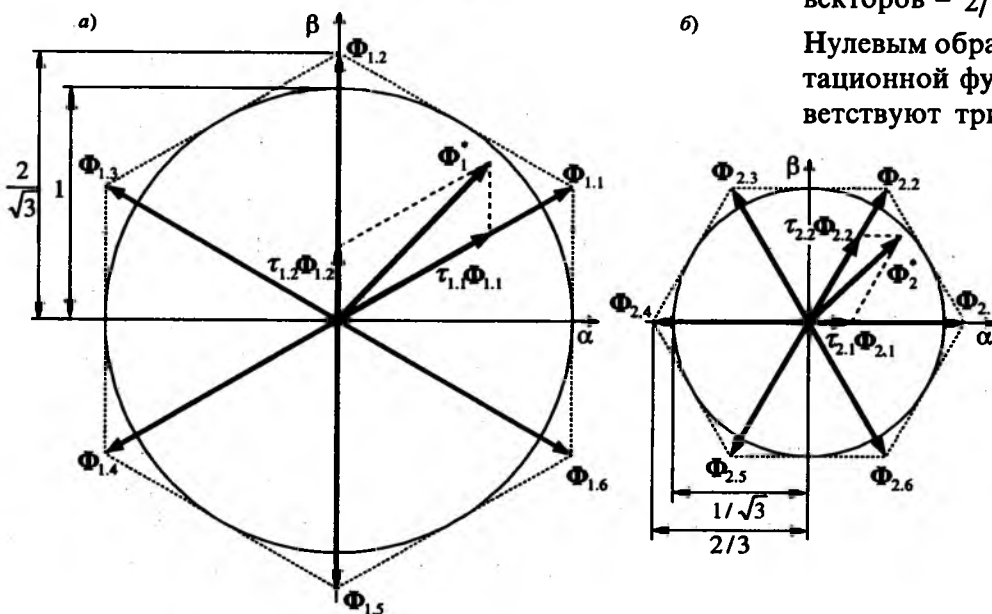


Рис.2. Образующие ненулевые векторы коммутационных функций: а – активного выпрямителя; б – автономного инвертора

Допустимые значения вектор-функции состояния ключей выпрямителя $S_{\text{в1}}^F, S_{\text{н1}}^F$ и соответствующие им значения вектора коммутационной функции Φ_1^F в фазных и преобразованных величинах представлены в табл.1. В табл.2 приведены допустимые для инвертора значения $S_{\text{в2}}^F, S_{\text{н2}}^F$ и соответствующие им значения Φ_2^F . В этих таблицах представлены также и значения дискретных коммутационных вектор-функций АВ и АИ в ортогональной неподвижной системе координат (α, β, γ):

$$\Phi_{1\text{df}} = \begin{bmatrix} f_{1\alpha} \\ f_{1\beta} \\ f_{1\gamma} \end{bmatrix} \text{ и } \Phi_{2\text{df}} = \begin{bmatrix} f_{2\alpha} \\ f_{2\beta} \\ f_{2\gamma} \end{bmatrix};$$

$$\Phi_1 = A_1 \Phi_1^F; \quad \Phi_2 = A_1 \Phi_2^F,$$

где $A_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$ – матрица

преобразования координат.

Геометрическое представление коммутационных вектор-функций Φ_1 и Φ_2 изображающими векторами приведено на рис.2. Как видно, совокупности ненулевых образующих векторов Φ_1 и Φ_2 характеризуются относительным сдвигом на угол $\pi/6$ и различной длиной входящих в них векторов – $2/\sqrt{3}$ и $2/3$ соответственно.

Нулевым образующим векторам коммутационной функции выпрямителя соответствуют три состояния коммутатора

АВ – когда замкнуты два ключа в одной из фаз, а нулевым векторам коммутационной функции инвертора, соответствуют два состояния коммутатора АИ – когда замкнуты три ключа, принадлежащие одной группе (анодной или катодной).

Структурная схема математической модели ДНПЧ в фазных величинах представлена на рис.3.

Таблица 1

	Допустимые состояния ключей коммутатора АВ								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$S_{B1}^F = \begin{bmatrix} s_{11a} \\ s_{11b} \\ s_{11c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$
$S_{H1}^F = \begin{bmatrix} s_{12a} \\ s_{12b} \\ s_{12c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$
Координаты векторов коммутационных функций АВ									
	$\bar{\Phi}_{1,1}$	$\bar{\Phi}_{1,2}$	$\bar{\Phi}_{1,3}$	$\bar{\Phi}_{1,4}$	$\bar{\Phi}_{1,5}$	$\bar{\Phi}_{1,6}$	$\bar{\Phi}_{1,7}$	$\bar{\Phi}_{1,8}$	$\bar{\Phi}_{1,9}$
$\Phi_1^F = \begin{bmatrix} f_{1a} \\ f_{1b} \\ f_{1c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} +1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ +1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ +1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ +1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ +1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} +1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
$\Phi_1 = \begin{bmatrix} f_{1a} \\ f_{1\beta} \\ f_{1\gamma} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sqrt{3} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sqrt{3} \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 \\ -2 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

Таблица 2

	Допустимые состояния ключей коммутатора АИ							
	1	2	3	4	5	6	7	8
$S_{B2}^F = \begin{bmatrix} s_{21a} \\ s_{21b} \\ s_{21c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
$S_{H2}^F = \begin{bmatrix} s_{22a} \\ s_{22b} \\ s_{22c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$
Координаты векторов коммутационных функций АИ								
	$\bar{\Phi}_{2,1}$	$\bar{\Phi}_{2,2}$	$\bar{\Phi}_{2,3}$	$\bar{\Phi}_{2,4}$	$\bar{\Phi}_{2,5}$	$\bar{\Phi}_{2,6}$	$\bar{\Phi}_{2,7}$	$\bar{\Phi}_{2,8}$
$\Phi_2^F = \begin{bmatrix} f_{2a} \\ f_{2b} \\ f_{2c} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 \\ 2 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} +1 \\ -2 \\ +1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
$\Phi_2 = \begin{bmatrix} f_{2a} \\ f_{2\beta} \\ f_{2\gamma} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ \sqrt{3} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 \\ \sqrt{3} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 \\ -\sqrt{3} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ -\sqrt{3} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

ДНПЧ как объект управления

Из уравнений математической модели (1)–(6) и структурной схемы (рис.3) видно, что ДНПЧ является многомерным многосвязным объектом. Для выявления рациональных каналов управления процессами в цепях нагрузки и питания, а также анализа регулировочных характеристик целесообразно представить математическую модель коммутатора ДНПЧ в полярной системе координат:

$$u_d = \frac{3}{2} \Phi_1 U_1 \cos(\theta_1 - \theta_{U1}); i_d = \frac{3}{2} \Phi_2 I_2 \cos(\theta_2 - \theta_{I2}); \quad (7)$$

$$U_2 = k_U U_1; \quad I_1 = k_I I_2; \quad (8)$$

$$\theta_{U2} = \theta_2 + f(\theta_1 - \theta_{U1}); \quad \theta_{I1} = \theta_1 + f(\theta_2 - \theta_{I2}); \quad (9)$$

$$k_U = \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_2 |\cos(\theta_1 - \theta_{U1})|; \quad k_I = \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_2 |\cos(\theta_2 - \theta_{I2})|, \quad (10)$$

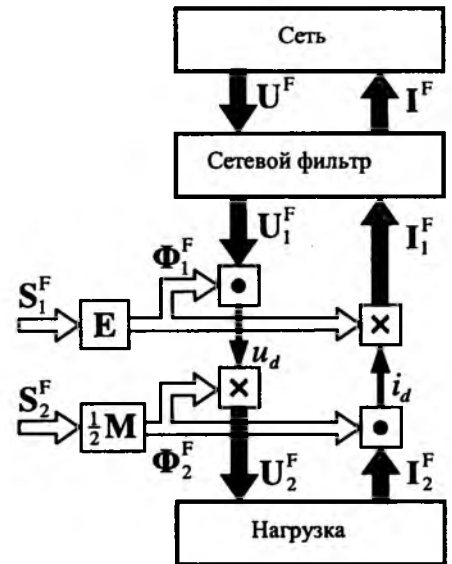


Рис.3. Структурная схема математической модели ДНПЧ

где $U_1, I_1, U_2, I_2, \Phi_1, \Phi_2$ – модули (длины) геометрических векторов, изображающих напряжения и токи на входе коммутатора АВ, выходе коммутатора АИ, а также коммутационные функции АВ и АИ; $\theta_{U1}, \theta_{I1}, \theta_{U2}, \theta_{I2}, \theta_1, \theta_2$ – углы поворота перечисленных выше изображающих геометрических векторов; k_U, k_I – коэффициенты передачи коммутатора ДНПЧ по напряжению и по току;

$$f(\theta_1 - \theta_{U1}) = \begin{cases} 0 & \text{при } \cos(\theta_1 - \theta_{U1}) \geq 0; \\ \pi & \text{при } \cos(\theta_1 - \theta_{U1}) < 0; \end{cases}$$

$$f(\theta_2 - \theta_{I2}) = \begin{cases} 0 & \text{при } \cos(\theta_2 - \theta_{I2}) \geq 0; \\ \pi & \text{при } \cos(\theta_2 - \theta_{I2}) < 0 \end{cases} \quad (11)$$

– нелинейные дискретные функции, учитывающие изменение фазы вектора \bar{I}_1 вызванное изменением направления тока i_d и вектора \bar{U}_2 при изменении полярности напряжения u_d .

Структурная схема математической модели ДНПЧ в полярной системе координат изображена на рис.4.

Как видно, для управления процессами в системе "питающая сеть – ДНПЧ – нагрузка" можно использовать четыре независимые координаты: полярные координаты векторов коммутаци-

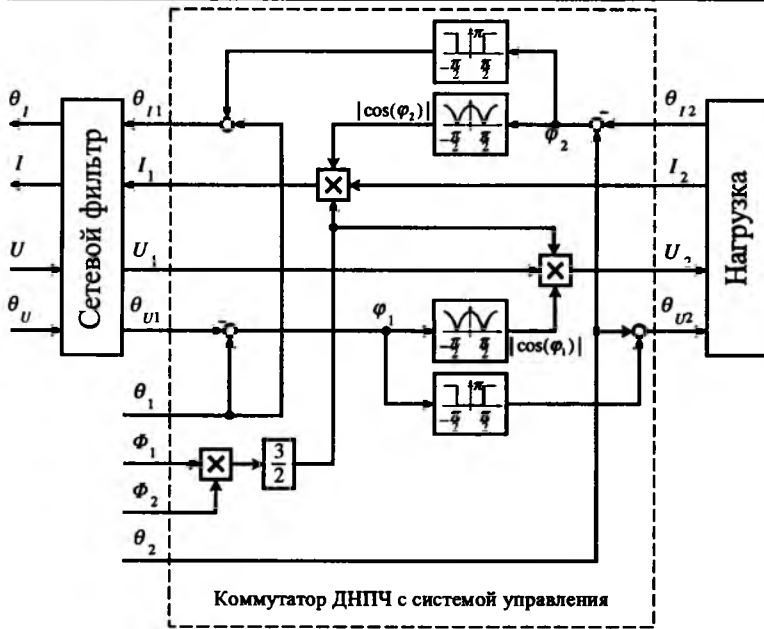


Рис.4. Математическая модель ДНПЧ в полярных координатах

онных функций Φ_1, θ_1 и Φ_2, θ_2 . Координаты векторов выходного напряжения и входного тока коммутатора определяются в общем случае как сложные нелинейные функции:

$$U_2 = U_2(U_1, \theta_{U1}, \Phi_1 \cdot \Phi_2, \theta_1); \quad \theta_{U2} = \theta_{U2}(\theta_{U1}, \theta_2, \theta_1); \quad (12)$$

$$I_1 = I_1(I_2, \theta_{I2}, \Phi_1 \cdot \Phi_2, \theta_2); \quad \theta_{I1} = \theta_{I1}(\theta_{I2}, \theta_1, \theta_2). \quad (13)$$

Отсюда следует, что ДНПЧ позволяет осуществлять независимое управление лишь тремя переменными, к числу которых по практическим соображениям целесообразно отнести координаты U_2, θ_{U2} вектора выходного напряжения и фазу θ_{I1} вектора входного тока коммутатора.

Управляющие воздействия Φ_1, θ_1 и Φ_2, θ_2 могут принимать лишь дискретные значения, что предопределяет разрывный характер управляемых величин $U_2, \theta_{U2}, I_1, \theta_{I1}$.

Стратегия управления двухзвенным непосредственным преобразователем частоты

Учитывая сложный нелинейный многосвязный и разрывный характер зависимостей (12), (13), представляется целесообразной следующая трехэтапная стратегия управления преобразователями подобного типа.

На первом этапе введем эталонные непрерывные функции $U_2^*(\tau), \theta_{U2}^*(\tau), \theta_{I1}^*(\tau)$, характеризующие заданные значения управляемых величин. По ним определяются соответствующие эталонные непрерывные значения коммутационных функций, для этого можно воспользоваться уравнениями (7)–(10), рассматривая входящие в

них переменные как непрерывные. При этом примем некоторые предварительные соглашения о формировании режимов промежуточного звена ДНПЧ. Например, полагаем, что выполняются следующие условия:

$$\Phi_1^* = \text{const};$$

$$|\theta_1^* - \theta_{U1}| \leq \frac{\pi}{2}. \quad (14)$$

В свою очередь условие (14) обеспечивает:

$$u_d^* \geq 0. \quad (15)$$

Тогда

$$\theta_2^* = \theta_{U2}^*; \quad (16)$$

$$\theta_1^* = \theta_{U1}^* - f(\theta_{U2}^* - \theta_{I2}^*); \quad (17)$$

$$\Phi_2^* = \frac{2}{3} \frac{U_2^*}{\Phi_1^* U_1 \cos(\theta_1^* - \theta_{U1})}. \quad (18)$$

Функции Φ_1^* и Φ_2^* , исходя из их физической реализуемости [2,5], являются ограниченными (рис.2):

$$\Phi_{1\text{гр}}^* = 1; \quad \Phi_{2\text{гр}}^* = \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (19)$$

Подставив (19) в уравнение (10), можно определить теоретически достижимое предельное непрерывное значение коэффициента передачи схемы по напряжению:

$$k_{U\text{гр}}^* = \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (20)$$

На втором этапе эталонные значения коммутационных функций аппроксимируются временными последовательностями физически реализуемых дискретных значений коммутационных функций АВ и АИ. Для этого может быть использована векторная стратегия регулярной ШИМ либо методы прогнозирующего релейно-векторного управления [9].

Рассмотрим вопросы управления коммутатором ДНПЧ на основе стратегии векторной ШИМ. Согласно этой методике на каждом интервале управления (периоде ШИМ) необходимо получить средние значения управляемых координат, равные их эталонным (заданным) значениям. Для этого по известным формулам [2, 3, 5] рассчитываются относительные времена реализации ненулевых образующих векторов периоде ШИМ, в случае используемого подхода эти формулы приобретают вид:

Таблица 3

Образующий вектор выпрямителя	Φ_1^0	$\Phi_1^<$		$\Phi_1^>$		Φ_1^0	$\Phi_1^>$		$\Phi_1^<$		Φ_1^0
Образующий вектор инвертора	Φ_2^0	$\Phi_2^<$	$\Phi_2^>$	$\Phi_2^<$	$\Phi_2^>$	Φ_2^0	$\Phi_2^<$	$\Phi_2^>$	$\Phi_2^<$	$\Phi_2^>$	Φ_2^0
Длительность реализации комбинации	$\frac{\tau_0}{4}$	$\frac{\tau_1}{2}$	$\frac{\tau_2}{2}$	$\frac{\tau_3}{2}$	$\frac{\tau_4}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_4}{2}$	$\frac{\tau_3}{2}$	$\frac{\tau_2}{2}$	$\frac{\tau_1}{2}$	$\frac{\tau_0}{4}$

$$\tau_1^< = \Phi_1^* \sin(\theta_2^> - \theta_2^*); \quad \tau_1^> = \Phi_1^* \sin(\theta_2^* - \theta_2^<), \quad (21)$$

$$\tau_2^< = \Phi_2^* \sqrt{3} \sin(\theta_2^> - \theta_2^*); \quad \tau_2^> = \Phi_2^* \sqrt{3} \sin(\theta_2^* - \theta_2^<), \quad (22)$$

где $\tau_1^<$ и $\tau_1^>$ – времена реализации ближайших ненулевых образующих векторов $\bar{\Phi}_1^<$ и $\bar{\Phi}_1^>$ с меньшим и большим фазовыми углами; $\tau_2^<$ и $\tau_2^>$ – времена реализации ближайших ненулевых образующих векторов $\bar{\Phi}_2^<$ и $\bar{\Phi}_2^>$ с меньшим и большим фазовыми углами.

Из уравнений (4) и (5) следует, что связь мгновенных значений входных и выходных напряжений и токов коммутатора определяется как:

$$U_2^F(\tau) = \Phi^F(\tau) U_1^F(\tau); \quad (23)$$

$$I_1^F(\tau) = [\Phi^F(\tau)]^T I_2^F(\tau), \quad (24)$$

где $\Phi^F(\tau) = \Phi_2^F(\tau) [\Phi_1^F(\tau)]^T$ – результирующая коммутационная матрица коммутатора.

Таким образом, свойства коммутатора ДНПЧ определяются произведением дискретных импульсных фазных коммутационных функций коммутаторов выпрямителя и инвертора. Например,

$$u_{2a} = f_{2a} f_{1a} u_{1a} + f_{2a} f_{1b} u_{1b} + f_{2a} f_{1c} u_{1c}.$$

Полагая постоянство компонент вектора U_1^F на периоде ШИМ, рассчитываем полезную составляющую

$$\int_0^1 u_{2a} d\tau = u_{1a} \int_0^1 f_{2a} f_{1a} d\tau + u_{1b} \int_0^1 f_{2a} f_{1b} d\tau + u_{1c} \int_0^1 f_{2a} f_{1c} d\tau.$$

Стратегия векторной ШИМ, примененная к АВ и АИ, обеспечивает усредненные значения $\Phi_1^F(\tau)$ и $\Phi_2^F(\tau)$ в отдельности, но не гарантирует соответствие усредненного значения произведений $\Phi_1^F(\tau)$ и $\Phi_2^F(\tau)$ произведению эталонных значений Φ_1^{*F} и Φ_2^{*F} . Поэтому при отсутствии сглаживающего фильтра стратегия ШИМ дол-

жна быть дополнена *третьим этапом* взаимной адаптации коммутационных функций АВ и АИ с соблюдением следующего критерия:

$$\int_0^1 \Phi_2^F(\tau) [\Phi_1^F(\tau)]^T d\tau = \int_0^1 \Phi_2^F(\tau) d\tau \int_0^1 [\Phi_1^F(\tau)]^T d\tau. \quad (25)$$

Иными словами необходимо, чтобы среднее на периоде ШИМ значение произведений коммутационных функций выпрямителя и инвертора равнялось произведению их средних значений, которые в свою очередь должны быть равны соответствующим эталонным значениям Φ_1^{*F} и Φ_2^{*F} .

Условие (25) может быть выполнено путем согласования моментов коммутации ключей АВ и АИ. Для этого необходимо рассчитать относительные продолжительности реализации всех возможных комбинаций ненулевых образующих векторов выпрямителя и инвертора ($\bar{\Phi}_1^<$, $\bar{\Phi}_2^<$), ($\bar{\Phi}_1^>$, $\bar{\Phi}_2^>$), ($\bar{\Phi}_1^<$, $\bar{\Phi}_2^>$), соответственно:

$$\tau_1 = \tau_1^< \tau_2^<; \quad \tau_2 = \tau_1^< \tau_2^>; \quad \tau_3 = \tau_1^> \tau_2^<; \quad \tau_4 = \tau_1^> \tau_2^>.$$

Относительная длительность реализации нулевых образующих векторов ($\bar{\Phi}_1^0$, $\bar{\Phi}_2^0$) τ_0 вычисляется из условия:

$$\tau_0 + \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4 = 1.$$

Требуемые состояния коммутатора ДНПЧ последовательно реализуются на интервале ШИМ. Распределение реализации состояний ключей на периоде ШИМ проводится по критерию оптимальности числа переключений и гармонического состава. Например, может быть реализована следующая последовательность, приведенная в табл.3.

Варианты построения принципиальной схемы ДНПЧ

Из уравнений (4), (5) и (10) следует, что реализация коммутационной функции выпрямителя Φ_1^F , формирующей нулевой вектор тока на входе АВ, приводит к тому, что $u_d = 0$ и, следо-

вательно, $U_2^F = 0$ независимо от значения коммутационной функции инвертора Φ_2^F . Аналогичным образом, реализация Φ_2^F , формирующей на выходе АИ $U_2^F = 0$, обеспечит $i_d = 0$ и, соответственно, $I_1^F = 0$. Поэтому на интервале τ_0 достаточно выполнить коммутацию ключей только одного устройства. Представляется целесообразным формировать нулевые векторы схемой инвертора. В этом случае путь протекания токов нагрузки будет наиболее коротким, а условие $i_d = 0$ предоставляет возможность бестоковой коммутации ключей выпрямителя.

Из уравнения (10) видно, что при выполнении условия:

$$|\theta_1 - \theta_{U1}| \leq \frac{\pi}{2} \quad (26)$$

для мгновенных значений напряжения промежуточного звена будет справедливо:

$$u_d \geq 0. \quad (27)$$

Для обеспечения (26) и (27) значение эталонной (задающей) функции θ_1^* должно удовлетворять условию

$$|\theta_1^* - \theta_{U1}| \leq \frac{\pi}{6}, \quad (28)$$

поскольку используемые образующие векторы могут находиться в пределах $\theta_1^* \pm \pi/3$. Если по условиям эксплуатации привода достаточно регулирования сетевого коэффициента мощности по первой гармонике в таких пределах, что всегда будет справедливым условие (28), то коммутатор АИ может быть реализован как традиционный инвертор напряжения на транзисторных ключах с обратными диодами. При этом сохраняется возможность двустороннего обмена энергией между сетью и нагрузкой.

Если нагрузка ДНПЧ такова, что в любом режиме работы можно обеспечить

$$|\theta_1^* - \theta_{U1}| \leq \frac{\pi}{6}, \quad (29)$$

то всегда будет выполняться условие

$$i_d \geq 0. \quad (30)$$

В этом случае АВ может быть выполнен на ключах с односторонней проводимостью, также при сохранении возможности рекуперации.

Если режим работы электропривода не предполагает рекуперации электрической энергии в сеть и выполняются условия (27) и (30), то

ДНПЧ может представлять собой последовательно соединенные АВТ и АИН.

Результаты математического моделирования и эксперимента

Реализуемость предлагаемой концепции подтверждается результатами математического моделирования и эксперимента. Лабораторный макет был выполнен на 18 однотипных транзисторных модулях с обратными диодами (IRG4PH50KD), 12 из них использовались в ключах с двухсторонней проводимостью моста АВ, а 6 – в мосте АИ. В качестве управляющего контроллера использовался TMS320F243.

На рис.5–8 приведены результаты математического моделирования и экспериментально полученные осциллограммы работы ДНПЧ в установленном режиме. Расчет и эксперимент проводились при следующих параметрах: действующее значение линейного напряжения сети 78 В; частота сети 50 Гц; действующее значение выходного линейного напряжения 45 В; выходная частота 40 Гц; активное сопротивление нагрузки 6,5 Ом; индуктивность нагрузки 7,2 мГн; частота ШИМ 2,5 кГц (с двойным обновлением).

На рис.5 приведены формы сетевого фазного напряжения $u_a(t)$ и тока $i_a(t)$. Поскольку реальные сетевые напряжения содержат высшие гармонические, искажающие сетевые токи, а также выходные напряжения и токи, то моделирование также проводилось при условии несинусоидальности сетевых напряжений. Для обеспечения максимального диапазона регулирования

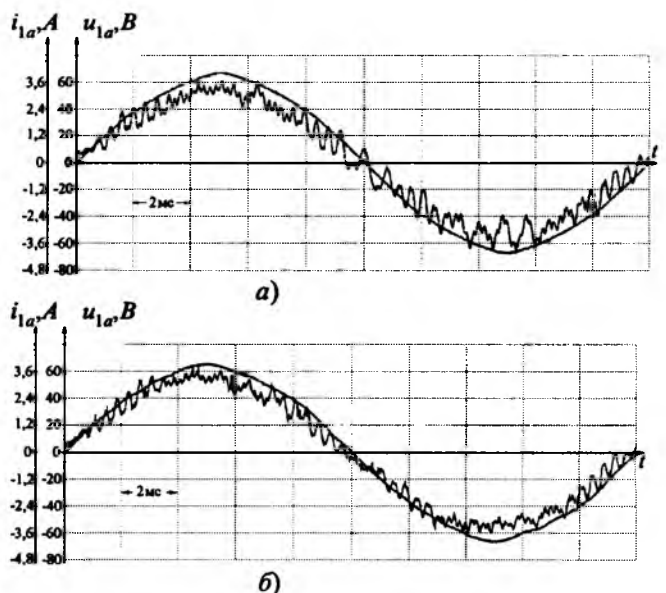


Рис.5. Сетевые напряжение и ток: а – моделирование; б – эксперимент

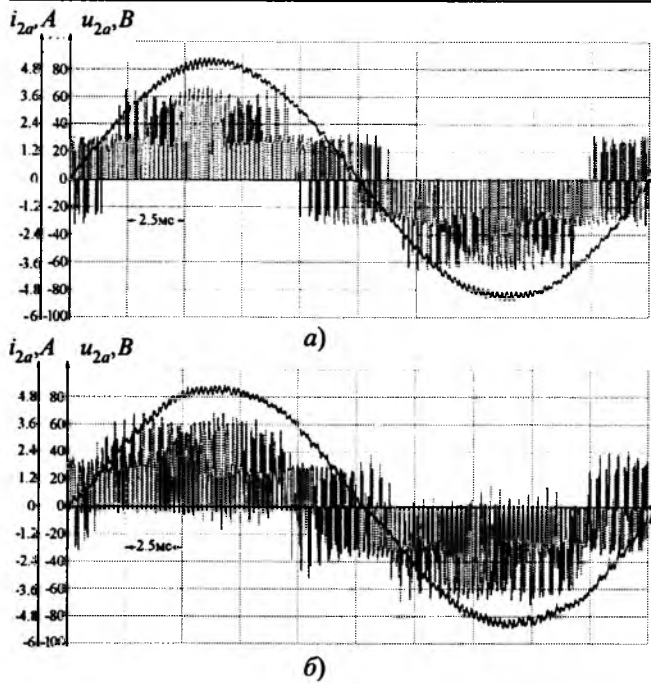


Рис.6. Напряжение и ток нагрузки:
а – моделирование; б – эксперимент

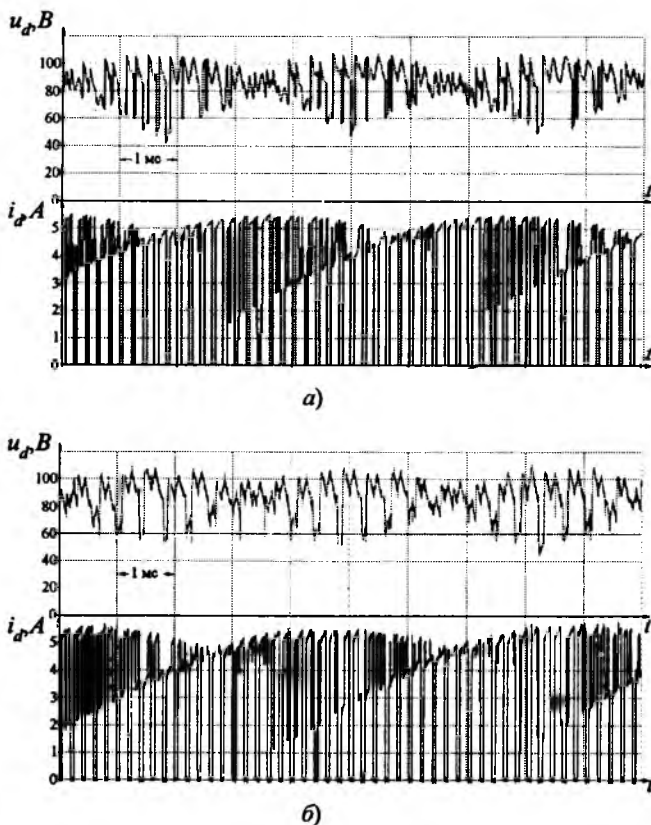


Рис.7. Напряжение и ток в промежуточном звене:
а – моделирование; б – эксперимент

выходных напряжений вектор входных токов АВ был ориентирован по вектору входных напряжений. Формы напряжения $u_{2a}(t)$ и тока $i_{2a}(t)$ на выходе преобразователя показаны на рис.6.

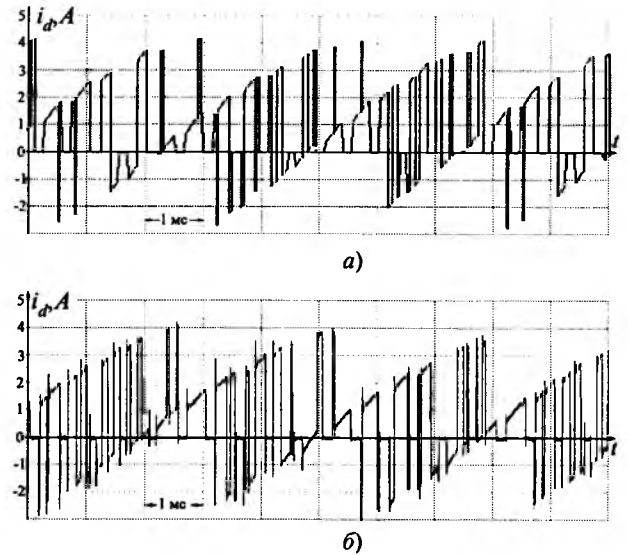


Рис.8. Ток в промежуточном звене при пониженном коэффициенте мощности нагрузки:
а – моделирование; б – эксперимент

Напряжение $u_d(t)$ и ток $i_d(t)$ промежуточного звена показаны на рис.7. Нулевые векторы входных токов $I_1(t)$ и выходных напряжений $U_2(t)$ формировались коммутатором АИ. Коммутация ключей АВ проводилась при нулевом токе. Такой подход позволил уменьшить значение коммутационных перенапряжений и снизить динамические потери в ключах АВ.

На рис.8 представлены результаты моделирования (рис.8,а) и экспериментальные осциллограммы (рис.8,б) тока $i_d(t)$ при пониженном коэффициенте мощности нагрузки $\cos\varphi_2 = 0,35$ (активное сопротивление нагрузки 2,5 Ом; индуктивность нагрузки 7,2 мГн; выходная частота 150 Гц). В этом случае ток промежуточного звена $i_d(t)$ на периоде ШИМ имеет и положительные, и отрицательные импульсы (при положительном среднем значении).

Сопоставление результатов математического моделирования с результатами экспериментальных исследований позволяет сделать вывод об обоснованности предложенной концепции построения двухзвенных преобразователей частоты без промежуточного сглаживающего фильтра, разработанного математического описания и алгоритмов работы.

Выводы

1. Рассмотренная схема силовой части преобразователя частоты обладает рядом положительных качеств и предоставляет инженерам возможность улучшения параметров преобразователей на основе её естественных свойств без вве-

дения дополнительных элементов. Данная схема объединяет достоинства двухзвенных и непосредственных преобразователей частоты и, в тоже время, является свободной от их основных недостатков. В отличие от ДПЧ со звеном постоянного тока, в промежуточном звене ДНПЧ нет ни громоздкого дросселя, ни ненадежной емкости. В сравнении с матричным НПЧ представляемый тип преобразователя обладает схожим математическим описанием и характеристиками, но предлагаемая двухзвенная концепция не содержит коммутационных противоречий, более того создает условия для реализации бестоковой коммутации ключей АВ. В общем случае схема ДНПЧ содержит 12 ключей с двухсторонней проводимостью, но в большинстве практических реализаций 6 из них могут быть заменены стандартными транзисторно-диодными модулями.

2. Предлагаемая концепция построения ПЧ предоставляет новые пути комплексного решения проблем энергосбережения, электромагнитной совместимости, улучшения массогабаритных показателей, коммутации и повышения надежности преобразователей частоты в системах электропривода.

Список литературы

1. Marian P. Kazmierkowski Control Strategies for PWM Rectifier/Inverter – Fed Induction Motors// EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000. Vol.1. P.1-69 – 1-78.

2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УрО РАН, 2000, 654с. ISBN 5-7691-1111-9.

3. Shreiner R.T., Efimov A.A., Zinoviev G.S. a.o. Energy-Efficient Alternative Current Electrical Drives with AC/DC/AC Converters Based on Active Rectifier // 8th European Conference on Power Electronics and Applications / EPE'99, 7-9 September, 1999. (CD-ROM).

4. Doval-Gandoy J., Castro C., Penalver C.M. Dynamic and Steady State Analysis of a Three Phase Buck Rectifier// EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000. Vol.2. P.2-134 – 2-137.

5. Shreiner R.T., Efimov A.A., Kalygin A.I. Active Current Rectifier Mathematical Model// EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000. Vol.2. P.2-188 – 2-192.

6. Зинovieв Г.С., Попов В.И. Инвертор напряжения с непосредственным питанием от трехфазной сети // Преобразовательная техника. 1968. Кн.2. С. 208-223.

7. Case M.J. The Commutation Process in the Matrix Converter// EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000. Vol.2. P.2-109 – 2-112.

8. Teichmann R., Oyama J., Yamada E. Controller Design for Auxiliary Resonant Commutated Pole Matrix Converter// EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000. Vol.3. P.3-14 – 3-18.

9. Schreiner R.T., Efimov A.A., Zinoviev G.S. Kalygin A.I. A Predictive Relay Space Vector Control of Active Converters // Proceedings of The 5-th International Conference on Unconventional Electromechanical And Electrical Systems 05-08 September 2001. Szczecin and Meidzyzdroje, Poland. Vol.2. P. 673-678.



Шрейнер Рудольф Теодорович – профессор Уральского профессионально-педагогического университета (г. Екатеринбург) и Новоуральского государственного технологического института (г. Новоуральск). Окончил в 1960 г. Уральский политехнический институт. В 1991 г. защитил в Московском энергетическом институте докторскую диссертацию по теме "Асинхронные электроприводы с полупроводниковыми преобразователями частоты".

Ефимов Александр Андреевич – доцент, проректор по научной работе Новоуральского государственного технологического института. Окончил в 1972 г. Томский политехнический институт. В 1978 г. защитил в Ленинградском институте авиационного приборостроения кандидатскую диссертацию по теме "Исследование автоколебаний в системе вентильный преобразователь – асинхронный двигатель".



Калыгин Андрей Игоревич – доцент Новоуральского государственного технологического института. Окончил Новоуральский государственный технологический институт в 1997 г. В 2001 г. защитил в Государственном университете аэрокосмического приборостроения (г. С.-Петербург) кандидатскую диссертацию по теме "Энергосберегающий синхронно-гистерезисный электропривод".

Корюков Константин Николаевич – аспирант Новоуральского государственного технологического института. Окончил Новоуральский государственный технологический институт в 2000 г.



Мухаматшин Илья Анисович – аспирант Новоуральского государственного технологического института. Окончил Новоуральский государственный технологический институт в 2000 г.

Анализ электромагнитных процессов и совершенствование регулирования активного фильтра¹

ВОЛКОВ А.В., доктор техн. наук

ОАО НИИ "Преобразователь", г. Запорожье

С применением методов обобщенных векторов и операторного изображения выполнен анализ электромагнитных процессов активного фильтра (АФ). На основе релейного и подчиненного регулирования предложено эффективное автоматическое управление АФ.

С промышленным освоением быстродействующих полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов (IGBT, GTO, IGCT) стало технически осуществимым и практически актуальным создание и промышленное внедрение активных фильтров [1] в качестве компенсаторов реактивной мощности для трехфазных электропотребителей. Такие важные свойства активного фильтра (АФ): двухсторонний обмен энергией с питающей сетью, формирование близких по форме к синусоидальным входных фазных токов, экономичность и возможность функционирования с заданным значением (в том числе, равным единице) входного коэффициента мощности – позволяют рассматривать АФ в качестве эффективного технического средства энергосбережения [2]. Вместе с тем, до настоящего времени остаются недостаточно освещенными в научно-технической литературе и востребованными практикой вопросы анализа электромагнитных процессов и эффективного регулирования указанных устройств.

На рис.1 показана электрическая схема АФ, содержащая три входных реактора, емкостной фильтр C_ϕ и трехфазный мостовой активный выпрямитель (АВ), выполненный на шести управляемых силовых ключах 1–6 с двухсторонней проводимостью. АФ получает трехфазное питание текущими синусоидальными напряжениями U_A, U_B, U_C промышленной частоты 50 Гц (поступающими со вторичной обмотки силового трансформатора T) и подключен выходом к нагрузке фильтра.

На рис.2,а представлена исходная расчетная схема активного фильтра, в которой: I_A, I_B, I_C — текущие значения входных фазных токов АФ; U_d — выходное напряжение АФ; I_n — выходной

Using methods of generalizing vectors and operator image electromagnetic processes analysis of an active filter (AF) is executed. On the base of relay and subordinate regulation an effective automatic control by the AF is offered.

ток активного фильтра; I_d — выходной ток активного выпрямителя АВ; I_ϕ — ток в цепи емкостного фильтра C_ϕ ; L и R — эквивалентные фазные значения соответственно индуктивности рассеяния и активного сопротивления входных цепей АФ. При этом в состав эквивалентных индуктивности L и активного сопротивления R входят соответственно индуктивности рассеяния и активные сопротивления входных подводящих кабелей и реакторов АФ. Дополнительно внеся в состав эквивалентного фазного активного сопротивления R также активные сопротивления открытых ключей 1–6 АВ (динамическими потерями при переключении ключей пренебрегаем), будем в схеме на рис.2,а и далее считать ключи 1–6 идеальными.

Для произвольного момента времени которому, например, соответствуют в АВ открытые состояния ключей 1, 2 и 3) преобразуем исходную расчетную схему на рис.2,а в эквивалентную, представленную на рис.2,б и описываемую математическими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} U_A - RI_A - L \frac{dI_A}{dt} &= U_B - RI_B - L \frac{dI_B}{dt}; \\ U_A - RI_A - L \frac{dI_A}{dt} &= U_d + U_C - RI_C - L \frac{dI_C}{dt}; \\ I_A + I_B + I_C &= 0; \\ U_A + U_B + U_C &= 0. \end{aligned} \right\} (1)$$

Выразив из двух последних уравнений системы (1) значения фазных тока I_C и напряжения U_C через фазные токи I_A, I_B и напряжения U_A, U_B двух других фаз, решив с учетом этого первые два уравнения системы (1), получим следующие зависимости для противо-ЭДС E_A, E_B, E_C активного выпрямителя (соответствующие открытому состоянию указанных силовых ключей

¹ Печатается в порядке обсуждения.

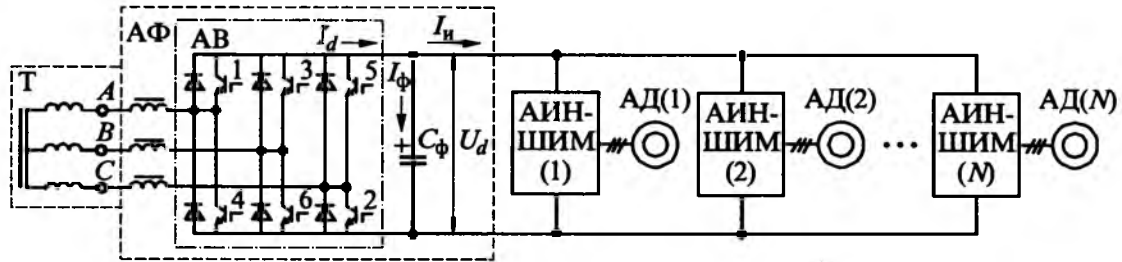
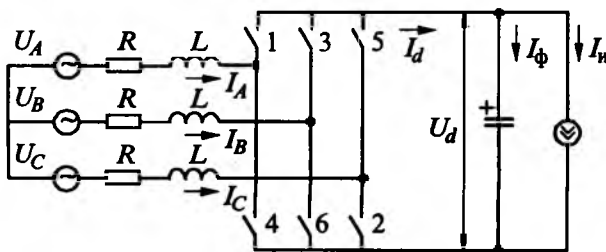
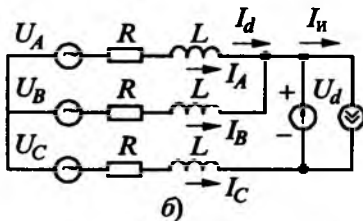


Рис.1. Электрическая схема активного фильтра (АФ) в составе частотно-управляемого электропривода

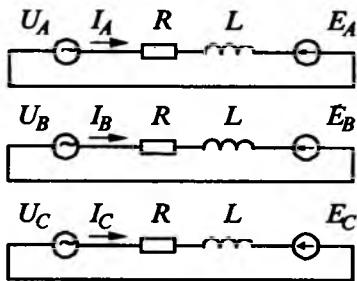
1, 2 и 3 и АВ):



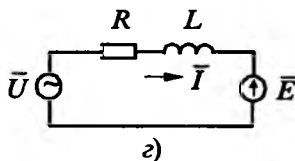
а)



б)



в)



г)

$$\left. \begin{aligned} E_A &= U_A - RI_A - L \frac{dI_A}{dt} = \frac{U_d}{3}; \\ E_B &= U_B - RI_B - L \frac{dI_B}{dt} = \frac{U_d}{3}; \\ E_C &= U_C - RI_C - L \frac{dI_C}{dt} = -\frac{2U_d}{3}. \end{aligned} \right\} (2)$$

Анализ выражения (2) и полученных аналогично соотношений для всех других возможных сочетаний (таблица) открытых и закрытых состояний силовых ключей активного выпрямителя АВ свидетельствуют о том, что фазные противо-ЭДС E_A, E_B, E_C активного выпрямителя принимают значения из ряда: $-2U_d/3, -U_d/3, U_d/3$ или $2U_d/3$ – и описываются математическими зависимостями, по виду идентичными трехфазному мостовому АИН [3]:

$$\left. \begin{aligned} E_A &= E \cos \theta_E; \\ E_B &= E \cos \left(\theta_E - \frac{2\pi}{3} \right); \\ E_C &= E \cos \left(\theta_E - \frac{4\pi}{3} \right); \\ E &= \frac{2U_d}{3}; \\ \theta_E &= (m-1) \frac{\pi}{3}, \end{aligned} \right\} (3)$$

Рис.2. Расчетные электрические схемы активного фильтра:

а – исходная; б – для рассматриваемого состояния открытых ключей активного выпрямителя; в – для входных цепей АФ (через фазные значения параметров электрических режимов); г – для входных цепей АФ (через обобщенные векторы параметров электрических режимов)

где $m = 1, 2, \dots, 6$ – условный номер (натуральное число), определяющий из таблицы открытые ("+") или закрытые ("-") состояния силовых ключей АВ.

С учетом последнего расчетные схемы входных цепей АФ на рис.2,а,б преобразуются к эквивалентной схеме на рис.2,в. Принимая во внимание известные соотношения для обобщенных векторов трехфазных систем сигналов [3,4,5]:

m	\bar{E}_m		Состояние силовых ключей					
	амплитуда E_m	аргумент θ_{E_m}	1	2	3	4	5	6
1	$2U_d/3$	0	+	+	-	-	-	+
2	$2U_d/3$	$\pi/3$	+	-	-	-	+	+
3	$2U_d/3$	$2\pi/3$	-	-	-	+	+	+
4	$2U_d/3$	π	-	-	+	+	+	-
5	$2U_d/3$	$4\pi/3$	-	+	+	+	-	-
6	$2U_d/3$	$5\pi/3$	+	+	+	-	-	-

$$\left. \begin{aligned}
 \bar{U}_S &= U_A + aU_B + a^2U_C = U_S e^{j\theta_U}; \\
 U_S &= [2(U_A^2 + U_B^2 + U_C^2)/3]^{1/2}; \\
 \theta_U &= \arcsin[(U_B - U_C)/\sqrt{3}U_S] + \pi[1 - \text{sign}(U_A)]/2; \\
 \bar{I} &= I_A + aI_B + a^2I_C = I e^{j\theta_I}; \\
 I &= [2(I_A^2 + I_B^2 + I_C^2)/3]^{1/2}; \\
 \theta_I &= \arcsin[(I_B - I_C)/\sqrt{3}I] + \pi[1 - \text{sign}(I_A)]/2; \\
 \bar{E} &= E_A + aE_B + a^2E_C = E e^{j\theta_E}; \\
 E &= [2(E_A^2 + E_B^2 + E_C^2)/3]^{1/2}; \\
 \theta_E &= \arcsin[(E_B - E_C)/\sqrt{3}E] + \pi[1 - \text{sign}(E_A)]/2,
 \end{aligned} \right\} (4)$$

преобразуем далее расчетную схему на рис.2,в в эквивалентную, представленную на рис.2,г. Используем следующие обозначения: \bar{U}_S, U_S, θ_U – обобщенный вектор питающего напряжения, его модуль и аргумент соответственно; \bar{I}, I, θ_I – обобщенный вектор входного тока активного фильтра, его модуль и аргумент соответственно; \bar{E}, E, θ_E – обобщенный вектор противо-ЭДС активного выпрямителя, его модуль и аргумент соответственно; $a = e^{j2\pi/3}$ – поворотный множитель; j – мнимая единица. Отсчет аргументов θ_U, θ_I и θ_E этих обобщенных векторов осуществляется относительно магнитной оси фазы "А" вторичной обмотки силового трансформатора Т (в положительном направлении – против часовой стрелки).

С учетом допущения симметричности и синусоидальности фазных питающих напряжений U_A, U_B, U_C и неизменности в рассматриваемом стационарном режиме выходного напряжения U_d активного фильтра:

$$\left. \begin{aligned}
 U_A &= U \cos(\omega_S t + \alpha_0); \\
 U_B &= U \cos(\omega_S t + \alpha_0 - 2\pi/3); \\
 U_C &= U \cos(\omega_S t + \alpha_0 - 4\pi/3); \\
 U_d &= \text{const},
 \end{aligned} \right\} (5)$$

а также в соответствии с расчетной схемой на рис.2,г для n -го межкоммутационного интервала (т.е. между соседними коммутациями силовых ключей активного выпрямителя АВ) справедливо соотношение:

$$U_S e^{j(\omega_S t + \alpha_0)} - R\bar{I}(t) - L \frac{d\bar{I}(t)}{dt} = \bar{E}_n, \quad (6)$$

где $\bar{U}_S(t) = U_S e^{j(\omega_S t + \alpha_0)}$ и $\bar{I}(t)$ – текущие значения обобщенных векторов входных (питающих) напряжения и тока АФ соответственно; ω_S, α_0 – угловая частота и начальный фазовый угол питающего напряжения соответственно; \bar{E}_n – значение обобщенного вектора противо-ЭДС активного выпрямителя на n -м межкоммутационном интервале; t – текущее время.

Принимая во внимание данные таблицы, соотношения (3) и последнее допущение из (5), получаем, что значение \bar{E}_n обобщенного вектора противо-ЭДС активного выпрямителя на протяжении каждого n -го межкоммутационного интервала остается неизменным:

$$\bar{E}_n = \text{const}. \quad (7)$$

С учетом этого операторное изображение уравнения (6), соответствующего n -му межкоммутационному интервалу, находится в виде [6]:

$$\frac{\bar{U}_S(0)}{p - j\omega_S} - \bar{I}(p)[R + pL] + L\bar{I}(0) = \frac{\bar{E}_n}{p}, \quad (8)$$

где $\bar{I}(p)$ – операторное изображение вектора входного тока $\bar{I}(t)$ АФ; $\bar{U}_S(0)$ и $\bar{I}(0)$ – начальные значения на рассматриваемом n -м межкоммутационном интервале обобщенных векторов соответственно питающего напряжения и входного тока АФ; p – оператор Лапласа.

Решив относительно изображения $\bar{I}(p)$ последнее уравнение и перейдя к временному оригиналу [6], получим решение уравнения (6) в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 \bar{I}(t') &= \frac{\bar{U}_S(0)e^{j\omega_S t'}}{L(R/L + j\omega_S)} [1 - e^{-(R/L + j\omega_S)t'}] - \\
 &- \frac{\bar{E}_n}{R} [1 - e^{-Rt'/L}] + \bar{I}(0)e^{-Rt'/L},
 \end{aligned} \quad (9)$$

где t' – время, отсчитываемое от начала, на протяжении рассматриваемого межкоммутационного интервала

$$0 \leq t' = t - t_n < \tau_n; \quad (10)$$

t_n и τ_n – соответственно время наступления и

длительность n -го межкоммутационного интервала; $\bar{U}_S(0) = U_S e^{j(\omega_S t_n + \alpha_0)}$ – начальное значение обобщенного вектора питающего напряжения на рассматриваемом n -м межкоммутационном интервале.

Вычтя из полученного решения (9) начальное значение $\bar{I}(0)$ обобщенного вектора входного тока АФ и приняв во внимание малые (близкие к нулю) значения: Rt'/L и $\omega_S t'$ (где $t' < \frac{1}{3} \cdot 10^{-3}$ с – при частотах коммутации не менее 3 кГц силовых ключей активного выпрямителя; $R/L < 300$ с⁻¹ – достигается соответствующим выбором значений индуктивности реакторов в АФ), разложив в ряд Тейлора экспоненциальные функции от аргумента t' и ограничиваясь одним (первым) членом разложения:

$$\left. \begin{aligned} 1 - e^{-Rt'/L} &\approx Rt'/L; \\ 1 - e^{-(R/L + j\omega_S)t'} &\approx (R/L + j\omega_S)t'; \\ e^{j\omega_S t'} &\approx 1, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

получим приближенные зависимости для вычисления вектора приращения $\Delta \bar{I}(t')$ входного тока АФ на межкоммутационном интервале:

$$\Delta \bar{I}(t') = \bar{I}(t') - \bar{I}(0) \approx t' [\bar{U}_S(0) - \bar{E}_n - R\bar{I}(0)]/L. \quad (12)$$

С учетом на практике малых значений эквивалентного активного сопротивления ($R \approx 0$) входной фазной цепи АФ и соответствующего падения напряжения ($R\bar{I}(0) \approx 0$) на указанном сопротивлении, формулу (12) для вычисления вектора приращения тока $\Delta \bar{I}(t')$ приведем к следующим упрощенным соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \bar{I}(t') &= \Delta I e^{j\Delta\theta_U} \approx \Delta \bar{U}(0)t'/L; \\ \Delta \bar{U}(0) &= \Delta U e^{j\Delta\theta_U} = [\bar{U}_S(0) - \bar{E}_n - R\bar{I}(0)] \approx \\ &\approx [\bar{U}_S(0) - \bar{E}_n]; \\ \Delta I &= \Delta U t'/L, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где $\Delta \bar{U}(0), \Delta U, \Delta\theta_U$ – результирующий вектор напряжения (задающий в (13) амплитуду и аргумент обобщенного вектора приращения тока $\Delta \bar{I}$), его модуль и аргумент соответственно; ΔI – модуль вектора приращения тока.

Для стационарных и нестационарных (переходных) режимов АФ, исходя из баланса активных мощностей на входе и выходе активного выпрямителя АВ

$$\frac{3}{2} \operatorname{Re}[\bar{U}_S \hat{I}] - I^2 R = U_d I_d, \quad (14)$$

найдем выходной ток АВ

$$I_d = \frac{\frac{3}{2} U_S I_x - I^2 R}{U_d} \approx \frac{3}{2} I_x (U_S / U_d). \quad (15)$$

В (14), (15) Re – математическая операция выделения действительной части произведения векторов; $\hat{}$ – обозначение сопряженного значения вектора [5]; I_x – проекция обобщенного вектора входного тока \bar{I} АФ на ось x вращающейся ортогональной координатной системы x - y (связанной вещественной осью x с обобщенным вектором \bar{U}_S питающего напряжения), которая рассчитывается из соотношения:

$$I_x = I \cos(\theta_U - \theta_I). \quad (16)$$

Правая (приближенная) часть равенства (15) получена при условии пренебрежения активными потерями в активном фильтре АФ по сравнению с общей потребляемой им активной мощностью:

$$I^2 R \ll \frac{3}{2} U_S I_x, \quad (17)$$

что на практике выполняется для большинства режимов функционирования АФ (за исключением только самых малых нагрузок).

Значения тока I_d и напряжения U_d на выходе активного выпрямителя, выходного тока I_n АФ и тока I_ϕ емкостного фильтра связаны между собой следующими зависимостями [2]:

$$\left. \begin{aligned} I_d &= I_\phi + I_n; \\ I_\phi &= \frac{d(U_d)}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов активного фильтра разработана схема его регулирования, представленная на рис.3 и выполненная на основе принципов подчиненного регулирования и релейного управления в "трубке" модулем I обобщенного вектора входного тока \bar{I} АФ. Во внутренних (токовых) контурах регулирования (образующихся из активного выпрямителя АВ с его системой управления $СУВ$, блока управления $БУ$, векторного анализатора $ВА$, координатного преобразователя $КП1$, компаратора $К$, вычислителя $В$, звеньев преобразования $П1$ и $П2$, датчиков тока $ДТ1$ и напряжения $ДН1$) осуществляется регули-

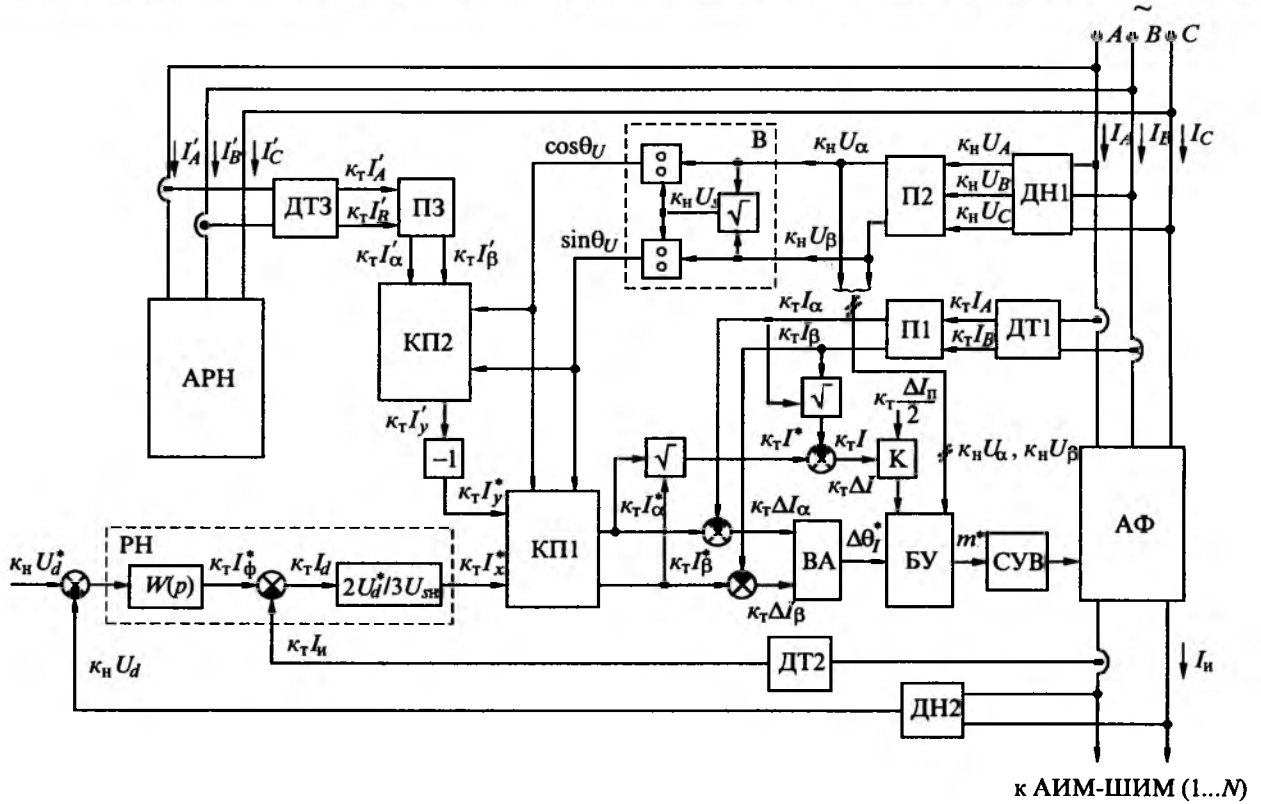


Рис.3. Функциональная схема регулирования АФ с подключением к его входу активно-реактивной нагрузки

рование "активной" I_x "реактивной" I_y проекций обобщенного вектора входного тока \bar{I} активного фильтра (на соответствующие оси вышеупомянутой вращающейся ортогональной координатной системы $x-y$).

Внешним контуром регулирования (образующимся емкостным фильтром C_Φ на выходе АФ, регулятором напряжения РН, датчиком тока ДТ2 и напряжения ДН2) регулируется (стабилизируется) на заданном уровне U_d^* выходное напряжение U_d активного фильтра. Полагаем, что в предложенной структуре регулирования на рис.3 все примененные датчики имеют одинаковые коэффициенты передачи: для датчиков тока ДТ1, ДТ2 и ДТ3 – равный k_T , для датчиков напряжения ДН1 и ДН2 – равный k_U .

Звенья преобразования П1, П2 и П3 через фазные значения $k_T I_A, k_T I_B, k_U U_A$ и $k_U U_B, k_T I'_A, k_T I'_B$ вычисляют ортогональные проекции $k_T I_\alpha, k_T I_\beta, k_U U_\alpha$ и $k_U U_\beta, k_T I'_\alpha, k_T I'_\beta$ соответствующих обобщенных векторов \bar{I}, \bar{U}_s и \bar{I}' на неподвижные ортогональные оси координатной системы $\alpha-\beta$ (связанной вещественной осью α с магнитной осью фазы А вторичной обмотки силового трансформатора Т) из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} k_T I_\alpha &= k_T I_A; \\ k_T I_\beta &= (k_T I_A + 2k_T I_B) / \sqrt{3}; \\ k_U U_\alpha &= k_U U_A; \\ k_U U_\beta &= (k_U U_A + 2k_U U_B) / \sqrt{3}; \\ k_T I'_\alpha &= k_T I'_A; \\ k_T I'_\beta &= (k_T I'_A + 2k_T I'_B) / \sqrt{3}, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где $\bar{I}'_A, \bar{I}'_B, \bar{I}'_C$ и $\bar{I}'_\alpha, \bar{I}'_\beta$ – соответственно фазные значения и ортогональные проекции (на оси $\alpha-\beta$) обобщенного вектора тока \bar{I}' , создаваемого в активно-реактивной нагрузке АРН (рис.3), подключенной параллельно входу АФ. При этом под АРН понимается произвольная (активная, индуктивная или емкостная, активно-индуктивная или активно-емкостная, в виде одной или группы электрических машин переменного тока, в виде одного или группы силовых полупроводниковых преобразователей, питающих электроприводы постоянного или переменного тока, симметричная или несимметричная, неизменная или варьируемая во времени) нагрузка, для которой соблюдается условие

$$\bar{I}'_A + \bar{I}'_B + \bar{I}'_C = 0. \quad (20)$$

Вычислителем B через ортогональные проекции $k_n U_\alpha, k_n U_\beta$ обобщенного вектора \bar{U}_S питающего напряжения определяются модуль $k_n U_S$ и гармонические функции $\cos\theta_U$ и $\sin\theta_U$ из зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} k_n U_S &= [(k_n U_\alpha)^2 + (k_n U_\beta)^2]^{\frac{1}{2}}; \\ \cos\theta_U &= k_n U_\alpha / [(k_n U_\alpha)^2 + (k_n U_\beta)^2]^{\frac{1}{2}}; \\ \sin\theta_U &= k_n U_\beta / [(k_n U_\alpha)^2 + (k_n U_\beta)^2]^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \right\} (21)$$

Символ " $\sqrt{\quad}$ " на рис.3 обозначает осуществление данным блоком математической операции выделения корня квадратного из суммы квадратов входных сигналов.

Рассмотрим функционирование схемы регулирования, представленной на рис.3. Сравнивая на входах заданный $k_n U_d^*$ и фактический $k_n U_d$ сигналы выходного напряжения $A\Phi$, $PН$ формирует на выходе сигнал задания $k_r I_x$ активной проекции обобщенного вектора входного тока $\bar{I} A\Phi$. Сигнал задания $k_r I_y^*$ реактивной составляющей обобщенного вектора \bar{I} формируется равным по абсолютному значению и противоположным по полярности текущей реактивной составляющей $k_r I_y'$ обобщенного вектора тока \bar{I}' активно-реактивной нагрузки:

$$k_r I_y^* = -k_r I_y', \quad (22)$$

вычисляемой $KП2$ из формулы:

$$k_r I_y' = -k_r I_\alpha' \sin\theta_U + k_r I_\beta' \cos\theta_U. \quad (23)$$

Преобразователь $KП3$ по заданным сигналам активной $k_r I_x^*$ и реактивной $k_r I_y^*$ проекций определяет сигналы задания ортогональных проекций $k_r I_\alpha^*, k_r I_\beta^*$ обобщенного вектора входного тока $A\Phi$ на неподвижные координатные оси $\alpha-\beta$:

$$\left. \begin{aligned} k_r I_\alpha^* &= k_r I_x^* \cos\theta_U - k_r I_y^* \sin\theta_U; \\ k_r I_\beta^* &= k_r I_x^* \sin\theta_U + k_r I_y^* \cos\theta_U. \end{aligned} \right\} (24)$$

Полученные сигналы $k_r I_\alpha^*, k_r I_\beta^*$ далее алгебраически суммируются с соответствующими текущими значениями $k_r I_\alpha, k_r I_\beta$ проекций обобщенного вектора входного тока $\bar{I} A\Phi$, вычис-

ляемыми из (19) звеном преобразования $П3$.

Анализатором BA через сигналы отклонений $k_r \Delta I_\alpha, k_r \Delta I_\beta$ заданных и текущих значений проекций тока определяется аргумент $\Delta\theta_I^*$ и модуль ΔI^* заданного вектора отклонения $\Delta \bar{I}_I^*$ входного тока активного фильтра в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\theta_I^* &= \arcsin[(k_r \Delta I_\beta) / (k_r \Delta I^*)] + \\ &+ \pi[1 - \text{sign}(k_r \Delta I_\alpha)] / 2; \\ k_r I^* &= [(k_r \Delta I_\alpha)^2 + (k_r \Delta I_\beta)^2]^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \right\} (25)$$

Компаратор K сравнивает отклонение $k_r \Delta I$ (между заданной $k_r I^*$ и фактической $k_r I$ амплитудами обобщенного вектора входного тока $\bar{I} A\Phi$) с заданными границами "трубки", формируя на своем выходе сигналы, разрешающие (при $|k_r \Delta I| \geq k_r \Delta I_n / 2$) или запрещающие (при $|k_r \Delta I| < k_r \Delta I_n / 2$) изменение выходного сигнала m^* блока управления БУ (где ΔI_n – ширина токовой "трубки").

При достижении текущим значением амплитуды $k_r I$ обобщенного вектора входного тока $A\Phi$ верхней или нижней границы "трубки" (рис.4) в БУ для всех возможных значений m (всего шесть вариантов из таблицы) и соответствующих им значений \bar{E}_m обобщенного вектора противо-ЭДС AB находится модуль ΔU_m и аргумент $\Delta\theta_{Um}$ результирующего вектора напряжения $\Delta \bar{U}_m$, проекция F_m этого вектора $\Delta \bar{U}_m$ на заданный вектор отклонения $\Delta \bar{I}^*$ тока активного фильтра, а также определяются наибольшее значение F_m^* указанной проекции и соответствующее ему значение m^* :

$$\left. \begin{aligned} k_n \Delta U_{\alpha m} &= k_n U_\alpha - k_n E_{\alpha m}; \\ k_n \Delta U_{\beta m} &= k_n U_\beta - k_n E_{\beta m}; \\ k_n E_{\alpha m} &= k_n E_m \cos\theta_{Em}; \\ k_n E_{\beta m} &= k_n E_m \sin\theta_{Em}; \\ k_n \Delta U_m &= [(k_n \Delta U_{\alpha m})^2 + (k_n \Delta U_{\beta m})^2]^{\frac{1}{2}}; \\ \Delta\theta_{Um} &= \arcsin[(k_n \Delta U_{\beta m}) / (k_n \Delta U_m)] + \\ &+ \pi[1 - \text{sign}(k_n \Delta U_{\alpha m})] / 2; \\ F_m &= k_n \Delta U_m \cos(\theta_{Um} - \Delta\theta_I^*); \\ F_m^* &= (F_m)_{\max} = (F_m)_{m=m^*}, \end{aligned} \right\} (26)$$

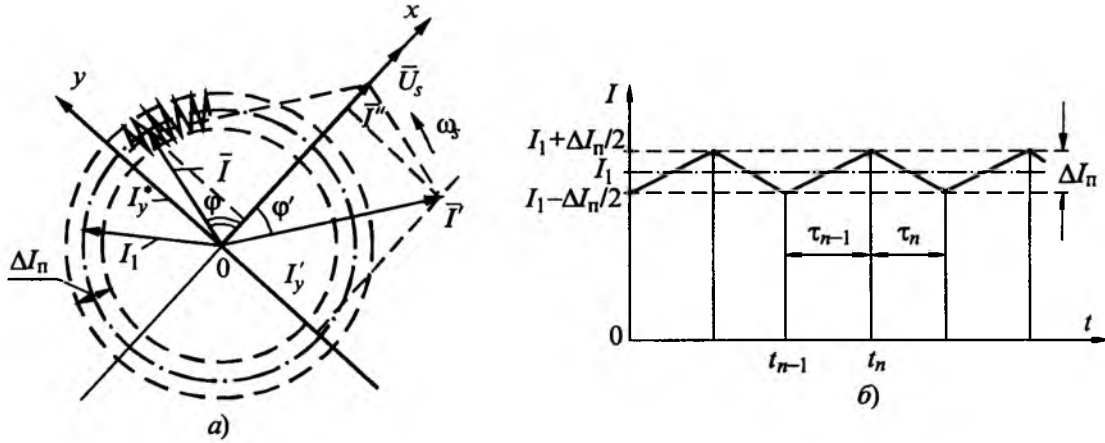


Рис.4. Векторная (а) и временная (б) диаграммы регулирования обобщенного вектора входного тока АФ

где $E_{\alpha m}, E_{\beta m}$ – проекция обобщенного вектора \bar{E}_m противо-ЭДС активного выпрямителя на оси неподвижной ортогональной системы координат $\alpha-\beta$. В соответствии с определенным новым заданным значением $m = m^*$, поступающим из БУ в СУВ (последняя осуществляет гальваническую развязку и формирование сигналов управления силовыми ключами 1–6) происходит переключение силовых ключей АВ в новое проводящее состояние. Это состояние ключей АВ обеспечивает отработку заданных проекций I_{α}^* и I_{β}^* (или I_x^* и I_y^*) обобщенного вектора входного тока \bar{I} активного фильтра и возврат его амплитуды I в пределы токовой "трубки".

Диаграммы рис.4 иллюстрируют для схемы на рис.3 процессы регулирования обобщенного вектора входного тока \bar{I} АФ и его модуля I в стационарных режимах, где φ, φ' – значения углов соответственно между обобщенными векторами входного тока активного фильтра \bar{I} или тока активно-реактивной нагрузки \bar{I}' и обобщенным вектором питающего напряжения \bar{U}_s ; \bar{I}'' – обобщенный вектор суммарного потребляемого из питающей сети тока, определяющийся через его фазные значения I_A', I_B', I_C' из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}'' &= \bar{I} + \bar{I}'; \\ \bar{I}'' &= I_A' + aI_B' + a^2I_C'; \\ I_A'' &= I_A + I_A'; \\ I_B'' &= I_B + I_B'; \\ I_C'' &= I_C + I_C'. \end{aligned} \right\} (27)$$

С учетом (5) и линейности изменения из (12) и (13) во времени вектора приращения $\Delta \bar{I}(t)$ входного тока АФ на межкоммутационном интервале (при данном релейном управлении и рассмотренной высокой частоте переключения силовых ключей активного выпрямителя) обобщенный вектор входного тока \bar{I} активного фильтра, его модуль I и фазные значения I_A, I_B, I_C в стационарном режиме находятся из следующих зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I} &= I e^{j(\omega_s t + \alpha_0 - \varphi)} = I e^{j\theta_I}; \\ I &= I_1 + (-1)^n \Delta I_n \left(\frac{1}{2} - t'/\tau_n \right); \\ I_A &= I \cos \theta_I; \\ I_B &= I \cos(\theta_I - 2\pi/3); \\ I_C &= I \cos(\theta_I - 4\pi/3), \end{aligned} \right\} (28)$$

где I_1 – среднее значение амплитуды обобщенного вектора входного тока (или амплитуда обобщенного вектора, образованного основными гармониками входных фазных токов) АФ.

При малых значениях ширины ΔI_n токовой "трубки" (не превышающих 10% амплитуды I_1 основной гармоники тока), очевидно, что согласно (28) входные фазные токи I_A, I_B, I_C активного фильтра близки по форме синусоидальным (т.е. осуществляется фактически близкая к синусоидальной широтно-импульсная модуляция фазных противо-ЭДС E_A, E_B, E_C АФ при рассмотренном управлении).

Принимая во внимание астатическое (или близкое к нему) регулирование реактивной проекции обобщенного вектора входного тока \bar{I} активного выпрямителя:

$$I_y^* \approx I_y, \quad (29)$$

в соответствии с (22) и (27) определяем значение активной (проекция на ось x) и реактивной (проекция на ось y) составляющих обобщенного вектора \bar{I}^* суммарного потребляемого (через вторичную обмотку трансформатора T) тока:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}^* &= I_x^* + jI_y^*; \\ I_x^* &= I_x + I_x'; \\ I_y^* &= I_y + I_y' \approx 0. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Последнее равенство из (30) указывает, что результирующий входной коэффициент мощности (измеряемый на входных клеммах A, B, C вторичной обмотки силового трансформатора на рис.1) остается неизменно близким к единице (несмотря на наличие подключенной параллельно входу АФ произвольной внешней активно-реактивной нагрузки АРН). А собственно активный фильтр АФ с рассмотренным выше управлением (иллюстрирующимся схемой на рис.3) представляет собой автоматически регулируемый компенсатор реактивной мощности. При этом для эффективной компенсации реактивной мощности требуется: в установившихся режимах – отмеченная высокая статическая точность регулирования внутренних токовых контуров, а в динамических режимах – дополнительно высокое их быстродействие.

Обратим внимание, что предложенные алгоритмы из (26) релейного управления в "трубке" модулем обобщенного вектора входного тока \bar{I} АФ обеспечивают близкую к максимально возможной по быстродействию обработку данного тока (т.е. с наименьшим возможным значением эквивалентной малой постоянной времени T_μ токовых контуров при заданной ширине ΔI_n токовой "трубки"). Это достигается за счет создания наибольшего возможного темпа изменения амплитуды и наименьшего возможного

отклонения от желаемого направления (заданного вектором отклонения $\Delta \bar{I}^*$ в схеме на рис.3) для вектора приращения $\Delta \bar{I}(t')$ входного тока \bar{I} АФ.

Заметим, что при рассмотренном управлении возможно нахождение фазных проекций $k_\tau I_A'$, $k_\tau I_B'$ АРН не только непосредственным их измерением, но и косвенным образом путем следующего вычисления:

$$\left. \begin{aligned} k_\tau I_A' &= k_\tau I_A'' - k_\tau I_A; \\ k_\tau I_B' &= k_\tau I_B'' - k_\tau I_B; \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

если в схеме на рис.3 изменить подключение датчика тока ДТЗ, контролируя им фазные токи $k_\tau I_A'', k_\tau I_B''$ во вторичных обмотках силового трансформатора T .

На рис.5 представлена структурная схема автоматического регулирования внешнего контура (выходного напряжения U_d АФ), составленная на основе формул (15), (18) и позволяющая с использованием методов подчиненного регулирования синтезировать регулятор напряжения РН. В этой схеме инерционное звено

$$G_\tau = \frac{1/k_\tau}{T_\mu p + 1} \quad (32)$$

представляет собой непрерывного вида аппроксимацию передаточной функции замкнутого внутреннего контура регулирования тока (по существу, аналогичную рассмотренной в [7] для тиристорного управляемого выпрямителя), где T_μ – эквивалентная малая (некомпенсируемая) постоянная времени токового контура.

С учетом же на практике малых значений указанной эквивалентной малой постоянной времени ($T_\mu \leq (1-2)$ мс токового контура АФ [2]) может быть взаимоскомпенсировано воздействие на ток I_ϕ емкостного фильтра (введением в регулятор напряжения РН на рис.5: сумматора, множительного MB и делительного DB блоков,

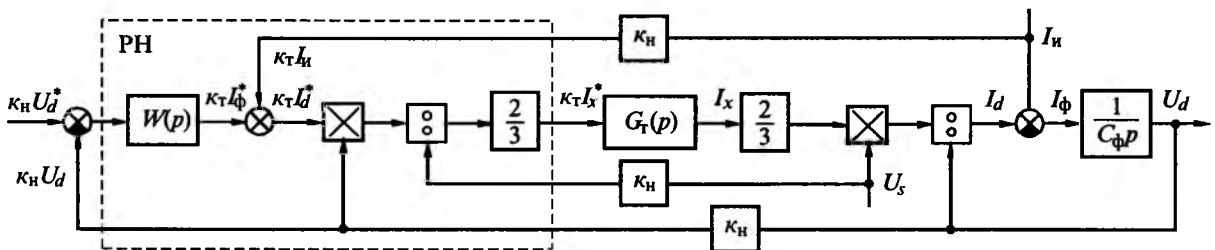


Рис.5. Структурная схема регулирования контура напряжения АФ

пропорционального звена с коэффициентом 2/3 и сигналов $k_{\tau}I_{и}$, $k_{н}U_{д}$, $k_{н}U_{с}$ следующих возмущающих параметров: выходных тока $I_{и}$ и напряжения $U_{д}$ АФ, питающего напряжения $U_{с}$. Оптимизируя внешний контур регулирования напряжения по симметричному оптимуму (что позволяет осуществить астатическое регулирование выходного напряжения $U_{д}$ АФ в установившихся режимах), найдем передаточную функцию $W(p)$ регулятора напряжения РН [7]:

$$W(p) = \frac{4T_{\mu}p + 1}{\left(\frac{8k_{н}T_{\mu}^2}{k_{\tau}C_{\phi}} \right) p} \quad (33)$$

Учитывая указанную астатическую стабилизацию выходного напряжения АФ

$$U_{д}^* \approx U_{д} \quad (34)$$

и примерное постоянство (для стабильной сети) значения текущей амплитуды $U_{с}$ питающего напряжения (равной своему номинальному значению $U_{сн}$):

$$U_{с} \approx U_{сн}, \quad (35)$$

можно упростить выполнение регулятора напряжения РН: от соответствующей схемы на рис.5 – к схеме, представленной на рис.3.

Полученные в результате анализа упрощенные аналитические зависимости для электромагнитных процессов и предложенное регулирование рассмотренного компенсатора исследованы методом математического моделирования. При этом отклонения результатов расчетов упрощенных зависимостей от выполненных на модели (созданной с учетом исходных допущений) не превышает 2–3%; поддерживаемое значение коэффициента мощности в статических режимах составляет не менее 0,99; коэффициент несинусоидальности входного фазного тока – не более 3% (а при дополнительной установке на рис.1 трехфазного емкостного фильтра параллельно клеммам A, B, C – может быть уменьшена до 1% и менее).

Применение активного фильтра позволяет минимизировать общий ток, потребляемый электрооборудованием из питающей сети, а следовательно, уменьшить установленную мощность силового трансформатора и сократить электрические потери, вызванные протеканием этого тока в силовом трансформаторе и подводящих к нему кабелях, линии электропередачи и генерирующем электрооборудовании. Конкретное реальное достижение общей экономии (от сокращения потерь электроэнергии и уменьшения размера оплаты энергопоставляющей организации за потребленную реактивную мощность, из-за возможного снижения установленной мощности трансформаторного оборудования) служит подтверждением оправданного применения активного фильтра.

Особенно эффективно из соображений быстрой окупаемости вложенных капитальных затрат применение активного фильтра тогда, когда в составе нагрузок энергопотребления присутствуют частотно-регулируемые электроприводы переменного тока с автономными инверторами напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения. В этом случае АФ выполняет дополнительную функцию источника питания (рис.1) одного или группы (из N штук) указанных электроприводов с АИН-ШИМ (1... N) и двигателями M (1... N), одновременно обеспечивая двухсторонний обмен энергии с питающей сетью (рекуперацию), формирование практически синусоидальных потребляемых из сети токов и эффективную компенсацию потребляемой данными электроприводами и внешней АРН реактивной мощности. Дополнительные капитальные затраты при этом, связанные с применением АФ в качестве компенсатора, не так велики и обусловлены только увеличением установленной мощности силовых ключей АФ и некоторым рассмотренным усложнением системы автоматического управления.

Дополнительные капитальные затраты при этом, связанные с применением АФ в качестве компенсатора, не так велики и обусловлены только увеличением установленной мощности силовых ключей АФ и некоторым рассмотренным усложнением системы автоматического управления.

Список литературы

1. Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. Киев: Наукова думка, 1993.
2. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А. Активный фильтр как новый элемент энергосберегающих систем электропривода // Электричество. 2000. № 3. С.46–54.
3. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоиздат, 1982.
4. Волков А.В. Анализ электромагнитных процессов асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения // Техн. электродинамика. 2000. № 3. С.32–38.
5. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.: Госэнергоиздат, 1963.
6. Гольдфарб Л.С., Балтрушевич А.В., Круг Г.К. и др. Теория автоматического управления. М.: Высшая школа, 1968.
7. Гарнов В.К., Рабинович В.Б., Вишневецкий Л.М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. М.: Металлургия, 1977.

ЭТАПЫ ТВОРЧЕСКОГО ПУТИ ОАО "ЭЛЕКТРОПРИВОД"

КОЧЕТКОВ В.Д., генеральный директор ОАО "Электропривод"

Уже в первые недели Великой Отечественной войны основные промышленные районы Западной части страны были оккупированы. Многие предприятия оказались в прифронтовой полосе. Страна практически лишилась крупной промышленной базы. Металлургические заводы Приднепровья, Донбасса, центральной части страны, Ленинграда оказались в зоне оккупации и военных действий. Из 37 мощных механизированных доменных печей и 15 блюмингов, работавших в СССР перед началом войны, в этой зоне



оказались 27 доменных печей и 9 блюмингов, из 370 крупных электрических двигателей для прокатных станов черной металлургии СССР (не считая специальных трубопрокатных станов) общей мощностью около 600 тыс. л.с. – 235 двигателей общей установленной мощностью 350 тыс. л.с. Страна потеряла большое количество другого электрооборудования, шахт, электростанций, железных дорог.

Для организации нового производства, которое должно было обеспечивать фронт и тыл всем необходимым, нужно было принимать срочные меры. В ряду этих мер 16 августа 1942 г. распоряжением Совета Народных Комиссаров СССР в системе Наркомэлектропрома в Москве организуется Проектно-монтажный трест (ПМТ), которому были поручены важнейшие работы по восстановлению электрооборудования, эвакуированного с Украины и других территорий, ставших зоной военных действий. Трест должен был в кратчайшие сроки провести демонтаж оборудования предприятий, находящихся в зоне военных действий, переместить его в восточные районы страны, смонтировать на новом месте и обеспечить функционирование. Создание военно-промышленной базы страны на Урале и в Сибири – такова была стратегическая задача обеспечения Советской Армии необходимым вооружением.

Управляющим треста был назначен Б.А. Зиль-

берштейн, главным инженером П.Г.Чернышев.

Трест ПМТ был укомплектован высококвалифицированными специалистами в области электрических машин, электроаппаратуры, трансформаторов, электропривода, а также монтажниками, обмотчиками, сборщиками, наладчиками и рабочими других специальностей. В основном это были специалисты Харьковского электромеханического завода (ХЭМЗ), который в довоенные годы был заводом широкого профиля. На нём создавали электрические машины, электрические аппара-

ты, комплектные устройства различного назначения. Широко было развито производство пуско-регулирующей аппаратуры для электроприводов. К концу 30-х годов ХЭМЗ производил большую номенклатуру автоматизированных электроприводов для металлургии, шахт и других потребителей. На ХЭМЗ было много талантливых специалистов, ориентированных на решение практических задач широкого профиля. Специалисты ХЭМЗ составили техническое ядро создаваемого треста и его проектно-конструкторского бюро. Огромный практический опыт позволил специалистам ХЭМЗ совместно с работниками, эвакуированными с других предприятий, в исключительно короткие сроки создать стройную систему организации работ по восстановлению электрооборудования на новом месте.

В первый период коллектив треста сосредоточил свои усилия на работах по восстановлению эвакуированного электрооборудования металлургического производства на Урале и в Сибири. Туда было эвакуировано электрооборудование строящихся металлургических агрегатов, в том числе главные приводы блюмингов заводов "Криворожсталь" и "Азовсталь", толстолистовых станов Мариупольского и других заводов. Из действующих станов в первую очередь эвакуировали электрооборудование новых станов: импортное электрооборудование блюминга завода имени Дзержинского, прокатных станов заво-

дов "Днепроспецсталь", "Запорожсталь", Макеевского.

Демонтаж и отправка на Восток проходили в прифронтовой обстановке, часто под артиллерийским обстрелом и бомбежками. Поэтому эвакуированное электрооборудование в большинстве случаев не было укомплектовано многими необходимыми деталями. Электрооборудование в местах эвакуации грузилось на открытые платформы в спешке, без упаковки, подвергалось всем видам атмосферного влияния. В конечных пунктах разгрузки оно хранилось, как правило, без укрытий. Часто отдельные узлы и детали оказывались далеко от мест назначения и их приходилось длительное время разыскивать, а часть просто пропадала. Восстановление электрооборудования проходило непосредственно на строительных площадках, в непригодных помещениях, а во многих случаях под открытым небом, обычно в местах установки.

Это было время великой творческой импровизации электротехников в необычайно тяжелых условиях работы каждого участника процесса восстановления электрооборудования, его монтажа, наладки и пуска. На начальном этапе было восстановлено эвакуированное электрооборудование для прокатного стана Новосибирского металлургического завода, реконструирован блюминг № 3 Магнитогорского металлургического комбината для проката танковых броневых листов. Было восстановлено электрооборудование и осуществлен его монтаж для доменных и мартеновских печей, ремонт и монтаж крупных преобразовательных агрегатов для питания электролизных ванн на сооружающихся алюминиевых и магниевых заводах Сибири и Урала, а также выполнено много других неотложных работ.

Государственный Комитет Обороны (ГКО) высоко оценил заслуги коллектива треста. Многие работники за самоотверженный труд были награждены орденами и медалями, среди них А.И.Бертинов, Б.А.Зильберштейн, П.Г.Чернышев, Н.А.Тищенко, А.А.Будяков, В.В.Гиршберг, В.С.Тулин и др. Самоотверженно трудились на восстановлении, монтаже и наладке электрооборудования Б.Р.Гендельман, И.В.Неручев, Г.И.Суворов, Н.М.Филин, В.С.Александров.

В октябре 1943 г. Постановлением ГКО создается восстановительно-монтажный трест (ВМТ) – специально для восстановления электрооборудования разрушенных и затопленных оккупантами шахт Донбасса, а в сентябре 1944 г. распоряжением Совета Народных комиссаров СССР проектно-монтажный и восстановительно-

монтажный тресты были объединены в Государственный Союзный проектно-восстановительный трест (ПВТ). Управляющим ПВТ назначается Б.А.Зильберштейн, главным инженером П.Г.Чернышев. В состав ПВТ вошли центральное проектно-конструкторское бюро (ЦПКБ), Московская, Сталинградская, Харьковская, Донецкая производственные конторы со своими производственными цехами, а также завод им. Карла Маркса в г. Варварополье Луганской области.

Восстановительные работы проводились на заводах черной и цветной металлургии, угольных шахтах, объектах энергетики.

После освобождения Сталинграда в феврале 1943 г. началось восстановление электрооборудования прокатных станов завода "Красный Октябрь". Это была исключительно сложная и необычная задача, так как повреждения оказались настолько велики, что в обычных условиях восстановить такое оборудование было невозможно. Так, прокатный двигатель блюминга мощностью 7000 л.с., 50/120 об/мин находился в завалах, имел снарядные и бомбовые, а также пулевые попадания, в том числе и в коллектор. Устройство управления и другое электрооборудование практически полностью было разрушены. Трудности восстановительных работ усугублялись тем, что в районе завода "Красный Октябрь", да и во всем Сталинграде, не сохранилось ни одного здания, где можно было немедленно разместить ремонтно-восстановительные мастерские.

Несмотря на все трудности, коллектив треста к августу 1945 г. восстановил электрооборудование блюминга, листопрокатного стана 2200, тонколистового стана, стана 1700, обжимного стана 325, проволочного стана 265, листоотделочного цеха и других объектов, что позволило начать работу всем цехам. Проводились восстановительные работы и на других предприятиях Сталинграда – тракторном, химическом, на электростанциях.

В течение 1943-1945 гг. было восстановлено электрооборудование семи крупных доменных печей Донбасса и Приднепровья.

С освобождением Запорожья тресту было поручено провести восстановительные работы на заводе "Запорожсталь". Разрушения на этом заводе были не меньше, чем на заводе "Красный Октябрь", а объем восстановительных работ – в шесть раз больше.

Восстановлению подлежало электрооборудование, оставшееся после оккупации и возвращенное с Урала и Сибири. Оно пролежало там

под открытым небом и было частично разукомплектовано. И тем не менее с поставленной задачей коллектив треста справился. В 1947 г. было восстановлено электрооборудование для слябинга, тонколистового стана, стана непрерывной холодной прокатки, и они были пущены в эксплуатацию.

За восстановление завода "Запорожсталь" группа работников треста награждена орденами и медалями, среди них Б.М.Эпштейн, Ю.А.Маслов, Н.А.Тищенко, А.И.Бобров, И.Г.Нестеренко, С.В.Хмельницкий, Н.М.Филин. При восстановлении главных приводов блюмингов Макеевского и Днепродзержинского заводов отличились В.С.Александров, О.В.Слежановский, И.В.Неручаев, И.А.Могилевцев.

Исключительно важная роль отводилась тресту при восстановлении шахт Донбасса. Перед Отечественной войной Донбасс был основным угледобывающим районом Советского Союза. На его долю приходилось 52% всей добычи угля и 75% добычи коксующихся углей.

Во время оккупации и при отступлении фашисты практически разрушили все шахты, взорвали и затопили горные выработки, уничтожили все энергетические и промышленные сооружения на поверхности. Предстоял колоссальный объем восстановительных работ. Только по электроэнергетике надо было ввести более 1000 трансформаторных подстанций, требовалось большое количество разного рода электрооборудования общепромышленного и взрывозащищенного исполнения. Такого количества электрооборудования в военное время страна дать Донбассу не могла. Необходимо было использовать восстановленное электрооборудование, и потому темпы его восстановления должны были значительно опережать темпы восстановления сооружений.

В первую очередь было восстановлено электрооборудование насосов для откачки воды из шахт, затем электрооборудование (2000 комплектов) стационарных установок на поверхности шахт и, наконец, электрооборудование подземных механизмов стационарного и передвижного типа. До 1947 г. было отремонтировано и сдано в эксплуатацию более 5000 единиц крупных электрических машин и более 1200 единиц трансформаторов.

Государство достойно оценило эту работу: в 1948 г. лауреатом Государственной премии стал В.С. Тулин – главный инженер треста, многие работники были награждены орденами, медалями и другими знаками отличия, среди них

А.Г.Ефанов, В.Е.Католиков, В.С.Громов, И.С.Моцохейн, В.М.Берловский, Е.С.Криц, Е.А.Шклярчук.

Для пуска предприятий металлургической и угольной промышленности, разрушенных оккупантами в южных районах СССР, потребовалось опережающими темпами восстанавливать энергетическое хозяйство этих районов. Еще когда части Советской Армии вели тяжелые бои по освобождению Донбасса, Государственный Комитет Обороны в сентябре 1943 г. создал специальную комиссию по обследованию масштабов разрушения и определению объемов работ по восстановлению энергетики.

Разрушения электроэнергетического оборудования были также велики. Решением Народного комиссариата электропромышленности коллективу треста были поручены работы по восстановлению, ремонту и монтажу турбогенераторов и крупных электрических машин. При восстановлении каждой машины приходилось решать, как правило, самые неожиданные задачи большой технической и производственной сложности.

Для изготовления многих разрушенных деталей приходилось непосредственно на месте разрабатывать чертежи, используя для этой цели обломки, так как чертежи на импортное оборудование были утеряны. Совместно со специалистами смежных профессий коллектив треста сумел восстановить и сдать в эксплуатацию турбогенераторы общей мощностью около 2,5 млн. кВт.

Среди работ особое место занимает восстановление турбогенераторов Зуевской ГРЭС мощностью 100 тыс. кВт поставки ХТГЗ, двух турбогенераторов мощностью по 50 тыс. кВт фирмы "Метро-Виккерс". Были также восстановлены три турбогенератора мощностью по 10 тыс. кВт каждый на Баксанской ГРЭС. Коллектив треста принимал непосредственное участие в восстановлении электрооборудования на Днепрогэсе, Артемовской, Кураховской и других станциях. В марте 1945 г. тресту поручили восстановление турбогенераторов Варшавской электростанции. Пять турбогенераторов по 5 тыс. кВт фирмы АЕГ и два по 22 тыс. кВт фирмы "Броун Бовери" были восстановлены до конца 1945 г.

За восстановление электростанций Донбасса, Приднепровья и юга России многие инженеры, монтажники, наладчики и рабочие были награждены орденами и медалями СССР. Среди них следует отметить Д.А.Можайского, А.И.Каторгина, А.В.Деблера, Г.Я.Шапиро, Н.И.Дьякова, Г.П.Гладухова, Е.В.Сытникову, Н.В.Голованова. За участие в восстановительных работах в Варшаве польскими орденами и медалями были на-

граждены Г.П.Гладухов, Б.А.Зильберштейн, П.Н.Царьков, В.В.Гиршберг.

С конца войны и в первые послевоенные годы трест наряду с восстановлением разрушенного и эвакуированного электрооборудования осуществлял монтаж и наладку электрооборудования, вывезенного в 1945 г. из Германии и Маньчжурии в порядке репараций для частичной компенсации ущерба, нанесенного войной СССР.

Такое оборудование было установлено и введено в эксплуатацию на Днепропетровском алюминиевом заводе, на Ангарском комбинате, на Магнитогорском, Челябинском и Днепродзержинском металлургических заводах и др. Это был период освоения электротехнической продукции передовых иностранных фирм, внедрение ее в производство, как правило, без чертежей и квалифицированных консультаций.

Опыт предыдущих лет помог коллективу специалистов треста найти решение и в этом случае. Практически всё электрооборудование, полученное по репарациям, было использовано при восстановлении разрушенного войной народного хозяйства.

Здесь перечислена только небольшая часть работ, сделанных коллективом треста. Оглядываясь на пройденный путь, можно утверждать, что рожденный в самые тяжелые месяцы Великой Отечественной войны трест выполнил поставленную задачу, внес свой вклад в дело победы над врагом.

В те трудные годы трест укреплялся и развивался, и к концу войны он объединял многотысячный коллектив высококвалифицированных инженеров, техников, монтажников, наладчиков, работавших в различных регионах страны – в Москве, Запорожье, Донбассе, Александрии, Харькове, Ангарске.

В ноябре 1948 г. Проектно-восстановительный трест распоряжением Совета Министров СССР был реорганизован в Государственный Союзный трест промышленного электропривода (трест "Электропривод"). В состав треста вошли: Центральное конструкторское бюро (ЦКБ) с лабораторией испытаний (Москва), Московский электромашиностроительный завод, завод им. Карла Маркса в Варварополье, Московская производственная контора с мастерскими, Украинская (Харьковская) производственная контора с проектно-конструкторским бюро и опытным заводом, Донецкая производственная контора с мастерскими, конструкторским бюро, Урало-Сибирская производственно-монтажная контора в Ангарске с мастерскими и конструкторским бюро, ре-

монтно-монтажное управление в Александрии.

На трест "Электропривод" возлагались задачи: проектирование систем управления электроприводами с комплектной поставкой головных сложных электроприводов, выполнение научно-исследовательских и проектно-конструкторских работ по усовершенствованию электроприводов, выполнение работ по автоматизации и созданию средств автоматики, монтаж и наладка при вводе в действие новых и реконструируемых автоматизированных электроприводов. Эти задачи остались актуальными до сих пор.

В те годы создавались новые электроприводы прокатных станов, скоростных лифтов, шагающих экскаваторов, мощных насосных станций Волго-Донского канала им.Ленина, шахтных подъемных машин, бумагоделательных машин. Закладывались основы промышленного производства электрооборудования и электроприводов для сельскохозяйственных машин, агрегатов и технологических линий в растениеводстве, животноводстве и переработке сельхозпродукции.

Новизна, значимость технических решений и эксплуатационные характеристики автоматизированных электроприводов были высоко оценены правительством.

За разработку и внедрение совершенных электроприводов прокатных станов Н.А.Тищенко присуждена Ленинская премия, Б.Р.Гендельману, Н.А.Тищенко, Н.М.Филину, В.С.Мангуби, Т.А.Болдыреву, Ф.Ф.Олиферу – Государственные премии.

Государственные премии были присуждены:

за создание и внедрение электроприводов экскаваторов В.С.Тулину, А.Г.Ефанову, Б.М.Евсееву, Т.З.Портному;

за создание и внедрение электроприводов для тяжелых металлообрабатывающих станков И.Л.Шапиро и А.А.Будякову.

Большая группа работников была награждена орденами и медалями СССР.

В июне 1955 г. ЦКБ "Электропривод" выделяется из состава треста и становится самостоятельной организацией. В состав ЦКБ "Электропривод" были включены Московский машиностроительный завод (МЭМЗ) в качестве опытного завода и Харьковское проектно-конструкторское отделение с опытным заводом.

В 1955-1957 гг. были выполнены научно-исследовательские и проектно-конструкторские работы по электроприводам для нефтебурильных установок, шахтных подъемных машин, бумаго- и картоноделательных машин, доменных печей, экскаваторов и другого технологического оборудо-

дования. Это были годы напряженных поисков оптимальных научно-технических решений по обеспечению новых технологий различных отраслей современными электроприводами.

С 1957 по 1964 г. ЦКБ "Электропривод" было подчинено Всесоюзному научно-исследовательскому институту электромеханики (ВНИИЭМ). Включение ЦКБ в состав ВНИИЭМ сделало возможным использовать хорошо оснащенную лабораторную и экспериментальную базу и богатый опыт этого института в области электромеханических систем и их автоматизации. В первую очередь это коснулось дальнейшего развития средств электропривода – электрических машин переменного и постоянного тока, электрических аппаратов, устройств вычислительной техники и других элементов электромеханики. Научно-технический уровень и эффективность работ по электроприводу, выполненных в те годы в ЦКБ "Электропривод", можно показать на некоторых примерах.

Среди многих работ особое место занимала работа по электроприводу и комплексной автоматизации блюминга 1300 для металлургических комбинатов в Кривом Роге, Челябинске и Новокузнецке. По масштабам применения новейшей техники для такого рода технологий эта работа была приоритетной и не имела аналогов в СССР. Комплексная автоматизация осуществлялась на основе средств бесконтактной автоматики и вычислительной техники.

Разработка системы АСУ ТП проводилась коллективом ЦКБ "Электропривод" совместно с отделами ВНИИЭМ. В силу различных обстоятельств не все задуманное удалось осуществить. Однако и то, что было сделано, позволило повысить производительность стана и увеличить выход годного металла.

В работах по электроприводу и комплексной автоматизации блюминга 1300 были использованы научно-технические решения, опробованные в начале 50-х годов на блюминге 1100 Кузнецкого Меткомбината. На этом блюминге была проведена модернизация механического и электрического оборудования и осуществлена комплексная автоматизация процесса прокатки и транспортировки слитков. В результате проведенных мероприятий производительность стана при его работе в автоматическом режиме увеличилась на 20%, а экономия электроэнергии составила 20%.

Опыт разработки и внедрения электропривода и комплексной автоматизации на блюмингах 1100, а затем и 1300 позволил в последующем

решить ряд еще более сложных задач по электроприводу и комплексной автоматизации процессов в металлургической и других отраслях промышленности, как СССР, так и зарубежных стран.

Электропривод отдельных механизмов блюминга 1300 – кольцевая слиткоподача, позиционные нажимные устройства, система слежения за слитком были введены в штатную эксплуатацию и до сих пор исправно работают.

В этой работе принимали участие такие высококвалифицированные сотрудники ЦКБ "Электропривод" и ВНИИЭМ, как Б.Б.Воронецкий, Б.М.Каган, В.М.Долкарт, Г.Х.Новик, З.Б.Вартанов, В.А.Святославский, Э.Ф.Силаев, А.Г.Бирфельд, О.Н.Шомин, Н.А.Тищенко, В.С.Громов, Б.П.Брудный, Ф.Г.Патрунов, В.А.Дунье, О.Н.Иванов, В.Л.Гуревич, И.Т.Гераймович, А.К.Холодилов и др.

Одновременно проводились работы по автоматизации доменного производства на базе вычислительной машины ВНИИЭМ-1. Это была первая установка, функционирующая с использованием отечественной ЭВМ. Вычислительная машина ВНИИЭМ-1 предназначалась для расчета тепловых и материальных балансов, а также для изучения возможностей регулирования доменного процесса с целью получения чугуна заданного свойства. ЭВМ обеспечивала сбор и обработку данных в режиме советчика мастера, что позволило обеспечить более четкое ведение процесса, а также экономить исходные материалы для плавки чугуна. Весь этот комплекс работ выполняли сотрудники ЦКБ "Электропривод". В их числе следует отметить Н.А.Тищенко, Г.М.Егорычева, В.И.Белова, Б.П.Брудного и В.И. Загику.

В начале 60-х годов возникла проблема повышения скоростей прокатки проволочных станов. Для этого был разработан электропривод переменного тока с нестандартными выходными параметрами двигателей (450 В, 130 Гц).

Для привода чистовых клетей высокоскоростного проволочного стана 250 Енакиевского металлургического завода был создан специальный асинхронный частотно-регулируемый электродвигатель с короткозамкнутым ротором и водяным охлаждением, что позволило получить на стане рекордную выходную скорость прокатки 45 м/с; реализовать такую скорость на двигателях постоянного тока было невозможно.

Позднее были разработаны и изготовлены асинхронные двигатели для привода вспомогательных валков этих же клетей меньшей мощности с теми же скоростными характеристика-

ми. Благодаря этому удалось реализовать надежный высокоскоростной привод чистовой клетки проволочного стана, который успешно эксплуатируется более 35 лет. Работа проводилась под руководством В.Г.Фишбеина.

В 60-е годы ЦКБ "Электропривод" и опытный завод ВНИИЭМ создали серию транзисторных элементов (ЭТ), которые нашли широкое применение для управления электроприводами и промышленной автоматикой.

В связи с расширением жилищного строительства в стране весьма актуальной стала проблема создания новой модели электрооборудования для лифтов. Одним из главных являлся вопрос разработки серии новых двухскоростных асинхронных электродвигателей со специальными пусковыми и тормозными характеристиками, позволяющими обеспечить необходимую динамику переходных процессов, точную остановку и комфортность лифтовых установок.

В результате совместной работы отделов ЦКБ "Электропривод" и ВНИИЭМ были определены расчетные параметры всей гаммы электрических машин 5-9 габаритов лифтовых исполнений в рамках единой серии асинхронных электродвигателей. Их освоили электромашиностроительные заводы им. Владимира Ильича, Владимирский, Ярославский и Баранчинский. В этой работе принимали участие Т.Г.Сорокер, В.С.Громов, Н.В.Маросина.

Постановлением Совета Министров СССР от 18 января 1963 г. на базе ЦКБ "Электропривод" организуется Всесоюзный научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт по автоматизированному электроприводу в промышленности, сельском хозяйстве и на транспорте (ВНИИэлектропривод), призванный решать задачи создания унифицированных средств электропривода и на их базе автоматизированных электроприводов как общепромышленного использования, так и для приоритетных отраслей промышленности и сельского хозяйства.

Директором института был назначен Б.Б.Воронецкий, его заместителями по науке – М.Г.Юньков и О.В.Слежановский. С 1968 г. М.Г.Юньков возглавил институт, его заместителем по науке, кроме О.В.Слежановского, в разные годы работали В.Г.Русаков, Г.Б.Онищенко, И.А.Тепман, Г.М.Иванов.

За короткое время институт развил исследовательскую базу, получил опытный завод и провел его модернизацию, увеличил в четыре раза численность основного состава и организовал отделения в Иванове, Кривом Роге, Челябинс-

ке, Луцке, Ангарске, Луганске, а несколько позднее отдел в Баку. В самом институте были созданы четыре новых крупных отдела – тиристорного электропривода (руководитель В.Д.Кочетков), средств управления электроприводами (руководитель Н.П.Кутлер), технологический (руководитель С.Г.Костюков), отдел технико-экономических исследований (А.И.Цыбиков, М.А. Гитис, О.В.Володин).

Все это позволило в относительно короткие сроки решить ряд значительных проблем по созданию и внедрению новых видов электроприводов в различных отраслях народного хозяйства и в первую очередь в металлургии, горнотопливной и других отраслях промышленности.

Важным этапом в развитии автоматизированных электроприводов с высокой степенью автоматизации стала разработка и поставка в г.Галац (Румыния) в 1963-1968 гг. электроприводов на уровне мировых стандартов для слябинга 1150. Особая ответственность ложилась на коллектив в связи с тем, что предложения на проведение этой работы поступили и от передовых фирм Западной Европы. Наши технические предложения по своим технико-экономическим показателям оказались привлекательней для румынской стороны. В системе электропривода с применением средств вычислительной техники была использована вычислительная машина ВНИИЭМ-3М, с помощью которой осуществлялись сбор и обработка технологической и производственной информации. Разработанная система электропривода охватывала весь производственный процесс от загрузки слитков в нагревательные колодцы до взвешивания готовой продукции. Работа получила высокую оценку специалистов Румынии.

Активными участниками этой работы были О.В.Слежановский, Б.М.Коган, И.Колтыпин, В.Степанов, И.А.Жигунов, В.Скурихин, В.Ф.Ткач, В.Д.Кочетков, В.Г.Русаков, В.С.Громов, О.Н.Иванов, В.Суходолов, И.Б.Иванова, Л.Жданова, Л.Воронова, Л.М.Балабуев, Н.А.Тищенко, А.Г.Бирфельд, М.Я.Пистрак В.Г.Фишбеин и др. Ряд сотрудников были награждены Румынскими государственными наградами.

В те же годы проводились работы по электроприводам с применением средств вычислительной техники на станах горячей прокатки 2000 Новолипецкого и Череповецкого металлургических комбинатов.

Институт подготовил научно-исследовательскую базу, благодаря которой существенно изменилась направленность работ в области про-

мышленного электропривода. Получили развитие работы по созданию унифицированной элементной базы электроприводов на основе внедрения электронных и вычислительных средств управления.

В 1968 г. ВНИИэлектропривод был определен головным Научно-техническим центром электро-технической промышленности по промышленному и сельскохозяйственному электроприводу. Возросли роль института в координации научно-технических работ, проводимых организациями Минэлектротехпрома и предприятиями и организациями других отраслей и ведомств, и ответственность института за развитие электропривода в стране. Минэлектротехпромом был принят отраслевой комплексный план развития электропривода, проект которого был разработан во ВНИИэлектроприводе под руководством заместителя директора О.В.Слежановского, определявший научно-техническую и организационную стратегию обеспечения отраслей народного хозяйства электроприводами. Этот план стал также основой для сотрудничества со странами СЭВ. С этого времени институт стал проводить работы в соответствии с государственным планом, взаимодействуя со многими организациями и предприятиями Минэлектротехпрома и других министерств и ведомств, а также с ведущими высшими учебными заведениями страны.

В 1975 г. во ВНИИэлектроприводе с его филиалами и отделениями работало более 1800 сотрудников (в Москве 1240 чел.), на опытном заводе, входившем в структуру института – 2200 чел. Основными задачами института стало создание и внедрение унифицированных средств электропривода общепромышленного назначения, унифицированных серий автоматизированных электроприводов постоянного и переменного тока общепромышленного назначения, автоматизированных электроприводов для конкретных машин и механизмов различных технологий металлургии, угольной, нефтяной, целлюлозно-бумажной, сельского хозяйства и других отраслей народного хозяйства.

ЦКБ треста "Электропривод" начало свою деятельность по унификации с научного обоснования необходимости разработки унифицированных серий релейно-контакторной аппаратуры, серий комплектных устройств на их основе, серий двигателей постоянного и переменного тока массового применения.

Проведенная унификация позволила создать типовые унифицированные комплектные электроприводы переменного и постоянного тока об-

щепромышленного назначения, что способствовало увеличению объемов производства электродвигателей, низковольтной аппаратуры и комплектных устройств управления электроприводами. Большинство послевоенных электроприводов металлорежущих и обрабатывающих станков, шахтных подъемных машин, прокатных станов, экскаваторов, насосных установок оснащались именно таким оборудованием.

Унификация и стандартизация в дальнейшем в системе Минэлектротехпрома проводились постоянно.

Во второй половине 40-х годов для ответственных механизмов, спецтехники было разработано новое специальное электромашинное устройство (амплидин), позволяющее значительно расширить область унификации и применения регулируемых электроприводов, повысить их качество. За разработку и освоение в производстве амплидинов и их массовое внедрение большая группа работников ЦКБ "Электропривод" была награждена орденами и медалями, а главный конструктор опытного завода Я.С.Эпштейн удостоен Государственной премии.

В начале 50-х годов коллектив ЦКБ "Электропривод" совместно с предприятиями треста "Электропривод" занимался разработкой и освоением производства новых средств управления электроприводами – магнитных усилителей.

Было разработано несколько серий магнитных усилителей и различного назначения блоков на их основе. Широкий промышленный их выпуск был освоен в 1955 г. на заводах треста "Электропривод" – Александрийском и Ставропольском.

Магнитные усилители получили широкое применение при проектировании комплектных регулируемых электроприводов многих промышленных агрегатов, в том числе прокатных станов, экскаваторов, различного вида кранов и подъемников, станков и др. ВНИИэлектропривод является лидером в создании в стране регулируемых электроприводов с магнитными усилителями. Большой вклад в разработку и освоение производства магнитных усилителей внесли Т.Х.Стефанович, А.М.Любавин, Д.А.Аленчиков, А.Л.Писарев, А.И.Журавлев, Ю.Р.Рейнгольд и многие другие сотрудники ЦКБ "Электропривод".

В начале 60-х годов ВНИИэлектропривод совместно с Институтом проблем автоматики разработал и внедрил в производство на заводах Минэлектротехпрома серию транзисторных и интегральных логических элементов "Логика-Т" и "Логика-И", которая включила в себя логичес-

кие, функциональные, временные элементы, источники питания, выходные усилители. На основе элементов "Логика-Т" были созданы блоки полупроводниковых защит (БЗЛ-01, БЗЛ-02).

Первые из них были введены в постоянную эксплуатацию на Ново-Куйбышевской подстанции, где показали свою работоспособность и высокое качество. При серийном изготовлении они многие годы обеспечивали надежную защиту электрических подстанций и сетей 6-10 кВ. К началу 80-х годов серийный выпуск элементов на Калининском (ныне Тверском) электроаппаратном заводе составил 2,8 млн. элементов в год. В этой работе принимали участие В.В.Гиршберг, В.В.Ходнев, А.В.Бирюков, Н.П.Кутлер, А.И.Подаруев, Л.Я.Дубов, А.И.Макарьев, В.Д.Негинский и др.

В это же время на основе тороидальных магнитных усилителей была разработана и освоена в производстве серия логических элементов (ЛТ) (автор разработки А.Г.Бирфельд).

В конце 60-х и начале 70-х годов специалисты ВНИИэлектропривода с привлечением соисполнителей под научным руководством О.В.Слежановского разработали и внедрили унифицированную блочную систему регуляторов (УБСР) аналогового и дискретного типов. Система получила широкое признание и многие годы являлась основой при построении промышленных систем регулируемого электропривода. Ведущими исполнителями разработки были А.В.Бирюков, В.М.Хуторецкий, Л.Х.Дацковский, И.С.Кузнецов, Е.Д.Лебедев, Л.М.Тарасенко, В.Г.Фишбейн.

В институте разработаны и освоены в промышленности несколько серий датчиков. Часть датчиков вошла непосредственно в состав УБСР, другая – функционально законченное устройство – широко применяется не только в электроприводах, но и в технологических системах автоматизации. К такому роду датчиков относится семейство фотоэлектрических датчиков. Проблему датчиков решали А.С.Федотов, Ю.Н.Вигдорчик, Е.Д.Лебедев, А.В.Бирюков, В.М.Хуторецкий.

Широкое применение в системах электропривода с УБСР нашли сельсинные командоаппараты и различные сельсинные датчики. Большая роль в создании семейства этих устройств принадлежит А.М.Фёдорову, Н.И.Бузову, А.С.Федотову, В.О.Вануни.

В институте были разработаны серии тиристорных, диодно-тиристорных и оптотиристорных модулей, на основе которых создавались комплектные тиристорные преобразователи различного назначения. Здесь лидерами были В.Д.Ко-

четков, Г.А.Зверев, Л.Х.Дацковский, Е.В.Мельников, С.С.Крылов, А.М.Фёдоров и др. В это же время было разработано и освоено в производстве несколько моделей контроллеров – от простых штеккерных до современных микроконтроллеров. Во главе разработчиков были Ю.А.Бродский, А.В.Бирюков, Э.И.Жилко, П.Г.Вайнштейн, П.М.Лиморенко.

Здесь перечислена только небольшая часть унифицированных средств электропривода, хорошо известных специалистам, из обширной номенклатуры разработанной в ОАО "Электропривод".

Начиная со второй половины 50-х годов ЦКБ "Электропривод" при участии других организаций и предприятий разработал и внедрил несколько поколений серий электроприводов постоянного и переменного тока массового применения, в том числе серию комплектных тиристорных устройств управления (КТУ) с УБСР для электроприводов на токи 25-1000 А. Первая партия таких КТУ была поставлена на широкополосный стан 1700 металлургического завода в г.Галац (Румыния). В дальнейшем КТУ поставлялись на различные объекты черной металлургии и других отраслей промышленности.

Наряду с созданием унифицированных серий средств и систем электропривода общепромышленного применения разрабатывались объектно-ориентированные электроприводы уникальных установок. Такие электроприводы в 60-70-е годы введены в эксплуатацию на Новолипецком, Магнитогорском, Челябинском, Криворожском, Западно-Сибирском, Кузнецком, Енакиевском, Череповецком и других металлургических заводах.

Важнейшей работой в начале 80-х годов стал цех жести Карагандинского меткомбината. Для всех технологических механизмов этого цеха специалисты ВНИИэлектропривода и других предприятий Минэлектротехпрома разработали и поставили уникальное электротехническое оборудование и средства вычислительной техники. Работами по электроприводам цеха жести руководил О.В.Слежановский.

ВНИИэлектропривод активно работал по созданию комплексов электрооборудования для горных разработок, в том числе практически для всех типов экскаваторов – карьерных с емкостью ковша от 2,5 до 20 м³ и драглайнов с емкостью ковша – 6-100 м³. В 80-е годы впервые в стране был разработан и внедрен тиристорный электропривод постоянного тока карьерного экскаватора ЭКГ 20 Уралмашзавода. Было произведено 20 таких машин, работающих по сей день в условиях Севера. В работах по созданию элект-

троприводов для экскаваторов принимали участие Т.З.Портной, Л.И.Ушаков, А.И.Коган, Г.А.Зверев, Л.И.Конышев и др.

Была решена крупная научно-техническая и производственная задача по созданию электроприводов и электрооборудования для всех классов нефтебуровых установок наземного и морского бурения (глубины бурения от 2000 до 15000 м). Уникальные по техническому решению и выполняемым функциям электроприводы этих установок, разработанные ОАО "Электропривод", до сих пор определяют высокий технический уровень буровых установок. В настоящее время в институте для нефтебуровой техники разрабатываются и внедряются самые современные электроприводы постоянного и переменного тока с использованием микропроцессорной техники и новейших полупроводниковых приборов. В этой области успешно трудятся Б.И.Абрамов, Б.М.Парфёнов, Б.М.Бреслав, А.И.Коган и многие другие.

За разработку и внедрение новых видов электрооборудования для буровых установок Б.М.Парфёнову была присуждена премия Совета Министров СССР.

Для электрических станций институтом были созданы автоматизированные электроприводы, системы автоматического управления и защиты электротехнических установок, в том числе тиристорный привод для питателей топлива паровых котлов тепловых электростанций, тиристорные электроприводы мощных ленточных конвейеров топливоподдачи тепловых электростанций и др. Ряд блоков Казанской, Рефтинской, Рязанской, Череповецкой и других ГРЭС оснащены указанными электроприводами, обеспечивающими надежную и производительную работу механизмов.

В числе основных разработчиков электроприводов и автоматического управления следует отметить В.В.Гиршберга, В.В.Ходнева, Л.А.Бойко, З.Н.Малиновскую, А.И.Подаруева, А.М.Лажинцева.

Высотные здания в Москве, построенные в 1950-1953 гг., оснащены скоростными лифтами с электрооборудованием, разработанным в ЦКБ "Электропривод". Следующая модель (1980 г.) скоростных лифтов с электрооборудованием, разработанным в институте, нашла свое широкое применение в высотных гостиницах и других зданиях, построенных к Олимпиаде-80. Институт также разработал и осуществил внедрение нескольких поколений электроприводов для массовых лифтов жилых зданий.

Весомый вклад в создание лифтового электрооборудования внесли Г.М.Кокорев, В.С.Громов, И.С.Моцохейн, Ю.М.Гершаник, Е.Я.Шклярчук, А.М.Лажинцев, А.Н.Семячкин и др.

Многие годы ведутся работы по созданию электроприводов для бумаго- и картоноделательных машин, продольно-резательных станков, суперкаландров. Практически все отечественные машины, станки и суперкаландры оснащены электроприводами, разработанными во ВНИИэлектропривод.

Институтом разработаны и введены в эксплуатацию электроприводы высокопроизводительных бумагоделательных машин со скоростью 1000 м/мин, при ширине полотна бумаги более 6,0 м (Кондопожский ЦБК).

Создателями автоматизированных электроприводов для бумагоделательного производства были Б.З.Зайцев, А.М.Любавин, Т.М.Лившиц, Л.А.Кивит, С.Д.Калганов, Г.М.Марсаков, В.П.Полянский, Н.В.Лукашин, О.В.Альбицкий и др.

Масштабные работы по созданию комплексных электроприводов и специального электрооборудования проводились и проводятся для сельского хозяйства и агропромышленного комплекса. Разработанные устройства и электротехнические комплексы характеризуются высокой степенью заводской готовности, отвечают требованиям современного технического уровня и специфическим условиям эксплуатации сельскохозяйственных установок. Было разработано и освоено заводами электротехнической промышленности свыше 200 новых видов электрооборудования и комплексных устройств сельскохозяйственного и другого назначения.

В создании новых видов электроприводов и электрооборудования сельскохозяйственного назначения участвовали В.Г.Русаков, Ю.П.Рослов, В.В.Иванов, К.Е.Кошкин, Л.М.Пивоваров, Н.И.Орлов, Е.Ф.Гришин и др.

Большое количество комплексных электроприводов было разработано коллективом института и вместе с технологическим оборудованием поставлено и внедрено в эксплуатацию на металлургических объектах Китая, Индии, Египта, Румынии, Венгрии, Польши, Югославии, ГДР, КНДР и других стран.

Электроприводы и электрооборудование для объектов черной металлургии соответствовали мировым стандартам и полностью удовлетворяли требованиям технологии.

Следует отметить электроприводы и комплекс электрооборудования для металлургических комбинатов КНР, в том числе Аньшанского; комплекс

электрооборудования тропического исполнения (пионерская работа), для металлургических комбинатов Индии; электроприводы и электрооборудование четырехклетевого стана холодной прокатки комбината "Новая Гута" (Польша); электроприводы и электрооборудование непрерывного полосового стана 1700 в г. Катовице (ЧССР); электроприводы и электрооборудование станков для Югославии; комплектные электроприводы и электрооборудование слябинга 1150 (г. Галац, Румыния); комплексные электроприводы и электрооборудование полосового стана 1700 (г. Галац, Румыния) и др.

Были также разработаны и введены в эксплуатацию большая группа электроприводов бумаго- и картоноделательных машин различного назначения в Китае, Венгрии, Болгарии, Югославии, Польше, Румынии; электроприводы скоростных лифтов Дворца культуры в г. Варшава (Польша); комплектное электрооборудование шагающих экскаваторов (Индия, КНДР); электроприводы агрегатов для производства кабелей и проводов с пластмассовой изоляцией для ГДР, а также ряд других объектов.

ОАО "Электропривод" работало и продолжает работать в сложной системе связей с ответственными научными и проектными организациями, предприятиями других отраслей, вузами, а также имеет научно-технические производственные связи с передовыми зарубежными фирмами – АВВ "Сименс", "ЧКД-Прага" и др.

Наиболее тесное и постоянное сотрудничество осуществлялось с ВНИИР, НИИ "ХЭМЗ", НИИ "Преобразователь", ВНИИЭМ, ВНИИЭТО, НИИ "Электровыпрямитель", НИИтяжмаш, НИИ НКМЗ, Гипробум, ЦКБ "Лифтмаш" и другими научно-исследовательскими, проектно-конструкторскими, проектными организациями. Многие работы, особенно на стадии исследований, проводились совместно с высшими учебными заведениями – Московским энергетическим институтом, Санкт-Петербургским электротехническим институтом им. Ульянова (Ленина), Львовским политехническим институтом, Московским горным институтом, Уральским политехническим институтом, Новосибирским электротехническим институтом и др.

По разработкам института производили электротехнические изделия опытный завод ВНИИэлектропривод, Александрийский электроаппаратный завод, ставропольский завод "Электроавтоматика", Ангарский электроаппаратный завод, Луцкий электроаппаратный завод, Калининский завод электроаппаратуры, запорожский завод

"Преобразователь", Харьковский электромеханический завод, Чебоксарский электроаппаратный завод, Санкт-Петербургский завод "Электросила" и др. Годовой объем выпускаемых изделий по разработкам ВНИИэлектропривод в 1980-1990 гг. составлял 200,0 млн. руб. (по ценам до 1991 г.).

Основными потребителями производственной продукции института являлись машиностроительные заводы различных отраслей промышленности, технологическое оборудование которых комплектовалось электроприводами. К числу таких заводов в первую очередь следует отнести Уралмашзавод, Ново-Краматорский машиностроительный завод, Воронежский экскаваторный завод, Московский лифтостроительный завод, Днепропетровский завод бумагоделательных машин, ижевский завод "Буммаш", Санкт-Петербургский завод "Большевик", Киевский завод кабельных машин, Донецкий машиностроительный завод (шахтные подъемные машины, вентиляторы), Волгоградский завод бурового оборудования и другие. Кроме того, заказчиками электроприводов и электрооборудования являлись и являются непосредственно металлургические, горно-топливные, целлюлозно-бумажные, химические, агропромышленные, сельскохозяйственные, коммунальные предприятия.

До 1993 г. коллектив института проводил весь цикл работ от постановки задачи до ее осуществления, включая научно-исследовательские, опытно-конструкторские, проектные, участие в подготовке производства и выпуске продукции, участие в пуско-наладочных работах и сдаче оборудования в эксплуатацию. В общем объеме выполняемых заказов объем НИР и ОКР составлял более 70%, а проектные работы – до 30%. Структура института была подчинена поставленным задачам и строилась по функционально-отраслевому принципу.

Научно-технические подразделения имели отраслевую направленность (например, металлургия, сельское хозяйство, энергетика и т.д.) и специализировались по выбранному направлению. В составе подразделений имелись научно-исследовательские лаборатории.

Кроме этого, в институте имелись подразделения (отделы, лаборатории), занимающиеся поиском общих для отраслевых подразделений решений на основе научно-обоснованных унифицированных технических требований, особенно по созданию номенклатуры средств и систем электропривода.

В институте постоянно работает Научно-технический совет.

Научно-технической общественности России, стран СНГ и стран дальнего зарубежья хорошо известны научные работы в области электропривода, выполненные специалистами ВНИИэлектропривода. Только за 1955-1995 гг. получено более 1000 авторских свидетельств и 24 патента, опубликовано свыше 100 монографий и более 1000 статей в научно-технической литературе. Сделано более 500 докладов на научных конференциях и конгрессах, в том числе и международных.

За большие достижения в развитии народного хозяйства страны более 200 сотрудников института награждены орденами и медалями, получено более 300 медалей ВДНХ, 15 сотрудников отмечены правительственными наградами зарубежных стран.

В марте 1993 г. институт был преобразован в акционерное общество. Как и прежде, главной научно-технической задачей ОАО "Электропривод" остается создание средств и систем электропривода, отвечающих современным требованиям обслуживаемых им технологий, конкурентоспособных на внутреннем и внешнем рынке. Рыночные реформы, проводимые в России в последние годы, существенно изменили подход к созданию отечественных электроприводов для важнейших отраслей промышленности и сельского хозяйства.

Изменение этого подхода можно характеризовать следующими положениями:

1. Возникла возможность широкого применения новейших достижений передовых зарубежных фирм в конкретных разработках. Ужесточились требования заказчиков к техническим параметрам и исполнению электроприводов, что вызвало необходимость увеличить количество разработок, удовлетворяющих индивидуальным требованиям по обеспечению оптимального типа привода механизмов как в техническом, так и в ценовом плане.

2. Открылся доступ к передовым достижениям в области создания современных цифровых систем управления с использованием микропроцессоров и других средств вычислительной техники.

3. Жестокая конкуренция с передовыми зарубежными фирмами потребовала от отечественных разработчиков коренного пересмотра технического уровня применяемых для электроприводов комплектующих и устройств для получения преимуществ при комплектовании электропривода.

4. Повысились требования к экономичности

электроприводов, к снижению потерь и эксплуатационных расходов. В связи с постоянным ростом цен на энергоносители вопросы энергосбережения стали преобладающими при выборе электропривода и т.д.

ОАО "Электропривод", используя длительные, многосторонние связи с промышленными и сельскохозяйственными предприятиями, проводит свои разработки с учетом этих изменений. В результате организации удалось получить заказы, сохранить коллектив и с каждым годом увеличивать число и качество разработок. При этом ученые и инженеры организации использовали значительный теоретический багаж, накопленный в стране за предшествующие годы.

В связи с сокращением рынка потребителей электроприводов в РФ были приведены в соответствие структура организации, ее численный состав и объем работ при сохранении высокого уровня и конкурентоспособных разработок с учетом основных направлений развития автоматизированного электропривода на ближайшие годы, основными из которых являются:

- ориентация на широкое применение приводов переменного тока во всем диапазоне мощностей для широкого круга потребителей и все более возрастающих единичных мощностей;

- широкое применение средств микропроцессорной техники для управления электроприводами и решения задач АСУ-ТП;

- повышение уровня автоматизации и надежности, в том числе и за счет развитой диагностики;

- создание энергосберегающих систем электропривода и систем, обеспечивающих энергетическую совместимость установок;

- создание объектно-ориентированных систем для уникальных установок.

Следует отметить, что несмотря на изменения на рынке потребителей, уровень научно-исследовательских работ и ОКР в организации не изменился. Они по-прежнему составляют около 70% общего числа работ.

За время существования институтом выполнены тысячи исследовательских, проектно-конструкторских, технологических, технико-экономических работ для самых разнообразных отраслей народного хозяйства, и рассказать о каждой из них и о людях, выполняющих эти работы, просто не представляется возможности. Отмечая своё 60-летие, ОАО "Электропривод" с уверенностью смотрит в будущее, залог успеха в котором гарантирован коллективом учёных и инженеров, работающих в организации.

БИБЛИОГРАФИЯ

Недавно вышел из печати русско-английский словарь терминов силовой электроники под общей редакцией академика РАЭН, профессора Ф.И.Ковалева¹, подготовленный Обществом инженеров силовой электроники. Подобного специализированного словаря не было до недавнего времени не только в России, но, как мне кажется, и в мировой практике.

Разработка и выпуск словаря терминов силовой электроники является задачей, которая назрела давно и стала сегодня одной из важнейших. Это обусловлено тем, что силовая электроника в последние годы получила бурное развитие и внедрилась практически во все отрасли промышленности. Правильное и единообразное понимание терминов не только облегчит работу множества людей, связанных с силовой электроникой, но и позволит избежать многих ошибок, недопонимания и различных трактовок определений в этой области.

¹ Силовая электроника: Словарь терминов. Русско-английский/Под ред. Ф.И.Ковалева. М.: Информэлектро, 2001. 80 с.

Появление в настоящее время приборов силовой электроники с новыми параметрами и свойствами позволяет создавать уникальные схемы для самых различных потребителей.

Самое широкое применение силовая электроника находит и в энергетике: регулируемый привод, агрегаты бесперебойного питания, различные инверторы и многое другое. Аналогичные слова можно было бы сказать и о других областях применения силовой электроники.

Словарь является первой попыткой составить перечень терминов и их определений в этой области. При этом в него можно со временем внести уточнения и в дальнейшем при необходимости расширить.

Специалисты различных отраслей с нетерпением ждали выпуска указанного словаря терминов, особенно если учесть, что термин "силовая электроника" получил наконец полноправное применение и в специальной российской классификации специальностей.

Бурман А.П., проф.

Поправка

В журнале "Электротехника" № 2 за 2002 г. в статье Бельдия Н.Н., Дегтяря В.Г., Плащенко Н.Н., Смирнова Ю.И., Солопихина А.Д. "Сильноточная вакуумная камера с композиционными жидкометаллическими контактами" на с.25 ошибочно указано, что "Работа выполнена по гранту Минобразования ТОО-1.5-1305". Эта фраза должна быть на с.22.

ПЕРЕЧЕНЬ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В ЖУРНАЛЕ «ЭЛЕКТРОТЕХНИКА» В 2002 Г.

Копылов И.П., Лопухина Е.М., Юргенсон Т.С. Кафедра электромеханики МЭИ (ТУ) 70 лет.....	10	2	Шапиро С.В., Кулинич В.А. Каскадный синхронно-асинхронный генератор.....	1	25
Кочетков В.Д. Этапы творческого пути ОАО "Электропривод".....	12	49	ЭЛЕКТРОПРИВОД		
Лопухина Е.М., Осин И.Л., Семенчуков Г.А., Сентюрихин Н.И., Татаринцов М.Г. Становление, развитие и перспективы научного направления электрические машины малой мощности на кафедре электромеханики МЭИ.....	10	6	Абрамов Б.И., Коган А.И., Моцохейн Б.И., Парфенов Б.М., Пономарев В.М., Портной Т.З. Современные концепции построения систем автоматизированного электропривода для электротехнических комплексов горных машин и буровых установок.....	3	36
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ			Акимов Л.В., Долбня В.Т., Пирожок А.В. Астатические регуляторы скорости для двухмассового электропривода ТРН-АД с нелинейной характеристикой нагрузки.....	10	36
Андреианов М.В., Родионов Р.В. Цифровой способ измерения скольжения при испытаниях асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.....	10	34	Акимов Л.В., Пирожок А.В. Синтез статического и астатического регуляторов ЭДС для двухконтурных двухмассовых и одномассовых электроприводов с нелинейной реактивной нагрузкой.....	9	28
Волохов А.В. Идентификация потокосцепления ротора частотно-регулируемого асинхронного двигателя.....	6	40	Андреианов М.В., Родионов Р.В. Вопросы выбора электродвигателя в регулируемом электроприводе на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.....	11	2
Волков В.Д. Электромагнитный момент асинхронного двигателя в частотно-каскадном электроприводе.....	6	46	Андреианов М.В., Родионов Р.В. Особенности электропотребления комплексных приводов на базе преобразователей частоты с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором.....	11	6
Волохов С.А., Добродеев П.Н. Проявление статического эксцентриситета ротора во внешнем магнитном поле электрических машин.....	11	28	Аракелян А.К., Солодов К.В., Шаварин Н.И. Оптимизация работы автономного инвертора тока в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе.....	1	19
Голубев А.Н., Субботин М.В. Математическая модель синхронного двигателя с <i>m</i> -фазной обмоткой для стационарных режимов.....	1	35	Беленький А.Д. Управление приводами солнечных батарей научно-энергетической платформы российского сегмента международной космической станции с использованием датчика момента магнитной муфты.....	5	7
Григораш О.В. Асинхронные генераторы в системах автономного электроснабжения.....	1	30	Богаченко Д.Д., Кудрявцев А.В., Ладыгин А.Н., Никольский А.А., Холин В.В., Чайка Д.В. Системы управления энергосберегающих электроприводов общепромышленных механизмов.....	5	2
Данилевич Я.Б., Сапожников В.А., Штайнле Л.Ю. Синхронный генератор с постоянными магнитами для гидравлической турбины небольшой мощности на низкую частоту.....	1	28	Бургин Б.Ш. Вариант трехмассовой электромеханической системы стабилизации скорости с измерением лишь угловой скорости двигателя.....	3	42
Джэндубаев А.-З.Р. Переходные процессы в автономном асинхронном генераторе при подключении электроприемника с индивидуальными конденсаторами.....	7	10	Веселовский О.Н., Полевский В.И., Сапсалаев А.В. Оптимизация параметров электропривода линейного двигателя с катящимся ротором.....	8	9
Ещин Е.К. Модель асинхронного электродвигателя в системе электроснабжения.....	1	40	Волков А.В. Анализ электромагнитных процессов и регулирование асинхронных частотно-управляемых электроприводов с широтно-импульсной модуляцией.....	1	2
Захаренко А.Б. Исследование вентильной машины для привода электрооборудования.....	7	2	Волков А.В. Коэффициент мощности асинхронного электропривода с непосредственным преобразователем частоты с широтно-импульсной модуляцией.....	9	12
Иванов А.В., Меренков Д.А., Семенчуков Г.А., Сентюрихин Н.И., Щербаков А.В. Асинхронные конденсаторные двигатели повышенной мощности.....	8	14	Волков А.В. Потери мощности асинхронного двигателя в частотно-управляемых электроприводах с широтно-импульсной модуляцией.....	8	2
Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Вострухин А.А. Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением.....	9	2	Денисова А.В., Сабинин Ю.А. Нормирование задающего воздействия в позиционном, электроприводе.....	9	21
Кухарский М.П. Расчет вентиляционного шума электрических машин с учетом структурной составляющей.....	1	43	Дочвири Д.Н. Динамика тиристорного электропривода при дискретном управлении.....	11	10
Литвинов Б.В., Давыденко О.В. Пульсация выходного напряжения бесконтактного тахогенератора постоянного тока, обусловленная вихревыми токами в магнитопроводе статора.....	1	47	Литвинов Б.В., Давыденко О.Б. Конфигурация ротора редуктосина.....	3	53
Никаноров В.Б., Останин С.Ю., Шмелева Г.А. Моделирование физических процессов в гистерезисном электродвигателе с учетом пространственных гармоник магнитного поля.....	9	5	Поздеев Д.А., Хрещатая С.А. Математическое исследование структуры бездатчикового частотно-токового асинхронного электропривода с векторным управлением.....	9	37
Смирнов А.Ю. Исследование герметичных силовых синхронных машин с магнитозлектрическим индуктором на роторе.....	6	35	Рубашев Г.М., Аптекарь Д.И., Чиканков Д.В., Федосеев В.К., Гончаров И.К. Тиристорное токоограничивающее устройство для сетей 6,10 кВ переменного напряжения.....	1	10
Смирнов Ю.В. Определение основных параметров электромагнитного вентильно-индукторного двигателя.....	11	32	Савоськин А.Н., Кулинич Ю.М., Гринберг Р.П. Повышение коэффициента мощности электровоза переменного тока.....	5	11
Чувашев В.А., Броди В.Я., Папазов Ю.Н., Гринь Г.М., Мухаметшин Н.А. Совершенствование асинхронных двигателей малой мощности.....	10	21	Сидоров С.Н. Энергетические процессы и показатели вентильного преобразователя в сети ограниченной мощности.....	5	16
Чувашев В.А., Броди В.Я., Папазов Ю.Н., Дудник М.З. Взрывобезопасные асинхронные двигатели привода электромеханических ключей.....	10	15			
Чувашев В.А., Железняков А.В., Папазов Ю.Н., Дудник М.З., Демченко В.Н. Математическая модель взрывозащищенного асинхронного погружного электродвигателя для привода центробежных бесштанговых насосов.....	10	27			

Ставинский А.А., Забора И.Г., Кимстач О.Ю., Казанский С.Б. Анализ электромеханических преобразователей для герметичного электропривода	3	48
Хашимов А.А., Арипов Н.М. Исследования частотно-регулируемого асинхронного электропривода с реализацией способа управления по модулю тока статора двигателя.....	1	14

ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Андреев А.М. Особенности разрушения синтетических пропитывающих жидкостей в высоковольтной пленочной конденсаторной изоляции.....	4	10
Андреев А.М., Лаврентьева М.Ю., Пак В.М., Старовойтенков В.В. Сравнительный анализ результатов применения лент Элмикор в системах изоляции	4	29
Гулько В.И., Гребенников И.Ю., Щупак И.В. Исследование характеристик жидких диэлектриков для конденсаторов	7	53
Драчев А.И., Пак В.М., Гильман А.Б., Дорофеева Т.В., Шклярова Е.И., Кузнецов А.А. Влияние обработки в разряде на диэлектрические свойства пленки ПЭТ-Э ...	4	17
Драчев А.И., Пак В.М., Гильман А.Б., Кузнецов А.А. Изучение объемно-зарядовых процессов в отдельных компонентах многослойного электроизоляционного материала, протекающих под действием электрического поля	4	20
Драчев А.И., Пак В.М., Гильман А.Б., Кузнецов А.А. Объемно-зарядовые процессы, протекающие под действием электрического поля в многослойном материале с пленкой ПЭТ-Э	4	26
Евтушенко Ю.М., Биржин А.П., Комарова В.К. Пропиточные лаки и компаунды для пропитки обмоток электрических машин и аппаратов.....	4	35
Емельянов О.А. Особенности работоспособности металлопленочных конденсаторов в форсированных режимах.....	4	6
Журавлев С.П., Журавлева Н.М., Полонский Ю.А. Деформационные характеристики полипропиленовой пленки и термостабильность конденсаторной изоляции на её основе	11	36
Захаренков В.К., Мосейчук А.Г., Полонский Ю.А. Старение карбидкремниевых электронагревателей под воздействием высоких температур и переменного тока в воздушной среде.....	4	2
Кирихин В.С., Муракина О.С. Совместная деятельность двух предприятий — на службе у энергетиков	4	52
Комаров И.Г. Электроизоляционные покрывные эмали производства ЗАО "Электроизолит".....	4	39
Комарова В.К., Биржин А.П., Доброва Э.К., Виноградова Л.М. Перспективы развития производства новых материалов для изоляции тяговых электродвигателей.	4	54
Пантелеев Ю.А., Полонский Ю.А. Термоактивационные спектры слюдосодержащих композиционных электроизоляционных материалов для электрических машин	4	13
Савалык Н.А. Обеспечение равномерности нанесения покрытия на движущуюся полимерную пленку.....	8	49
Сидоренко К.С., Евтушенко Ю.М., Биржин А.П., Комарова В.К. Новое поколение пропиточных компаундов	4	44
Сорина Т.Г., Поляков Д.К., Коробко А.П., Пенская Т.В. Винилэфирные смолы для пултрузионной технологии..	4	49
Тарасов А.В., Шестаков А.К. Негорючий фольгированный стеклотекстолит с рабочей температурой до 250°С	4	33

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Багинский Б.А., Редько В.В. Способы согласования ультразвуковых пьезокерамических преобразователей с источниками питания, работающими в режиме переключения.....	3	17
Башкиров В.И. Оптимизированные МОП-транзисторы для инверторов с жесткими и мягкими режимами переключения.....	12	10

Васильев А.В., Грачёв В.Г., Кузькин В.И., Мелешкин В.Н., Шипаева С.Н., Симоненко Д.В. Статический преобразователь частоты для электромагнитного перемешивания жидкой стали	12	2
Волков А.В. Анализ электромагнитных процессов и совершенствование регулирования активного фильтра.	12	40
Волокобинский М.Ю., Матюхина Т.В., Сотенко А.С., Фалина И.В., Ястребов А.С. Процессы разрушения полупроводниковых структур при пробое	11	45
Волокобинский М.Ю., Матюхина Т.В., Сотенко А.С., Фалина И.В., Ястребов А.С. Распределение электрического поля в мощных высоковольтных транзисторах с нитевидной сеткой в коллекторной области ..	11	48
Гейфман Е.М., Чибиркин В.В., Елисеев В.В., Максимова С.А., Лебедева Л.В., Гарцев Н.А., Мустафа Г.Н., Скороход Ю.Ю. Силовые импульсные ограничители напряжения с малыми значениями динамического сопротивления в области лавинного пробоя	12	7
Григораш О.В., Кабанков Ю.А. К вопросу применения трансформаторов с вращающимся магнитным полем в составе преобразователей электроэнергии	3	22
Евсеев Ю.А., Дерменжи Е.П., Тетерьева Н.А. Силовые полупроводниковые, интегральные схемы.....	12	2
Калашников Б.Е. Проблема "длинного кабеля" в электроприводах с IGBT-инверторами.....	12	24
Копылов А.В. Современные силовые полупроводниковые ключи фирмы "Infineon Technologies AG"	12	19
Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки, производства и применения силовых полупроводниковых приборов	3	2
Муря А.Е., Райнин В.Е. Электронные счетчики электроэнергии. Современное состояние и перспективы развития	3	32
Омаров Б.И., Башкиров В.И. Новое поколение IGBT-транзисторов для электропривода.....	12	15
Шогенов А.Х. О семействе транзисторных преобразователей для питания электроинструментов повышенной частоты	3	26
Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Калыгин А.И., Корюков К.Н., Мухаматшин И.А. Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока.....	12	30

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Асанов А.З., Романовский Э.А. Анализ динамических потерь в ключах многоуровневых инверторов напряжения	6	26
Гуров А.А., Каримский И.А. Расчет энергетических показателей источников питания для систем автономного электроснабжения	11	14
Кошечев Л.Г. Тиристорный преобразователь постоянно-го напряжения 3 кВ в постоянное с плавным регулированием выходных параметров	6	21
Тютюкин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов.....	11	24
Чув П.В. Преобразователи частоты "Универсал" с двухзонной системой векторного управления асинхронными двигателями.....	11	18

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Абдулин Ю.Х., Белкин Г.С., Петров Л.А., Ромочкин Ю.Г. Состояние и перспективы развития вакуумной коммутационной аппаратуры низкого напряжения	2	11
Баранов Н.Н. Разработка электрических и электронных аппаратов контроля и предотвращения аварийных ситуаций в системах электроснабжения, использующих нетрадиционные источники энергии.....	2	26
Бельдид Н.Н., Дегтярь В.Г., Плащенко Н.Н., Смирнов Ю.И., Солопихин А.Д. Сильноточная вакуумная камера с композиционными жидкометаллическими контактами	2	23

Беляев В.Л., Куклев Ю.В. Электрический износ контактов многоамперных аппаратов низкого напряжения.....	2	13
Ведешенков Н.А. Автоматические выключатели с токоограничивающим эффектом.....	2	64
Годжелло А.Г., Егоров Е.Г., Ращепкина Н.А., Иванова С.П. Статистический анализ надежности контактов магнитных пускателей в условиях малой выборки.....	2	37
Годжелло А.Г., Панков И.А., Гринберг Р.П. Модель старения неразъемных алюминиевых контактных соединений.....	2	47
Ионов А.А., Курбатов П.А. Метод контроля магнитных свойств материалов деталей электрических аппаратов.....	2	33
Кирюхин В.П., Шоффа В.Н. Трехфазные герконовые и герконо-полупроводниковые аппараты для управления и защиты электродвигателей.....	2	5
Коробков Ю.С., Москвин В.Г., Самсонов Ю.П., Хроматов В.Е. Некоторые приближенные методы определения частот собственных колебаний элементов коммутационных аппаратов.....	2	65
Кулаев Ю.В., Курбатов П.А. Программный комплекс JUMP для моделирования электромагнитных процессов.....	2	52
Райнин В.Е. Статические расцепители низковольтных автоматических выключателей.....	2	41
Розанов Ю.К. История кафедры МЭИ "Электрические и электронные аппараты" (к 70-летию создания кафедры).....	2	3
Розанов Ю.К., Генин В.С., Леонтьев А.Н., Егоров Е.Г., Егоров Г.Е. Методика контроля работоспособности коммутационных аппаратов при проведении испытаний.....	2	60
Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А., Гринберг Р.П. Силовая электроника и качество электроэнергии.....	2	16
Руссова Н.В., Свинцов Г.П., Шоффа В.Н. Синтез оптимальных симметричных ГС-образных двухкатушечных электромагнитов постоянного напряжения с призматическими сердечниками при повторно-кратковременном режиме работы.....	2	55
КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА		
Мальшев Л.А. Акустико-эмиссионный метод технического диагностирования гибких судовых кабелей и проводов.....	4	57
Рыбаков Ю.В. Модель деформации при прокатке кабельной металлической оболочки.....	10	61
Шабанов В.А. Методы диагностики силовых кабелей.....	7	51
ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА		
Аракелян В.Г. Идеология построения автоматической системы контроля элегазового электротехнического оборудования.....	6	5
Аракелян В.Г. Оперативная диагностика состояния элегазового оборудования по физико-химическим показателям.....	3	56
Аракелян В.Г. Цели, понятия и общие принципы диагностического контроля высоковольтного электротехнического оборудования.....	5	23
Власов А.Б., Джуря А.В. Оценка параметров надежности контактных соединений по данным тепловизионного контроля.....	6	2
Рыльская Л.А. Электрическая прочность новой вакуумной дугогасительной камеры (до выработки ресурса).....	5	27
Рыльская Л.А. Электрическая прочность секций ВДК после выработки электрического ресурса.....	6	14
Шаякбеков Н.Ш., Акимов А.М., Афанасьев Д.Н. Способ определения полных проводимостей изоляции фаз сети относительно земли под рабочим напряжением 6-10 кВ.....	5	35
ТРАНСФОРМАТОРЫ		
Щурская Т.В. О подходе к оценке электродинамической стойкости трансформаторов при коротких замыканиях.....	7	17

ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ НЕФТЕДОБЫЧИ

Захаренко А.Б. Оптимизация погружных синхронных электродвигателей.....	5	50
Месенжник Я.Э., Носов В.Н. Электрооборудование для проведения работ в скважинах и интенсификации добычи нефти.....	5	39
Саидов Р.А. Защита погружных электродвигателей от неполнофазных режимов.....	5	55

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

Макаров А.Н., Шимко М.Б. Влияние КПД на потребление электроэнергии дуговыми сталеплавильными печами постоянного и трехфазного токов.....	7	55
--	---	----

КОНДЕНСАТОСТРОЕНИЕ

Морозов В.А. Расчет характеристик рабочего конденсатора с прямоугольными электродами.....	11	41
---	----	----

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Баюнов В.В., Подалинский Ю.А., Барсукова М.М., Коликова Г.А. Изменение напряжения во время разряда герметизированного свинцового аккумулятора ..	10	54
Коликова Г.А., Барсукова М.М. Влияние температуры на электрические характеристики герметизированных свинцовых аккумуляторов с абсорбированным электролитом.....	10	57

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

Адыгезалов С.В., Керимов И.Р., Адыгезалов В.С. К уменьшению температурной погрешности соленоидных преобразователей больших перемещений с коротким сердечником.....	7	31
Аракелян В.Г., Демина В.Н. Метод оперативной физико-химической диагностики элегазовых электротехнических аппаратов.....	8	22
Бабькин Е.В., Петров Г.А. Расчет параметров искусственной нагрузки асинхронных электродвигателей при их испытаниях на нагрев и профилактической токовой сушке обмоток.....	7	35
Белый В.Ф. Компактные люминисцентные лампы: электрические характеристики, проблемы электромагнитной совместимости.....	7	48
Бочкарев И.В. Оптимальные соотношения в электро-механических тормозных устройствах.....	9	44
Ваганов М.А., Новиков В.А., Савва С.В. Мехатронные модули с управляемым электронагревом.....	1	56
Власов А.Б. Обработка и анализ данных тепловизионного контроля электрооборудования.....	7	37
Власов А.Б. Расчет эксплуатационных показателей надежности контактных соединений с помощью тепловизионного контроля.....	8	30
Гахраманов Н.Ф., Адыгезалов В.С. К определению характеристики преобразователей со ступенчатой катушкой.....	8	36
Гашимов М.А. Аналитические методы диагностической оценки состояний электротехнических машин без отключения от работы.....	7	20
Гунько В.И., Гребенников И.Ю., Щупак И.В. Исследование характеристик конденсаторного рабочего диэлектрика в условиях воздействия температуры окружающей среды до 110°C.....	8	39
Исмагилов Ф.Р., Максудов Д.В. Распределение электрического поля в сотовом диэлектрике.....	9	53
Казиков Ю.Б. Численное определение положения магнитной жидкости в магнитожидкостном герметизаторе.....	1	51
Казиков Ю.Б., Щельякалов Ю.Я. Численный анализ взаимовлияющих магнитного и теплового полей в магнитожидкостном герметизаторе.....	6	57
Нархинов В.П., Семенов А.П., Балханов В.К. Низковольтный отражательный разряд в электродной структуре стержневых полых катодов с общим анодом.....	9	50

Сагарадзе Е.В., Свинцов Г.П., Шоффа В.Н. К расчету магнитной проводимости рабочего воздушного зазора симметричного П-образного электромагнита с призматическими сердечниками и внешним якорем 7	27	Мамедов Ф.И., Дадашева Р.Б. Аналитическое определение параметров индуктивного датчика линейных и угловых перемещений 11	53
Федий В.С., Соболев В.Н. Электромагнитные процессы в многофазных электрических цепях с последовательными RLC-контурами и коммутаторами 8	43	Пенин А.Л., Семенов А.Г. Высокорежимный экономичный резонансный преобразователь с глубокой регулировкой выходного напряжения 7	60
Чибирик В.В., Гейфман Е.М. Разработка радиационных методов контролируемого регулирования времени жизни неравновесных носителей заряда в силовых полупроводниковых приборах 5	59	Степанов В.П., Семенов Ю.И. Некоторые аспекты использования щеток в щеткодержателях с ролонными нажимными пружинами постоянного давления 8	58
Шевченко А.Ф., Шевченко Л.Г. Анализ магнитного поля и электромагнитного момента синхронного двигателя с модулированным магнитным потоком и гладким гармоническим ротором 7	44	Хализов И.Ф., Баюнов В.В., Коликова Г.А. Изменение ЭДС во время разрядов стационарных и тяговых свинцовых аккумуляторов 6	62
Юркевич В.М. Синтез силовых контактных соединений проводников 10	45	Шарипов А.М. Об улучшении качества испытаний активной стали турбогенераторов и крупных электрических машин 11	50
НАУЧНЫЕ ГИПОТЕЗЫ		Янгиров И.Ф. Определение собственной частоты колебания спиральной пружины электромеханических преобразователей 11	58
Копылов И.П. Электромеханика Солнечной системы 10	50	ХРОНИКА	
НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ		В АЭН РФ 7	62
Асадова Р.Ш., Мамедов Дж.Ф. Двухмерный электромагнитный преобразователь перемещений 6	55	БИБЛИОГРАФИЯ	
Бихман Р.И. Конструкция линейного электромагнитного двигателя 6	52	Алиев И.И. Рецензия на учебник "Проектирование электрических машин" 10	65
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ		Бурман А.П. Первый в России специализированный словарь по силовой электронике 12	60
Адыгезалов С.В., Адыгезалов В.С. К повышению чувствительности соленоидных преобразователей с секционной катушкой 5	63	НАШИ ЮБИЛЯРЫ	
Власов А.Б. Тепловизионный контроль или диагностика? 11	62	Борис Михайлович Парфенов 11	65
Дербенев В.А., Степанов В.П., Вороха И.К. Некоторые аспекты разработки новых конструктивных исполнений щеток электрических машин 8	55	Игорь Евгеньевич Куимов 8	65
Зак В.Л. Электрообогреватель для дополнительного обогрева помещений 8	61	Юрий Михайлович Миронов 7	64
Лузгин В.И., Петров А.Ю., Шипицын В.В., Якушев К.В. Многоинверторные средне-частотные преобразователи в системах электропитания индукционных установок 9	57	Юрий Моисеевич Иньков 6	65
		Яков Борисович Тубис 6	64
		НЕКРОЛОГ	
		Памяти Виктора Григорьевича Герасимова 9	65

Редактор отдела О.В. Кунавина.
 Научный редактор Л.А. Романова.
 Редактор Т.В. Штанько.

Сдано в набор 01.10.2002. Подписано в печать 01.11.2002. Формат 60×88 1/8
 Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 86
 Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
 107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов стран СНГ и зарубежных фирм!

Журнал "Электротехника" предоставляет свои страницы для:

- **РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ** отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики
- **ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ** о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах
- **ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ**, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английских языках. Реламма в черно-белом или цветном изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 123242, Москва, Зоологическая ул. д. 11, комн. 213.

Телефон для справок: 254-11-52

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при статье биографические сведения об авторах и их фотографии. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

1. Полные имена и отчества всех авторов.
2. Место настоящей работы и должность.
3. Какой факультет, какого вуза и когда закончил.
4. Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита.

К статье приложить фотографии всех авторов.

Ежемесячный научно-технический журнал "Электротехника" более 70 лет активно способствует развитию электротехнической промышленности.

Публикуя теоретические статьи, освещающие существующие проблемы, и статьи по результатам исследований новых типов электротехнического оборудования, журнал дает возможность специалистам, занятым созданием и применением низковольтной аппаратуры, силовых полупроводниковых приборов, преобразовательных устройств, трансформаторов, высоковольтной техники, электрических машин, электроприводов и систем управления использовать новейшие достижения в своих разработках.

В современных условиях журнал приобретает все большее значение в сохранении старых и налаживании новых научно-технических и практических связей между производителями и потребителями электротехнического оборудования.

Публикуемая на страницах журнала реклама продукции, информация об условиях и сроках ее поставки, выпуск специальных номеров журнала по тематике и материалам (в том числе рекламным) заказчика, помогут Вам найти надежных партнеров как у нас в стране, так и за рубежом.

**ПРИГЛАШАЕМ ВАС К АКТИВНОМУ СОТРУДНИЧЕСТВУ.
БУДЕМ РАДЫ ВИДЕТЬ ВАС СРЕДИ АВТОРОВ И
ПОДПИСЧИКОВ ЖУРНАЛА**

Главный редактор



Виктор Дмитриевич Кочетков