





МЕДАЛЬ  
“ЗА ЗАСЛУГИ В  
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —  
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ  
Издаётся 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., НАЙМУШИН В.Г.,  
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

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 объёме 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 объединённому каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.

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

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несёт.

Рукописи статей не возвращаются.

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

**Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96**  
**E-mail [elektrotehnika@mtu-net.ru](mailto:elektrotehnika@mtu-net.ru)**

Редактор отдела О.В. Кунавина.

Научный редактор Л.А. Романова.

Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 07.08.2007. Подписано в печать 25.09.2007 Формат 60x88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 144

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

© «Электротехника», 2007 г.

Вологодская областная универсальная научная библиотека  
[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

# № 10 ОКТЯБРЬ 2007

## СОДЕРЖАНИЕ

ОАО "Электропривод" – 65 лет .....	2
<b>СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА</b>	
Линдер Ш. Силовые полупроводниковые приборы.	
Обзор и сравнительная оценка .....	4
Кэрролл Э., Линдер Ш., Блидберг И., Чекмарев А.	
Силовые полупроводники в сфере передачи и	
распределения энергии .....	11
Мисриханов М.Ш., Ситников В.Ф. Автоматическое	
управление электропередачами постоянного тока	
на основе самоорганизующихся регуляторов с	
экстраполяцией .....	15
Мисриханов М.Ш., Ситников В.Ф., Шаров Ю.В. Мо-	
дальный синтез регуляторов энергосистемы на	
основе устройств FACTS .....	22
Иванов А.Г., Ушаков И.И. Анализ пусковых режимов	
асинхронного электродвигателя от тиристорного	
регулятора .....	29
Зотов Л.Г. Метод построения многоуровневых инвер-	
торов на основе повышающих конденсаторных	
преобразователей с изменяющейся структурой ..	34
Пронин М.В., Воронцов А.Г. Система с многофазным	
асинхронным генератором и несколькими	
активными преобразователями .....	41
Долкарт В.М., Пронина Л.В. Смена аппаратной и	
программной парадигм компьютеров .....	46
Беляев Д.В., Вейнгер А.М., Тарасов Д.В. Нестацио-	
нарные процессы в регулируемом электроприво-	
де с высоковольтным преобразователем часто-	
ты сетевого насоса станции теплоснабжения .....	53
Оттерполь Г. Электротехника и силовая электрони-	
ка АЕС. История и сегодняшний день .....	60
Анишев Е.Ю., Лазарев Г.Б. Особенности примени-	
ния преобразователей частоты в мощном элек-	
троприводе циркуляционных насосов .....	64
Альфред Данилович Динкель .....	69

## CONTENS

J.-S.Co Elektroprivod 65 years .....	2
<b>POWER ELECTRONICS</b>	
Linder Sh. Power semiconductor instruments. Ove-	
review and comparative estimation .....	4
Carroll E., Linder S., Blidberg I., Chekmarev A. Power	
semiconductors devices for transmission and	
distribution to energy .....	11
Misrikhanov M.Sh., Sitnikov V.F. Automatic control of	
HVDS the algorithm of the self-organizing regulator	
with the extrapolation .....	15
Misrikhanov M.Sh., Sitnikov V.F., Sharov Yu.V. Modality	
synthesis of FACTS regulators .....	22
Ivanov A.G., Ushakov I.I. Analysis of start-up modes in	
asynchronous motors fed from thyristor voltage	
controller .....	29
Zotov L.G. A method of construction of multilevel inverters	
on the basis of switched-capacitor up-converters with	
varied structure .....	34
Pronin M. V., Voroncov A.G. Modeling and analysis of	
system with multi-phase induction generator and	
multi-stage active rectifier .....	41
Dolkart V.M., Pronina L.V. Change hardware and	
programme paradigms computer .....	46
Belyaev D.V., Veinger A.M., Tarasov D.V. Transients of	
the medium voltage variable-speed drive of the hot	
water pump of the heat power station .....	53
Otterpoli G. The electrical engineering and power	
electronics AEG. History and today .....	60
Anishev E.Yu., Lasarev E.Yu. Features of application of	
frequency converters in the powerful electric drive of	
the circulating pump .....	64
Al'fred Danilovich Dinkel .....	69

## **ОАО "Электропривод" – 65 лет**

Открытому акционерному обществу "Электропривод" исполняется 65 лет!

Тесное взаимодействие с ведущими специалистами коллектива и уровень публикуемых материалов в журнале со всей очевидностью свидетельствуют об успехах ОАО "Электропривод" по расширению зон регулируемых электроприводов на базе последних достижений электротехники, силовой электроники, микроэлектроники, вычислительной техники, по созданию высокодинамичных энергосберегающих систем со сложными алгоритмами электротехнического преобразования и управления.

Прослеживается и значительная роль ОАО "Электропривод" в научно-техническом и производственном сотрудничестве со многими организациями и предприятиями России, а также фирмами зарубежных стран.

Организованный на базе Всесоюзного научно-технического института электропривод ОАО "Электропривод" по-прежнему является лидером в организации научно-технического сотрудничества в области разработок объектно-ориентированного электропривода, возглавляя ассоциацию "Автоматизированный электропривод".

Редакция и редколлегия журнала "Электротехника" поздравляют ОАО "Электропривод" со славным юбилеем и желают новых творческих успехов.

# **СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

---

Вниманию читателей предлагается второй тематический выпуск журнала, посвящённый силовой электронике.

Обзору и сравнительной оценке силовых полупроводниковых приборов, их роли в технологии передачи и распределения электроэнергии посвящены две статьи выпуска, представленные АВВ.

Рассмотрены теоретические вопросы построения и синтеза регуляторов для электропередач постоянного тока и гибких управляемых электропередач (FACTS). Решению этих задач посвящены две статьи. Интерес для читателей могут представить статьи, посвящённые практическим исследованиям пусковых режимов асинхронного двигателя от устройства плавного пуска.

Материалы тематического выпуска содержат также описание метода построения многоуровневых инверторов на основе преобразователей с изменяющейся структурой результаты исследований системы, состоящей из многофазного асинхронного генератора и активных преобразователей.

Статья, в которой рассмотрены аспекты, связанные со сменой аппаратной и программной парадигм компьютеров, отражает взгляд авторов на эту проблему и может вызвать интерес читателей. Интерес для специалистов могут представлять также результаты исследований электромагнитных и электромеханических процессов в регулируемом электроприводе с высоковольтным преобразователем частоты при возмущениях в системе электроснабжения.

В статье, посвящённой развитию электротехники и силовой электроники в AEG, описывается история создания фирмы, новые современные проекты разработки и применения электротехнического оборудования и средств силовой электроники.

В целом представляется, что содержание очередного тематического выпуска окажется полезным для специалистов и читателей журнала "Электротехника".

**Г.Б. Лазарев, исполнительный директор  
Общества инженеров силовой электроники**

# **Силовые полупроводниковые приборы.**

## **Обзор и сравнительная оценка<sup>1</sup>**

**ЛИНДЕР Ш.**

*Рассматриваются различные классы устройств, в частности, IGBT и IGCT, сравниваются их преимущества и недостатки, а также рассматриваются важнейшие аспекты их применения.*

*It includes information about different classes of semiconductor devices, in particular, IGBT and IGCT, their advantages and disadvantages. Also the most important aspects of semiconductors application are considered.*

За последние 10–15 лет благодаря стремительному прогрессу полупроводниковых технологий кремниевые силовые переключающие приборы превратились в высокоеффективные, надёжные и простые в применении устройства. Они прочно заняли место в области высоких напряжений и сильных токов, работая в диапазоне выходных мощностей от 1 МВт до нескольких гигаватт. По сути началась "тихая революция", в ходе которой электромеханические устройства совершенствовались за счёт всё большего введения в них силовой электроники или вовсе заменялись силовыми электронными устройствами.

Именно внедрение технологии нейтронного легирования в 70-е годы XX в. сделало возможным производство полупроводниковых приборов с запирающим напряжением более 1000 В. Только эта технология позволила получить кремний с заданной однородностью легирования. В те годы единственным технологически освоенным видом полупроводниковых приборов в этом классе напряжений были тиристоры. Однако область их применения была ограничена, поскольку тиристор не допускает принудительное прерывание тока в произвольный момент времени. В 80–90 годы к тиристорам добавились устройства с управляемым отключением – GTO (Gate Turn-Off Thyristor – запираемый тиристор), а позднее – IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor – биполярный транзистор с изолированным затвором) и IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor – запираемый тиристор с интегрированным управлением). Эти устройства существенно расши-

рили спектр эффективных применений полупроводниковых приборов. Благодаря таким устройствам в настоящее время выпускаются регулируемые приводы мощностью порядка мегаватт и уже трудно представить передачу электроэнергии и стабилизацию работы энергосистем, где мощности измеряются в гигаваттах, без использования силовых полупроводниковых приборов.

В течение последних 10 лет IGBT и IGCT (заменившие приборы GTO) были усовершенствованы в направлении снижения потерь, повышения выдерживаемого напряжения и допустимой нагрузки по току (т. е. расширения области безопасной работы), а также улучшения удобства применения. Поэтому старая парадигма середины 90-х годов, согласно которой IGBT предназначены для "относительно малых" мощностей, а IGCT – для "относительно больших", более не существует. IGBT теперь успешно используются при мощностях свыше 300 МВт [1]. Однако вывод о том, что IGCT из-за этого потеряют право на существование, неверен, что подтверждается расширением их применения преимущественно в области средних напряжений. Выбор наиболее подходящего для данного применения силового полупроводникового прибора зависит от ряда технических факторов, которые в той или иной степени освещены в настоящей статье. Но не следует недооценивать при этом знания и опыт пользователя. Характеристики и надёжность полупроводниковых устройств в значительной степени зависят от условий работы и реальной конструкции системы, от механических, электрических и тепловых параметров. Пользователи везде, где только возможно, применяют платформы, опыт работы с которыми у них наибольший.

<sup>1</sup> Перевод Алексея Чекмарева (ЦПМК РУСТЭЛ). Материал подготовлен с согласия компании "ABB Switzerland Ltd Semiconductors".

## Цели, достигаемые применением IGBT и IGCT в новых разработках

Степень легирования кристалла кремния силового полупроводникового прибора и связанную с ней проводимость подложки необходимо непрерывно снижать по мере того, как возрастает напряжение пробоя, которое должно обеспечиваться в данном приборе. В результате компоненты, свойства которых в открытом состоянии определяются проводимостью подложки (униполярные приборы, работающие на основных носителях заряда, например силовые МОП-транзисторы и диоды Шоттки), имеют в открытом состоянии при запирающих напряжениях более 200–1000 В слишком большое для экономичной работы падение напряжения (зависит от типа прибора и условий применения). Соответственно, кремниевые силовые приборы на рабочие напряжения свыше 600 В обычно проектируются как устройства с управляемой проводимостью. Внутренний объём в таком приборе в открытом состоянии заполнен большим количеством носителей заряда положительного и отрицательного знака (плазмой из "дырок" и электронов), что значительно увеличивает проводимость по сравнению с исходной подложкой.

При переходе прибора в закрытое состояние для восстановления его запирающей способности плазму необходимо удалить. Это производится приложением напряжения восстановления, при этом появившееся электрическое поле "разгоняет" отрицательно заряженные электроны к аноду, а положительно заряженные "дырки" к катоду. В результате при повышении напряжения ток некоторое время продолжает течь и возрастают потери в форме выделяемого тепла.

### Снижение рассеиваемой мощности в открытом состоянии и при запирании путём регулирования распределения плазмы

Главной целью при разработке высоковольтных силовых полупроводниковых ключей (наиболее широко представленных IGBT и IGCT) является оптимальное сочетание потерь в открытом состоянии и при запирании. Это означает, что в открытом состоянии падение напряжения на полупроводниковом приборе должно быть минимально возможным (образовалась плазма с достаточной

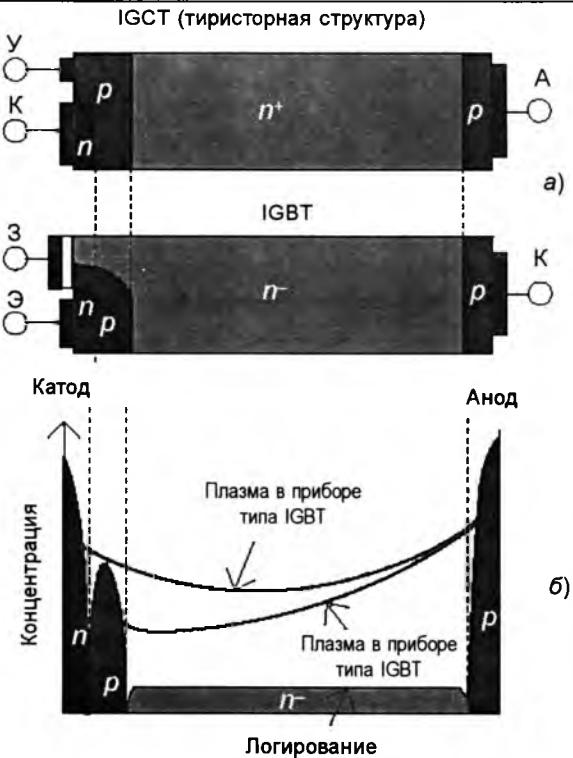


Рис.1. Структура и зоны легирования в приборах классов IGCT и IGBT (а), а также качественное сравнение распределения плазмы в проводящем состоянии (б)

плотностью), а при запирании не должно быть значительных потерь, возникающих при рассасывании избыточного заряда.

На рис.1 показано типовое распределение плазмы в IGBT и IGCT. Главное различие между этими классами приборов в том, что в IGCT плотность плазмы наибольшая у катода, а в IGBT она относительно резко убывает от анода к катоду. О причинах этого рассказывается ниже.

Важность такого распределения носителей заряда иллюстрируется на примере процесса запирания: во время перехода в закрытое состояние полупроводниковый прибор обретает свою запирающую способность посредством формирования электрического поля от p-n-перехода на катодной стороне в сторону зоны n- (рис.2). Напряжение восстановления вытесняет плазму от катода к аноду, при этом носители заряда у катода рассасываются при меньшем напряжении, благодаря чему потери при запирании низкие, в то же время для рассасывания носителей заряда у анода требуется более высокое напряжение, вызывающее значительные потери.

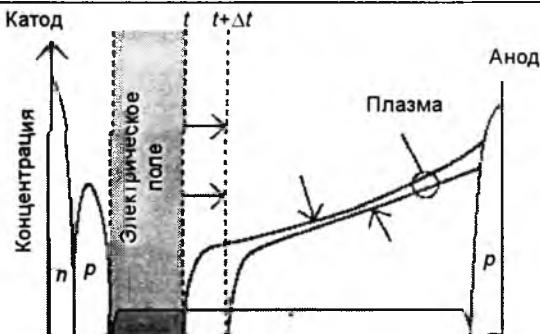


Рис.2. Процесс запирания приборов типа IGBT/IGCT

Из изложенного становится ясно, почему распределение плазмы в тиристоре считается для прибора IGBT идеальным: падение напряжения в открытом состоянии прибора определяется в основном расположением зоны с наименьшей плотностью плазмы, чем и объясняется то, что в приборе IGBT в открытом состоянии потери больше, чем у тиристора со сходными характеристиками. Поэтому, если бы в IGBT плотность плазмы у катода удалось бы существенно повысить, потери в открытом состоянии удалось бы снизить без появления значительно больших потерь при запирании (рис.3).

Первичная причина низкой плотности плазмы у катода IGBT – слабо выраженный эффект накопления заряда: инжектированные анодом "дырки" могут сравнительно легко

проникать в *p*-зону на стороне катода и беспрепятственно уходить оттуда через контакт с эмиттером в этой зоне (рис.1). У тиристора такого контакта в *p*-зоне нет, поэтому эффект накопления заряда выражен хорошо. Потенциальный барьер на *p-n*-переходе у катода препятствует проникновению "дырок" в *n*-зону.

Для улучшения распределения плазмы в IGBT предложены две различные концепции: одна, весьма эффективная, заключается в применении так называемого щелевого принципа [2], при котором нахождению "дырками" *p*-зоны препятствует специально подобранная геометрическая структура катода. Альтернативная концепция состоит в следующем: с помощью легирующего слоя перед *p*-зоной создаётся слабый потенциальный барьер, препятствующий проникновению "дырок" в *p*-зону [3]. Детальное описание этих методов можно найти в литературе, например в [4].

У современных IGBT, разработанных с использованием одной из упомянутых концепций, имеется связь между потерями в открытом и закрытом состояниях, близкими по значению к таковым IGCT. В новейших разработках (например, SPT+ компании АББ [5]) уровень оптимизации настолько высок, что ожидать каких-либо значительных шагов вперёд уже не приходится, хотя некоторые дальнейшие улучшения возможны.

#### Снижение потерь за счёт уменьшения толщины полупроводниковой структуры

Уменьшение толщины полупроводниковой структуры эффективнее всего влияет на снижение общих потерь. Причина проста: при меньшей толщине ниже и сопротивление прибора в открытом состоянии, и объём плазмы в приборе в открытом состоянии, следовательно, меньше и потери при запирании.

Наименьшая толщина структуры силового полупроводникового прибора определяется требуемым запирающим напряжением и электрической прочностью кремния на пробой. На рис.4 показаны два по-разному спроектированных полупроводниковых прибора с одинаковой запирающей способностью, где падение напряжения по длине прибора пропорционально площади под кривыми напряжённости электрического поля. Средняя

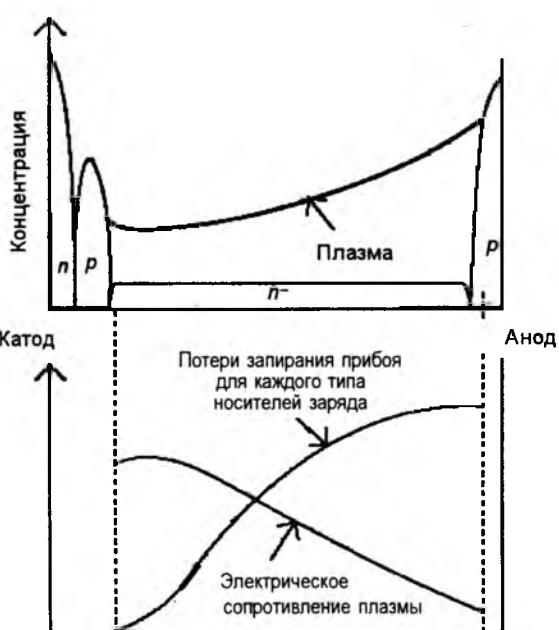
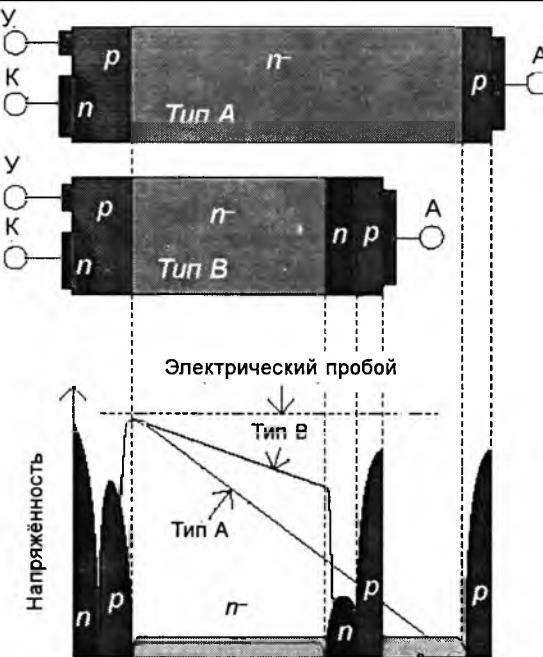


Рис.3. Геометрические зависимости проводимости плазмы и потерь запирания в приборе класса IGBT



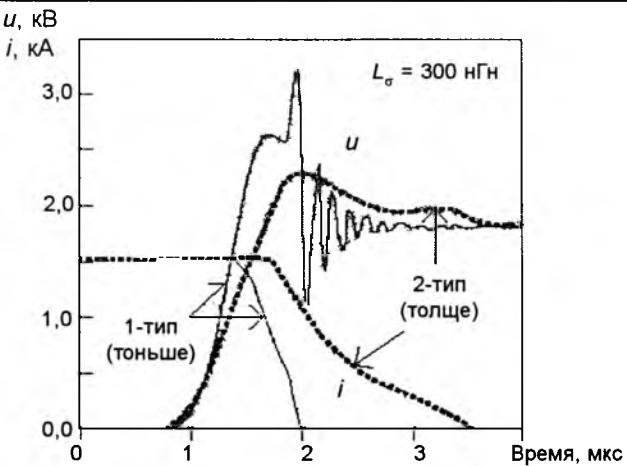
**Рис.4.** Различные варианты тиристорной структуры силового полупроводникового прибора

часть ( $n^-$ ) обычно называется зоной дрейфа в униполярных и  $n$ -базой в биполярных приборах.

Ясно, что для данной толщины полупроводниковой структуры наибольшую запирающую способность можно получить, если электрическое поле со значением напряжённости, возможно более близким к порогу электрической прочности на пробой, распространить по всей толщине структуры. Требуемый градиент напряжённости поля  $dE/dx$  (рис.1) можно получить подбором степени легирования кремния.

На практике применению концепции, когда поле распространяется по всей толщине полупроводника, существует предел, следовательно, имеется и предельная толщина полупроводниковой структуры. Происходит это по двум причинам:

1. Если уровень концентрации примесей в полупроводнике задаётся на очень низком уровне, то электрическое поле распространяется по всей толщине структуры даже при низком напряжении. Поэтому и плазма в этом случае при запирании прибора вытесняется низким напряжением. Теоретически это желательно (так как при этом снижаются потери запирания), но при достижении определённого напряжения прохождение тока рез-



**Рис.5.** Эффект отсечки тока при запирании большого модуля IGBT 3,3 кВ/1500 А с учётом влияния большой паразитной индуктивности

ко обрывается (в этот момент плазма полностью исчезает). Такой эффект называется отсечкой тока. Большее значение  $di/dt$  порождает перенапряжения в имеющихся паразитных индуктивностях и при наличии ёмкостей может вызвать нежелательные колебательные процессы. На рис.5 показаны примеры желательной ("мягкой") и нежелательной ("жёсткой") кривых напряжения и тока.

Влияние паразитных индуктивностей в силовых полупроводниковых приборах, рассчитанных на большие токи, гораздо сильнее, нежели в маломощных дискретных компонентах. Прежде всего, значение индуктивности утечки выше в приборах, представляющих собой большие сборки. Кроме того, одна и та же паразитная индуктивность может вызвать различное воздействие на полупроводник. Чтобы это проиллюстрировать, сравним гипотетический дискретный чип IGBT на ток 50 А с модулем на 1000 А, собранным из двадцати таких чипов. Паразитная индуктивность в цепи с одним дискретным чипом примерно 20 нГн, а с модулем из двадцати чипов – примерно 100 нГн. Расчёт запасённой в паразитной индуктивности энергии ( $E_{\text{инд}} = LI^2/2$ ) показывает, что при nominalном токе индуктивная нагрузка на каждый чип модуля в 100 раз больше, чем на одиночный чип (соответственно 2,5 мДж и 25 мкДж). Отсюда следует, что компоненты, рассчитанные на большие мощности, должны проектироваться так, чтобы процессы переключения в них происходили более

плавно, чем в чипах для маленьких сборок на печатных платах. Практически это означает, что толщина таких компонентов должна быть больше теоретической. Разумеется, при этом возрастают потери, как это видно из рис.5.

Помимо увеличения толщины полупроводника влияние эффекта отсечки тока можно снизить легированием анодной области. В промышленности используются различные названия для технологий, по сути сходных (по крайней мере по результатам их применения), например, SPT (Soft Punch Through) [6] или FS (Field Stop) [7].

Следует также указать, что в настоящее время для разработчиков систем максимально возможное ограничение паразитных индуктивностей в их устройствах ещё более актуально, поскольку конструкция современных полупроводниковых компонентов является более уязвимой.

2. Если космическая частица высокой энергии (например, протон) соударяется с ядром атома кремния, высвобождаемая энергия порождает очень большое количество электронов и "дырок". Если полупроводниковый прибор находится в закрытом состоянии под высоким напряжением из-за большой напряжённости поля в приборе количество возникающих носителей заряда возрастает лавинообразно. Это приводит к пробою, сосредоточенному в очень малой области, что в конечном счёте может вызвать разрушение прибора. Поэтому производители полупроводниковых приборов выработали правила задания размеров, согласно которым толщина полупроводниковых компонентов и распределение электрического поля в них должны быть такими, чтобы вероятность разрушения компонента из-за воздействия космической радиации была достаточно малой. Эта вероятность определяется примерно как 1–3 FIT (Failures in time) на 1 см<sup>2</sup> поверхности компонента, что соответствует 1–3 пробоям на 1 см<sup>2</sup> за  $1 \cdot 10^9$  ч работы. В настоящее время проверка устойчивости новых полупроводниковых компонентов к воздействию космического излучения обычно производится бомбардировкой образцов компонентов протонами или нейtronами на ускорителях, что достаточно точно воспроиз-

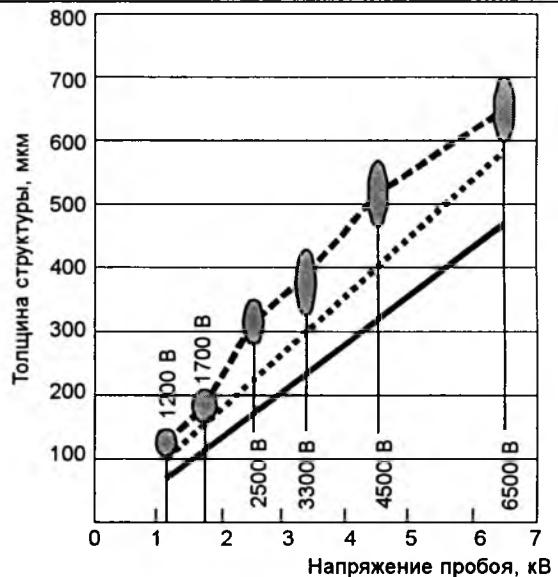


Рис.6. Степень близости характеристик современных полупроводниковых компонентов к пределам электрической прочности:

— теоретический предел; .... — технический предел; - · - - — характеристики современных компонентов

изводит воздействие естественной космической радиации.

Высоковольтные полупроводниковые компоненты последнего поколения по толщине уже приблизились к практическому пределу. Рис.6 иллюстрирует степень близости новейших компонентов к практическому и расчётному теоретическому пределам. И хотя дальнейшее уменьшение толщины кристалла в принципе ещё возможно, оно обернётся большей "жёсткостью" процесса переключения или существенным ростом потерь запирания. С сегодняшней точки зрения пользователям такие приборы вряд ли нужны. На рис.6 затемнённые области отображают разброс толщины структуры разных производителей (в предположении, что пробой происходит при комнатной температуре, а толщина – минимально необходимая; для технического предела показаны реально достижимые значения).

#### Повышение отключающей способности (зона безопасной работы)

Полезная составляющая выходного тока силового полупроводникового прибора ограничена как возможностями корпуса по рассеянию мощности, так и наибольшим током, который ещё можно безопасно разрывать при запирании.

В 90-е годы XX в. считалось, что наступление динамического лавинного пробоя – это небезопасный режим работы. Такой пробой происходит, если поверхностная плотность мощности, вычисляемая как отнесённое к единице площади полупроводниковой структуры произведение тока в момент отключения на приложенное напряжение постоянного тока, достигает примерно  $150 \text{ кВт}/\text{см}^2$ .

Теория не подтверждает вывод о том, что динамический лавинный пробой небезопасен. Напротив, пробой является процессом с самоограничением [4] и поэтому может считаться безвредным. Соответственно имеет смысл поднимать значение мощности на единицу площади до максимально возможного. В современных успешно работающих полупроводниковых компонентах (IGCT, IGBT, диоды) это значение уже превышает  $1 \text{ МВт}/\text{см}^2$ . Из рис. 7 видно, что большие компоненты могут вполне безопасно управлять очень большими выходными мощностями. Поверхностная плотность мощности переключения более  $500 \text{ кВт}/\text{см}^2$ . Возникновение пробоя вначале замедляет рост напряжения, а затем вообще ограничивает напряжение, препятствуя возникновению перенапряжений.

В настоящее время из-за ограничений по нагреву работа полупроводниковых компонентов при поверхностной плотности мощности более  $100 \text{ кВт} (\text{эфф.})/\text{см}^2$  едва ли возможна. Поэтому закономерен вопрос: имеет ли практическую ценность зона безопасной работы с границей, далеко выходящей за указанный предел мощности? Оказывается, имеет и вот по каким причинам:



Рис. 7. Процесс отключения прибора IGCT с площадью активной области  $40 \text{ см}^2$  в пределах зоны безопасной работы без демпфирующей цепи

1. Нельзя утверждать, что в силовых полупроводниковых приборах большой мощности ток распределяется по полупроводнику равномерно. Неравномерность охлаждения, подключение индуктивностей, некоторая неоднородность полупроводника могут приводить к существенным различиям в температуре и неравномерности тока, особенно в моменты переключения [8]. Значительный запас по мощности позволяет избежать отказа полупроводниковых компонентов при работе в таких условиях. Некоторым крупным производителям оборудования удалось обнаружить причинную связь между запасом по мощности и эксплуатационной надежностью даже при работе компонентов в nominalных режимах.

2. Высокая устойчивость к динамическому лавинному пробою исключает возникновение перенапряжений, превышающих nominalные (см. рис. 7).

3. Большой запас по мощности может весьма пригодиться и в достаточно редких случаях перегрузки (например, при КЗ). Значительное выделение энергии в таких случаях чаще всего не приводит к выходу прибора из строя, тем более что отключение в таких ситуациях производится всего один раз.

#### Сравнение приборов IGCT и IGBT

Меньшая мощность управления IGBT часто выдаётся за ключевое преимущество этого класса по сравнению с IGCT. Меньшая мощность управления объясняется тем, что прибор IGBT управляет по МОП-входу, а IGCT – током. На практике это различие имеет значение лишь в редких случаях, поскольку в IGCT мощность управления достаточно мала и обычно может быть обеспечена без особых затрат.

С другой стороны, наиболее важное различие этих двух классов приборов заключается в том, что внутренними коммутационными процессами IGBT можно управлять с помощью напряжения на затворе, в то время как переходные процессы при переключениях IGCT определяются исключительно внутренней динамикой последнего. Это различие, на первый взгляд несущественное, имеет далеко идущие последствия для общей схемотехники и для случаев, когда требуется параллельное или последовательное соединение приборов.

### Различия в схемотехнике

Благодаря тиристорной структуре IGCT ток в них при их отпирании нарастает очень быстро, т.е. значение  $di/dt$  очень велико, что порождает недопустимо высокую нагрузку на вспомогательные диоды. По этой причине значение  $di/dt$  в цепях с IGCT всегда следует ограничивать. В инверторных преобразователях ограничение осуществляется включением последовательно с прибором небольшой индуктивности  $L_i$  (рис.8). Элементы  $D_i$  и  $R_i$ , образуют демпфирующую (гасящую) цепочку, ограничивающую перенапряжение при запирании прибора.

Цепь ограничения  $di/dt$

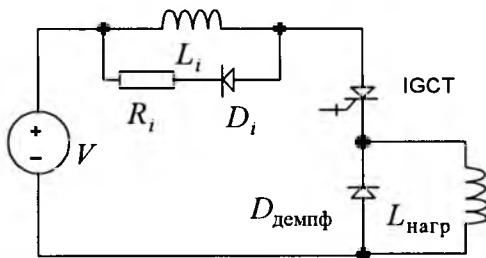


Рис.8. Цепь с ограничением скорости нарастания тока через IGCT

Схема при этом усложняется, зато приобретает следующие преимущества:

1. В инверторных преобразователях без внешнего ограничителя  $di/dt$  (характерно для схем с IGBT) скорость нарастания тока необходимо ограничивать путём управления самим переключающим прибором. Это приводит к существенным потерям в открытом состоянии. В инверторах с высокими nominalными напряжениями потери при включении в сочетании с потерями за счёт тока восстановления на диодах достигают 40–60% общих потерь и зависят от частоты переключения. Применение пассивного ограничителя  $di/dt$  может значительно снизить потери в кремниевом переключающем приборе, устраняя его перегрев и в результате позволяя в принципе повысить выходную мощность инвертора. Однако следует заметить, что потери всё равно существуют – они лишь переносятся в демпфирующую цепь ограничителя  $di/dt$  (т.е. в резистор  $R_i$  и диод  $D_i$ ). Поэтому утверждение, что инвертор с цепью ограничения  $di/dt$  имеет меньшие общие потери,

чем обычный инвертор с приборами типа IGBT, является неверным.

2. Второе преимущество заключается в том, что из-за пассивного ограничения  $di/dt$  при возникновении КЗ (например, в выпрямительном мосте инвертора или в нагрузке) ток будет возрастать относительно медленно.

Следовательно, есть два пути защиты от КЗ:

- если КЗ обнаружено вовремя, можно инициировать нормальное отключение;

- можно использовать энергию, запасённую в цепи постоянного тока, для запирания всех ключей, распределив её равномерно между всеми полупроводниковыми компонентами (индуктивность  $L_i$  можно подобрать такой, что она ограничит ток КЗ в безопасных пределах).

### Параллельное и последовательное соединения

Поскольку на переходные процессы в IGCT при его переключении нельзя говлиять извне, цепь управления должна обеспечить абсолютно одновременное управление всем устройством. Тогда процесс запирания будет плавным и потому безопасным. Допустимое рассогласование составляет не более 100 нс, а это значит, что IGCT весьма проблематично эксплуатировать в параллельном или последовательном включении. В обоих включениях требуются пассивные или активные демпфирующие цепи, которые смогли бы скомпенсировать даже малейшую разницу в моментах переключения отдельных IGCT (из-за временных ошибок управления или локальных условий, например температуры). Если этого не сделать, возможна перегрузка отдельных приборов. Стоимость и сложность демпфирующих цепей в большинстве случаев слишком велики, чтобы IGCT в групповом включении обеспечили достойную альтернативу IGBT. Отсюда можно сделать вывод, что IGCT лучше всего использовать в случаях, когда каждая отдельная функция переключения выполняется одним отдельным прибором.

### Список литературы

1. Eriksson K. HVDC LightTM and Development of Voltage Source Converters // Proc. IEEE/PES T&D Latin American Conf. Sao Paolo. 2002.
2. Laska T., Pfirsch F., Hirler F. 1200V-Trench-IGBT Study with Short Circuit SOA // Proc. ISPSD '98. Kyoto. 1998. P.433-436.

3. Mori M., Uchino Y., Sakano J., Kobayashi H. A Novel High-Conductivity IGBT (HiGT) with a Short Circuit Capability // Proc. ISPSD '98. Kyoto. 1998. P.429–432.
4. Linder S. Power Semiconductors // EPFL Press / CRC Press. 2006. ISBN 2-940222-09-6 (EPFL Press) or 0-8247-2569-7 (CRC Press).
5. Rahimo M., Kopta A., Eicher S. Next Generation Planar IGBTs with SPT+ // Power Electronics Europe. Ausgabe 06, 2005.
6. Dewar S. et al. Soft Punch Through (SPT) – Setting new Standards in 1200V IGBT // Proc. PCIM Nuremberg, 2000.
7. Laska T. et al. The Field Stop IGBT (FS IG-BT) – A New Power Device Concept with a Great Improvement Potential // Proc. ISPSD 2000. Toulouse. 2000. P. 355–358.
8. Cottet D. et al. Numerical Simulations for Electromagnetic Power Module Design // Proc. ISPSD '06. Naples. 2006. P. 209–212.

Линдер Штефан – вице-президент "ABB Switzerland Ltd. Semiconductors", руководитель департамента исследований и разработки.

## Силовые полупроводники в сфере передачи и распределения энергии<sup>1</sup>

КЭРРОЛ Э., ЛИНДЕР Ш., БЛИДБЕРГ И., ЧЕКМАРЕВ А.

Проведен анализ использования силовых полупроводниковых приборов в системах передачи и распределения энергии на примере разработок концерна ABB. Рассмотрены пути дальнейшего улучшения показателей управляемых приборов и преобразовательных систем на их основе.

Начало нового тысячелетия внесло определенную активность в обсуждение проблем и достижений силовой электроники многочисленными публикациями об улучшении показателей неуправляемых и полностью управляемых полупроводников, в частности, IGBT и IGCT. Этому также способствовал ряд повреждений энергосистем США, Канады, Великобритании, Дании, Германии и Италии, подтвердивших прогнозы прошлого десятилетия о необходимости более совершенных технологий в области передачи энергии.

Эти предположения основывались на совершенно иных технических решениях по сравнению с началом XX в. в отношении таких параметров электронных подсистем, как стабильность, защита, фильтрация, управление и передача энергии на длинные расстояния с высокой плотностью потребления. Такие системы основаны на технологии передачи энергии постоянным током (ПЭПТ), обусловившей развитие силовой электроники в секторе передачи и распределения энергии (ПРЭ) применением с 1954 г. ртутных выпрямителей и с 1970 г. полупроводниковых

The analysis of high power semiconductor application in ABB Transmission and Distribution systems is given. The ways for further improvement of fully control power semiconductors and converter systems are considered.

управляемых выпрямителей. Широкое применение инверторов в секторе ПРЭ в основном сдерживалось отсутствием надежных и компактных силовых полупроводников, которые, наконец, появились в конце прошлого столетия. Эта статья посвящена новым областям применения силовых полупроводников нового поколения.

### Управление электроэнергией

ABB использует IGCT и IGBT в силовых сетях с 1996 г., когда в Германии была установлена первая вставка постоянного тока среднего класса напряжения на IGCT мощностью 100 МВ·А. В 1997 г. в Швеции была построена первая ПЭПТ с источником напряжения на 10 кВ/10 км мощностью 3 МВ·А с использованием IGBT. С тех пор была построена еще дюжина систем передачи энергии на мощности до 330 МВ·А при напряжении ±150 кВ с использованием прижимных IGBT.

Крупная ПЭПТ на основе источника напряжения может содержать до 6000 прижимных IGBT с соответствующими драйверами и делительными цепями для обеспечения равномерного распределения напряжения.

Преимущества энергосистем постоянного и переменного тока на основе инвертора напря-

<sup>1</sup> Материалы подготовлены с согласия компании ABB Switzerland Ltd Semiconductors.

жения заключаются в гибкости управления электроэнергией:

- независимое управление активной и реактивной энергией;
- простой интерфейс;
- компактные фильтры;
- длительное регулирование переменного напряжения;
- отсутствие ограничений;
- эксплуатация в слабых сетях;
- отсутствие коммутационных повреждений;
- отсутствие ограничений по вводам;
- нет необходимости изменения полярности для реверсирования энергии;
- регулируемая частота;
- высокая плотность подземных кабельных линий благодаря униполярности.

На рис. 1, а и б показаны стандартные фазные плечи, используемые в различных системах (табл. 1).

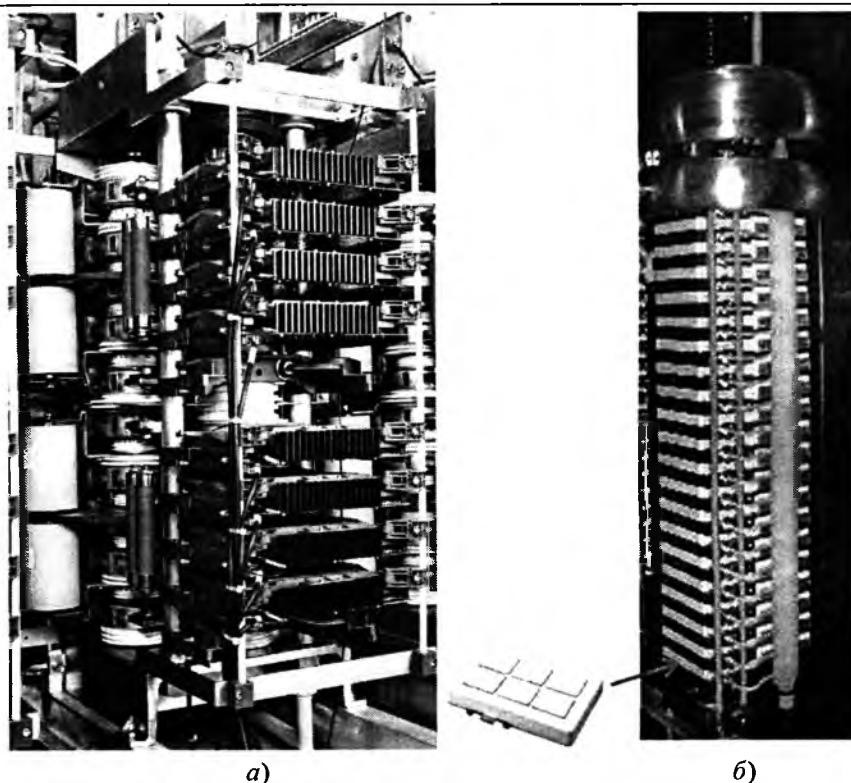


Рис.1. Стандартное фазное плечо на IGCT для вставки постоянного тока (а) и стандартный ключ на IGBT для ПЭПТ на основе инвертора напряжения и СТАТКОМ (б)

Таблица 1

#### Основные сферы применения устройств управления электроэнергией

Стандартная ПЭПТ	Передача электроэнергии постоянного тока на длинные расстояния высоким напряжением (500 кВ). Направление передачи определяется полярностью. Для коммутации требуется генерация переменного тока на обоих концах линии
ПЭПТ на основе инвертора напряжения	Короткая линия ПЭПТ (150 кВ) с инвертором напряжения. Направление передачи определяется направлением тока для инверторов напряжения на обоих концах линии. Наличие собственной коммутации не требует переменного напряжения на концах линии, т.е. идеальна для питания удалённых потребителей, таких как малые города или острова
СТАТКОМ (статический компенсатор)	Корректировка коэффициента мощности благодаря возможности управления вектором реактивной энергии с минимальным количеством ёмкостей, стабилизация напряжения и симметрирование нагрузки
УКПЭ (унифицированный контроллер потока энергии)	Преобразовательная система, управляющая потоками энергии, напряжением и коэффициентом мощности для обеспечения оптимальной стабильной работы существующих линий
ДВН (динамический восстановитель напряжения)	Мгновенное реагирование на провалы напряжения линии и компенсация недостатка напряжения посредством накопителей энергии
Коммутатор	Переключение нагрузки на альтернативные линии
Прерыватель	Прерывание аварийной работы
Вставка постоянного тока	Обмен энергии между асинхронными трёхфазными и/или однофазными системами
Регулятор скорости	Возбуждение синхронных мотор-генераторов для регулирования скорости
РИЭ (распределённые источники энергии)	Небольшие турбогенераторы, работающие на высоких или регулируемых оборотах. Ветряные, волновые или солнечные станции (ВИЭ – возобновляемые источники энергии)
Накопители энергии	Кратковременные (до 1 ч) на батареях, маховиках, элементах магнитной сверхпроводимости и т.д.
Активный фильтр	Компенсация гармонических искажений

## Полупроводниковые приборы

Силовые тиристоры широко применяются сегодня в схемах линейной коммутации, но их неспособность к выключению до момента естественной коммутации становится причиной гармонических искажений, слабой управляемости и невысокого коэффициента мощности. Однако тиристор, являясь старейшим полупроводниковым прибором в сфере передачи и распределения энергии, до сих пор остаётся наиболее используемым прибором. В Европе созданы приборы на 8,5 кВ на кремниевой пластине 5", в Японии разработаны приборы на 12 кВ на пластине 6".

В промышленных приводах традиционно использовались мосты с естественной коммутацией и двигатели постоянного тока, однако альтернативой такому управлению стал инвертор, способный регулировать напряжение, частоту, коэффициент мощности и гармонический состав. Это предопределило замену тиристорных мостов полностью управляемыми мостами. Четырёхквадрантный привод постоянного тока с 12 тиристорами может быть заменён двумя инверторами, соединёнными по стороне постоянного тока с 12 ключами и управлением асинхронным двигателем (рис.2).

Схема, представленная на рис.2, является "кирпичиком" в построении сложных систем ПРЭ, поскольку и сама эта схема, и её отдельные части удовлетворяют почти всем пунктам табл.1.

Для случаев реверсивной линейной коммутации этот режим работы полупроводниковых преобразователей был оптимизирован АВВ созданием симметричных тиристоров – приборов с двумя антипараллельными тиристорными структурами. Это позволило уменьшить вдвое число полупроводниковых приборов в сборке переменного тока.

В целом необходимо отметить, что рынок тиристоров прекратил свой рост и, несмотря на его внушительный объём – порядка 150 млн. долларов, нет каких-либо предпосылок к его стремительному развитию. Диоды, несмотря на фундаментальную значимость для качества преобразовательных систем, остаются "помощниками" управляемых приборов. Поэтому как бы то ни было, перспектива за управляемыми приборами и главными вопросами развития и исследований, в первую очередь, являются стоимость и характеристики для электротяги, промышленности, а также ПРЭ.

## Отличительные черты конструкции

Современные высоковольтные полностью управляемые приборы представлены GTO, IGBT и IGCT до 6,5 кВ. GTO и IGCT выпускаются исключительно в прижимном исполнении, в то время как IGBT существуют как прижимные, так и модульного типа. Прижимные приборы, в основном, используются для последовательного соединения благодаря легкости обеспечения электрического и механического соединений в сборке, а также их свойству продолжать проводить ток при выходе из строя. Это очень существенно для тех систем, где требуется резервирование. Прижимные IGBT в настоящее время предпочтительнее IGCT в высоковольтных преобразователях из-за пониженных требований к параметрам тока затвора, что позволяет упростить конструкцию автономного источника питания. Сейчас используются две мультичиповые прижимные технологии: чипы жёстко соединены посредством общих прижимных полюсов (рис.3) и индивидуальное пружинное соединение чипов (рис.4).

На рис.4 представлена прижимная технология АВВ. Хотя такая технология несколько сложнее, чем представленная на рис.3, тем

не менее, она гарантирует равномерное давление на все чипы для длинных сборок, включающих до 20 приборов последовательно. Механические погрешности сборки (корпусов и охладителей) таким образом компенсируются, обеспечивая повышение

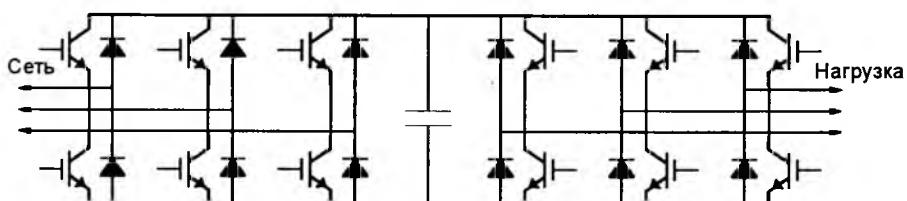


Рис.2. Инвертор напряжения на IGBT

Таблица 2

## Трёхуровневый инвертор напряжения

Номинальное среднее напряжение звена постоянного тока, кВ	Номинальное напряжение звена постоянного тока при 33% перенапряжении, кВ	Максимальное напряжение звена постоянного тока при 33% перенапряжении, кВ	Требуемый уровень повторяющегося запирающего напряжения (запас 40%), кВ	Класс напряжения, кВ
Запас	15%	33%	40%	
2,3	1,9	2,2	3,0	3,3
3,3	2,7	3,1	4,3	4,5
4,16	3,4	3,9	5,5	5,5
6,0	4,9	5,6	7,9	8,0
6,6	5,4	6,2	8,7	9,0
6,9	5,6	6,5	9,1	10,0
7,2	5,9	6,8	9,5	10,0

Рис.3. Поперечный разрез классической мультичиповой прижимной технологии: каждый чип воспринимает усилие сжатия прибора, делённое на число чипов

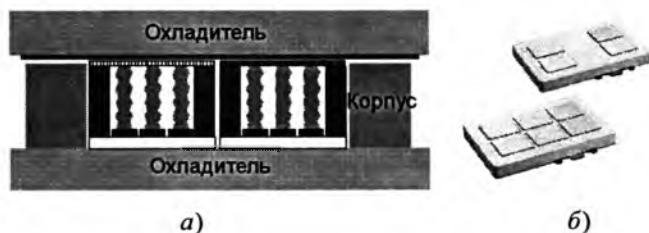


Рис.4. Прижимная мультичиповая технология АВВ с индивидуальными пружинными контактами: усилие на каждый чип определяется параметрами пружины (а) и прижимной IGBT производства АВВ с 4 и 6 подмодулями, которые содержат индивидуально подпружиненные чипы (б)

надёжности устройства. Эти приборы нашли применение в сфере высоких напряжений в устройствах передачи энергии постоянным током на основе инвертора напряжения ( $\pm 150$  кВ постоянного тока). В эксплуатации находится 25000 приборов в сборках до 20 приборов последовательно. Работа с максимальным напряжением обеспечивается соединением до 10 сборок последовательно.

Последние публикации говорят о возможности производства полностью управляемых полупроводников на напряжение выше 6,5 кВ и хотя сегодня приборы на 8 и 10 кВ демонстрируются только в лабораториях, за ними стоит серьезно мотивированный рынок. В табл.2 показаны требуемые уровни запирающего напряжения для различных условий и соответствующие классы напряжения приборов.

В системах с большим количеством последовательно соединённых приборов (таких как ПЭПТ) преимущества высоковольтных приборов заключаются в уменьшении числа полупроводников, снабберов, драйверов, стоимости сборок, а также расходов на транспортировку и обслуживание. В большинстве ПЭПТ на основе источника напряжения сегодня используются IGBT на 2,5 кВ, поэтому

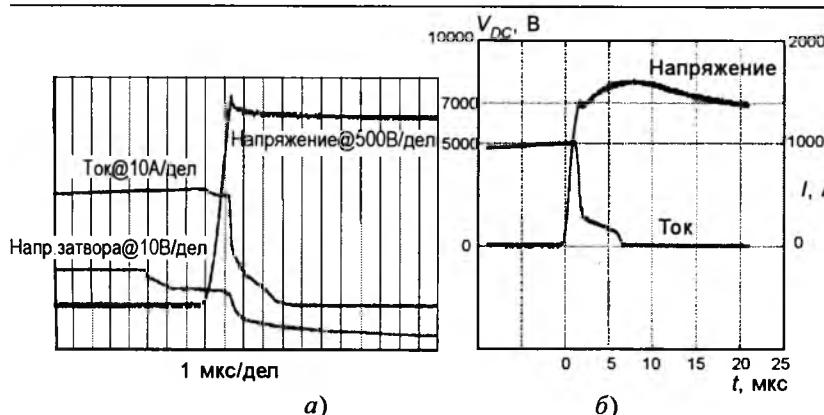
муж появление приборов на 8 и 10 кВ позволит снизить полностью управляемых полупроводников практически в 4 раза. Это, однако, может повлечь за собой компромиссные решения в других сферах, где наиболее уязвимым местом является, например, частота переключений.

## Экспериментальные приборы

Несмотря на то, что в электротяге GTO остаются еще достаточно востребованными, в промышленности, сфере передачи и распределения энергии, в основном, используются IGBT и IGCT благодаря более высоким частотам коммутаций и простому последовательному соединению. На рис.5,а представлены кривые выключения экспериментального IGBT на 8 кВ. а на рис.5,б – на 10 кВ, доказывающие потенциальную возможность снижения материоёмкости преобразовательных устройств в будущем.

## Заключение

Конец прошлого века обозначил революционный прорыв в развитии полностью управляемых полупроводников, направленный на удовлетворение мировых энергетических потребностей. В настоящее время в мировую энергосистему вкладываются существенные инвестиции, так как она уже не может базироваться на воздушных линиях и электромеханических системах. Несмотря на то, что рынок сферы электротяги традиционно лидировал с точки зрения и самих приборов и



**Рис.5. Выключение IGBT с чипом 8 кВ 17,5×17,5 мм (а) и GCT пластины 68 мм 10 кВ (б):**  
 а –  $V_{CC}=4200$  В;  $I_C=50$  А;  $V_{GE}=15$  В;  $R_G=100$  Ом;  $L_S=400$  нГн;  $E_{выкл}=0,28$  Дж (1,3 Дж/МВт); ОБР = 150 кВт/см<sup>2</sup>;  $V_{CES}=5,2$  В @ 35 А/см<sup>2</sup>;  $T_J=125^\circ\text{C}$ ;  $V_{лавины}=8,5$  кВ при  $25^\circ\text{C}$ ; б –  $V_{DC}=7000$  В;  $I_{TGQ}=1000$  А;  $L_S=400$  нГн;  $E_{выкл}=14,8$  Вт (2,1 Дж/МВт); ОБР > 260 кВт/см<sup>2</sup>;  $V_{TM}=4,4$  В @ 35 А/см<sup>2</sup>;  $T_J=85^\circ\text{C}$ ;  $V_{лавины}=10,2$  кВ при  $25^\circ\text{C}$

конструкции инверторов, в настоящее время промышленность и особенно сфера ПРЭ диктуют свои условия по эффективности, снижению стоимости и повышению качества. Это, несомненно, приведет к появлению общей технологической платформы для всех сфер применения полностью управляемых полупроводников.

**Кэрролл Эрик** – руководитель департамента маркетинговых исследований "ABB Switzerland Ltd. Semiconductors".

**Линдер Штефан** – вице-президент "ABB Switzerland Ltd. Semiconductors", руководитель департамента исследований и разработки.

**Блидберг Ингемар** – ведущий специалист "ABB Switzerland Ltd. Semiconductors".

**Чекмарёв Алексей** – ведущий специалист ЦПМК РУСТЭЛ.

## Автоматическое управление электропередачами постоянного тока на основе самоорганизующихся регуляторов с экстраполяцией

МИСРИХАНОВ М.Ш., СИТНИКОВ В.Ф.

Рассматривается автоматическое управление электропередачами постоянного тока. Описываются методы их регулирования в выпрямительном и инверторном режимах, способы регулирования, измерения и прогнозирования углов управляемых тиристоров. Предлагается использовать для прогнозирования угла погасания тиристоров алгоритм самоорганизующегося регулятора с экстраполяцией (СОРЭ).

Основными функциями электропередач и вставок постоянного тока (ППТ и ВПТ) при стандартном двухполюсном соединении двух систем переменного тока являются [1]: управление перетоком мощности между электроэнергетическими системами (ЭЭС) переменного тока; защита оборудования ППТ и ВПТ от воздействия токов/напряжений при повреждениях и КЗ; стабилизация систем переменного тока при любом режиме работы ППТ и ВПТ.

Automatic control of HVDC is examined. Are described the methods of regulation in the rectifying and inverter regimes, the ways of regulation, measurement and predicting the angles of thyristors. Is proposed to use for predicting the extinction angle of thyristors the algorithm of the self-organizing regulator with the extrapolation (SORE).

Обычно каждый полюс ППТ имеет свой автоматический локальный регулятор (АЛР) с управлением по сигналу от диспетчера через главный регулятор активной мощности. Помимо основных функций необходимо, чтобы АЛР ППТ выполняли следующие функции: 1) ограничение максимального постоянного тока (из-за ограниченной тепловой инерции тиристорных вентилей максимальное значение постоянного тока обычно ограничено значением 1,2 о.е.); 2) поддержание

Требования к АЛР ППТ

Таблица 1

Стационарные режимы	Динамические режимы
Ограничение формирования нехарактеристических гармоник	Ступенчатые изменения постоянного тока или мощности
Поддержание точности регулируемой переменной, т.е. постоянного тока и/или постоянного угла запирания	Переходные процессы при запуске или неисправности
Учёт изменений полного сопротивления системы переменного тока при изменении топологии сети	Реверсирование потока мощности
—	Изменение частоты присоединённой системы переменного тока (асинхронность)

максимума передаваемой мощности через ППТ и ВПТ (это позволяет уменьшить потери и оптимизировать характеристики вентилей и изоляционных материалов); 3) минимизация потребления реактивной мощности (преобразователи должны функционировать в режиме малых углов регулирования; при этом стандартный преобразователь потребляет 50–60% реактивной энергии, что составляет примерно 10% общих потерь мощности); 4) управление частотой отдельной присоединенной системы переменного тока; 5) увеличение запасов статической и динамической устойчивости ЭЭС.

В дополнение к приведенным функциям в АЛР ППТ должны учитываться требования, приведенные в табл. 1.

Двухполарное соединение ППТ с условно обозначенными выпрямителем и инвертором показано на рис. 1. ППТ здесь представлена схемой замещения с индуктивностью  $L$  и сопротивлением  $R$ .

Согласно закону Ома ток передачи

$$I_d = \frac{U_{dr} - U_{di}}{R},$$

где  $U_{dr}$  – постоянная составляющая напряжения выпрямителя;  $U_{di}$  – постоянная составляющая напряжения инвертора;  $R$  – общее сопротивление линии постоянного тока и линейных регуляторов.

При этом поток мощности на отправном конце передачи

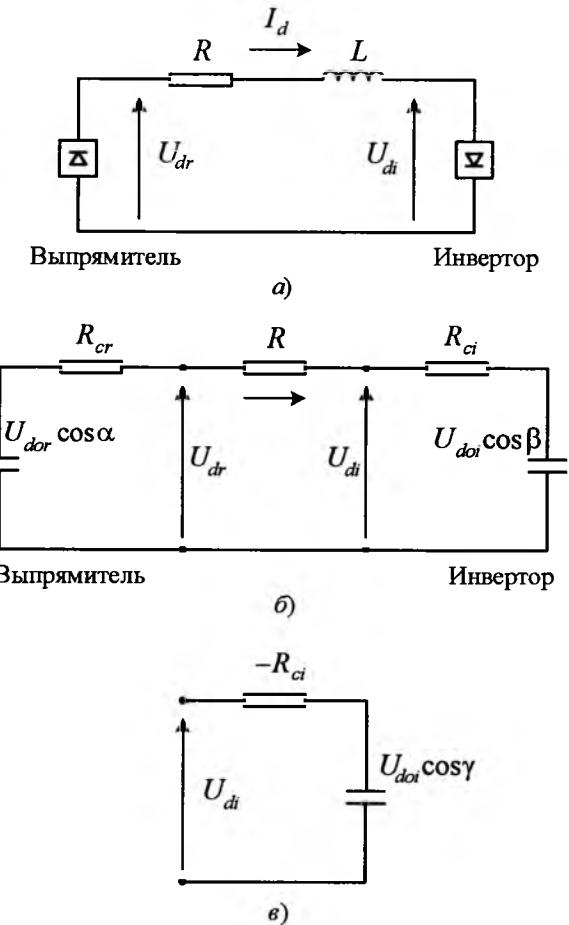


Рис.1. Схемы замещения:

а – ППТ при двухполарном соединении; б – соединение с инвертором в режиме управления  $\beta$ ; в – соединение с инвертором в режиме управления  $\gamma$

$$P_d = \frac{U_{dr}(U_{dr} - U_{di})}{R} = U_{dr}I_d.$$

В случае использования преобразователя тока (ПТ) внешняя характеристика  $U_{dr}(I_d)$  для выпрямителя описывается выражением с углом задержки  $\alpha$ :

$$U_{dr} = U_{dor} \cos \alpha - R_{cr} I_d, \quad (1)$$

где

$R_{cr} = \frac{3}{\pi} \omega L_{cr}$  – эквивалентное сопротивление схемы коммутации.

Для инверторного режима при управлении углом запирания  $\beta$

$$U_{di} = U_{dir} \cos \beta - R_{ii} I_d, \quad (2)$$

а при управлении углом погасания  $\gamma$

$$U_{di} = U_{dir} \cos \gamma - R_{ii} I_d. \quad (3)$$

На основе уравнений, описывающих  $U_{dr}$  и  $U_{di}$  в случае ПТ, можно записать уравнения для тока  $I_d$  в зависимости от выбора режима

Таблица 2

## Выбор стратегии управления для двухполлярного соединения

Базовая стратегия управления для двухполюсного соединения			
Условие	Желаемые характеристики	Причина	Реализация управления
1	Ограничение максимума $I_d$	Для защиты вентилей	Управление по стабилизированному току в выпрямителе
2	Достижение максимума $U_d$	Для уменьшения потерь на передачу мощности	Управление по стабилизированному напряжению в инверторе
3	Уменьшение количества нарушений коммутаций	Для увеличения устойчивости	Управление минимальным углом запирания в инверторе
4	Уменьшение потребления реактивной мощности в преобразователях	Для управления напряжением и по экономическим соображениям	Использование минимальных углов регулирования

управления инвертора:

$$I_d = \frac{U_{dor} \cos \alpha - U_{doi} \cos \beta}{R + R_{cr} + R_{ci}} \quad (4)$$

или

$$I_d = \frac{U_{dor} \cos \alpha - U_{doi} \cos \gamma}{R + R_{cr} + R_{ci}}. \quad (5)$$

Уравнения (4), (5) представляются схемами замещения на рис. 1, б, в.

Изменения тока  $I_d$  могут быть вызваны:

1. Изменением угла  $\alpha$  в выпрямителе. При электронном управлении это происходит достаточно быстро (примерно 8–10 мс).
  2. Изменением углов  $\beta$  или  $\gamma$  в инверторе (в пределах миллисекунд).
  3. Изменением напряжения со стороны переменного тока на выпрямителе с помощью регулятора преобразователя тока (происходит достаточно медленно в течение несколько сотен секунд).
  4. Изменением напряжения со стороны переменного тока на инверторе с помощью регулятора преобразователя тока (происходит достаточно медленно, в течение нескольких сотен секунд).

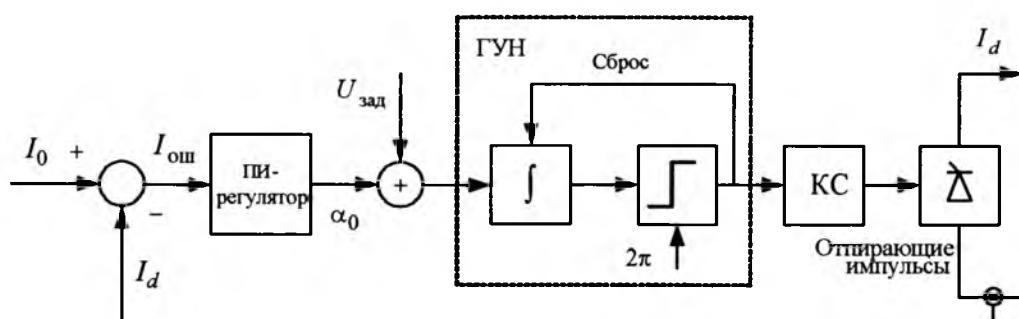
Правильный выбор стратегии управления определяет быструю и устойчивую работу ППТ с минимальными формированием гармоник, потреблением реактивной мощности и потерей на передачу мощности.

Выбор стратегии управления для традиционного двухполярного соединения ППТ осуществляется на основе условий, приведённых в табл.2 [3, 4].

Условие 1 подразумевает использование выпрямителя в режиме управления со стабилизацией тока, а условие 3 – инвертора в режиме управления при стабилизации угла запирания. Другие режимы управления могут быть использованы в целях повышения передаваемой мощности в зависимости от решаемых задач.

Структурная схема типового АЛР, используемого в выпрямителе ППТ, показана на рис.2. Здесь ток  $I_d$  сравнивается с контрольным значением уставки  $I_0$ . Сигнал рас согласования  $I_{\text{оп}}^+$  поступает на ПИ-регулятор

$$K(p) = K_p + \frac{K_i}{p}.$$

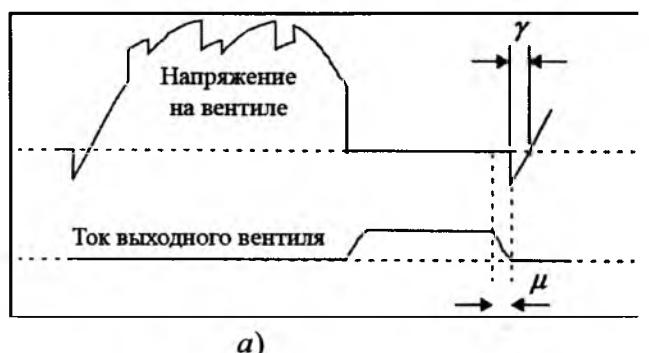


**Рис.2. Регулирование тока на выпрямителе**

$\alpha_0 = 0$  частота генератора равна  $f_{\text{ном}} = \omega/2\pi$  и устанавливается сигналом  $U_{\text{зад}}$ , пропорциональным измеренной частоте тока в системе  $f$ . Таким способом могут быть скомпенсированы любые медленные изменения частоты.

Суммарный сигнал  $\alpha_0$  и  $U_{\text{зад}}$  поступает на вход ГУН, состоящего из обнуляемого интегратора и компаратора. Коэффициент усиления интегратора выбирается равным  $720\pi$ . Выходом компаратора является последовательность импульсов частотой  $f_{\text{ном}}$ . Из этой последовательности с помощью кольцевого счётчика (КС) формируются индивидуальные управляющие импульсы для 6-, 12-, 24- или 48-пульсного преобразователя.

Несмотря на инвариантность частоты ГУН по отношению к частоте системы перемен-



a)



б)

Рис.3. Измерение  $\gamma$ :

a – диаграммы напряжения на вентиле и тока вентиля; б – диаграммы управляющего напряжения

Рис.4. Прогнозирование  $\gamma$ 

ного тока, её значение можно регулировать в пределах  $f_c = f_0 \pm \Delta f$ , где  $\Delta f = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$  (как правило,  $f_{\text{max}} = 1,2f_0$ ,  $f_{\text{min}} = 0,8f_0$ ).

Механизм регулирования частоты ГУН заключается в следующем. Отрицательная обратная связь в контуре управления по рассогласованию сигналов тока  $I_{\text{ош}}$  обеспечивает возможность синхронизации независимой частоты ГУН с частотой системы переменного тока. Любое отклонение рассогласования от нуля "ускоряет" или "замедляет" ГУН для поддержания синхронности с частотой системы  $f$ . В случае инвертора отрицательная обратная связь, использующая сигнал постоянного угла запирания, также обеспечивает синхронизацию ГУН с частотой системы  $f$ .

Одной из ключевых проблем в ППТ является проблема регулирования угла  $\gamma$ . Обычно здесь применяется методика, аналогичная методике регулирования тока выпрямителя. Однако данный подход осложняется необходимостью расчёта угла  $\gamma$ , вычисляемого как время отрицательного значения напряжения на вентиле. Так как прямое измерение напряжения на вентиле с практической или экономической точки зрения невозможно, применяются альтернативные или косвенные методы измерения или прогнозирования  $\gamma$ . Более того, поскольку в преобразователе применяется 6 (12, 24 или 48) вентилям необходимо выбирать минимальное значение  $\gamma$ . Различные подходы к определению  $\gamma$  описаны в [1, 3]. Рассмотрим два из них.

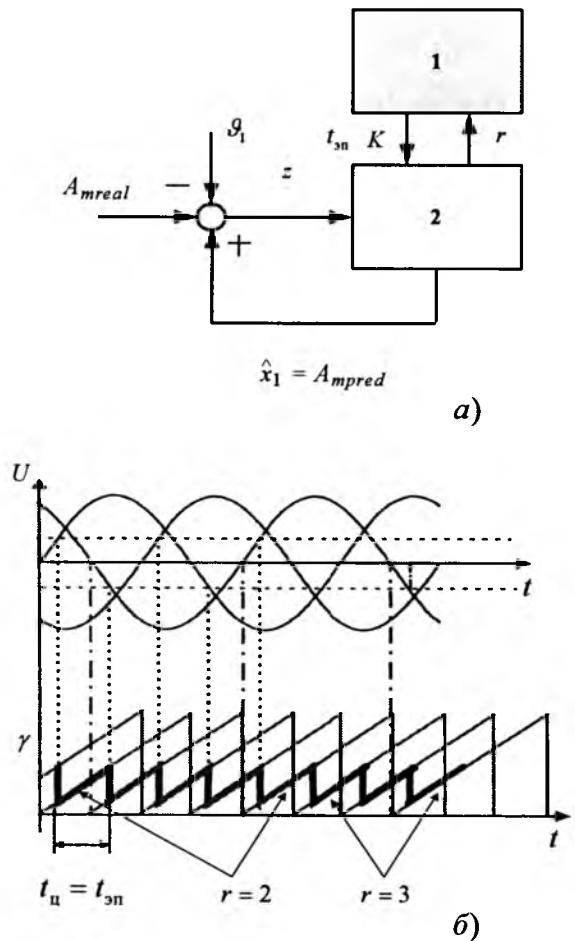


Рис.5. СОРЭ:

а – структурная схема (1 – модуль оперативной памяти обобщённого наблюдателя; 2 – модуль циклического обобщённого наблюдателя); б – временные диаграммы при прогнозировании угла  $\gamma$

**Измерение  $\gamma$ .** В данном методе для вычисления значения угла коммутации  $\mu$  определяются момент открытия и нулевое значение тока выходного вентиля (рис.3). Конечное значение угла  $\gamma$  определяется как пересечение прямой возрастания напряжения с нулевым значением. Отсюда может быть вычислено значение угла  $\beta$  как сумма  $\beta = \mu + \gamma$ .

**Прогнозирование  $\gamma$ .** В данном методе осуществляется прогнозирование области остаточного коммутационного напряжения после коммутации. Для успешной коммутации в дальнейшем значение остаточного напряжения поддерживается больше некоторого минимального заданного порога. Для повышения точности прогнозирования используется контур обратной связи по рассогласованию.

Прогнозирующее устройство непрерывно вычисляет (с помощью треугольной аппрок-

симации) значение остаточного напряжения. Так как прогнозирующее устройство является общим для всех вентилей, то, например, в 6-пульсном преобразователе оно функционирует в течение  $60^\circ$  для каждого отдельного вентиля. На рис.4 показан график коммутационного напряжения  $U_{sr}$  на вентиле моста преобразователя.

В момент времени  $t_1$  происходит открытие вентиля, и специальная схема переключения подает сигнал  $U_{sr}$  на схему прогнозирующего устройства. Если открытие вентиля должно было произойти в момент времени  $t_2$ , область остаточного напряжения после коммутации вычисляется следующим образом:

$$A_m(t_2) = \int_{t-t_2}^{T/2} U_{sr} \sin \omega dt - kI_d. \quad (6)$$

Член  $kI_d$  в уравнении (6) обеспечивает пропорциональную зависимость  $A_m$  от постоянного тока  $I_d$ . Как отмечено выше, интегральный член уравнения может быть аппроксимирован треугольниками:

$$A_p(t_2) = \frac{U_{kn} t^*(t_2)}{2},$$

где  $t^*$  – расчётное время до следующего нулевого значения напряжения, вычисляемое как разность между измеренным значением  $T$  и временем  $t_n$ , т.е.  $t^* = T/2 - t_n$ .

Период времени  $t_n$  начинается с момента последнего пересечения нулевой отметки напряжения  $U_{sr}$  (как это показано на рис.5).

Величина  $t_n$  формируется в трёхфазном устройстве, в котором для каждого момента открытия выбирается активная фаза. Далее  $t_n$  поступает на вход прогнозирующего устройства.

Процесс прогнозирования описывается выражением

$$A_{mpred}(t) = U_{kn} t^*(t) - kI_d.$$

Аппроксимационный метод прогнозирования даёт хорошую точность при малых значениях постоянных токов с синусоидальным коммутационным напряжением. Однако при больших значениях тока и угла коммутации или при нелинейном искажении коммутационного напряжения, ошибка становится слишком большой, что обуславливает необходимость введения обратной связи. Для этого спрогнозированное значение  $\gamma$  хранится в

специальной схеме запоминания, а затем, на следующем цикле, из него вычитается действительное значение  $\gamma$ . Ошибка прогнозирования вычисляется как разность

$$\Delta A = A_{m\text{pred}}(t) - A_{m\text{real}},$$

где  $A_{m\text{real}}$  – действительная область.

После фильтрации  $\Delta A$  используется на следующем цикле  $k$  в качестве сигнала коррекции контрольного значения. Таким образом, полное выражение для условия открытия выглядит следующим образом:

$$(A_{m\text{pred}})_k = A_{m\text{зад}} + (\Delta A)_{k-1}.$$

Процесс прогнозирования выполняется для каждой фазы отдельно. После определения значений для всех шести вентилей преобразователя выбирается минимальное значение. Это значение сравнивается с желаемым, и полученный сигнал ошибки поступает на ПИ-регулятор. Сигнал ошибки определения  $\gamma$  используется аналогично тому, как это делается в регуляторе тока выпрямителя при формировании управляющих импульсов.

Для прогнозирования угла погасания  $\gamma$  может быть применён подход на основе самоорганизующихся регуляторов с экстраполяцией (СОРЭ) [5–7].

В СОРЭ время функционирования разбивается на короткие циклы длительностью  $t_{\text{ц}}$ . Циклы, в свою очередь, разбиваются на шаги  $\Delta t_{\text{ш}}$ . Каждый цикл  $t_{\text{ц}}$  содержит целое число шагов  $\Delta t_{\text{ш}}$ . Внутри циклов отсчитывается относительное время  $\theta = k\Delta t_{\text{ш}}$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ . Длительность циклов и шагов может варьироваться в широком диапазоне.

Для сокращения обозначения функций дискретного относительного времени будем указывать для аргумента лишь номер  $k$ :  $\mathbf{x}(k\Delta t_{\text{ш}}) = \mathbf{x}[k]$ .

При прогнозировании угла  $\gamma$  в качестве прогнозатора используется рекуррентное соотношение

$$\mathbf{x}(k+1) = \Psi[k]\mathbf{x}[k], \quad (7)$$

где  $\mathbf{x}[k] = [A_m \mid \dot{A}_m \mid \dots \mid A_m^{(r-1)}]$  – вектор состояния модели угла  $\gamma$ ;

$$\Psi[k] = \begin{pmatrix} 1 & k\Delta t_{\text{ш}} & \frac{1}{2}(k\Delta t_{\text{ш}})^2 & \dots & \frac{1}{(r-1)!}(k\Delta t_{\text{ш}})^{r-1} \\ 0 & 1 & k\Delta t_{\text{ш}} & \dots & \frac{1}{(r-2)!}(k\Delta t_{\text{ш}})^{r-2} \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \frac{1}{(r-3)!}(k\Delta t_{\text{ш}})^{r-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

– фундаментальная матрица, представляющая модель в виде цепочки интеграторов. Степень  $r$  в полиномах (8) заранее неизвестна и определяется в процессе функционирования СОРЭ.

Математическая модель (7), (8) соответствует полиномиальной тейлоровской аппроксимации, которой в непрерывном случае соответствует модель в виде цепочки интеграторов, не охваченных обратными связями. Тейлоровская аппроксимация наиболее органично связана с циклическим обобщённым наблюдателем Калмана, имеющимся в составе СОРЭ. Этот обобщённый наблюдатель помимо циклического полиномиального тейлоровского фильтра Калмана содержит реляционную базу данных, блок априорного и апостериорного поиска порядка математической модели с наибольшей адекватностью (степень  $r$ ) и исполнительные модули обобщённого наблюдателя, которые также используют тейлоровскую аналитическую аппроксимацию.

Условия наблюдения процесса (7), (8) в СОРЭ имеют вид:

$$z[k] = c^T \mathbf{x}[k] + \vartheta[k], \quad c^T = (1 \mid 0 \mid 0 \mid \dots \mid 0), \quad (9)$$

где  $\vartheta[k]$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$  – ошибки измерения с дисперсией  $\sigma_\vartheta$ .

Структурная схема СОРЭ представлена на рис. 5, а.

В СОРЭ осуществляется:

1) одношаговое предсказание (экстраполяция)  $\hat{\mathbf{x}}$ :

$$\hat{\mathbf{x}}[k+1 \mid k] = \Psi[k]\hat{\mathbf{x}}[k]; \quad (10)$$

2) одношаговое предсказание ковариационной матрицы ошибок предсказания:

$$\Sigma[k+1 \mid k] = \Psi[k]\Sigma[k]\Psi^T[k]; \quad (11)$$

3) вычисление матричного коэффициента усиления:

$$K[k+1] = \frac{1}{\Sigma_{11}[k+1 | k] + \sigma^2} \begin{pmatrix} \Sigma_{11}[k+1 | k] \\ \vdots \\ \Sigma_{1r}[k+1 | k] \end{pmatrix}; \quad (12)$$

4) коррекция прогноза:

$$\begin{aligned} \hat{x}_1[k+1] &= \hat{x}_1[k+1 | k] + \\ &+ K[k+1](z[k+1] - \hat{x}_1[k+1 | k]); \\ \hat{x}_1[k+1 | k] &= c^T \hat{x}_1[k+1 | k]; \end{aligned} \quad (13)$$

5) коррекция ковариационной матрицы ошибок предсказания:

$$\begin{aligned} \Sigma[k+1] &= \Sigma[k+1 | k] - \\ &- K[k+1][\Sigma_{11}[k+1 | k] \dots \Sigma_{1r}[k+1 | k]]. \end{aligned} \quad (14)$$

Решения ковариационных уравнений (11), (12), (14) при  $r = 2, 3, \dots$  может табулироваться и храниться в виде унифицированной базы данных в модуле оперативной памяти 1. Там же может храниться база данных лучших времен цикла  $t_u$  и экстраполяции  $t_{\text{еп}}$ , которые в общем случае не совпадают со значением  $t_u$ .

В конце каждого цикла оценка угла  $\gamma$  экстраполируется в блоке 2 для всех  $r = 2, 3, \dots$  по формуле

$$\hat{x}_1[k] = \hat{x}_1[k] + \hat{x}_2[k]t_{\text{еп}} + \dots + \frac{1}{(r-1)!}\hat{x}_r[k]t_{\text{еп}}^{r-1}. \quad (15)$$

При этом, по правилам, описанным в [6], на следующем цикле осуществляется поиск наилучшей степени  $r$  в смысле наилучшего приближения (15) к контролируемому процессу.

Качественный вид временных диаграмм СОРЭ при прогнозировании угла  $\gamma$  приведён на рис. 5, б. Здесь также показан процесс выбора порядка математической модели с наибольшей адекватностью (степень  $r$ ).

Математическое моделирование работы АЛР ППТ с прогнозированием угла погасания  $\gamma$  на основе самоорганизующихся регуляторов с экстраполяцией (СОРЭ) в среде Simulink программного комплекса Matlab фирмы "Math Works" показал, что такая САУ ППТ имеет большие преимущества по сравнению с другими АЛР ППТ [1, 3] по части выполнения требований приведенных в табл. 2.

## Выводы

1. Задача автоматического управления ППТ имеет важное значение для обеспече-

ния надёжности функционирования энергосистемы в целом. Правильный выбор стратегии управления определяет быструю и устойчивую работу ППТ с минимальным формированием гармоник, потреблением реактивной мощности и потерей на передачу мощности.

2. Одной из ключевых проблем в ППТ является регулирование угла погасания. Применяется методика, аналогичная методике регулирования тока выпрямителя. Данный подход осложняется необходимостью расчёта угла погасания, вычисляемого как время отрицательного значения напряжения на вентиле.

3. Поскольку прямое измерение напряжения на вентиле с практической или экономической точки зрения невозможно, применяются различные методы измерения или прогнозирования угла погасания. Использование алгоритма СОРЭ в задаче прогнозирования этого угла позволяет достаточно эффективно конструировать на основе СОРЭ оптимальные регуляторы ППТ. Это обосновано тем, что в СОРЭ используются принципы построения систем управления с привлечением оптимизации и элементов искусственного интеллекта (базы моделей, правила принятия решений выбора моделей).

## Список литературы

- Ивакин В.Н., Сысоева Н.Г., Худяков В.В. Электропередачи и вставки постоянного тока и статические тиристорные компенсаторы. М.: Энергоатомиздат, 1993.
- Sood V. K., Khatri V., Jin H. Performance assessment using EMTP of two GFUs for HVDC converters operating with weak ac systems // Int. Conf. on Power System Transients, Sept. 3-7 1995, Technical University of Lisbon, Portugal. P. 517–522.
- Sood V.K. HVDC and FACTS Controllers: Applications of Static Converters in Power Systems. Springer, 2004.
- Jotten R. Control of HVDC Systems – The State of the art. Part 1: Two Terminal Systems // CIGRE SC 14-10, Aug. 30 – Sept. 7, 1978.
- Красовский А.А., Мириханов М.Ш. Самоорганизующиеся регуляторы с экстраполяцией для электроэнергетических объектов, история и перспективы // Автоматика и телемеханика. 2006. № 5. С. 48–53.
- Красовский А.А. Избранные труды: Самые ранние – самые новые. М.: Наука, 2003 .
- Мириханов М.Ш. Фундаментальные теоретические и прикладные работы акад. Красовского – основа для форсированного возрождения энергетики при отечественном инвестировании // Автоматика и телемеханика. 2001. № 7. С. 158–177.

# **Модальный синтез регуляторов энергосистемы на основе устройств FACTS**

МИСРИХАНОВ М.Ш., СИТНИКОВ В.Ф., ШАРОВ Ю.В.

Рассмотрен метод модального синтеза управления энергосистемой с устройствами FACTS с целью демпфирования колебаний перетоков мощности. В методе используется преобразование уравнений линейной модели энергосистемы к диагональному виду. На основе этих преобразований строится матрица связности и формируются уравнения синтеза передаточной функции регулятора энергосистемы на основе устройства FACTS, который обеспечивает требуемую степень демпфирования колебаний перетоков мощности.

Современные электроэнергетические системы (ЭЭС) являются сложными динамическими системами с глубокими взаимными связями. Для решения задач управления и защиты в современных ЭЭС широко используются микроэлектроника, компьютеры и высокоскоростные каналы связи. Однако быстродействие силовых управляющих схем в современных ЭЭС ограничено инерционностью механических переключателей. Бурное развитие силовой электроники привело к созданию быстродействующих тиристорно-управляемых устройств, а на их основе – технологии управляемых (гибких) электроперехода переменного тока или Flexible AC Transmission Systems (FACTS) [1–5].

Основная задача технологии FACTS заключается в обеспечении научно-технического прорыва в электроэнергетике с целью улучшения управления потоками мощности в сети как в установившихся, так и в переходных режимах ЭЭС. Технология FACTS открывает новые возможности для управления потоками мощности. Эти возможности возникают благодаря способности исполнительных устройств технологии FACTS управлять взаимосвязанными параметрами, определяющими функционирование электропередач, включая реактивное сопротивление, ток, напряжение, углы фазовых сдвигов в узлах сети, затухание колебаний на различных частотах и т.д. Устройства FACTS способны обеспечивать пропускную способность линий электропередач вплоть до допустимого теплового предела.

A method of modality synthesis of power systems regulators using components of FACTS is presented in this paper. The main function of these regulators is damping of power flow's oscillations. The method based on linear matrix model of power system's elements connecting with State-Space variables. It give possibility to get the transfer functions of power system's components.

Наиболее перспективными считаются следующие три типа устройств FACTS: тиристорно-управляемое устройство продольной компенсации (ТУПК), устройство поперечной компенсации СТАТКОМ, объединённый регулятор потока мощности (ОРПМ).

В данной статье рассматривается метод модального синтеза управления ЭЭС с устройствами FACTS с целью демпфирования колебаний перетоков мощности.

Одними из первых отечественных работ, посвящённых применению методов модального синтеза в электроэнергетике, являются [6, 7]. Следует отметить, что далеко не полный список методов синтеза, которые относятся к модальным, выглядит следующим образом: метод Басса и Гура (1966), метод Акерманна<sup>1</sup> (1970), метод Мейна и Мардоха (1970), метод Маки и ван де Вейта (1974), метод Барнетта (1975), метод Гоуришанкара и Ремера (1976), метод Мура (1976), метод Клейна и Мура (1977, 1982), метод Портера и Д'Аццо (1978), метод Уонема (1979), метод Мунро (1979), метод Флемма (1980), метод Варги (1981), метод Феми и О'Рейли (1982), метод Каутского, Никольса и Ван Дурена<sup>2</sup> (1985).

В модальном методе (*методе вычетов*), который используется в настоящей работе, применяется преобразование уравнений линейной

<sup>1</sup> Реализован в среде MATLAB в виде функции acker.

<sup>2</sup> Реализован в среде MATLAB в виде функции place.

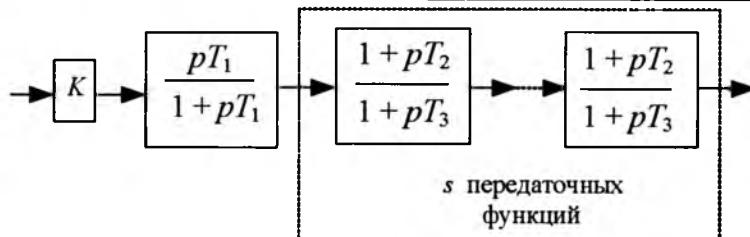


Рис.1. Структурная схема РДКМ на основе устройства FACTS

модели ЭЭС к диагональному виду. На основе этих преобразований строится матрица связности, определяющая взаимосвязь переменных состояния и мод колебаний и характеризующая чувствительность собственных значений матрицы состояния энергосистемы к изменениям диагональных элементов матрицы состояний (вычеты передаточной функции). Далее формируются уравнения синтеза передаточной функции регулятора энергосистемы на основе устройства FACTS, который обеспечивает требуемую степень демпфирования колебаний перетоков мощности.

В регуляторе демпфирования колебаний мощности или сокращённо РДКМ входными сигналами являются локальные сигналы в виде активной мощности и напряжения на линии в месте подключения устройства FACTS. Выходом РДКМ является сигнал компенсации. Общепринятая структура такого регулятора показана на рис.1.

Рассмотрим подход к синтезу РДКМ, основанный на линейном описании математической модели ЭЭС.

По современным представлениям в общем случае в ЭЭС могут использоваться два типа регуляторов, непосредственно управляющих демпфированием колебаний перетоков мощности: приставки к АРВ и РДКМ. Приставка к АРВ воздействует на колебания мощности через систему возбуждения генератора (посредством дополнительных сигналов управления, подаваемых на автоматические регуляторы возбуждения – АРВ). Основная цель приставки к АРВ заключается в улучшении демпфирования электромеханических колебаний посредством формирования дополнительной к АРВ составляющей электрического момента пропорционального изменению скорости вращения турбины. Как правило, приставки к АРВ предназначены для демп-

фирования локальных электромеханических колебаний. Однако в больших энергосистемах в силу упомянутой локальности действия такие стабилизаторы могут не справиться с демпфированием межсистемных колебаний. В этом случае использование технологии FACTS позволяет эффективно управлять демпфированием как локальных, так и межсистемных колебаний.

Линеаризация в окрестности рабочей точки нелинейной математической модели ЭЭС, включающей АРВ, приставки к ним и устройства FACTS, даёт следующие линейные дифференциальные уравнения [8, 9]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{v}(t); \quad \mathbf{y}(t) = C\mathbf{x}(t), \quad (1)$$

где  $\mathbf{x}$  – вектор состояния размерности, равной числу  $n$  переменных состояний ЭЭС;  $\mathbf{y}$  – выходной вектор размерности  $m$ ;  $\mathbf{v}$  – входной вектор размерности  $r$ .

Применяя преобразование Лапласа к уравнениям (1) и выполняя соответствующие расчёты, можно получить передаточную матрицу, связывающую вектор входных  $\mathbf{v}$  и вектор выходных  $\mathbf{y}$  сигналов ЭЭС,

$$W(p) = C(pE_n - A)^{-1}B. \quad (2)$$

Здесь символом  $E_n$  обозначена единичная матрица размера  $(n \times n)$ , а  $p$  – оператор Лапласа.

Известно, что уравнение  $\det(\lambda E_n - A) = 0$  является характеристическим уравнением для матрицы состояния энергосистемы  $A$  из (1), (2). Значения  $\lambda$ , удовлетворяющие этому уравнению, совпадают с собственными значениями матрицы  $A$ , определяющими собственные моды колебаний ЭЭС (1). В современных ЭЭС поддержание устойчивости колебаний является в большей степени проблемой, относящейся к эффективному демпфированию. Это относится к устойчивости мод колебаний следующих типов:

- локальные моды, которые определяются электромеханическими колебаниями на генерирующей станции относительно остальной части энергосистемы, термин локальные используется, так как эти колебания локализованы в пределах одной станции или в небольшой части ЭЭС;

- межсистемные моды определяются колебаниями множества синхронных машин в одной области ЭЭС; они вызваны двумя или бо-

лее группами тесно связанных синхронных машин, которые взаимодействуют с другими группами через относительно слабые соединения;

– моды регуляторов, которые определяются динамическими устройствами управления, недостаточно настроенные возбудители, регуляторы скоростей вращения, преобразователи постоянного тока высокого напряжения и статические компенсаторы реактивной мощности являются основными причинами неустойчивости этих мод;

– моды крутильных колебаний, которые вызываются врачающимися элементами системы валопроводов турбогенераторов; неустойчивость крутильных колебаний может быть вызвана взаимодействием органов управления возбуждением, регуляторов скоростей вращения, преобразователей постоянного тока высокого напряжения и батарей конденсаторов, линий электропередачи с последовательной компенсацией.

Известно, что числовая квадратная матрица  $A$  размера ( $n \times n$ ) имеет  $n$  собственных значений, составляющих множество<sup>3</sup> [10]

$$\text{eig}(A) = \{\lambda_i \in \mathbf{C} : \det(\lambda E_n - A) = 0, i = \overline{1, n}\}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{C}$  – множество комплексных чисел.

Комплексный вектор-столбец  $\mathbf{R}_i$  размерности ( $n \times 1$ ) называется правым собственным вектором матрицы  $A$ , соответствующим собственному значению  $\lambda_i$ . При этом

$$A\mathbf{R}_i = \lambda_i \mathbf{R}_i. \quad (4)$$

Комплексная вектор-строка  $\mathbf{L}_i$  размерности ( $1 \times n$ ), удовлетворяющая тождеству

$$\mathbf{L}_i A = \lambda_i \mathbf{L}_i. \quad (5)$$

называется левым собственным вектором, соответствующим собственному значению  $\lambda_i$ . С физической точки зрения правый собственный вектор характеризует каким образом каждая мода колебаний распределена среди состояний системы и обуславливает форму колебаний. Левый собственный вектор совместно с матрицей входных коэффициентов  $C$  из (1), (2) и возмущением на входах системы характеризует амплитуду моды частного решения во временной области.

Если у матрицы  $A$  алгебраическая кратность собственных значений совпадает с геометрической кратностью<sup>4</sup>, тогда  $R_i$  и  $L_i$  мож-

но сгруппировать в обратимые модальные матрицы

$$\mathbf{R} = (R_1 \ R_2 \ \dots \ R_n); \quad \mathbf{L} = (L_1^T \ L_2^T \ \dots \ L_n^T)^T. \quad (6)$$

При этом

$$\mathbf{R}^{-1} A \mathbf{R} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n); \quad \mathbf{R}^{-1} = \mathbf{L}. \quad (7)$$

Здесь  $\text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$  – диагональная матрица.

Важнейшей характеристикой ЭЭС (1) является чувствительность её собственных значений [6]. Она характеризует изменения собственных значений при малых вариациях элементов матрицы  $A$ . Чувствительность собственного значения  $\lambda_i$  к изменению  $k$ -го элемента  $A_{kj}$  матрицы состояния энергосистемы  $A$  определяется следующим образом:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial A_{kj}} = \mathbf{R}_{ji} \mathbf{L}_{ik} = \mathbf{L}_{ik} \mathbf{R}_{ji}. \quad (8)$$

Из частных производных (8) составляется матрица, которую можно назвать *матрицей связности*  $P$ . Матрица  $P$  является матрицей мер взаимосвязи переменных состояния и мод колебаний и характеризует чувствительность собственных значений к изменениям диагональных элементов матрицы состояний  $A$ :

$$\mathbf{P} = (P_1 \ P_2 \ \dots \ P_n), \quad (9)$$

для  $i = 1, \dots, n$  столбцы матрицы  $P$  имеют вид

$$P_i = \begin{pmatrix} P_{1i} \\ P_{2i} \\ \vdots \\ P_{ni} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{1i} R_{i1} \\ L_{2i} R_{i2} \\ \vdots \\ L_{ni} R_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \lambda_1}{\partial A_{ii}} & \frac{\partial \lambda_2}{\partial A_{ii}} & \dots & \frac{\partial \lambda_n}{\partial A_{ii}} \end{pmatrix}^T.$$

Здесь  $R_{ki}$  – элемент, соответствующий  $k$ -й строке и  $i$ -му столбцу модальной матрицы  $\mathbf{R}$  ( $i \leq n, k \leq n$ );  $L_{ik}$  – элемент, соответствующий  $i$ -й строке и  $k$ -му столбцу модальной матрицы  $\mathbf{L}$ ;  $P_{ik} = R_{ki} L_{ik}$  – степень связности, являющаяся мерой относительного влияния  $k$ -й переменной состояния на  $i$ -ю моду и наоборот.

Для изменения моды колебаний ЭЭС с помощью управления с обратной связью заданный входной сигнал должен возбудить наблюдаемую в выходном сигнале системы (1) моду. Мерой этих двух характеристик являются понятия управляемости и наблюдаемости, соответственно.

Введём понятия матриц модальной управляемости и наблюдаемости:

<sup>3</sup> eig от англ. eigenvalue (собственное значение).

<sup>4</sup> Матрица в этом случае называется простой.

$$\hat{B} = R^{-1}B; \quad \hat{C} = CR,$$

где  $\hat{B}$  – матрица модальной управляемости;

$\hat{C}$  – матрица модальной наблюдаемости.

Как видно, эти матрицы получаются в результате преобразования системы (1) с использованием модальной матрицы  $R$  (6). При этом модель ЭЭС (1) приводится (преобразуется с помощью подобного преобразования) к эквивалентной модели

$$\dot{\hat{x}}(t) = \begin{pmatrix} \lambda_1 & & 0 \\ & \lambda_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & \lambda_n \end{pmatrix} \hat{x}(t) + \hat{B}v(t); \quad y(t) = \hat{C}\hat{x}(t), \quad (10)$$

где  $\hat{x}(t) = R^{-1}x(t)$  – новый вектор состояния.

Представление (10) обладает тем преимуществом, что в явном виде показывает влияние входных сигналов на моды колебаний системы. При этом следует иметь ввиду, что в общем случае представление (10) из-за комплексности собственных значений  $\lambda_i$  оперирует с комплексными числами.

Для реализации управления выбранной модой колебаний с помощью обратной связи ЭЭС (1) должна быть как управляема по выбранному входу, так и наблюдаема по выбранному выходу.

Рассмотрим модель ЭЭС (1) для системы с одним входом и одним выходом

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + b v(t); \quad y(t) = c^T x(t). \quad (11)$$

Передаточная функция системы (11) может быть записана в виде

$$W(p) = \frac{y(p)}{v(p)} = c^T (pE_n - A)^{-1} b. \quad (12)$$

Известно, что передаточная функция  $W(p)$  (12) управляемой и наблюдаемой системы (11) может быть разложена на элементарные множители (факторизована) следующим образом [11]:

$$W(p) = K \frac{(p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_n)}{(p - \lambda_1)(p - \lambda_2) \dots (p - \lambda_n)} = \sum_{i=1}^n \frac{\text{res}_i W}{(p - \lambda_i)}, \quad (13)$$

где  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  – полюсы передаточной функции  $W(p)$  или собственные значения матрицы  $A$ ;  $K$  – коэффициент усиления;  $z_1, z_2, \dots, z_n$  – нули передаточной функции  $W(p)$  или, другими словами, решения элементарных уравнений;  $\text{res}_i W$  – вычет передаточной

функции  $W(p)$  для полюса  $\lambda_i$ . Вычет  $\text{res}_i W$  определяется с использованием правых и левых собственных векторов:

$$\text{res}_i W = c^T R_i L_i b. \quad (14)$$

Вычеты передаточной функции характеризуют чувствительность соответствующего полюса (собственного значения) к обратной связи. Они оказываются полезным инструментом при определении сигнала обратной связи, максимально влияющего на данную моду колебаний.

В общем случае управление демпфированием в ЭЭС осуществляется путём изменения мощности, передаваемой по электропередаче. При подходящей компенсации (управлении) демпфирующий момент пропорционален коэффициенту усиления устройства FACTS.

Так как устройства FACTS непосредственно входят в структуру электропередачи, предпочтительным (с технико-экономической точки зрения) является подход с использованием в регуляторах локальных сигналов (т.е. сигналов в точке подключения устройства FACTS). Для нахождения подходящей локальной обратной связи при синтезе РДКМ можно использовать метод вычетов. Этот метод является простым и легко реализуемым на практике.

Общая процедура синтеза РДКМ состоит из следующих шагов: 1) выбор подходящего сигнала обратной связи; 2) синтез регулятора методом вычетов; 3) проверка работоспособности регулятора в широком диапазоне режимов работы ЭЭС.

Пусть вычислена передаточная функция ЭЭС  $W(p)$  и  $T(p)$  – передаточная функция РДКМ, включённого в обратную связь. Предположим, что место подключения устройства FACTS в электропередачу определено и доступен локальный входной сигнал  $v(p)$ . Выходной сигнал  $y(p)$  может быть выбран на основе максимума вычета.

Как показано на рис.1, РДКМ включает в себя передаточные функции блока усиления, изодромного звена и набора  $s_\Phi$  фильтров, вносящих в зависимости от соотношения  $T_2, T_3$  опережение (форсирование) или запаздывание. В общем случае передаточная функция такого устройства FACTS

$$T(p) = K \frac{pT_1}{1 + pT_1} \left( \frac{1 + pT_2}{1 + pT_3} \right)^{s_\Phi} = KT(p), \quad (15)$$

где  $K$  – положительный коэффициент усиления;  $\hat{T}(p)$  – передаточная функция блока стабилизации;  $T_1$  – постоянная времени форсирования;  $T_2$  и  $T_3$  – постоянные времена опережения и запаздывания, соответственно.

Чувствительность собственных значений динамической системы, замкнутой обратной связью с регулятором, имеющим передаточную функцию  $T(p)$ , к коэффициенту усиления  $K$  определяется следующим образом. Рассмотрим в форме пространства состояний модель ЭЭС, замкнутую обратной связью. Будем считать, что передаточная функция РДКМ на основе устройства FACTS (15) имеет следующую реализацию в пространстве состояний:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = A_T \mathbf{X}(t) + \mathbf{b}_T V(t); \quad Y(t) = \mathbf{c}_T^T \mathbf{X}(t) + d_T V(t). \quad (16)$$

При этом

$$T(p) = \mathbf{c}_T^T \Omega_T(p) \mathbf{b}_T + d_T; \quad \Omega_T(p) = (pE_n - A_T)^{-1}. \quad (17)$$

В соответствии с выражениями (11) и (16) матрица состояний  $\tilde{A}$  замкнутой системы может быть записана в виде

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} A + \mathbf{b}_T \mathbf{d}_T \mathbf{c}_T^T & \mathbf{b}_T \mathbf{c}_T^T \\ \mathbf{b}_T \mathbf{c}_T^T & A_T \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Из формул (17) и (18) следует, что частная производная передаточной функции  $T(p)$  по коэффициенту усиления  $K$

$$\frac{\partial T(p)}{\partial K} = \frac{\partial \mathbf{c}_T^T}{\partial K} \Omega_T \mathbf{b}_T + \\ + \mathbf{c}_T^T \Omega_T(p) \left( \frac{\partial A_T}{\partial K} \Omega_T(p) \mathbf{b}_T + \frac{\partial \mathbf{b}_T}{\partial K} \right) + \frac{\partial d_T}{\partial K}; \quad (19)$$

$$\frac{\partial \tilde{A}}{\partial K} = \begin{pmatrix} \mathbf{b} \frac{\partial d_T}{\partial K} \mathbf{c}^T & \mathbf{b} \frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial K} \\ \frac{\partial \mathbf{b}^T}{\partial K} \mathbf{c}^T & \frac{\partial A_T}{\partial K} \end{pmatrix}. \quad (20)$$

Из (4), (5) и (18) можно получить формулы для собственных векторов ДК:

$$\mathbf{R}_T = \Omega_T(\lambda_i) \mathbf{b}_T \mathbf{c}^T \phi_i, \quad (21)$$

$$\mathbf{L}_T = \mathbf{L}_i \mathbf{b} \mathbf{c}^T \Omega_T(\lambda_i). \quad (22)$$

Поскольку выполняется равенство

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial K} = \mathbf{R}_i \frac{\partial A}{\partial K} \mathbf{L}_i, \quad (23)$$

подстановка (20)–(22) в (23) приводит к выражению

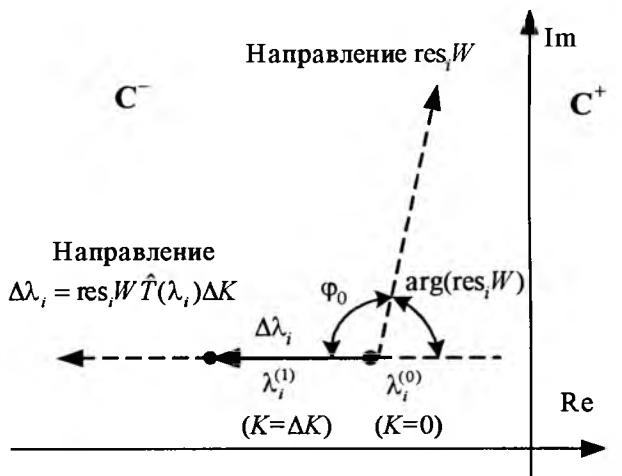


Рис.2. Сдвиг собственного значения при работе РДКМ

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial K} = \mathbf{L}_i \left( E_n - \mathbf{b} \mathbf{c}_T^T \Omega_T(\lambda_i) \right) \times \\ \times \begin{pmatrix} \mathbf{b} \frac{\partial d_T}{\partial K} \mathbf{c}^T & \mathbf{b} \frac{\partial \mathbf{c}^T}{\partial K} \\ \frac{\partial \mathbf{b}^T}{\partial K} \mathbf{c}^T & \frac{\partial A_T}{\partial K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_n \\ \Omega_T(\lambda_i) \mathbf{b}_T \mathbf{c}^T \end{pmatrix} \mathbf{R}_i. \quad (24)$$

Произведение (24) с учётом (19) при  $p = \lambda_i$  даёт формулу

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial K} = L_i \mathbf{b} \frac{\partial T(\lambda_i)}{\partial K} \mathbf{c}^T \mathbf{R}_i. \quad (25)$$

В соответствии с (14) выражение (25) можно записать с использованием вычёта (14)

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial K_p} = \text{res}_i W \frac{\partial T(\lambda_i)}{\partial K}, \quad (26)$$

где  $\text{res}_i W$  – вычет разомкнутого контура, соответствующий собственному значению  $\lambda_i$  матрицы  $A$  (здесь  $\lambda_i$  – характеризует моду, на которую должен влиять демпфирующий регулятор).

В результате имеем цепочку равенств

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial K} = \text{res}_i W \frac{\partial T(\lambda_i)}{\partial K} = \text{res}_i W \frac{\partial (K \hat{T}(\lambda_i))}{\partial K} = \text{res}_i W \hat{T}(\lambda_i). \quad (27)$$

Из формулы (27) следует, что малые изменения собственного значения  $\lambda_i$  могут быть аппроксимированы линейной зависимостью

$$\Delta \lambda_i = \text{res}_i W \hat{T}(\lambda_i) \Delta K. \quad (28)$$

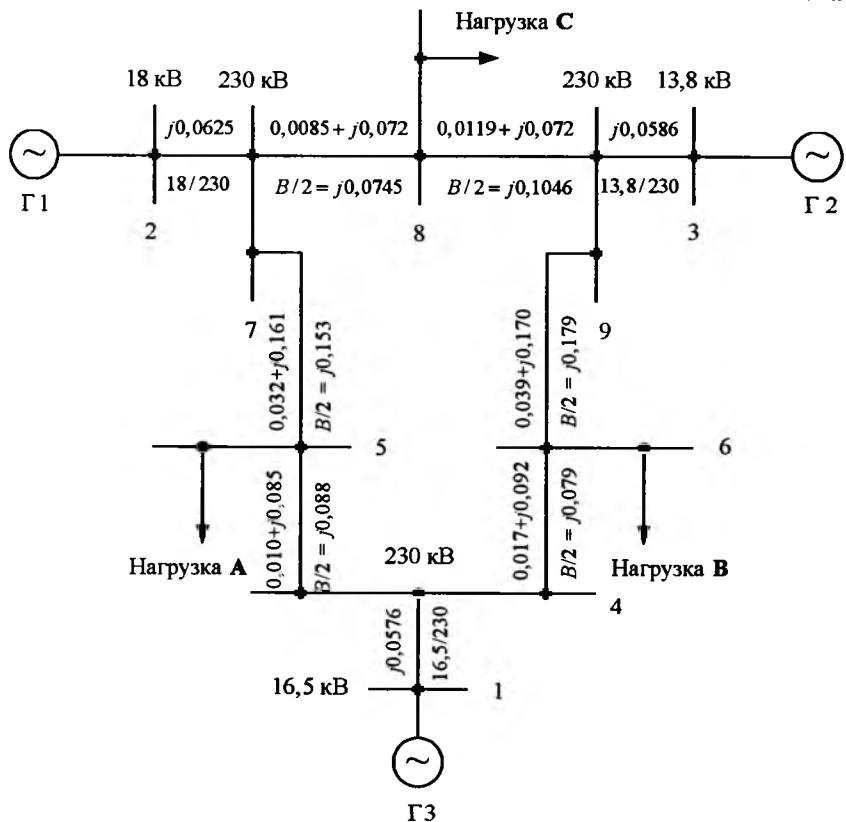


Рис.3. Схема замещения 9 узловой ЭЭС (все сопротивления отнесены к базовому значению мощности 100 МВ·А)

Поскольку РДКМ предназначен для улучшения степени демпфирования выбранной  $i$ -й моды колебаний,  $\Delta\lambda_i$ , должна иметь отрицательное вещественное значение для сдвига вещественной части собственного значения  $\lambda_i$  в сторону отрицательной полуплоскости  $C^-$  комплексной плоскости  $C$  без изменения частоты моды колебаний. На рис.2 показан процесс сдвига собственного значения  $\lambda_i$  при работе РДКМ.

Для формирования сигнала обратной связи в ЭЭС с устройствами FACTS можно использовать несколько локальных сигналов (активная мощность в линии и напряжение в точке подключения устройства FACTS). Из формулы (28) следует, что при одинаковом коэффициенте усиления обратной связи

большее значение вычета приводит к большему изменению соответствующей моды колебаний. Следовательно, наилучшим сигналом обратной связи для управления смещением собственного значения  $\lambda_i$  является сигнал, соответствующий максимальному значению вычета рассматриваемой моды колебаний.

После выбора сигнала обратной связи для управления смещением собственного значения необходимо определить коэффициенты опережения и задержки сигнала регулятора FACTS. Как показано на рис.2, угол  $\phi_0$  характеризует компенсационный угол, необходимый для смещения собственного значения. Данный угол формируется с помощью фильтра, параметры которого  $T_2$  и  $T_3$  могут быть определены на основе следующих уравнений:

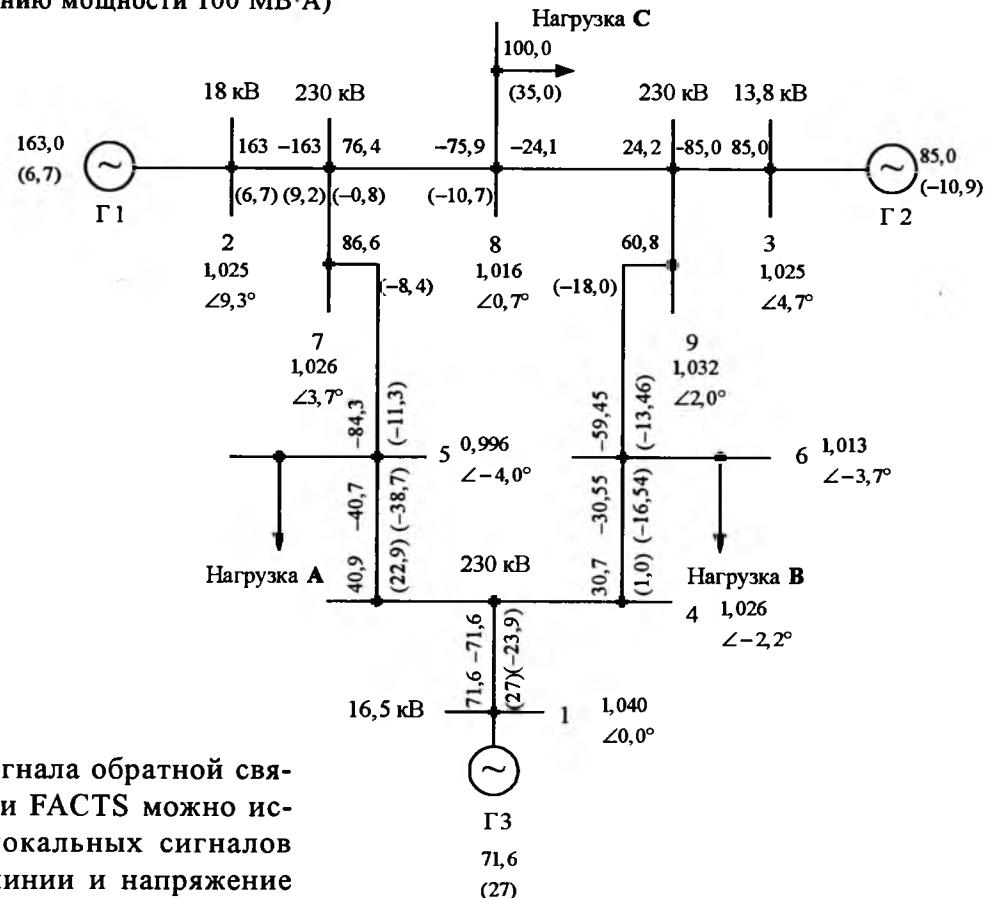


Рис.4. Потокораспределение в исходном режиме 9 узловой ЭЭС (все перетоки даны в мегаваттах и мегавольт-амперах).

## Параметры генераторов модели ЭЭС

Параметры	Г1*	Г2**	Г3**
Номинальная мощность $P_{\text{ном}}$ , МВ·А	247,5	192,0	128,0
Напряжение $U_{\text{ном}}$ , кВ	16,5	18,0	13,8
Частота вращения $n$ , об/мин	180	3600	3600
$x_d$ , о.е.	0,1460	0,8958	1,3125
$x'_d$ , о.е.	0,0608	0,1198	0,1813
$x_q$ , о.е.	0,0969	0,8645	1,2578
$x'_q$ , о.е.	0,0969	0,1969	0,25
$x_{\text{рас}}$ , о.е.	0,0336	0,0521	0,0742
$T_{\text{do}}$ , с	8,96	6,00	5,89
$T_{\phi 0}$ , с	0,00	0,535	0,600
Запасённая энергия при $f_{\text{ном}}$ , МВт·с	2364	640	301
$\cos\phi$	1,0	0,85	0,85
* Гидрогенератор			
** Турбогенератор			

$$\varphi_0 = 180^\circ - \arg(\text{res}_i W); \quad n_\phi = \frac{T_3}{T_2} = \frac{1 - \sin(\varphi_0/s_\phi)}{1 + \sin(\varphi_0/s_\phi)},$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_i \sqrt{n_\phi}}; \quad T_3 = n_\phi T_2.$$

Здесь  $\arg(\text{res}_i W)$  – фазный угол вычета  $\text{res}_i W$ ;  $\omega_i$  – частота исследуемой моды колебаний в рад/с;  $s_\phi$  – количество изодромных фильтров. Угол компенсации каждого фильтра должен лежать в пределах 30–50°.

При обеспечении подходящей компенсации эффективность регулятора FACTS пропорциональна его коэффициенту усиления  $K$ . Однако в силу многосвязности ЭЭС изменение  $K$  приводит к изменению всех мод колебаний. Поэтому для оптимизации процесса демпфирования всех мод наиболее подходящее значение  $K$ , как правило, определяется с помощью метода корневого годографа.

Как видно из рис.2, с увеличением  $K$  собственное значение смещается из начальной точки  $\lambda_i^{(0)}$  в точку  $\lambda_i^{(1)}$ , которой соответствует новый вычет, требующий в соответствии с (28) настройку параметров передаточной

функции РДКМ  $\hat{T}(p)$ . Однако на практике синтез РДКМ может быть осуществлен на основе собственных значений разомкнутого контура, так как обычно небольшое увеличение  $K$  приводит к незначительным изменениям угла вычета (см. формулу аппроксимации (28)).

В качестве примера рассмотрим синтез РДКМ на основе СТАТКОМ.

На рис.3 приведена схема 9-узловой модели трёхмашинной ЭЭС [9]. На рис.4 представлено потокораспределение в исходном режиме ЭЭС.

Параметры генераторов сведены в таблицу.

Вектор состояния линейной модели ЭЭС (1) имеет вид

$$\mathbf{x} = (s_1 \mid E'_{q,2} \mid E'_{d,2} \mid s_2 \mid E'_{q,3} \mid E'_{d,3} \mid s_3 \mid \delta_{12} \mid \delta_{13})^T,$$

где  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ ,  $s_3(t)$ , – скольжения синхронных генераторов Г1, Г2 и Г3;  $E'_{q,i}$ ,  $E'_{d,i}$  – продольные ЭДС генераторов Г2 и Г3;  $\delta_{12}(t)$ ,  $\delta_{13}(t)$  – разность фазных углов напряжений на шинах генераторов.

Собственные значения матрицы состояния  $A$  составляют множество чисел:

$$\text{eig}(A) = \{-0,0027 \pm 0,0346j; -0,0006 \pm 0,023j; -0,0002 \pm 0,0001j; -0,0166; -0,0104; -0,0005\}. \quad (29)$$

Как видно из (29), рассматриваемая модель ЭЭС является статически устойчивой.

Считается, что устройство FACTS (ОРПМ) присоединено к шине 8.

В результате проведённых расчётов были выбраны параметры схемы, показанной на рис.1 ( $s_\phi=2$ ;  $K = 11,74$ ;  $T_1 = 1,35$ ;  $T_2 = 1,72$ ;  $T_3 = 0,018$ ), обеспечивающие следующие собственные значения матрице состояния компенсированной энергосистемы:

$$\{-0,01 \pm j0,05; -0,01 \pm j0,04; -0,01 \pm j0,03; -0,01; -0,02; -0,03\}. \quad (30)$$

Сравнение множеств (29) и (30) показывает, что синтезированный РДКМ повысил степень демпфирования мод колебаний компенсированной ЭЭС и увеличил запас статической устойчивости.

В заключение отметим, что метод вычетов является результативным прикладным методом синтеза устройств FACTS. Синтезированные с его помощью устройства FACTS

способны обеспечивать желаемое демпфирование конкретных мод колебаний, представляющих процесс перетока мощности в ЭЭС.

#### Список литературы

1. Кочкин В.И., Нечаев О.П. Применение статических компенсаторов реактивной мощности в электрических сетях энергосистем и предприятий. М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2000.
2. Шакарян Ю.Г. Управляемые (гибкие) системы передачи переменного тока ([http://fsk-ees.ru/common/img/uploaded/managed\\_systems.pdf](http://fsk-ees.ru/common/img/uploaded/managed_systems.pdf)).
3. Acha E., Fuerte-Esquivel C.R., Ambriz-Perez H., Angeles-Camacho C. FACTS: Modelling and Simulation in Power Networks. John Wiley & Sons, 2004.
4. Flexible AC Transmission Systems (FACTS) / Ed. Yong Hua Song and Allan T. Johns. London, IEE, 1999.
5. Hingorani N.G., Gyugyi L. Understanding FACTS:
6. Баринов В.А., Совалов С.А. Модальное управление режимами ЭЭС // Электричество. 1986. № 8.
7. Брузгин Б.И. Модальное управление режимами энергосистем // Анализ функционирования и управления режимами сложных электроэнергетических систем: Сб. науч. тр. М.: ЭНИН им. Г.М. Кржижановского. 1989.
8. Жданов П.С. Вопросы устойчивости электрических систем. М.: Энергия, 1979.
9. Андерсон П., Фауд А. Управление энергосистемами и устойчивость. М.: Энергия, 1980.
10. Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А. Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984.
11. Doyle J., Francis B., Tannenbaum A. Feedback Control Theory. Macmillan Publishing Co, 1990.

## Анализ пусковых режимов асинхронного электродвигателя от тиристорного регулятора

ИВАНОВ А.Г., УШАКОВ И.И.

*Проведён анализ пусковых режимов асинхронного двигателя от тиристорного регулятора напряжения при фиксированном значении напряжений на статоре двигателя для различного вида нагрузок.*

В настоящее время для обеспечения плавного пуска электродвигателей переменного тока широко применяют тиристорные регуляторы напряжения (ТРН), преимущества которых общеизвестны [1–5]. ТРН используются в низковольтных (до 1000 В) и среднего напряжения (3–10 кВ) установках как в одно-, так и в многодвигательных системах с последовательным запуском каждого двигателя от общего преобразователя и с последующим переключением двигателя на питающую сеть.

Представляет определённый интерес анализ пусковых режимов электродвигателя по естественной и искусственной механической характеристике при фиксированном выходном напряжении ТРН.

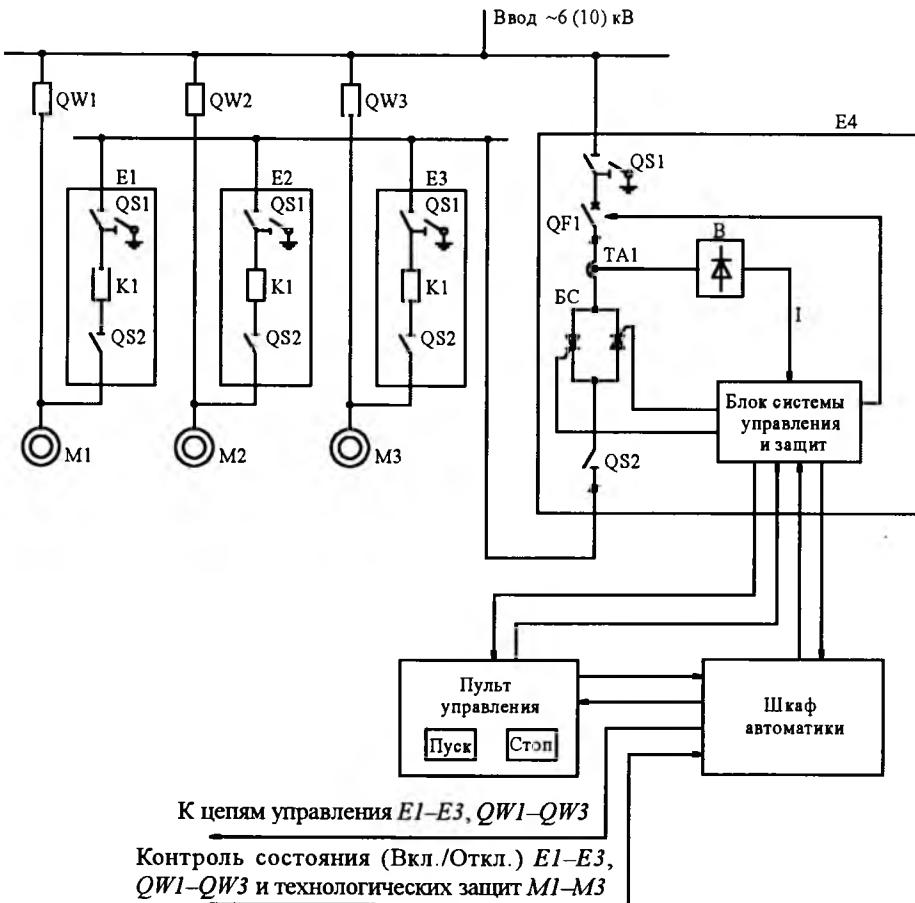
В общем случае данная задача решается численными методами, в том числе математическим моделированием [2, 4]. В [5] пред-

*Analysis of start-up modes in asynchronous motors powered from thyristor voltage controller at fixed stator voltage and various types of load is described.*

ложен упрощённый аналитический метод расчёта пусковых режимов асинхронного электродвигателя (АД) для наиболее часто встречающихся на практике случаев. Данный метод положен в основу проводимого анализа.

Известно, что электромагнитный момент АД в переходных режимах определяется установленвшимся значением, периодическими и апериодическими составляющими [1]. Последние имеют затухающий характер, коэффициенты затухания зависят от скорости и параметров двигателя. При этом максимальный ударный пусковой момент двигателя проявляется в начале прямого пуска – в первые периоды приложения питающего напряжения (практически в течение двух периодов сети (~ 0,04 с) с последующим затуханием. При этом максимальный пусковой момент

$$M_{\text{up}} \approx M_n(1 + 0,5/s_k)$$



**Рис.1.** Однолинейная схема пуска электродвигателей среднего напряжения от ТРН:

*E1–E3 – ячейки с контактором; E4 – ТРН; QW1–QW3 – ячейки с рабочим выключателем; QF1 – вакуумный выключатель; QS1, QS2 – разъединители; БС – блок силовой; TA1 – трансформатор тока; В – выпрямитель; K1 – вакуумный контактор; M1–M3 – электродвигатели*

может достигать  $(5-7)M_k$  ( $M_k$  – критический момент АД,  $s_k$  – критическое скольжение). Указанные электромагнитные процессы оказывают влияние на время пуска двигателя. Применение систем ТРН–АД позволяет формировать переходный процесс пуска двигателя с ограничением тока, что обеспечивает мягкий безударный пуск, увеличение срока службы и надёжности двигателя.

В данной статье проводится анализ пусковых режимов АД при разгоне на фиксированное напряжение без учёта электромагнитных процессов, но с учётом механических и нагрузочных характеристик с их прямолинейной аппроксимацией. Исключение влияния электромагнитных процессов в начале пуска оказывается возможным благодаря формированию темпа нарастания напряжения, обеспечивающего исключение переходной апериодической составляющей в токе (моменте).

При анализе принято, что время формирования напряжения для исключения апериодической составляющей сравнительно мало

(около 0,1 с) и не оказывает практического влияния на длительность переходного процесса пуска АД. При этом механические характеристики представляются прямыми линиями с двух- и трёхступенчатой линеаризацией (замена одной кривой соответственно двумя и тремя прямыми, соединёнными между собой в точках сопряжения [5]).

Тогда для силовой части системы ТРН–АД имеем (рис.1):

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_m \times \\ &\times \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{\pi + \varphi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} (\sin(2(\pi + \varphi)) - \sin 2\alpha) \right)}; \\ \Phi &= \arctg \frac{\omega L}{R}; \\ M &= \frac{2M_k(1 + a_0 S_k)}{S/S_k + S_k/S + 2a_0 S_k} = J \frac{dv}{dt} + M_{\text{ст}}; \\ M_{\text{ст}} &= M_0 + \mu v^k; \\ v &= v_0(1 - S), \end{aligned} \right\} (1)$$

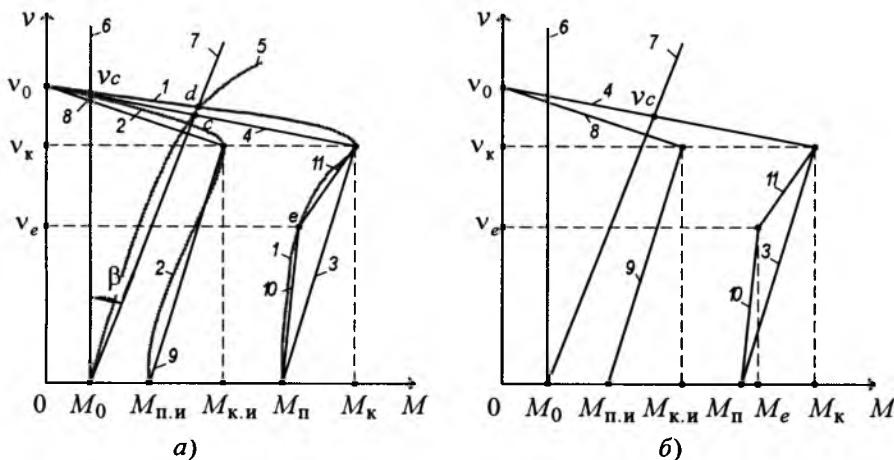


Рис.2. Характеристики асинхронного двигателя в системе ТРН-АД и их линеаризация:

1 – естественная механическая характеристика при  $U_H$ ;  
 2 – искусственная механическая характеристика при  $U < U_H$ ;  
 3, 4, 8–11 – аппроксимирующие прямые; 5, 6, 7 – характеристики нагрузки

где  $U_{\text{вых}}$  – действующее значение напряжения на двигателе, поступающего от ТРН;  $U_m$  – амплитудное значение напряжения;  $\alpha$  – угол регулирования ТРН;  $\varphi$  – угол сдвига тока двигателя;  $L$ ,  $R$  – индуктивность и активное сопротивление фазы двигателя;  $M$  и  $M_{\text{ст}}$  – соответственно момент АД и момент статической нагрузки (наиболее распространенный случай на практике);  $s$  – скольжение;  $v$  – угловая скорость;  $J$  – момент инерции системы "двигатель–механизм";  $\alpha_0$  – коэффициент в формуле Клосса для АД [2];  $M_k$  – критический момент двигателя, пропорциональный квадрату напряжения, соответствующий критическому скольжению  $s_k$  и скорости  $v_k$ ;  $M_0$  и  $\mu$  – параметры нагрузочной характеристики 5 (рис.2);  $k = 0, 1, 2, \dots$  – наиболее распространенные значения для различных видов нагрузки.

При изменении напряжения ТРН механические характеристики сжимаются (рис.2) с сохранением значения критического скольжения и скорости  $v_k = \text{const}$ .

Представим естественную механическую характеристику 1 тремя прямыми 4, 10, 11,

проходящими через опорные точки с координатами  $(M_{\text{п}}, v = 0)$ ,  $(M_k, v_k)$  и  $(M = 0, v_0)$ . Аналогично для упрощения может быть аппроксимирована двумя прямыми линиями 8, 9 искусственная механическая характеристика 2 соответственно с опорными точками  $v_0$ ,  $v_k$ ,  $M_{\text{п.и}}$ ,  $M_{\text{k.и}}$ , а также нагрузочная характеристика 5 – прямой 7.

При трёхступенчатой линеаризации для кривой 1 будем иметь 3 участка разгона: от 0 до  $v_e$ , от  $v_e$  до  $v_k$  и от  $v_k$  до  $v_0$ .

Для указанных участков соответственно получим:

$$M = av + b, \quad (2)$$

где значения коэффициентов  $a$  и  $b$  для различных участков разгона даны в табл.1.

Полученные зависимости при трёхступенчатой линеаризации справедливы и для искусственной характеристики 2 с заменой соответствующих величин:  $M_k$  на  $M_{\text{k.и}}$ ,  $M_{\text{п}}$  на  $M_{\text{п.и}}$  и  $M_e$  на  $M_{e.и}$ .

Обобщённую нагрузочную характеристику 7, проведённую через точку  $(M_0, 0)$  и точку  $d$  (пересечение кривых 5 и 1), представим

Таблица 1

Номер участка $n$	Коэффициент		Примечание
	$a$	$b$	
$n=1$ (прямая 10)	$\frac{1}{v_e}(M_e - M_{\text{п}})$	$M_{\text{п}}$	
$n=2$ (прямая 11)	$\frac{1}{v_k - v_e}(M_k - M_e)$	$\frac{1}{v_k - v_e}(v_k M_e - v_e M_k)$	$v_e, M_e$ и $v_k, M_k$ – координаты точек «е» и «к»
$n=3$ (прямая 4)	$\frac{M_k}{v_k - v_0}$	$\frac{v_0 M_k}{v_0 - v_k}$	

Таблица 2

Номер участка $n$	Коэффициенты, параметры			Примечание
	$a_n$	$b_n$	$t_n$	
$n = 1$ (прямая 10)	$a_1 = \frac{1}{J} \left( \mu - \frac{M_e - M_h}{v_e} \right)$	$b_1 = \frac{1}{J} (M_n - M_0)$	$t_1 = -\frac{1}{a_1} \ln \left( 1 - \frac{a_1 v_e}{b_1} \right)$ (6)	$0 \leq v \leq v_e$
$n = 2$ (прямая 11)	$a_2 = \frac{1}{J} \left( \mu - \frac{M_k - M_e}{v_k - v_e} \right)$	$b_2 = \frac{1}{J} \left( \frac{v_k M_e - v_e M_k}{v_k - v_e} - M_0 \right)$	$t_2 = -\frac{1}{a_2} \ln \left( \frac{a_2 v_k - b_2}{a_2 v_e - b_2} \right)$ (7)	$v_e \leq v \leq v_k$
$n = 3$ (прямая 4)	$a_3 = \frac{1}{J} \left( \mu - \frac{M_k}{v_0 - v_k} \right)$	$b_3 = \frac{1}{J} \left( \frac{M_k v_0}{v_0 - v_k} - M_0 \right)$	$t_3 = -\frac{1}{a_3} \ln \left( \frac{a_3 v_c - b_3}{a_3 v_k - b_3} \right)$ (8)	$v_k \leq v \leq v_c$

приближенно в виде (рис.2):

$$M_{ct} \approx M_0 + \mu v, \quad \mu = \operatorname{tg} \beta = \frac{M_c - M_0}{v_c} \approx \frac{M_d - M_0}{v_d}, \quad (3)$$

где  $v_c$ ,  $M_c$  – соответственно скорость и момент в точке  $c$  пересечения прямых 4 и 7 и  $v_d$ ,  $M_d$  – в точке  $d$ .

Для характеристики  $b$ :  $\mu = 0$ , а  $v_c$  – в точке пересечения прямых 4 и 6 при  $M_{ct} = M_0$ .

С учётом изложенного для всех трёх участков разгона из (1) и (2) получим:

$$\frac{dv}{dt} + a_n v = b_n, \quad (4)$$

где  $t$  – время, отсчитываемое от начала соответствующего участка разгона;  $v$  – скорость на данном участке разгона;  $n = 1 \div 3$  – номер участка разгона.

Решением (4) в общем виде является:

$$v = \frac{b_n}{a_n} (1 - e^{-a_n t}) + v_{\text{нач}} e^{-a_n t}, \quad (5)$$

где  $v_{\text{нач}}$  – скорость в момент начала разгона на данном участке при  $t = 0$ .

На первом участке скорость изменяется от  $v_{\text{нач}} = 0$  до  $v_e$ , на втором – от  $v_{\text{нач}} = v_e$  до  $v_k$ , на третьем – от  $v_{\text{нач}} = v_k$  до  $v_c$  при  $M_{ct} \neq 0$  или от  $v_k$  до  $v_c = v_0$  при  $M_{ct} = 0$ . Значения коэффициентов даны в табл.2.

Полное время разгона двигателя

$$t_n = t_1 + t_2 + t_3, \quad (9)$$

где слагаемые определяются по (6)–(8).

Следует отметить, что при двухступенчатой аппроксимации кривой  $v(M)$  прямыми 4 и 3 (вместо 4, 10, 11) полученные зависимости упрощаются: первый участок  $t_1$  определяется разгоном АД от 0 до  $v_k$ , второй участ-

ток отсутствует  $t_2 = 0$ , третий участок остается без изменений, т.е.

$$t_n = t_1 + t_2. \quad (10)$$

#### Пример

Определить время разгона АД на холостом ходу по естественной механической характеристике, аппроксимируемой тремя прямыми 4, 10, 11.

Примем следующие исходные данные:  $M_{ct} = M_c = M_0 = 0$ ,  $\mu = 0$ ,  $v_c = v_0$ ,  $v_k \approx 0,9v_0$ ,  $v_e \approx 0,5v_0$ ,  $M_n = M_h$ ,  $M_k = 2M_h$ ,  $M_e = 1,3M_h$ .

Используя понятие электромеханической постоянной времени разгона двигателя [4]

$$T_m = \frac{Jv_0}{M_h}, \quad (11)$$

в соответствии с табл.2 находим параметры (табл.3).

Подставляя  $a_3$  и  $b_3$  из табл.3 в (8), по табл.2 получаем  $t_3 = \infty$ . Это означает, что процесс установления скорости от  $v_k$  до  $v_0$  на третьем участке проходит по экспоненте. Поэтому определяем время достижения установленной скорости на третьем участке не до  $v_0$ , а, например, до  $v \approx 0,98v_0$ , тогда

$$t_3 = -\frac{T_m}{20} \ln \frac{0,98v_0 - v_0}{0,9v_0 - v_0} = 0,08T_m. \quad (12)$$

Суммируя отрезки времени ( $t_1 - t_3$ ) из табл.3, получаем полное время разгона АД на холостом ходу по естественной характеристике:

$$t_n = 0,77T_m. \quad (13)$$

Для данного случая зависимость  $v(t)$ , приведённая на рис.3, получена из (5) с учётом коэффициентов по табл.3.

Таблица 3

Номер участка $n$	Коэффициенты, параметры			Примечание
	$a_n$	$b_n$	$t_n$	
$n = 1$ (прямая 10)	$a_1 = -\frac{0,6}{T_m}$	$b_1 = \frac{v_0}{T_m}$	$t_1 = 0,44T_m$	-
$n = 2$ (прямая 11)	$a_2 = -\frac{1,75}{T_m}$	$b_2 = \frac{0,425v_0}{T_m}$	$t_2 = 0,246T_m$	-
$n = 3$ (прямая 4)	$a_3 = \frac{20}{T_m}$	$b_3 = \frac{20v_0}{T_m}$	$t_3 \approx 0,08T_m$	$v_c = v_0$ , определение $t_3$ см. ниже

Эксперименты на математической модели [4] показывают, что основное время пуска АД от ТРН при обеспечении постоянного значения пускового тока проходит практически при постоянном значении действующего напряжения на двигателе (рис.4, 5). Исключением являются два участка – начало и конец пуска. Если считать, что практически за время пуска может быть принято время, при котором скорость  $v(t)$  входит в зону с отклонением от установившегося значения не более, чем на 2–3%, то временем указанных участков можно пренебречь. Полученные результаты в первом приближении могут использоваться также и в замкнутой системе ТРН–АД с регулятором тока, обеспечивающим при пуске режим постоянства пускового тока и, как следует из осцилограмм, примерное постоянство пускового напряжения. Незначительная погрешность будет определяться начальным и конечным участками разгона двигателя, что приближённо учитывается в расчёте за счёт допущения  $U \approx \text{const}$  в течение всего времени пуска.

В эксперименте отношения пусковых токов  $k_i$  и напряжений  $k_u$  составляют:

$$k_i = \frac{I_{n2}}{I_{n1}} \approx 1,45; \quad k_u = \frac{U_{n2}}{U_{n1}} \approx 1,35. \quad (14)$$

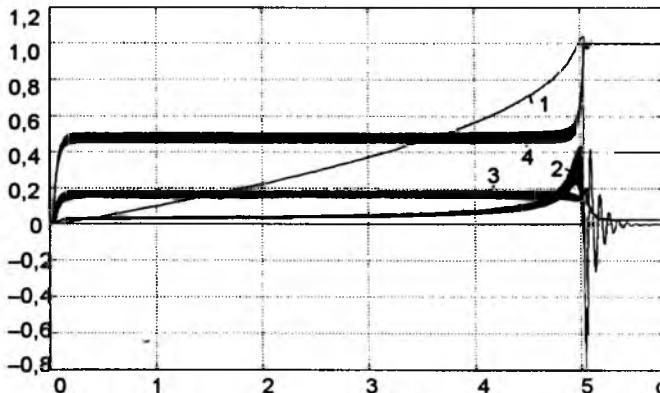


Рис.4. Пусковой режим АД от ТРН в замкнутой системе с регулятором тока при  $I_{n1} = 2I_n$ :

1 – диаграмма скорости  $v(t)$ ; 2 – диаграмма момента  $M(t)$ ; 3 – диаграмма пускового тока (среднее значение выпрямленного фазного тока с трансформаторами тока)  $I_n(t)$ ; 4 – диаграмма действующего значения пускового напряжения  $U(t)$

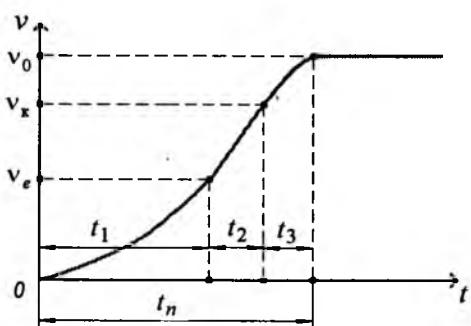


Рис.3. Пусковая характеристика АД при трёхступенчатой аппроксимации характеристик

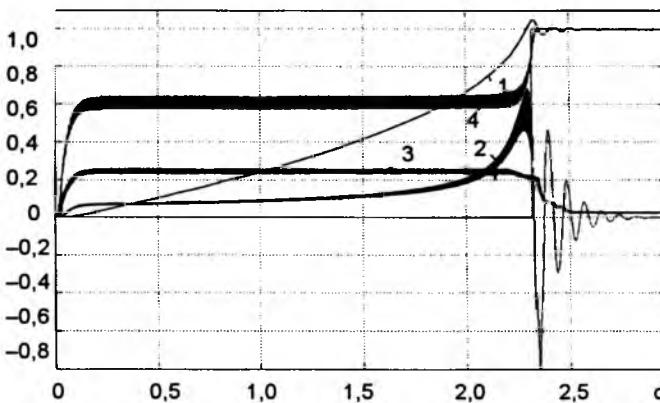


Рис.5. Пусковой режим АД от ТРН в замкнутой системе с регулятором тока при  $I_{n2} \approx 2,9I_n$ :  
обозначения те же, что и на рис.4

Учитывая, что моделирование проводилось при нулевом статическом моменте, а также зависимость

$$M \equiv U^2 \equiv k_u^2, \quad (15)$$

времена пуска  $t_{\text{п1}}$  и  $t_{\text{п2}}$  по рис. 4 и 5 должны отличаться примерно в  $k_u^2$  раз. Фактически

$$k_t = \frac{t_{\text{п1}}}{t_{\text{п2}}} = \frac{5}{2,7} \approx 1,85 \approx k_u^2. \quad (16)$$

На осциллографах начальный интервал пуска определяется минимальным временем формирования диаграммы безударного пуска (около 0,1 с), а конечный интервал – электромагнитными и электромеханическими переходными процессами, обусловленными резким изменением момента двигателя на участке 3. Общее время этих интервалов мало по сравнению с полным временем пуска.

Таким образом, для расчёта пусковых характеристик и времени пуска  $t_p$  необходимо провести линеаризацию механической характеристики АД и определить следующие параметры:  $U, v_0, v_c, v_k, v_e, M_k, M_p, M_e, M_0, M_c, M_u, T_m$  или  $J$ . Достоверность результатов зависит от точности линейной аппроксимации характеристик. При этом нет необходимости в определении импедансов цепей статора и

ротора двигателя, что существенно упрощает практические расчёты.

#### Список литературы

- Шубенко В.А., Браславский И.Я. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М.: Энергия, 1972.
- Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энерготомиздат, 2001.
- Гейлер Л.Б. Электропривод в тяжелом машиностроении. М.: Машгиз, 1958.
- Иванов А.Г., Пименов В.М., Николаев А.Н., Виноградов А.Н. Алгоритмы переключения и моделирование тиристорных устройств плавного пуска электродвигателей // Электротехника. 2006. №10.
- Иванов А.Г. Упрощенный аналитический метод расчёта пусковых режимов асинхронного электродвигателя от тиристорного регулятора напряжения // Труды АЭН Чувашской Республики. 2006. №1.

**Иванов Александр Григорьевич** – ведущий научный сотрудник ОАО "ВНИИР", профессор кафедры "Промышленная электроника" Чувашского ГУ, доктор техн. наук. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института им. В.И. Ленина в 1960 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Создание и исследование электротехнических систем с управляемыми выпрямителями для машиностроения и нефтедобычи".

**Ушаков Игорь Иванович** – заведующий отделом систем управления ОАО "ВНИИР". Окончил Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова в 1976 г.

## Метод построения многоуровневых инверторов на основе повышающих конденсаторных преобразователей с изменяющейся структурой

ЗОТОВ Л.Г.

Рассмотрен нетрадиционный метод построения многоуровневых инверторов на основе повышающих конденсаторных преобразователей с изменяющейся структурой, работающих по принципу параллельного заряда конденсаторов от источника постоянного тока с их последующим последовательным разрядом на нагрузку. Приведены результаты анализа процессов в схеме такого инвертора, энергетических показателей, качества выходного напряжения и кондуктивных импульсных помех на его входе.

Применение современных МОП ключей, а также керамических конденсаторов с высокими удельными показателями перспективно для создания на их основе малогабаритных,

Вологодская областная универсальная научная библиотека

*A nontraditional method of construction of multilevel inverters on the basis of switched-capacitor converters with a varied structure working on a principle of a parallel charge of capacitors from a source of a direct current with their subsequent consecutive discharge to a load is considered. Results of the analysis of electric processes, power parameters, quality of an output voltage and conductive pulse noise on its input are given.*

многоуровневых инверторов напряжения (ИН), базирующихся на основе повышающих конденсаторных преобразователей (ПКП) постоянного напряжения и отличающихся вы-

соким КПД и технологичностью ввиду отсутствия в их составе магнитных элементов [1–3].

В статье рассмотрен метод построения многоуровневых ИН на основе повышающих конденсаторных преобразователей, проанализированы процессы в схемах таких ИН, оценены их энергетические показатели и качество выходного напряжения, а также их эффективность с точки зрения миниатюризации и уровня кондуктивной помехи на входе.

Функциональная схема одного из вариантов ИН и временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие её работу, даны соответственно на рис. 1 и 2.

ИН включает в себя двухтактный ПКП, состоящий из двух идентичных однотактных (блоки A1.1 и A1.2), поочерёдно работающих на общую нагрузку. Принцип действия однотактных ПКП заключается в периодическом параллельном подзаряде конденсаторов от источника питания  $E_{\text{п}}$  с их последующим последовательным разрядом на нагрузку. Применение двухтактного режима работы ПКП позволяет устраниить разрывы выходного напряжения, увеличить в 2 раза частоту преобразования, уменьшить уровень создаваемой импульсной помехи [4] и повысить

КПД инвертора за счёт снижения потерь в разрядных ключах  $K_{(+)}1,i$  и  $K_{(-)}1,i$ , где  $i = 1, 2, \dots, (N_m + 1)$ ,  $N_m$  – максимальное число конденсаторов в ПКП.

Однотактные ПКП включают в себя идентичные конденсаторно-диодные цепочки (КДЦ) состоящие из последовательно соединенных конденсатора  $C1$  и диода  $VD3$ .

Принцип работы ИН основан на возможности регулировки уровня выходного напряжения ПКП изменением  $N$  – количества разряжающихся на нагрузку конденсаторов в соответствии с входным эталонным сигналом  $U_{\text{с.вх}}$ . В исходном состоянии в интервале  $[-T_c/4; -t_0]$  (рис.2), когда уровень синусоиды  $U_{\text{с.вх}}$  на входе системы управления (СУ) меньше первого порога срабатывания, зарядные ключи  $K_{(+)}2,j$  ( $j = 1, \dots, N_m$ ) в блоках A1.1 и A1.2 открыты, а разрядные ключи  $K_{(+)}1,i$  закрыты. При этом конденсаторы  $C1$  в однотактных ПКП заряжены зарядным током  $i_3(t)$  до напряжения источника питания  $E_{\text{п}}$  через зарядные диоды  $VD3$ ,  $VD5$ , а выходное напряжение на нагрузке инвертора отсутствует. В момент времени  $t = -t_0$  СУ поочередно выдаёт периодические импульсы управления на разрядные ключи  $-K_{(+)}1,1$  в блоках A1.1 и A1.2.

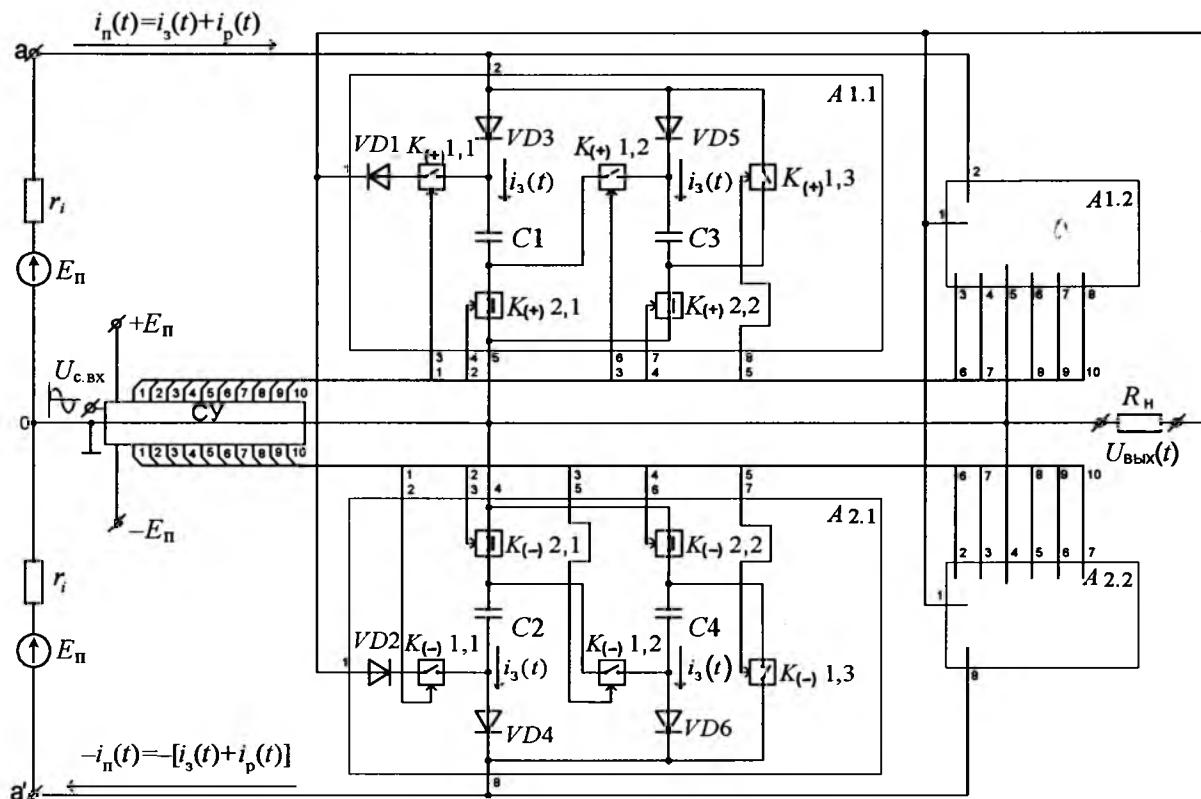


Рис.1. Функциональная схема многоуровневого инвертора

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

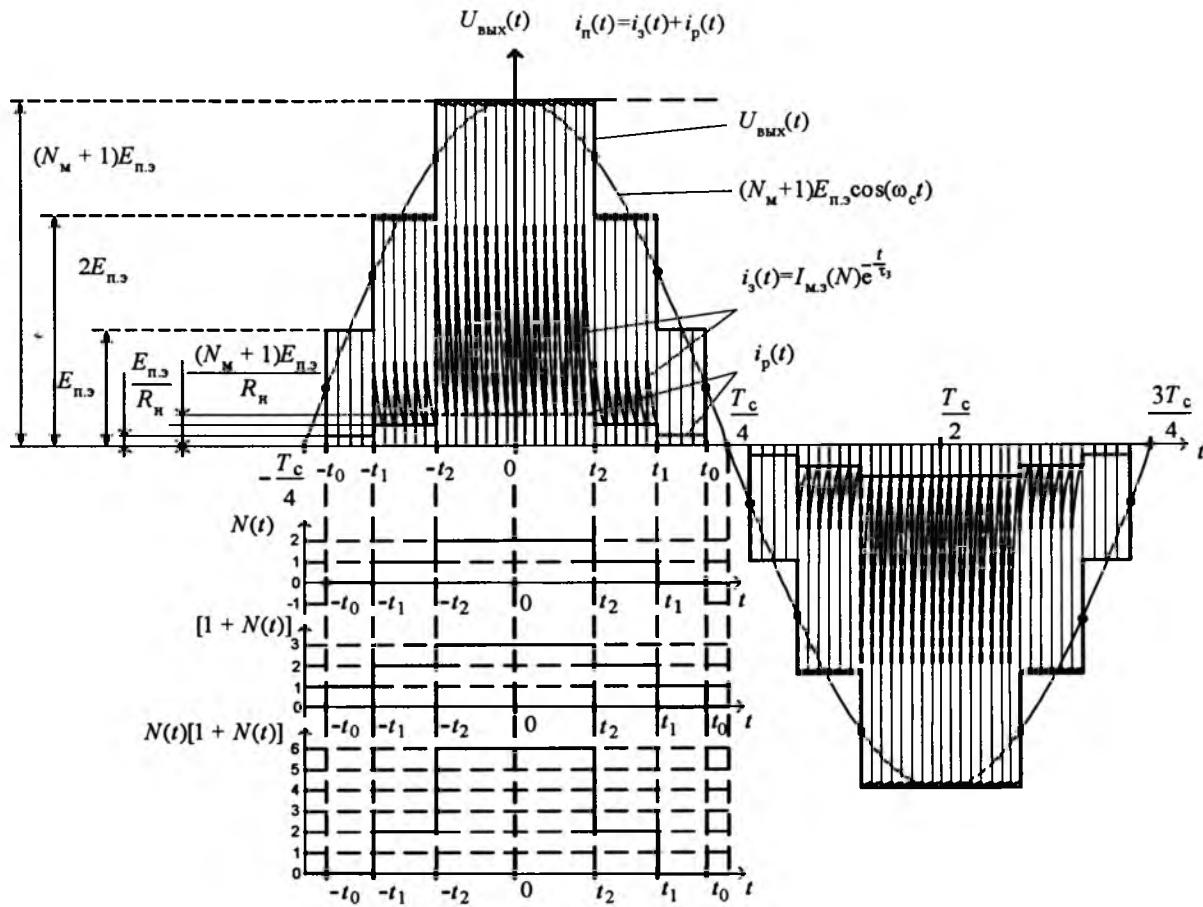


Рис.2. Временные диаграммы, поясняющие работу многоуровневого инвертора

В результате напряжение источника  $E_{\text{п}}$  с высокой частотой поочередно прикладывается к нагрузке  $R_n$ , образуя первую ступеньку выходного напряжения, аппроксимирующую синусоиду. Диоды  $VD1$ ,  $VD2$  предназначены для исключения взаимного влияния однотактных ПКП друг на друга при поочередном разряде их конденсаторов на нагрузку. Далее в момент времени  $t = -t_1$ , когда входной сигнал достигает второго уровня срабатывания, СУ поочередно выдает высокочастотные управляющие импульсы на разрядные ключи  $K_{(+)}1,2$  первых КДЦ однотактных ПКП в блоках  $A1,1$  и  $A1,2$ . В результате конденсаторы  $C1$  в указанных блоках, соединённые последовательно с источником  $E_{\text{п}}$ , начинают поочередно разряжаться на нагрузку, образуя на выходе инвертора вторую ступеньку напряжения, значение которой близко к  $2E_{\text{п}}$  и т.д. Последовательный разряд конденсаторов на нагрузку через источник  $E_{\text{п}}$  упрощает схему силовой цепи за счёт уменьшения числа КДЦ на единицу. В момент времени  $t = -t_2$  СУ выдаёт управляющие импульсы на все разряд-

ные ключи ПКП обоих блоков. При этом напряжение на выходе инвертора становится максимальным:

$$U_{\text{м.вых}} \approx E_{\text{п}}(1 + N_{\text{м}}). \quad (1)$$

При уменьшении входного сигнала от максимального значения до нуля описанные процессы повторяются в обратной последовательности. Для формирования отрицательной полуволны выходного напряжения в схему ИН введен дополнительный двухтактный ПКП – блоки  $A2,1$  и  $A2,2$ .

Таким образом, преобразование постоянного напряжения  $E_{\text{п}}$  в синусоидальное выходное напряжение заданной мощности осуществляется изменением структуры ИН по гармоническому закону путём переключения числа конденсаторов  $N$  в ПКП от нуля до  $N_{\text{м}}$ .

С целью уменьшения суммарной ёмкости силовой цепи частота коммутации ключей в ПКП выбирается максимально возможной и составляет порядка  $f_k = 100$  кГц. С учётом двухтактного режима работы частота преобразования ИН  $f_{\text{п}} = (1/T_{\text{п}}) = 2f_k = 200$  кГц.

Оценим значение суммарной ёмкости силовой цепи ИН, необходимое для обеспечения заданной выходной мощности  $P_{\text{вых}}$ :

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{м.вых}}^2}{R_{\text{H}}} \quad (2)$$

Значение сопротивления  $R_{\text{H}}$  можно получить из условия обеспечения заданного максимального коэффициента пульсации выходного напряжения ПКП по первой гармонике частоты преобразования  $f_{\text{п}}$ , достигаемого при  $N = N_{\text{M}}$ :

$$K_{\text{п1M}} = \frac{U_{\text{м.вых}(1)}}{U_{\text{м.вых}}} = \frac{N_{\text{M}}}{\pi f_{\text{п}} C R_{\text{H}} N_{\text{M}} + 1}; \quad (3)$$

$$R_{\text{H}} = \frac{N_{\text{M}}^2}{\pi K_{\text{п1M}} f_{\text{п}} C (N_{\text{M}} + 1)}. \quad (4)$$

Подставляя (1), (3), (4) в (2) и учитывая число ПКП, равное четырём, получим выражение для суммарной ёмкости силовой цепи инвертора:

$$C_{\Sigma} = 4N_{\text{M}} C = \frac{8P_{\text{вых}}}{\pi K_{\text{п1M}} f_{\text{п}} E_{\text{п}}^2} \left( \frac{N_{\text{M}}}{N_{\text{M}} + 1} \right)^3. \quad (5)$$

Полагая  $P_{\text{вых}} = 220$  В и типовые значения  $U_{\text{с.вых}} = 220$  В,  $E_{\text{п}} = 24$  В,  $f_{\text{п}} = 200$  кГц,  $K_{\text{п1M}} = 0,05$ ,  $N_{\text{M}} = 12$ , получим удельную суммарную ёмкость силовой цепи инвертора  $C_{\Sigma} = 0,35$  мФ/Вт. Поскольку современные низковольтные керамические конденсаторы обладают удельной ёмкостью порядка 100 мкФ/см<sup>3</sup>, то очевидным является вывод о несомненной перспективности данного типа ИН не только в плане их технологичности, но и миниатюризации.

Следует отметить, что суммарная ёмкость и количество элементов силовой цепи могут быть уменьшены приблизительно в два раза исключением из схемы на рис.1. блоков A2.1 и A2.2, т.е. применением мостовой схемы ИН (рис.3.).

Анализ переходных процессов, основанный на рассмотрении эквивалентных схем цепей заряда и разряда ИН (рис.4), приводит к следующим выражениям для токов и напряжений в различных сечениях силовой цепи ИН:

$$i_3(t) = I_{3,M}(N) e^{-\frac{t}{\tau_3}}, \quad 0 \leq t \leq T_{\text{п}} = \frac{1}{f_{\text{п}}} \quad (6)$$

— ток заряда параллельно соединенных конденсаторов ПКП от  $E_{\text{п}}$ ;

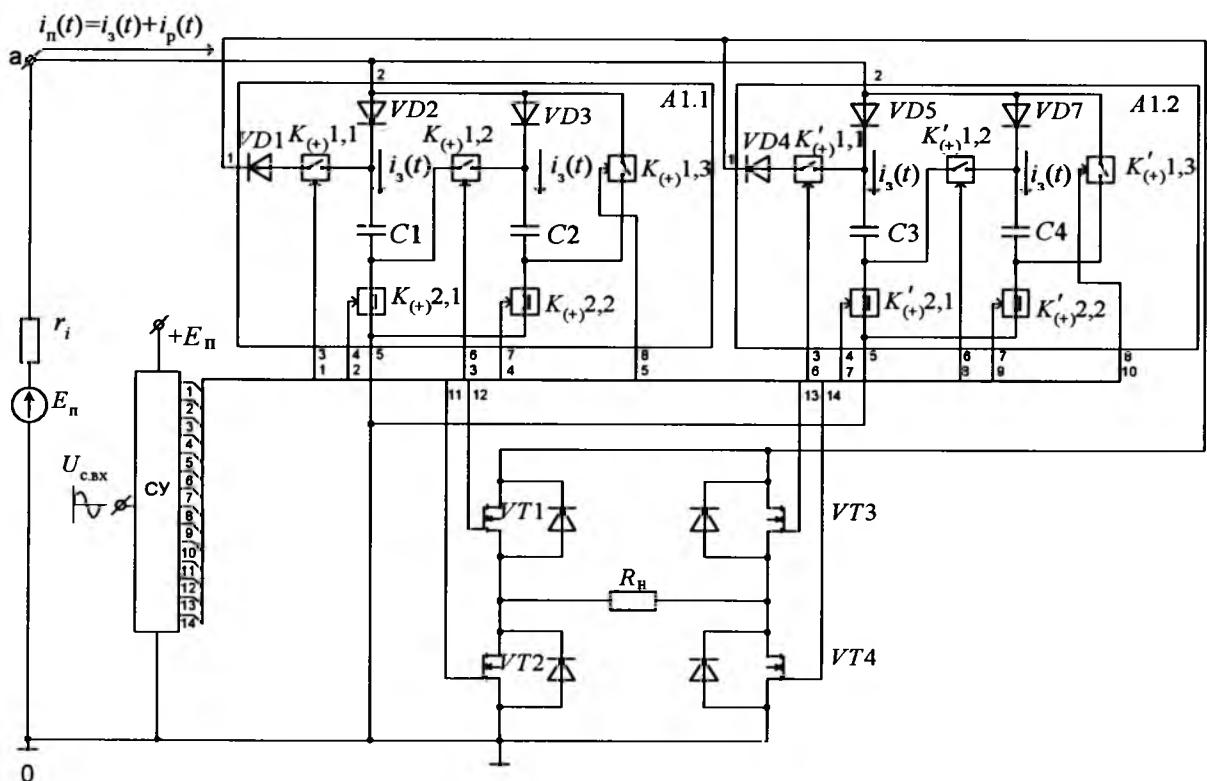


Рис.3. Мостовая схема многоуровневого инвертора

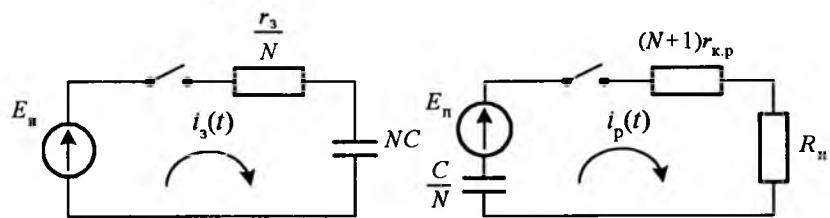


Рис.4. Эквивалентные схемы цепей заряда и разряда инвертора

$$I_{3,M}(N) = \frac{E_{n,3}}{R_h} N(N+1) \frac{T_n}{\tau_3} \times \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_3}}\right) + \pi K_{n,1,M} \frac{N_M+1}{N_M^2} N} \quad (7)$$

— максимальное значение зарядного тока, где  $\tau_3 = r_3 C = (r_{d,3} + r_{k,3})C$  — постоянная цепи заряда;  $r_{d,3}$ ,  $r_{k,3}$  — сопротивления зарядного диода  $VD5$  и ключа  $K_{(+),2,j}$ ;  $E_{n,3} = E_n \eta_{PN}$  — эквивалентное напряжение входного источника

питания,  $\eta_{PN} = \frac{R_h}{R_h + (N+1)r_{k,p}}$  — КПД цепи

разряда;  $r_{k,p}$  — сопротивление разрядного ключа  $K_{(+),1,i}$ .

Общее выражение для КПД можно определить как среднее значение  $\eta_N$  по периоду  $T_c$

$$\eta = \frac{4}{T_c} \sum_{N=0}^{N_M} \eta_N (t_N - t_{N+1}) = \frac{2}{\pi} \sum_{N=0}^{N_M} \eta_N \Delta \varphi_n, \quad (8)$$

где

$$\Delta \varphi_n = \omega_c (t_N - t_{N+1}) = \arccos \frac{2N+1}{2(N_M+1)} - \arccos \frac{2N+3}{2(N_M+1)}, \quad (9)$$

при  $N = N_M \arccos \frac{2N_M+3}{2(N_M+1)}$  следует принять

равным нулю.

Графики, иллюстрирующие зависимость КПД,  $K_{\text{г.вх.ВЧ}}$ ,  $\bar{I}_{\text{д.ВЧ}}^2$ , от  $T_n/\tau_3$ , приведены на рис.5.

Для оценки качества  $U_{\text{вых}}(t)$  инвертора, состоящего из суммы прямоугольных импульсов амплитудой  $E_{n,3}$  и длительностью  $2t_N$  (рис.2) необходимо определить его спектральный состав. Моменты времени —  $t_N$  скаж-

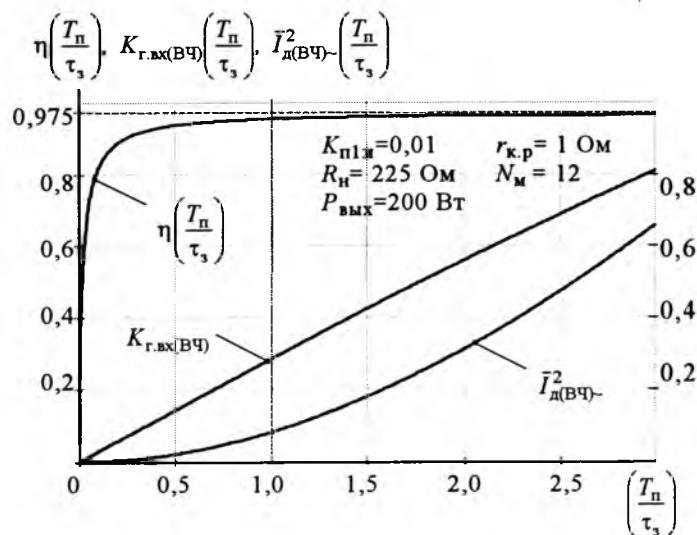
кообразного изменения выходного напряжения определяются из равенства значений эталонной синусоиды и её аппроксимации в виде многоступенчатой функции  $U_{\text{вых}}(t)$  в указанные моменты

$$(N_M+1)\cos(\omega_c t_N) = \frac{1}{2}(2N+1), \quad N=0,1,2,\dots,N_M; \quad (10)$$

$$t_N = \frac{1}{\omega_c} \arccos \frac{2N+1}{2(N_M+1)}. \quad (11)$$

Используя известные выражения для спектральной плотности положительного и отрицательного прямоугольного импульса сдвинутого на  $T_c/2$ , а также уравнение для определения гармонического состава периодической последовательности импульсов по его спектральной плотности [5], получим выражения для амплитуд спектра и коэффициента гармоник  $U_{\text{вых}}(t)$

$$|\dot{U}_{\text{вых},n}| = 2 \frac{E_{n,3}}{\pi n} (1 - \cos(n\pi)) \times \sum_{N=0}^{N_M} \sin \left[ n \arccos \frac{2N+1}{2(N_M+1)} \right]; \quad (12)$$

Рис.5. Зависимость КПД,  $K_{\text{г.вх.}(ВЧ)}$ ,  $\bar{I}_{\text{д.ВЧ}}^2$  от соотношения  $T_n/\tau_3$

$$K_{\text{г.вых}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} |U_{\text{вых } n}|^2}}{|U_{\text{вых } 1}|} =$$

$$= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sum_{N=0}^{N_m} \sin \left[ n \arccos \frac{2N+1}{2(N_m+1)} \right] \right\}^2}}{\sum_{N=0}^{N_m} \sin \left[ n \arccos \frac{2N+1}{2(N_m+1)} \right]} \quad (13)$$

График, иллюстрирующий зависимость  $K_{\text{г.вых}}$  от  $N_m$  приведён на рис. 6.

Медленное снижение  $K_{\text{г.вых1}}$  с ростом  $N_m$  объясняется влиянием высших гармоник  $U_{\text{вых } n}$  при  $n > 10$ . Указанный недостаток устраняется их фильтрацией на выходе ИН с помощью малогабаритного ФНЧ с граничной частотой среза  $\omega_r = 10\omega_c$ . При этом зависимость

$$K_{\text{г.вых2}}(N_m) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{10} |U_{\text{вых } n}|^2}}{|U_{\text{вых } 1}|} \quad (14)$$

оказывается практически приемлемой уже при  $N_m \geq 5$ .

Ток, потребляемый ИН от источника питания  $E_n$ , имеет две составляющие:

$$I_n(t) = I_{\text{НЧ}}(t) + I_{\text{ВЧ}}(t), \quad (15)$$

где

$$I_{\text{НЧ}}(t) = i_p(t) = \frac{E_{n,3}}{R_h} \times$$

$$\times \left[ 1 + N(t) \frac{\left( 1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_3}} \right) - \pi K_{\text{п1м}} \frac{N_m + 1}{N_m^2}}{\left( 1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_3}} \right) + \pi K_{\text{п1м}} \frac{N_m + 1}{N_m^2} N} \right] \quad (16)$$

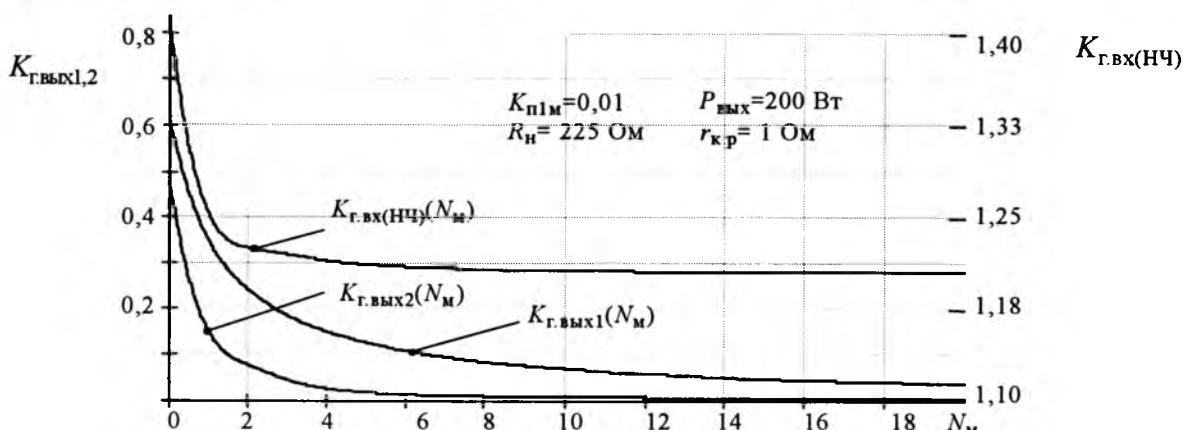


Рис. 6. Зависимость коэффициентов гармоник по входу и выходу от  $N_m$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

– низкочастотная составляющая тока  $I_n(t)$  на частотах, кратных частоте выходного сигнала  $n \frac{2\pi}{T_c} = n\omega_c$ , возникающая вследствие изменения разрядного тока  $I_p(t)$  по закону  $N(t)$ ;

$$I_{\text{ВЧ}}(t) = i_3(t) = \frac{E_{n,3}}{R_h} [1 + N(t)] N(t) \frac{T_n}{\tau_3} \times$$

$$\times \frac{1}{\left( 1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_3}} \right) + \pi K_{\text{п1м}} \frac{N_m + 1}{N_m^2} N} \quad (17)$$

– высокочастотная составляющая тока  $I_n(t)$  на частотах  $k2\pi/T_n = k\omega_n$ , кратных частоте преобразования, возникающая вследствие периодического подзаряда  $N$  параллельно соединённых конденсаторов от  $E_n$ .

Мощности кондуктивных НЧ и ВЧ составляющих импульсной помехи оцениваются квадратами действующих значений переменных составляющих  $I_n(t)$ .

Анализ даёт следующие выражения для оценки мощностей НЧ и ВЧ составляющих кондуктивной импульсной помехи на входе инвертора:

$$I_{\text{д[НЧ]~}}^2 = \frac{1}{\pi} \frac{E_{n,3}^2}{R_h^2} \left\{ \sum_{N=0}^{N_m} B_N^2 \Delta \Phi_N - \frac{1}{N} \left[ \sum_{N=0}^{N_m} B_N \Delta \Phi_N \right]^2 \right\}, \quad (18)$$

где

$$B_N = 1 + N \frac{\left( 1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_3}} \right) - \pi K_{\text{п1м}} \frac{N_m + 1}{N_m^2}}{\left( 1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_3}} \right) + \pi K_{\text{п1м}} \frac{N_m + 1}{N_m^2} N} \quad (19)$$

$$\bar{I}_{\text{д(ВЧ)}}^2 = I_{\text{д(ВЧ)}}^2 \left[ \frac{R_{\text{н}}}{E_{\text{п,3}} N(N+1)} \right]^2; \quad (20)$$

$$I_{\text{д(ВЧ)}}^2 = \frac{T_{\text{n}}}{\tau_3} \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + e^{-\frac{T_{\text{n}}}{\tau_3}} \right) - \frac{\tau_3}{T_{\text{n}}} \left( 1 - e^{-\frac{T_{\text{n}}}{\tau_3}} \right) \right] \left( 1 - e^{-\frac{T_{\text{n}}}{\tau_3}} \right)^2 \left( \left( 1 - e^{-\frac{T_{\text{n}}}{\tau_3}} \right) + \pi K_{\text{п1м}} \frac{N_{\text{м}} + 1}{N_{\text{м}}^2} N \right). \quad (21)$$

Качество входного тока  $I_{\text{п}}(t)$ , определяющего кондуктивную импульсную помеху, оценивается коэффициентами гармоник по низким и высоким частотам

$$K_{\text{г.вх(НЧ)}} = \frac{I_{\text{д(НЧ)}}}{I_{\text{п0}}} = \frac{\sqrt{I_{\text{п1}}^2 + I_{\text{п2}}^2 + I_{\text{п3}}^2 + \dots}}{I_{\text{п0}}} = \\ = \sqrt{\frac{\sum_{N=0}^{N_{\text{м}}} B_N^2 \Delta \phi_N}{\pi \left[ \sum_{N=0}^{N_{\text{м}}} B_N \Delta \phi_N \right]^2}} - 1; \quad (22)$$

$$K_{\text{г.вх(ВЧ)}} = \frac{I_{\text{д(ВЧ)}}}{I_{\text{з0}}} = \frac{\sqrt{I_{\text{з1}}^2 + I_{\text{з2}}^2 + I_{\text{з3}}^2 + \dots}}{I_{\text{з0}}} = \\ = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{T_{\text{n}}}{\tau_3} \frac{1 + e^{-\frac{T_{\text{n}}}{\tau_3}}}{1 - e^{-\frac{T_{\text{n}}}{\tau_3}}} - 1}, \quad (23)}$$

где  $I_{\text{пn}}$  и  $I_{\text{зn}}$  – составляющие спектра токов  $i_{\text{п}}(t)$  и  $i_{\text{з}}(t)$ .

Зависимости  $K_{\text{г.вх(ВЧ)}}$  и  $K_{\text{г.вх(НЧ)}}$  представлены соответственно на рис. 5 и 6.

## Выводы

1. Предложенный принцип построения многоуровневых ИН на основе ПКП с изме-

няющейся структурой представляется перспективным при создании автономных инверторов, так как наряду с технологичностью и миниатюризацией обеспечивает их высокие энергетические показатели.

2. Проведённый анализ электрических процессов при активной нагрузке позволяет производить расчёт энергетических показателей и режимов работы элементов в силовой схеме инвертора, а также оценивать качество выходного напряжения и уровень кондуктивной импульсной помехи на его входе. В частности, как следует из рис. 5, соотношение ( $T_{\text{n}}/\tau_3 = 1$ ) обеспечивает компромисс между стремлением максимально увеличить КПД и обеспечением наименьших значений  $K_{\text{г.вх(ВЧ)}}$  и  $I_{\text{д(ВЧ)}}^2$ .

## Список литературы

1. Терентьев Б.П., Александрович Б.С. Повышающий преобразователь постоянного напряжения с использованием емкостного накопителя энергии//Электричество. 1969. №7. С.82–84.
2. Han J., A.von Jouanne, TemecG.C. A New Approach to Reducing Output Ripple in Switched-Capacitor-Based Step-Down DC-DC Converters // IEEE Transactions on Power Electronics. 2006. Vol.21, №6. P. 1548–1556.
3. Rodriguez J.I., Leeb S.B. A Multilevel Inverter Topology for Inductively Coupled Power Transfer // IEEE Transactions on Power Electronics. 2006. Vol.21, №6. P.1607–1618.
4. Зотов Л.Г. Анализ импульсных помех в бестрансформаторных системах вторичного электропитания // Научный вестник НГТУ. 2005. №1.
5. Радиотехнические цепи и сигналы /Под ред. К.А.Самойло. М.: Радио и Связь, 1982.
6. Богданович Б.И. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. М.: Связь, 1980.

**Зотов Леонид Григорьевич** – доцент кафедры "Теоретические основы радиотехники" Новосибирского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил физико-технический факультет Новосибирского электротехнического института в 1971 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование каскадных бестрансформаторных источников маломощных радиотехнических устройств" в 1981 г.

# Система с многофазным асинхронным генератором и несколькими активными преобразователями

ПРОНИН М.В., ВОРОНЦОВ А.Г.

Рассмотрена автономная система с 6-фазным асинхронным генератором и несколькими активными полупроводниковыми преобразователями. Даны алгоритмы работы устройств, описана модель для расчёта установившихся и переходных режимов работы. Приведены результаты анализа системы.

The independent system with a 6-phase induction generator and several active semiconductor converters is considered. The algorithms of operation of devices are given; the model permitting to calculate steadyed and transient operational modes is described. The results of the system analysis are presented.

В электроэнергетических системах (ЭЭС), как правило, используются синхронные генераторы, питающие электросети с частотой 50 Гц. Однако если в качестве первичного двигателя используется высокооборотная турбина, то частота напряжения генератора повышенная и для питания электросетей применяются преобразователи частоты. В таких системах рациональнее использовать асинхронные генераторы с более простой конструкцией ротора [1,2]. Реактивная мощность генераторов может обеспечиваться активными полупроводниковыми преобразователями [3].

В высокооборотных электрических машинах потери энергии концентрируются в сравнительно небольшой массе активных материалов. Поэтому одной из задач разработки конструкции является снижение потерь. Увеличение числа фаз позволяет уменьшить потери.

В автономных системах (на электровозах, большегрузных самосвалах, на судах и т. д.) ЭЭС имеют обычно несколько каналов электроснабжения: канал системы электродвижения (80–90 % мощности), канал питания электросети 400 В, 50 Гц и др. Для повышения надёжности и живучести ЭЭС, безопасности обслуживания каналы электроснабжения должны быть гальванически развязаны.

В соответствии с этими положениями рассматривается ЭЭС, схема которой представлена на рис. 1. ЭЭС содержит шестифазный асинхронный генератор  $AG$ , трансформатор  $Tp1$ , активные выпрямители  $AB1$  и  $AB2$ , инверторы  $ИН1$  и  $ИН2$ , нагрузки (двигатель  $AD$  и активно-индуктивная нагрузка  $Z_{n2}$  сети 400 В, 50 Гц). Для анализа ЭЭС, выбора параметров, расчё-

та режимов работы, проверки алгоритмов управления создана модель.

Одна из задач моделирования ЭЭС – синтез системы управления, которая должна обеспечивать:

- начальное возбуждение генератора;
- поддержание напряжения генератора;
- синусоидальность токов генератора;
- поддержание выпрямленных напряжений  $AB1$  и  $AB2$ ;

– поддержание напряжения сети 400 В, 50 Гц.

Должны быть также обеспечены минимальные масса и габариты ЭЭС и максимальный КПД.

Перечисленные задачи частично решаются при выборе силовых схем. При большой мощности преобразователей  $AB1$ ,  $AB2$ ,  $ИН1$  и  $ИН2$  они выполняются многотактными. Схема 6-тактного выпрямителя (инвертора) для одной трёхфазной обмотки генератора (двигателя) показана на рис. 2, схема 3-тактного преобра-

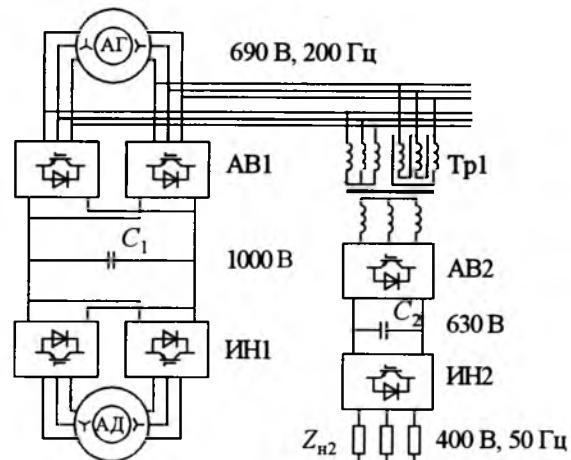


Рис.1. Схема ЭЭС с активными полупроводниковыми преобразователями

зователя с выпрямителем  $AB2$  и инвертором  $ИН2$  – на рис.3.

В схеме рис.2 выпрямитель содержит 6 транзисторных мостов, работающих в режиме ШИМ и включённых параллельно через уравнительные дроссели. В системе управления каждого моста формируется пилообразное опорное напряжение с частотой ШИМ, которое сравнивается с напряжением управления основной частоты. В точках их пересечения формируются импульсы управления транзисторами. Опорные напряжения мостов взаимно сдвинуты по фазе. За счёт этого уменьшаются искажения напряжений фаз и снижается токовая нагрузка конденсаторов [4], уменьшаются также потери энергии в электрических машинах, снижаются вибрации. Аналогично работает преобразователь рис.3.

В системе рис.1 существует опасность увеличения пульсаций токов  $AG$  в контурах, образованных магнитными полями рассеяния  $AG$ , обмотками статора, выпрямительными мостами и конденсаторными батареями. Эта особенность многофазных систем описана в приложении. Она проявляется при сокращении шага обмоток электрических машин [4–6]. Исполнение выпрямителей многотактными позволяет устранить указанную опасность [4].

При разработке системы управления ЭЭС новой является задача распределения функций между некоторыми активными выпрямителя-

ми, работающими с одним АГ. Каждый выпрямитель поддерживает свое выпрямленное напряжение. Они должны также регулировать напряжения и токи  $AG$  и обеспечивать его реактивной мощностью. Выпрямитель  $AB2$  имеет сравнительно небольшую мощность и обеспечить  $AG$  необходимой реактивной мощностью не может. Его питание осуществляется через трансформатор. Для минимизации массы трансформатора целесообразно регулировать  $AB2$  с коэффициентом мощности, равным 1. Реактивная мощность  $AG$  и трансформатора должна создаваться выпрямителем  $AB1$ , который поддерживает напряжение  $AG$ , синусоидальную форму токов фаз и выпрямленное напряжение. Реактивная мощность  $AG$  обеспечивается 6-тактным выпрямителем  $AB1$ , а не 3-тактным  $AB2$ . Поэтому меньше содержание высших гармоник в токах  $AG$  и трансформатора.

При построении модели ЭЭС использована методология моделирования систем по взаимосвязанным подсистемам. Созданные модели асинхронных машин и активных преобразователей описаны в [2–5]. Объединение моделей силовых элементов в единую модель ЭЭС выполнено в едином алгоритме расчёта. При этом модель ЭЭС дополнена элементами управления, которые описаны ниже с некоторыми упрощениями.

В системе управления учтён регулятор частоты вращения  $\omega_2$  ротора  $AG$ .

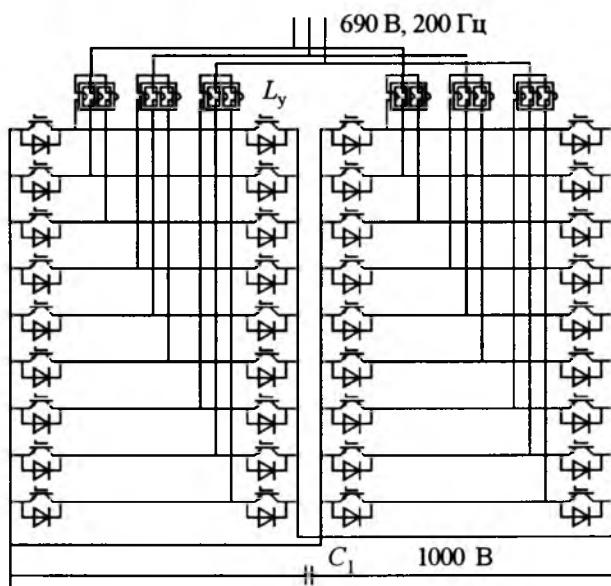


Рис.2. Схема 6-тактного активного выпрямителя (1/2  $AB1$ ) и инвертора (1/2  $ИН1$ )

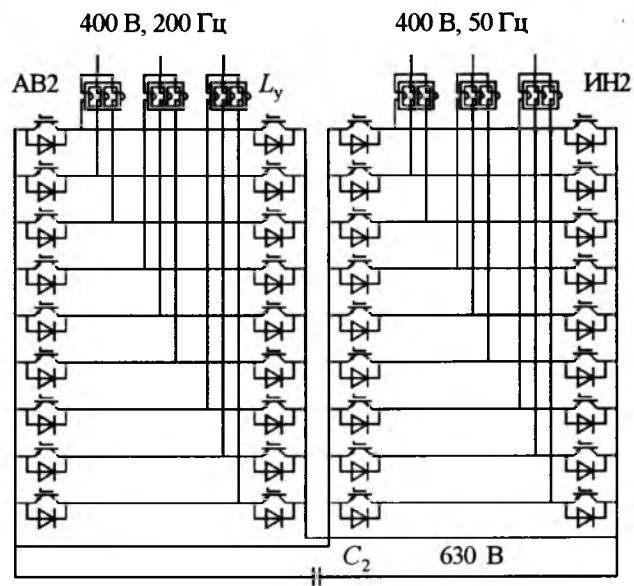


Рис.3. Схема 3-тактного активного преобразователя частоты для питания сети 400 В, 50 Гц ( $AB2$  и  $ИН2$ )

На вход регулятора выпрямленного напряжения  $AB1$  поступает заданное  $U_{z1}$  и фактическое  $U_{d1}$  выпрямленные напряжения, на выходе формируется скольжение  $A\Gamma s$ :

$$\Delta U_{d1} = U_{z1} - U_{d1}; s = s_i + \Delta U_{d1} K_{so};$$

если  $s_{mx} > s > s_{mn}$ , то  $s_i = s_i^* + \Delta U_{d1} K_{si} \Delta t$ , где  $s_i$  – интегральная составляющая скольжения;  $s_i^*$  – значение  $s_i$  на предыдущем шаге интегрирования;  $K_{si}, K_{so}$  – коэффициенты обратных связей;  $\Delta t$  – шаг интегрирования.

Угловая частота напряжений  $A\Gamma$

$$\omega_1 = (1 + s) \omega_2.$$

Частота вращения ротора  $\omega_2 A\Gamma$  определяется датчиком (возможна работа без датчика).

Далее определяется фаза  $\tau_{y1}$  основных составляющих напряжений управления  $AB1$ :

$$\tau_{y1} = \tau_{y1}^* + \Delta t \omega_1, \text{ если } \tau_{y1} > 2\pi, \text{ то } \tau_{y1} = \tau_{y1}^{**} - 2\pi,$$

где  $\tau_{y1}^*$  – значение  $\tau_{y1}$  на предыдущем шаге интегрирования;  $\tau_{y1}^{**}$  – предыдущее значение  $\tau_{y1}$ .

Для повышения использования оборудования и минимизации потерь энергии в напряжения управления  $AB1$  вводятся составляющие нулевой последовательности с амплитудой 0,13 от амплитуды основных составляющих. При заданной амплитуде  $U_{y1m}$  основных составляющих формируется шестифазная система напряжений управления  $AB1$ :

$$u_{y1m} = U_{y1m} \left\{ \sin[\tau_{y1} - 2(n-1)\pi/3 - (m-1)\pi/6] + 0,13 \sin[3\tau_{y1} - (m-1)\pi/2] \right\}, \quad n=1,2,3, \quad m=1,2.$$

Амплитуда основных составляющих напряжений управления  $AB1$  принимается порядка 1,3 о.е. (при амплитуде опорных напряжений 1 о.е.). В этом режиме динамические потери энергии в модулях IGBT минимальны, а форма токов фаз  $A\Gamma$  сохраняется близкой к синусоиде.

На вход регулятора выпрямленного напряжения  $AB2$  поступает заданное  $U_{z2}$  и фактическое  $U_{d2}$  выпрямленные напряжения, на выходе формируется заданная амплитуда токов фаз  $I_{m2}$ :  $\Delta U_{d2} = U_{z2} - U_{d2}$ ;  $I_{m2} = I_{mi} + \Delta U_{d2} K_{lo}$ ;

если  $I_{mn} < I_{m2} < I_{mx}$ , то  $I_{mi} = I_{mi}^* + \Delta U_{d2} K_{li} \Delta t$ , где  $I_{mi}$  – интегральная составляющая амплитуды токов;  $I_{mi}^*$  – ток  $I_{mi}$  на предыдущем шаге интегрирования;  $K_{li}, K_{lo}$  – коэффициенты обрат-

ных связей по интегралу отклонения и по отклонению выпрямленного напряжения от заданного.

Положительная амплитуда заданных токов фаз соответствует передаче электроэнергии от  $A\Gamma$  в нагрузку, отрицательная – рекуперации энергии.

При определении фазы напряжений питающей сети по мгновенным значениям напряжений фаз  $u_n$  ( $n = 1,2,3$ ) находятся амплитуда  $U_{sm}$  и фаза  $\tau_u$  изображающего вектора:

$$u_x = u_3 - u_2; \quad U_{sm} = \sqrt{u_x^2 / 3 + u_1^2};$$

если  $u_x > 0$ , то  $\tau_u = \arcsin(u_1/U_{sm})$ , иначе  $\tau_u = \pi - \arcsin(u_1/U_{sm})$ .

Частота напряжений  $A\Gamma \omega_u$  определяется изменением фазы изображающего вектора:

$$\Delta \tau = \tau_u - \tau_u^*; \quad \text{если } \Delta \tau < -\pi, \text{ то } \Delta \tau = \Delta \tau^{**} + 2\pi; \\ \text{если } \Delta \tau > \pi, \text{ то } \Delta \tau = \Delta \tau^{**} - 2\pi;$$

$$\omega = \Delta \tau / \Delta t; \quad \omega_u = \omega_u^* + (\omega - \omega_u^*) \Delta t / T_\omega,$$

где  $\omega$  – неотфильтрованная угловая частота;  $\tau_u^*, \omega_u^*$  – значения переменных на предыдущем шаге интегрирования;  $\tau_u^{**}$  – предыдущее значение переменной;  $T_\omega$  – постоянная времени.

Заданные токи фаз  $AB2$ :

$$i_{zn} = I_{m2} \sin[\tau_u - (n-1)2\pi/3 - \varphi_{ui}], \quad n = 1,2,3,$$

где  $\varphi_{ui}$  – заданный угол сдвига по фазе токов относительно напряжений.

Напряжения управления определяются в виде сумм токовых составляющих  $u_{yin}$ , формируемых пропорциональными регуляторами, и сетевых составляющих  $u_{yen}$ :

$$u_{yn} = u_{yin} + u_{yen} = K_{io}(i_{zn} - i_n) + u_{yen}, \quad n = 1,2,3,$$

где  $K_{io}$  – коэффициент обратных связей по отклонению токов фаз от заданных значений.

Для нахождения сетевых составляющих напряжений управления  $u_{yen}$  определяется амплитуда  $U_{yem}$  и фаза  $\tau_{ye}$  изображающего их вектора:

$$u_{y0} = (u_{y1} + u_{y2} + u_{y3})/3; \quad u_{yn} = u_{yn}^{**} - u_{y0}, \quad n = 1,2,3;$$

$$u_{yx} = u_{y3} - u_{y2}; \quad U_{ym} = \sqrt{u_{yx}^2 / 3 + u_{y1}^2};$$

если  $u_{yx} > 0$ , то  $\tau_{ye} = \arcsin(u_{y1}/U_{yem})$ , иначе  $\tau_{ye} = \pi - \arcsin(u_{y1}/U_{yem})$ ;  $U_{yem} = U_{yem}^* + (U_{ym} - U_{yem}^*) \Delta t / T_{ye}$ ,

где  $T_{ye}$  – постоянная времени;  $U_{ym}$  – не от-

фильтрованная амплитуда сетевых составляющих напряжений управления;  $U_{yem}^*$  – значение  $U_{yem}$  на предыдущем шаге интегрирования;  $u_{yn}^{**}$  – предыдущие значения  $u_{yn}$ .

Мгновенные значения сетевых составляющих напряжений управления  $AB2$  с учётом составляющих нулевой последовательности:

$$u_{yen} = U_{yem} \{ \sin[(\tau_{ye} - (n-1)2\pi/3)] + 0,13 \sin(3\tau_{ye}) \}.$$

При частоте ШИМ  $f_{op}$  пилообразное опорное напряжение  $u_{opjm}$  одного моста:

$$\tau_{opjm} = \tau_{opjm}^* + f_{op}\Delta t;$$

если  $\tau_{opjm} > 1/2$ , то  $\tau_{opjm} = \tau_{opjm}^{**} - 1$ ;

$$u_{opjm} = 4|\tau_{opjm}| - 1; j = 1; m = 1,$$

где  $\tau_{op11}^*$  – значение  $\tau_{op11}$  на предыдущем шаге интегрирования;  $\tau_{op11}^{**}$  – предыдущее значение  $\tau_{op11}$ ;  $j$  – номер моста в группе параллельно включенных мостов;  $m$  – номер обмотки  $AG$ .

Опорные напряжения параллельно включенных мостов  $AB1$  и  $AB2$  сдвигаются по фазе на угол, равный отношению  $2\pi$  к количеству мостов. В  $AB1$  осуществляется также сдвиг по фазе опорных напряжений мостов, подключённых к разным трёхфазным обмоткам  $AG$ .

Импульсы управления транзисторами выпрямителя  $AB1$  формируются в результате сравнения многофазной системы напряжений управления с системой опорных напряжений:

если  $u_{ynm} > u_{opjm}$ , то  $k_{njm} = 1$ , иначе  $k_{njm} = 0$ .

Система управления  $IN2$  работает в режимах регулирования напряжения нагрузки ( $K_p = 1$ ) и тока нагрузки ( $K_p = 0$ ). В режиме  $K_p = 1$  контролируется ток нагрузки. Если он превысил допустимый уровень, устанавливается режим  $K_p = 0$ . В режиме  $K_p = 0$  контролируется выходное напряжение. Если оно превысило допустимое значение, устанавливается режим  $K_p = 1$ . В процессе регулирования формируются импульсы управления.

В соответствии с представленным описанием разработана компьютерная модель многоканальной ЭЭС. На ней выполнен анализ режимов работы ЭЭС, осуществлена расчётная проверка работоспособности оборудования и алгоритмов управления. Некоторые результаты приведены ниже. В частности, на рис.4 изображены напряжения и токи  $AG$  и  $AB1$  в номинальном

режиме работы ЭЭС. При расчётах частота напряжений  $AG$  принята равной 200 Гц, частота ШИМ всех преобразователей принята равной 4 кГц. К каждой обмотке  $AG$  подключены 6 транзисторных мостов  $AB1$ . Искажения напряжений  $AG$  проявляются на частотах  $4 \times 6 = 24$  кГц. Трёхтактный  $AB2$  создаёт искажения на частотах  $4 \times 3 = 12$  кГц. Он сравнительно маломощный и его воздействие ослаблено трансформатором. Вследствие высоких частот высших гармоник напряжения и сравнительно небольшой перемодуляции выпрямителей токи фаз  $AG$  практически синусоидальны. На рис.5

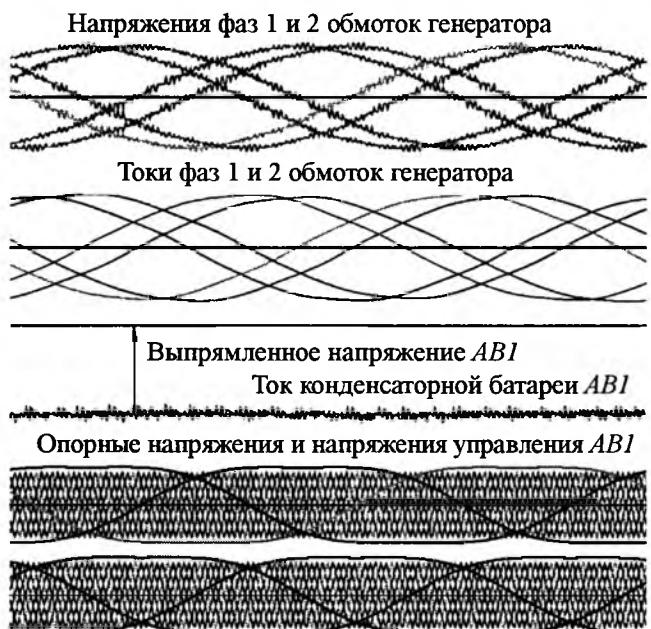


Рис.4. Напряжения и токи генератора и выпрямителя  $AB1$  в номинальном режиме ЭЭС

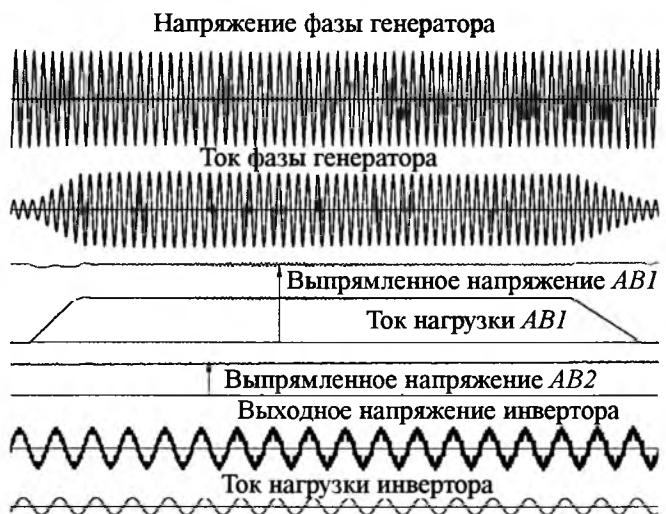


Рис.5. Напряжения и токи ЭЭС при набросе и сбросе нагрузки в канале системы электродвижения

представлена диаграмма токов и напряжений ЭЭС в переходных режимах работы – при наборе и сбросе нагрузки АВ1 (85% мощности).

Как видно из рис.5, изменения выпрямленных напряжений АВ1 и АВ2, а также напряжения АГ незначительны – переходные процессы в основном канале электроснабжения не оказывают существенного влияния на другие каналы.

## Заключение

Исследования на моделях автономной многоканальной электроэнергетической системы с многофазным асинхронным генератором и несколькими активными преобразователями частоты, а также проектные проработки показывают, что подобные системы работоспособны и по ряду показателей имеют преимущества перед традиционными системами, в которых используются синхронные генераторы. В частности, возможно выполнение генератора на повышенную частоту вращения.

## Приложение

В ряде систем используются электрические машины с несколькими трёхфазными обмотками. Обмотки выполняются обычно с сокращением шага. Это может приводить к увеличению пульсаций токов в системах с полупроводниковыми преобразователями с ШИМ. Эксперимент, подтверждающий это положение, выполнен на приводе вращателя бурового станка СБШ-250 с 6-фазным двигателем АДВ-90 (90 кВт), питающимся от транзисторных инверторов по схеме рис.6.

В двигателе обмотки статора имеют шаг 5/6 и в каждом пазу статора находятся проводники разных обмоток и фаз. Инверторы работают с частотой ШИМ 2 кГц. Осциллограмма тока фазы двигателя представлена на рис.7. На рис.8 этот режим работы воспроизведён на компьютерной модели.

Из рис.7 и 8 видно, что пульсации токов двигателя недопустимо велики. Обусловлены они тем, что для некоторых гармонических составляющих напряжений инверторов двигатель обладает малыми индуктивностями.

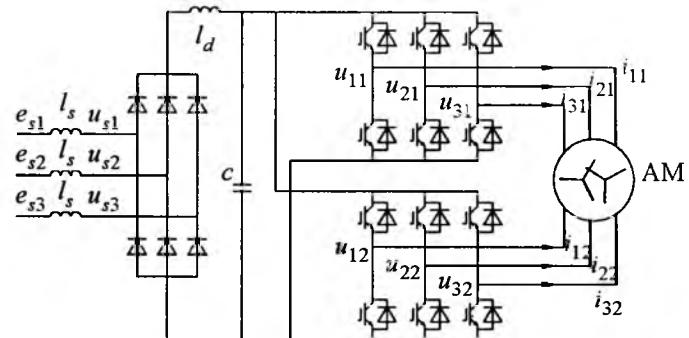


Рис.6. Схема привода с двигателем АДВ-90

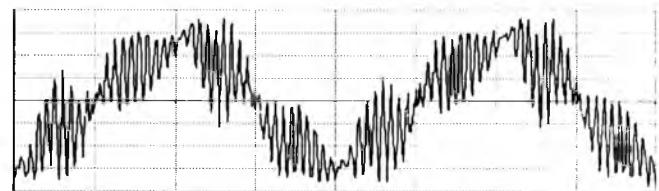


Рис.7. Осциллограмма тока двигателя АДВ-90

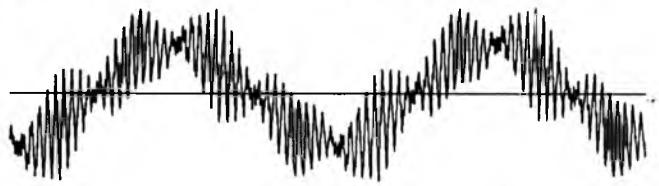


Рис.8. Ток двигателя АДВ-90, рассчитанный на компьютерной модели

## Список литературы

- Пронин М.В. Моделирование и анализ системы с многофазным асинхронным генератором и многотактным активным выпрямителем // Электротехника. 2006. №5. С. 55–61.
- Пронин, М.В., Воронцов А.Г. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет). СПб.: ОАО "Электросила", 2003.
- Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: изд. НГТИ, 2001.
- Pronin M., Vorontsov A. Dependence of current pulsations of multi-phase electrical machine on reduction of winding pitch and scheme of semiconductor converter. EPE-PEMC. 2006, Portoroz, Slovenia.
- Пронин М.В., Воронцов А.Г., Калачиков П.Н., Емельянов А.П. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями. СПб.: ОАО "Силовые машины" "Электросила", 2004.
- Hadiouche D., Razik H., Rezzoug A. On the Modeling and Design of Dual-Stator Windings to Minimize Circulating Harmonic Currents for VSI Fed AC Machines // IEEE transactions on industry applications. 2004. Vol.40, N.2.

# **Смена аппаратной и программной парадигм компьютеров**

**ДОЛКАРТ В.М., ПРОНИНА Л.В.**

*Рассмотрена смена парадигм создания процессоров и программного обеспечения для них, вызванная непрерывным развитием индустрии полупроводниковых интегральных микросхем, происходящим по "закону Мура".*

Главной ценностью XXI в. становятся информация и знания, а главным средством, помогающим человеку осуществлять доступ к ним и их обработку, становятся информационно-коммуникационные технологии (ИКТ), основанные на массовом использовании объединённых в локальные сети и всемирную сеть Интернет персональных компьютеров (ПК), которых в 2007 г. будет выпущено около 240 – 250 млн. штук, а общее число ПК, используемых в мире на работе и дома, приблизится к 1 млрд.

Именно ПК стали основой вычислительной техники в XXI в., причём серверы, суперкомпьютеры и компьютеры для встроенных применений также используют интегральные микросхемы, разрабатываемые для ПК.

Все успехи современных ИКТ основаны на непрерывном развитии индустрии полупроводниковых интегральных микросхем.

Один из основателей и теперешний почётный председатель Совета директоров фирмы "Intel", ежегодный объём продаж которой превышает 30 млрд. дол. и у которой к 2010 г. будут работать 8 полупроводниковых фабрик, в том числе и в Китае, стоимостью в 3 млрд. дол. каждая, производящих сотни миллионов сложных интегральных микросхем для ПК, рабочих станций и серверов на кремниевых подложках диаметром 300 мм, Гордон Мур так оценил сложившуюся в мире ситуацию: "На развитии полупроводниковой индустрии зиждется вся мировая экономика".

Полупроводниковая индустрия, важнейшей частью которой является производство интегральных кремниевых микросхем, одна из самых динамично развивающихся отраслей промышленности. В 2006 г. объём продаж полупроводниковой индустрии составил порядка

*In this paper, there is considered the change in paradigms of creation of processors and corresponding software caused by progressive evolution of the integrated microcircuits industry according to the "Moore's Law".*

248 млрд. дол., а в 2011 г. он может возрасти до 400 млрд. дол.

Полупроводниковая интегральная микросхема представляет собой заключённую в небольшой корпус с десятками, сотнями, а теперь и тысячами выводов одну или несколько полупроводниковых, обычно кремниевых, пластинок, называемых кристаллами, толщина которых составляет несколько десятых долей миллиметра, а площадь от нескольких квадратных миллиметров до нескольких квадратных сантиметров.

В поверхностном слое кремниевой пластины и на её поверхности изготовлены и нужным образом соединены тысячи, миллионы, а сейчас уже даже миллиарды компонентов, в основном транзисторов, образующих функционально законченную неразборную интегральную микросхему, питание которой и приём входных и выдача выходных сигналов осуществляются через выводы корпуса.

В июле 1959 г. Роберт Нойс, еще один из основателей фирмы "Intel", подал заявку на патент, а в апреле 1961 г. первым получил патент на интегральную полупроводниковую микросхему.

Следующий крупный шаг в развитии микросхем произошел в 1970 г., когда была изготовлена микросхема первого программируемого микропроцессора, патент на который получили сотрудники фирмы "Intel" Тед Хофф, Стенли Мазор и Федерико Фаджин. Четырёхбитный микропроцессор, получивший название Intel 4004, имел кристалл размером  $3,2 \times 1,6$  мм, содержал 2250 транзисторов и изготавлялся по технологии с 10-микронными проектными нормами.

Этот микропроцессор использовался в калькуляторе, а уже в 1978 г. фирма "Intel" выпуск-

тила 16-битный микропроцессор Intel 8088, содержащий 29 000 транзисторов, на основе которого фирма IBM разработала свой первый персональный компьютер IBM PC, ставший всемирным стандартом в начале 80-х годов прошлого столетия.

В 1985 г. фирма "Intel" выпустила для ПК первый 32-битный микропроцессор Intel 80386, содержащий 275 000 транзисторов, открыв эру 32-битных ПК с процессорами x86 архитектуры, продолжив её уже в этом веке процессорами с 64-битным расширением x86(-64).

Такой микропроцессор представляет собой набор вычислительных и логических блоков и внутренних вспомогательных памятей, интегрированных на кристалле, и обеспечивающих исполнение всех команд, содержащихся в программе, хранящейся во внутренней и внешней памятях и последовательно передаваемых в процессор для исполнения.

Все микропроцессоры для ПК, которые сейчас принято называть просто процессоры, поставляемые фирмой "Intel" до 2005 г., имели один набор таких блоков или одно ядро. Они были одноядерными.

Таким образом, основной аппаратной парадигмой вычислительной техники до 2005 г. было использование в компьютерах в качестве основного элемента одноядерных процессоров, хотя возможность создания многоядерных процессоров рассматривалась той же фирмой "Intel" ещё в начале 90-х годов прошлого века. Тогда же появились многопроцессорные суперкомпьютеры, которые явились своего рода предшественниками многоядерных процессоров.

После появления в 1985 г. первого 32-битного одноядерного процессора для ПК развитие этих процессоров проходило по пути периодической смены поколений их микроархитектуры, основанной на смене поколений техпроцессов изготовления интегральных микросхем, ведущей к увеличению числа транзисторов на кристалле в соответствии с "законом Мура". Так, выпущенный в 2002 г. один из последних одноядерных процессоров для ПК Intel Pentium 4 содержал на кристалле уже 55 млн. транзисторов.

Понятие о "законе Мура" сформировалось постепенно. Всё началось в далёком 1965 г., когда в журнале "Electronics" была помещена

статья Гордона Мура с прогнозом развития полупроводниковых микросхем, который впоследствии и назвали законом Мура. Этот эмпирический закон, описывающий подмеченную Муром закономерность развития сложных кремниевых интегральных микросхем, гласит, что количество транзисторов, размещенных на кристалле в сложных интегральных микросхемах удваивается каждые 1,5–2 года, т.е. увеличивается экспоненциально, повышая сложность выполняемых микросхемой функций и её производительность, но одновременно снижая стоимость используемых в ней транзисторов, так что стоимость микросхемы повышается незначительно.

С тех пор, когда впервые был сформулирован закон Мура, сложность интегральных микросхем неизмеримо возросла, а их функции расширились. Поэтому сейчас термин закон Мура, часто употребляется в более общем виде, обозначая непрерывный экспоненциальный рост функциональности интегральных микросхем с одновременным снижением их удельной стоимости. Проще говоря, закон Мура в его нынешней трактовке предусматривает улучшение в 2 раза основных характеристик сложных интегральных микросхем каждые 1,5–2 года.

Суть закона Мура состоит, по существу, в том, что темпы увеличения числа компонентов микросхем и, соответственно, усложнения выполняемых ими функций, оказываются выше темпов роста стоимости производства кристаллов микросхем. В соответствии с законом Мура происходит непрерывная смена поколений технологических процессов изготовления микросхем, которые характеризуются прежде всего проектными нормами литографических процессов, используемых в технологическом процессе. В табл. 1 показана ожидаемая смена поколений планарного технологического процесса изготовления кремниевых микросхем в первой четверти XXI в.

Указанное в табл. 1 максимальное количество транзисторов на кристалле соответствует верхней границе возможностей технологического процесса в передовых полупроводниковых производствах. На практике массовые микросхемы высокой сложности используют 5–10% максимально возможного количества транзисторов на кристалле, что обеспечивает в ходе производства получение большего процента

Таблица 1

Плотность энергии тепловыделения на кристалле, Вт/см <sup>2</sup>	55	90	TDP микросхемы не более 130 Вт							
Проектные нормы технологического процесса, нм	130	90	65	45	32	22	16	11	8	5
Максимальное количество транзисторов на кристалле, млрд. штук	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512
Диаметр исходной кремниевой пластины, мм			300			450			675	
Год	2001	2004	2006	2008	2010	2013	2016	2019	2022	2026

выхода годных кристаллов с кремниевой подложки.

Из табл. 1 видно, что после 2004 г. основным параметром тепловыделения микросхемы стала не плотность энергии тепловыделения кристалла микросхемы, а общая суммарная энергия тепловыделения микросхемы, так называемый тепловой пакет микросхемы Thermal Design Power (TDP), который для интегральных микросхем, используемых в настольных, не мобильных, устройствах, не должен превышать 130 Вт на микросхему в корпусе. Это позволяет использовать для охлаждения микросхемы технологию воздушного охлаждения с помощью вентилятора, которая не очень дорога и хорошо отработана в настоящее время для такого значения теплового пакета микросхемы.

Ведущий разработчик и изготовитель центральных процессоров для ультрамобильных, мобильных и настольных ПК, а также для рабочих станций и серверов, имеющий гигантское собственное полупроводниковое производство и поставляющий порядка 80% таких процессоров, используемых во всём мире, фирма "Intel" выпускает ежегодно сотни миллионов различных процессоров.

Сейчас эти процессоры используются и в суперкомпьютерах, где параллельно работают тысячи таких процессоров, и во встроенных компьютерах в системах управления и регулирования технологическими процессами и оборудованием.

До 2005 г. фирмой "Intel" использовалась парадигма создания одноядерных процессоров для ПК, число транзисторов в которых возрастило в соответствии с законом Мура, обеспечивая улучшение микроархитектуры процессоров и повышение частоты его работы. Уже в

2004 г. частота работы одноядерного процессора для ПК превысила 3 ГГц, но при этом тепловой пакет микросхемы процессора TDP возрос до 130 Вт, что явилось пределом возможностей поддержания допустимой температуры процессора с помощью недорогой системы воздушного охлаждения процессора, использующей вентилятор.

Однако непрерывный рост тепловыделения одноядерных процессоров сделал невозможным дальнейшее повышение производительности процессора за счёт увеличения частоты его работы.

Парадигма использования одноядерных процессоров для ПК закончилась и ей на смену в 2005 г. пришла парадигма использования для ПК многоядерных процессоров, производительность которых повышается за счёт параллельной работы множества ядер процессора, а не за счёт увеличения частоты работы ядра, сопровождаемой увеличением рассеиваемой мощности. Начав в 2005 г. с выпуска двухъядерного процессора Intel Pentium D, уже в 2006 г. фирма "Intel" выпустила первый четырёхъядерный процессор Intel Core 2 Extreme QX6700 для настольных ПК, в котором два двухъядерных процессорных кристалла размещаются в корпусе одной микросхемы. Сейчас 2- и 4-ядерные процессоры фирмы "Intel" имеют одинаковые корпуса и вставляются в одинаковый соединитель с 775 выводами, пружинная часть которого запаяна в системную, материнскую, плату компьютера и контактирует с позолоченными круглыми контактными пятнами, расположенными по периметру основания корпуса микросхемы процессора.

Соответственно два или четыре процессорных ядра, размещённых в одной микросхеме,

работают параллельно и равноправно, подключаясь к единственной общей системной процессорной 64-битной фронтальной шине FSB, по которой они подсоединяются к микросхеме северного моста обслуживающего процессор набора микросхем, находящейся в ПК на той же системной плате, что и процессор, и через него к двум каналам расположенных на системной плате плат с микросхемами синхронной динамической памяти DDR2, образующими оперативную память, в которой хранятся данные и программа.

Переход к использованию многоядерных процессоров способствует повышению их энергоэффективности, т.е. производительности процессора, приходящейся на 1 Вт потребляемой процессором мощности, поскольку производительность процессоров повышается не за счёт повышения частоты работы процессора, вызывающего повышение энергопотребления, а за счёт увеличения числа ядер процессора, работающих на прежней частоте. Хотя количество транзисторов на кристалле процессора продолжает увеличиваться в соответствии с законом Мура, уменьшение токов утечки новых транзисторов с более толстым подзатворным окислом из диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью снижает их энергопотребление.

Фирма "Intel" ввела в 2006 г. пятисимвольную маркировку изготавляемых фирмой процессоров, первый буквенный символ в которой определяет границы теплового пакета TDP процессоров данного типа. Остальные 4 символа представляют собой четырёхзначный цифровой индекс, определяющий производительность процессора и энергопотребление в рамках TDP, заданных буквенным символом. Чем цифровой индекс больше, тем больше производительность процессора и его тепловыделение. Соответствие значения TDP буквенным символам в названии процессора приведено в табл.2.

Процессоры с большим значением TDP используют активную систему воздушного ох-

аждения, с вентилятором, а процессоры с меньшим TDP – пассивную, с ребристым металлическим охладителем.

Наличие широкого диапазона процессоров с разными значениями TDP обеспечивает разработчикам компьютеров возможность выбора процессора, нужного для каждого конкретного сегмента рынка: настольных, мобильных или встроенных компьютеров.

Снижение энергии тепловыделения микросхемами важно не только с точки зрения упрощения их охлаждения, но ещё и потому, что сейчас, когда количество работающих персональных компьютеров и серверов приближается к 1 млрд., энергопотребление компьютеров уже составляет заметную часть общемирового энергопотребления. Поэтому управление расходом энергии в современных ПК и серверах делается интеллектуальным и потребляемая процессором электроэнергия заметно уменьшается при снижении загрузки компьютера благодаря действию системы динамической подстройки, снижающей напряжение электропитания и частоту работы ядер процессора и отключающей неработающие ядра процессора при уменьшении загрузки процессора.

Исполнительный директор фирмы "Intel" Пол Отеллини заявил, что увеличение производительности процессоров и оптимизация их энергопотребления являются приоритетными задачами фирмы на период до 2010 г. По его словам, к концу десятилетия фирма "Intel" будет выпускать процессоры, на 300% превосходящие нынешние по соотношению производительности на 1 Вт потребляемой мощности.

На рис.1 показан ход разработки кремниевых технологий и микроархитектур для процессов фирмы "Intel" в 2004–2013 гг., откуда видно, что фирма "Intel" предусматривает поочерёдное ежегодное обновление либо кремниевой технологии производства процессоров с одновременным усовершенствованием микроархитектуры производимых по ней процессоров,

Таблица 2

Буквенные символы				
X	E	T	L	U
75 – 130 Вт	50 – 74 Вт	25 – 49 Вт	15 – 24 Вт	< 14 Вт
TDP				

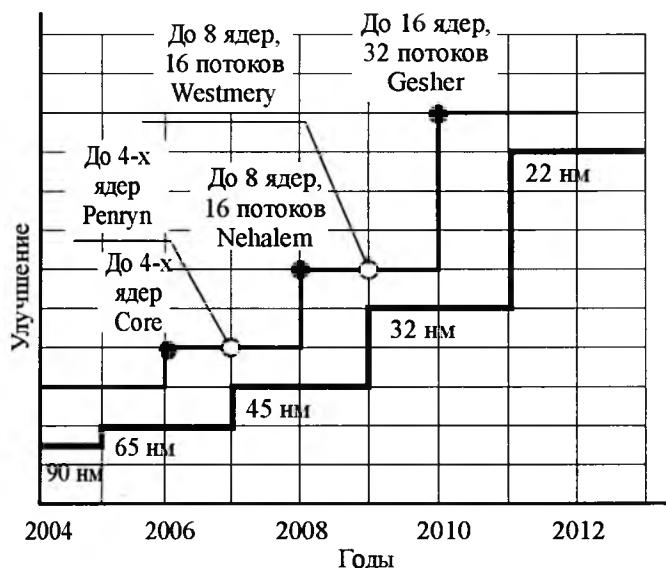


Рис.1. Разработка кремниевых технологий и микроархитектур для процессоров фирмы "Intel":

- – процессоры новой микроархитектуры;
- – новые процессоры;
- — разработка микроархитектур;
- — разработка кремниевых технологий

либо запуск в производство процессоров с совершенно новой микроархитектурой, производимых по установившейся кремниевой технологии.

Во второй половине 2007 г. фирма "Intel" начала производство по новой 45 нм технологии процессоров семейства Penryn, использующих усовершенствованную микроархитектуру Intel Core, разработанную в предыдущем году, и содержащих в процессоре 2 или 4 ядра.

Двухядерный процессор Penryn будет содержать на кристалле более 410 млн. транзисторов, но площадь его кристалла составит всего 107 мм<sup>2</sup>, что на 25% меньше площади аналогичного процессора выпускавшегося ранее по 65 нм технологии. Четырёхядерный процессор Penryn будет содержать на двух кристаллах более 820 млн. транзисторов.

Фирма "Intel" планирует производить удвоение количества ядер в процессоре каждые 2 года (рис.1).

Руководитель отдела Digital Enterprise Group фирмы "Intel" Пэт Гелсингер отметил, что многоядерность процессоров является стратегическим направлением деятельности фирмы "Intel". При этом для одних задач будут использоваться процессоры с несколькими высокопроизводительными ядрами, для других – процессоры с множеством небольших энерго-эффективных ядер, для третьих – комбинация

высокопроизводительных, специализированных и небольших ядер. Будет представлен целый спектр решений для удовлетворения широкого круга потребностей.

Возникла новая аппаратная парадигма компьютеров: использование в компьютерах многоядерных процессоров.

Эра многоядерных процессоров началась и можно ожидать, что уже очень скоро число ядер на кристалле достигнет нескольких десятков, а затем и сотен.

Чтобы изучить, а затем и решить проблемы, возникающие при взаимодействии такого количества процессорных ядер как между собой, так и с оперативной памятью, в фирме "Intel" в рамках программы "Терравычисления" еще в 2006 г. был разработан экспериментальный 80-ядерный процессор, обеспечивающий производительность в триллион операций с плавающей запятой в секунду (1 Террафлопс) и скорость обмена данными между ядрами порядка нескольких Терабит/с при энергопотреблении всего 62 Вт.

По этой же программе разрабатывается еще около 100 проектов, облегчающих разработку многоядерных процессоров и помогающих созданию программного обеспечения для них, эффективно использующего большие вычислительные возможности многоядерных процессоров и оптимизирующего передачу больших объемов данных внутри процессора и между процессором и трёхмерной многослойной оперативной памятью, которая должна работать совместно с многоядерным процессором, имеющим структуру "многоядерной сети на кристалле".

Главный вывод, который можно сделать на основании рассмотрения перспектив развития процессоров фирмы "Intel" состоит в том, что с 2005 г. основной аппаратной парадигмой вычислительной техники стало использование в компьютерах многоядерных процессоров.

Уже в 2008 г. на базе 45 нм технологии фирмой "Intel" запланирован перевод процессоров на микроархитектуру нового поколения с кодовым называнием Nehalem, в которой в процессоре будет до 8 ядер, при двухпоточной программной обработке данных в каждом ядре, так что общее число одновременно исполняемых программных потоков может достигать 16. При этом, вероятно, контроллер памяти пере-

местится из микросхемы северного моста в микросхему процессора и микросхема процессора будет подключаться к каналам микросхем синхронных динамических памятей DDR3, образующих оперативную память, уже непосредственно, а не через северный мост, как это было ранее. Непосредственное подключение памяти к процессору должно обеспечить эффективное использование высокой производительности многоядерного процессора нового поколения. Этому будет способствовать и замена микросхем памяти DDR2 на более быстрые микросхемы памяти DDR3.

Эти архитектурные изменения новых процессоров, выпускаемых по 45 нм технологии, потребуют перехода к новым корпусам микросхем процессоров с большим числом выводов. Так, уже в 2008 г. ожидается переход к использованию нового корпуса микросхемы процессора и нового разъёма с массивом контактных площадок Land Grid Array – LGA 1366, имеющего 1366 контактных пружин, контактирующих с 1366 позолоченными контактными площадками на корпусе микросхемы процессора. Увеличение числа контактов микросхемы процессора позволит не только улучшить связь процессора с оперативной памятью, но и использовать несколько сотен контактов для надёжной подачи уровня "земли" и напряжения питания процессора, значение которого составляет около 1 В, а потребляемый процессором ток достигает 100 А.

Традиционно до 2005 г., когда фирма "Intel" выпустила первый массовый двухядерный процессор Intel Pentium D, программное обеспечение для процессоров использовало парадигму последовательного структурного программирования, хорошо соответствующую аппаратной парадигме использования одноядерных процессоров.

Произошедшее изменение парадигмы выпуска процессоров для ПК, когда одноядерная архитектура процессора заменяется на многоядерную, обуславливает необходимость смены и программной парадигмы – перехода от последовательного стиля программирования к параллельному.

Именно применение многоядерных многопоточных процессоров обеспечивает эффективное использование параллельных вычислений. Программирование от последовательного и структурного программирования должно уже с 2007 г. начать активный переход к параллельным мно-

гопоточным вычислениям, когда несколько программных ветвей выполняются одновременно и независимо друг от друга, но в определенные моменты времени обмениваются между собой данными. Также требуется серьёзное изменение стиля программирования приложений, обеспечивающее создание параллельных программных потоков.

Важно отметить, что переход к парадигме использования в компьютерах многоядерных процессоров перекладывает ответственность за повышение производительности компьютеров с разработчиков процессоров на разработчиков программного обеспечения, которые должны добиться эффективного исполнения своих программ на многоядерных процессорах.

Сейчас производители процессоров активно убеждают пользователей в необходимости применения многоядерных процессоров и всячески стимулируют разработчиков программного обеспечения к написанию многопоточных и многозадачных кодов, полностью реализующих возможности многоядерных процессоров. Теперь очередь за новыми операционными системами, умеющими работать с процессорами с большим числом ядер, и за хорошо распараллелившимися приложениями.

Новая парадигма программного обеспечения предусматривает массовый переход к параллельным вычислениям.

Многоядерные процессоры представляют собой, по существу, многопроцессорную систему на уровне кристалла Chip-level Multiprocessing (CMP), размещаемую в одной микросхеме процессора.

Главной целью многоядерного процессора является повышение общей эффективности, т.е. производительности, вычислительной системы без повышения рассеиваемой ею мощности.

Интерес к многопроцессорным вычислительным системам возник давно. Ещё 40 лет назад, в 1967 г., один из разработчиков легендарной серии компьютеров IBM System/360 Женя Амдал (Gene Amdahl) вывел закон, определяющий прирост производительности много-процессорной вычислительной системы в зависимости от числа используемых в ней процессоров и доли последовательных операций в программе. Используя этот закон для многоядерных процессоров, которые представляют собой многопроцессорную систему на кристалле, закон

Амдала можно выразить следующей формулой:

$$S \leq 1/(c + (1 - c)/N),$$

где  $S$  – прирост производительности процессора, раз;  $c$  – доля последовательных операций в программе;  $N$  – число ядер в процессоре или число программных потоков.

На рис.2 показаны кривые, отражающие прирост производительности процессора в зависимости от числа ядер в процессоре или от числа исполняемых программных потоков и доли последовательных операций в программе, построенные на основе закона Амдала.

В 2008 г. по 45 нм технологии фирма "Intel" начнёт выпускать восьмиядерные процессоры по новой микроархитектуре Intel Nehalem. Ожидается, что в этом процессоре будет использоваться система одновременной многопоточности Simultaneous Multi-Threading, позволяющая организовать 16 программных потоков на 8 процессорных ядрах, каждое из которых будет выполнять два программных потока. Для программного обеспечения это будет выглядеть как 16-ядерный процессор.

Как уже отмечалось, реализовать предоставляемые таким процессором возможности можно только при смене парадигмы программирования и переходе к использованию параллельных вычислений.

На рис.2 видно, что уже при 5% последовательных операций в программе ожидаемый прирост производительности многоядерного процессора заметно падает, а при 20% для 16-ядерного или 16-поточного процессора, производительность, по сравнению с одноядерным однопоточным процессором, возрастает всего

в 4 раза вместо 16 раз, как это происходит при полностью параллельных вычислениях.

Известно, что суперкомпьютеры уже давно используют многопроцессорные распределённые вычислительные системы, требующие эффективного параллельного программирования. При этом на суперкомпьютерах обычно использовался ограниченный набор программ, разработчики которых тратили месяцы или даже годы на то, чтобы написать соответствующий код и должным образом протестировать его. Поэтому сейчас 3 ведущие фирмы – "Gray", IBM и "Sun" – разрабатывают новые языки программирования для эффективного параллельного программирования многопроцессорных и многоядерных вычислительных систем.

Эти фирмы уже представили предварительные реализации новых языков Fortress, Chapel и X10 для параллельного программирования, которые должны стать свободно распространяемыми. Эти языки рассчитаны на широкий круг многопроцессорных компьютеров и кластерных систем – от крупнейших суперкомпьютеров до многоядерных процессоров, используемых в ПК. Они ориентированы не только на решение научных и инженерных задач, но и на бизнес приложения. Компиляторы к этим языкам будут закончены к 2010 г. Ожидается, что хотя бы один из этих языков добьется коммерческого успеха и получит широкое распространение.

Ещё одним способом поддержки использования многоядерных процессоров является внедрение в программное обеспечение технологии и средств виртуализации. Важно и то, что архитектура изолированных виртуальных вычислительных машин позволяет гарантировать отсутствие общего отказа вычислительной системы.

Свой вклад в расширение использования виртуализации внесла и фирма "Intel", предложившая технологию виртуализации Intel VT, являющуюся составляющей многоядерной технологии фирмы "Intel" и обеспечивающей поддержку виртуализации на аппаратном уровне процессора, для чего вводится 10 новых команд.

В связи с этим интересно отметить, что ещё в середине 60-х годов прошлого века во ВНИИЭМ был разработан многопроцессорный управляющий компьютер В-3М, на основе которого в начале 70-х годов была создана система комплексной автоматизации Ленинградской АЭС "Скала" для энергоблоков с реактором РБМК.

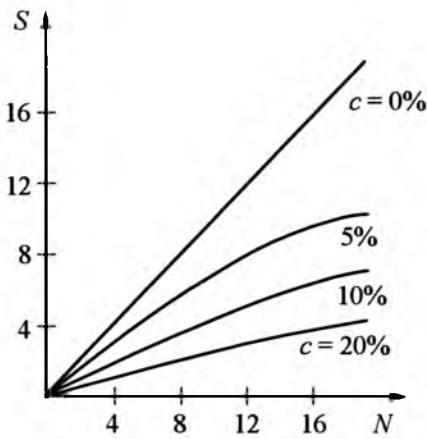


Рис.2. Прирост производительности процессора в зависимости от числа ядер в процессоре и доли последовательных операций в программе

Программное обеспечение для многопроцессорного вычислительного комплекса системы "Скала" было разработано как раз с использованием концепции "виртуальных машин".

Таким образом, сейчас уже широко создаются новые программные концепции и прикладные продукты, обеспечивающие переход от наработок в **одноядерном** последовательном программировании к параллельному **многоядерному** программированию. Приложения нового поколения также ориентируются на параллельное исполнение на многоядерных компьютерах.

Переход от парадигмы **последовательного** программирования к парадигме **параллельного** программирования для многоядерных процессоров уже начался и возврата назад нет.

По этому поводу Билл Гейтс, посетивший Москву в конце 2006 г., заявил, что "... самое интересное у нас еще впереди. Скоро все домашние компьютеры будут оснащены процессорами с 64 ядрами, а серверные – процессорами с 256 или даже большим числом ядер, так что "железо" (т.е. аппаратная часть компьютера) наконец перестанет ограничивать возможности программного обеспечения".

Смена парадигм вычислительной техники в части перехода к применению многоядерных процессоров и параллельного программного обеспечения для них открывает широкие перспективы для дальнейшего быстрого развития ИКТ в соответствии с законом Мура.

В заключении остановимся на перспективах использования многоядерных процессоров во

встроенных компьютерах. Разработчики вычислительных управляющих систем и АСУТП со встроенными компьютерами отличаются консервативностью и инертностью и обычно не спешат использовать новейшие достижения вычислительной техники. Однако и они будут вынуждены перейти к использованию многоядерных процессоров и параллельно работающего программного обеспечения для них, поскольку это даст большой экономический эффект и позволит упростить разработку сложных систем автоматизации технологических процессов и управления оборудованием.

#### Список литературы

1. Сайт [www.intel.com](http://www.intel.com)
  2. Сайт [www.3dnews.ru](http://www.3dnews.ru)
  3. Акиншин Л. Двухядерные процессоры во встраиваемых системах и закон Мура // Chip-News. 2007. №3. С.22–28.
  4. Золотарев С.В., Рыбаков А.Н. Программное обеспечение для многоядерных компьютерных систем: возможности и проблемы // Мир компьютерной автоматизации. 2006. №2. С.76–82.
  5. Слюсар В. Многоядерная архитектура проблемные аспекты // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2007. №1. С.92–97.
  6. Антес Г. Наследники Фортрана и Си // Computerworld (Россия). 2007. С.28.
  7. Бобровский С. От объектного программирования к функциональному // PCWEEK/РЕ. 2007. №14. С.36–37.
- Долкарт Владимир Михайлович – главный научный сотрудник НПП ВНИИЭМ, доктор техн. наук, заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член РАЭН.
- Пронина Людмила Викторовна – ведущий инженер НПП ВНИИЭМ. Окончила факультет электронной техники МЭИ в 1952 г.

## Нестационарные процессы в регулируемом электроприводе с высоковольтным преобразователем частоты сетевого насоса станции теплоснабжения

БЕЛЯЕВ Д.В., ВЕЙНГЕР А.М., ТАРАСОВ Д.В.

Приведены результаты исследований нестационарных электромагнитных и электромеханических процессов при самозапуске (рестарте) частотно-регулируемого электропривода сетевого насоса при возмущениях в системе электроснабжения.

The article contains the research results of electromagnetic and electromechanical transients of the medium voltage variable-speed drive of the hot water pump during power losses or short power downs.

Особенность технологии производства тепловой энергии на районных станциях теплоснабжения (РТС) с водогрейными котлами – поддержание требуемого в зависимости от тепловой нагрузки номинального расхода сетевой воды, обеспечиваемое сетевыми насосами. Сетевые насосы в гидравлической схеме РТС работают на общий коллектор, т.е. они являются общими для всех котлов теплостанции. Применение для сетевых насосов РТС электроприводов с регулируемой выходной частотой позволяет осуществлять плавное изменение производительности насосов и за счёт исключения дросселирования задвижками на напоре экономить в среднем до 35% потребляемой электроэнергии, снизить расход топлива и увеличить КПД котлов [1, 2].

Для сетевых насосов котлов производительностью от 50 до 120 Гкал/ч применяют в качестве электроприводов асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, реже синхронные турбодвигатели. Мощность асинхронных двигателей – 630 и 800 кВт при напряжении 6000 В, мощность синхронных двигателей – 1250 кВт при напряжении 10000 В. Использование высоковольтных асинхронных двигателей обусловило применение для регулирования частоты их вращения высоковольтных преобразователей частоты (ПЧ).

В качестве последних наибольшее распространение получили высоковольтные ПЧ серий 1557MV и Power Flex 7000 [3, 4]. Так, на теплостанциях Московской объединённой энергетической компании эксплуатируется более 50 таких ПЧ [5]. В то же время, как показал опыт эксплуатации, ПЧ чувствительны к возмущениям в системе электроснабжения, что оказывает существенное влияние на протекание электромагнитных и электромеханических процессов в частотно-регулируемых электроприводах (ЧРП) при кратковременных глубоких снижениях напряжения в питающей сети (до 75–80% номинального значения) или перерывах электроснабжения. Срабатывание защиты по напряжению приводит при этом к отключению ПЧ (блокированием импульсов управления) и электродвигателя. Последний начинает тормозиться в режиме свободного выбега. С этого же момента начинается снижение расхода сетевой воды в теплосети. После восстановления напряжения сети ПЧ разблокируется и должен

подхватить выбегающий электродвигатель, т.е. должен быть осуществлён самозапуск (рестарт) электропривода с разгоном его до частоты вращения, соответствующей доаварийному режиму, и восстановлением исходной производительности насоса. Если подхвата электродвигателя по тем или иным причинам не происходит, то его выбег с насосом продолжается практически до останова. Соответственно падает расход сетевой воды, что приводит к срабатыванию защиты котлов, останову РТС и, как следствие, к значительным убыткам из-за недоотпуска тепла.

Режим самозапуска сопровождается протеканием сложных электромагнитных и электромеханических процессов, основные результаты исследования которых рассмотрены в данной статье. Исследования процессов при самозапуске выполнялись на "виртуальном" стенде высоковольтных электроприводов, на котором моделировалось влияние изменения программных настроек системы управления ЧРП на характеристики процессов при самозапуске [6, 7]. Оптимальность настроек проверялась экспериментально на ряде РТС.

### **Особенности самозапуска частотно-регулируемого электропривода с асинхронным двигателем**

Как известно, самозапуском называется восстановление нормальной работы электродвигателя с механизмом на валу без вмешательства эксплуатационного персонала после кратковременного перерыва электроснабжения или глубокого снижения напряжения. Самозапуск считается обеспеченным, если после восстановления напряжения агрегат разогнался до исходной частоты вращения и продолжает длительно работать с нормальными (доаварийными) производительностью механизма и нагрузкой двигателя.

Самозапуск ЧРП имеет ряд особенностей, которые зависят от топологии ПЧ, принципов построения системы управления и реализуемых ей алгоритмов. В классическом понимании процесс самозапуска ЧРП после перерыва электроснабжения с последующим восстановлением напряжения в сети можно разделить на два этапа – этап выбега электродвигателя, подключённого к ПЧ, с механизмом на валу и этап частотного пуска электродвигателя от частоты

вращения, соответствующей окончанию выбега после восстановления напряжения питания ПЧ, до частоты вращения, соответствующей режиму, предшествующему нарушению электроснабжения. Особенность участия в самозапуске электродвигателей, подключаемых к сети через преобразователи частоты, – в сниженных до 1,2–1,5 номинального значения токов, потребляемых ЧРП из сети. Это благоприятно сказывается на процессе восстановления напряжения в сети и на электромагнитных и электромеханических процессах других, нерегулируемых по скорости электродвигателей, участвующих в групповом самозапуске.

После отключения ПЧ с подключенным к нему электродвигателем начинается его выбег. Плавный пуск ЧРП должен начинаться практически сразу после восстановления напряжения и разблокирования ПЧ. При этом пуск должен происходить практически от той частоты вращения электропривода, до которой он выбежал. Режим включения ПЧ с подхватом врашающегося двигателя (рестарт, перезапуск) без перерегулирования его частоты вращения обеспечивается системой управления преобразователя, предотвращающей возникновение режима генераторного торможения из-за возможного несоответствия частоты поля ротора и частоты тока статора в момент подачи импульсов управления на полупроводниковые приборы преобразователя и разблокировки последнего. Обычно поиск частоты вращения, соответствующей окончанию выбега, осуществляется программным способом (считыванием текущей частоты вращения из модели электродвигателя в системе управления). Система управления реализует при этом алгоритм, основанный на непрерывном вычислении скорости электродвигателя по затухающему в процессе снижения скорости его магнитному потоку. Если магнитный поток не достиг минимально допустимого значения, установленного в параметрах настройки системы управления, то подхват двигателя (самозапуск) начинается с последнего значения вычисленной скорости электропривода и, как правило, происходит тем успешнее, чем меньшее время затрачено на её определение. Если в процессе выбега

магнитный поток станет ниже минимально допустимого значения, система управления воспринимает это как сигнал считать, что все дальнейшие значения вычисляемой скорости двигателя не достоверны и обнуляет их. При этом электродвигатель продолжает выбег (так как возникает несоответствие частоты поля ротора и частоты тока статора) практически до полной остановки, его самозапуск неуспешен. Соответственно падает расход сетевой воды, что, как уже отмечалось, приводит к аварийному отключению котлов и РТС. Отсюда очевидно требование к системе управления ЧРП – обеспечить рестарт электропривода сетевого насоса при нарушении электропитания и восстановление расхода сетевой воды за время до срабатывания защиты и отключения котлов.

Для иллюстрации сказанного на рис. 1 показан процесс рестарта ЧРП с использованием функции подхвата электропривода. После восстановления питающего напряжения в течение промежутка времени  $t_3-t_4$  система управления ПЧ определяет текущую частоту вращения двигателя, а затем осуществляет разгон до предшествующей отключению частоты. При этом варианты кривых разгона соответствуют различному времени поиска текущей частоты и перегрузочной способности преобразователя. При малом времени поиска (кривая 1) рестарт осуществляется с большей скоростью, соответственно меньше времени требуется для выхода на требуемую скорость. При осуществлении рестарта в соответствии с кривой 3, остановка котлов избежать не удается из-за слишком большого времени поиска текущей частоты и времени разгона электропривода.

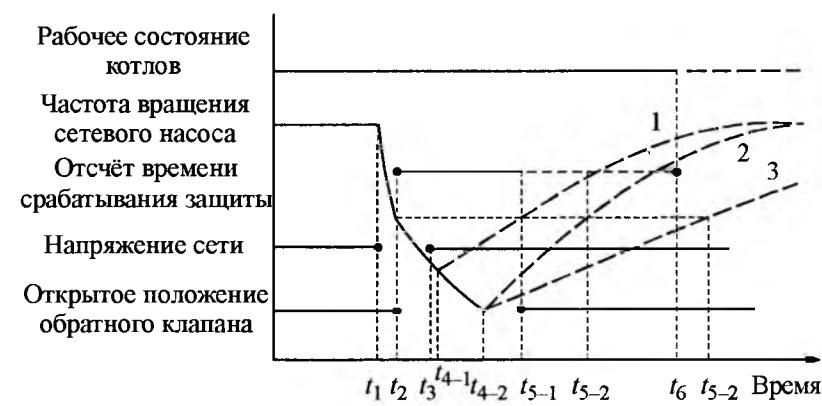


Рис.1. Процесс перезапуска сетевого насоса с поиском частоты вращения

При необходимости обеспечить жёсткие требования по рассматриваемому режиму ряд фирм предлагает установку датчиков частоты вращения – энкодеров. В этом случае проблема определения текущей частоты вращения электропривода решается относительно просто. В тоже время установка энкодеров на электродвигателях сетевых насосов РТС, как правило, технически нереализуема, что связано с конструктивными особенностями электронасосов, применяемых на теплостанциях.

#### Характеристики процессов самозапуска электропривода сетевого насоса

На рис.2 и 3 представлены зарегистрированные осциллографом процессы неуспешного самозапуска ЧРП и процессы, извлечённые из диагностического буфера системы управления электропривода. Переменные из диагностического буфера обозначены таким же образом, как они представлены в интерфейсе электропривода Power Flex 7000. Таким же образом обозначены на осциллограммах переменные, выве-

денные через аналоговые выходы электропривода. Непосредственно с контрольных точек устройства управления ПЧ PowerFlex 7000 зарегистрированы переменные:  $i_{sA}$  – фазный ток,  $U_{L1AB}$  – линейное напряжение. На осциллограммах также обозначены  $I_{dc\text{ Fdb}}$  – ток звена постоянного тока ПЧ, Speed Feedback(Fdb) – сигнал обратной связи по скорости, Flux Feedback(Fdb) – сигнал обратной связи по магнитному потоку, Flux from Voltage – сигнал, пропорциональный реальному магнитному потоку электродвигателя. Все переменные представлены как относительные величины при стандартном выборе базовых значений параметров машины переменного тока.

Осциллограммы получены при существующих настройках программных параметров ЧРП Power Flex 7000, эксплуатирующегося на одной из РТС для перерыва питания  $T_p = 0,82$  с. Как видно из осциллограммы рис.2, к началу самозапуска переменная, соответствующая реальному магнитному потоку, ещё не снизилась до уровня отключения по уставке минимума пото-

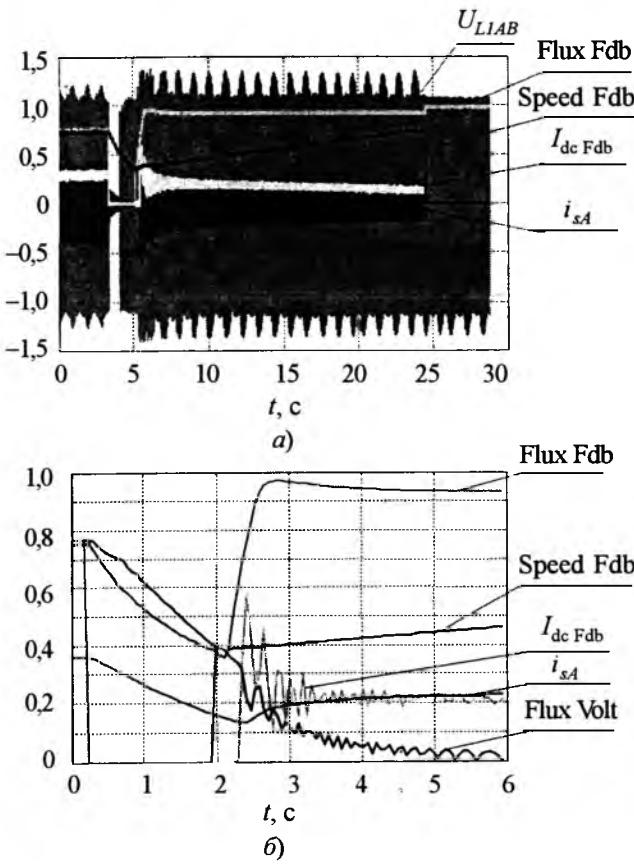


Рис.2. Процессы при неуспешном самозапуске с отключением электропривода:

*a* – зарегистрированные осциллографом; *б* – из диагностического буфера системы управления

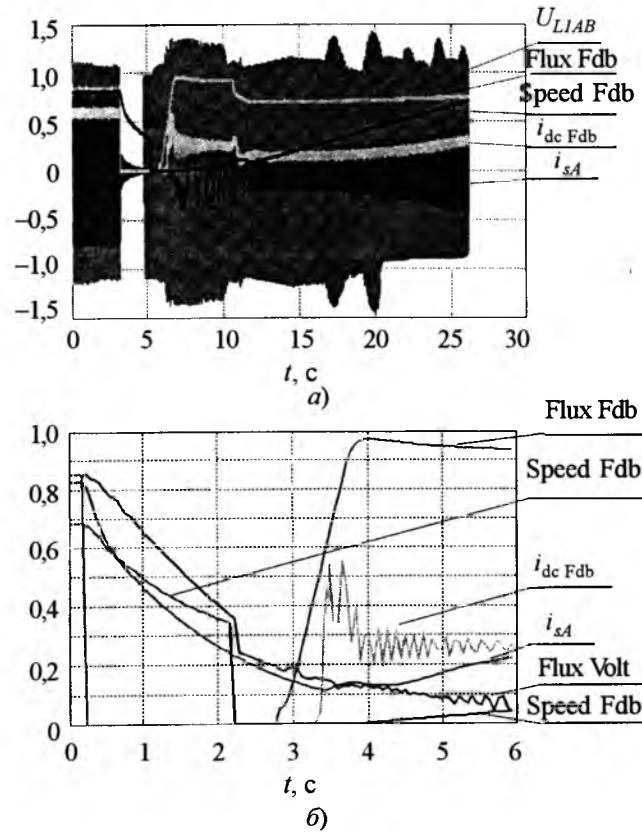


Рис.3. Процессы с увеличенным временем самозапуска электропривода:

*a* – зарегистрированные осциллографом; *б* – из диагностического буфера системы управления

ка ( $\text{Flux min} = 0,4$ ). Однако до появления выпрямленного тока происходит отключение по этому параметру. Обратная связь по магнитному потоку Flux Feedback переключается на переменную Flux from Current. Возникает незначительный скачок сигнала скорости Speed Feedback, и этот сигнал начинает нарастать. К моменту появления выпрямленного тока ПЧ имеет место достаточное скольжение электродвигателя, реальный магнитный поток, которому соответствует сигнал Flux from Voltage, продолжает убывать, ток статора не создает заметного момента, и ЧРП останавливается.

Осциллограмма рис.3 иллюстрирует процесс самозапуска электропривода, затянувшийся во времени. В данном случае сигнал Flux from Voltage опускается ниже уставки до уровня отключения уже после восстановления напряжения, но ранее начала самозапуска. Сигнал обратной связи по скорости сбрасывается на нулевой уровень. С началом самозапуска частота нарастает от нулевого уровня. В момент времени  $t \approx 11$  с частота токов статора оказывается близкой к значению, соответствующему фактической скорости двигателя. В этот момент времени фактический магнитный поток двигателя резко возрастает. Сигнал Flux from Voltage оказывается выше уровня Flux min. Обратная связь по магнитному потоку переключается на сигнал Flux from Voltage. Сигнал Flux Feedback при этом снижается. Система регулирования замыкается и далее продолжается ускорение ЧРП.

Влияние изменения параметров настройки и программной версии исследовалось на "виртуальном" стенде высоковольтных электроприводов. Практическое соответствие процессов стенда и в реальном электроприводе подтверждено многократно [6].

Регистрировались следующие переменные:

$u_p$  – напряжение на шинах узла нагрузки, от которого питается электропривод (модуль изображающего вектора);

$i_D$  – выпрямленный ток;

$\Psi_e$  – эквивалентный магнитный поток ротора;

$M_F$  – электромагнитный момент двигателя (фильтрованный сигнал, постоянная времени фильтра 0,01 с);

$v$  – скорость.

Переменные представлены как относительные величины при общепринятом выборе базо-

вых значений для параметров машины переменного тока.

На рис.4 для стандартных настроек параметров приведена модельная осциллограмма процессов при неуспешном самозапуске (перерыв электроснабжения  $T_p = 0,6$  с).

Электропривод выбегает от начальной скорости  $v_0 = 0,7$ . Как видно из осциллограммы, магнитный поток к началу самозапуска снизился значительно ниже уровня  $\text{Flux min} = 0,4$ . После возникновения выпрямленного тока частота токов статора выше уровня, соответствующего скорости электропривода. Продолжается дальнейшее снижение магнитного потока и электропривод останавливается.

При изменении параметра  $\text{Flux min} = 0,2$  характер процессов заметно меняется. Рис.5 иллюстрирует процесс успешного самозапуска при  $T_p = 0,6$  с и  $v_0 = 0,7$ . Время восстановления скорости электропривода примерно 11 с. Таким образом, изменение только одного параметра настройки благоприятно влияет на процесс самозапуска по сравнению с самозапус-

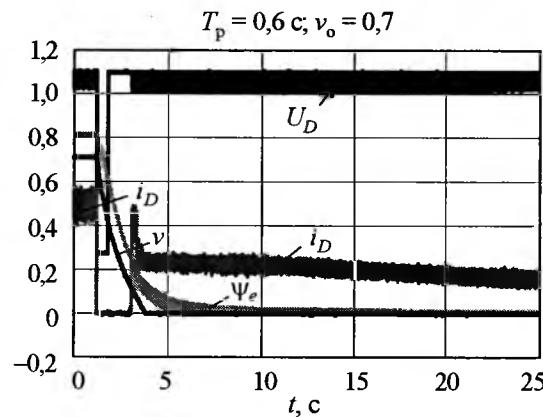


Рис.4. Неуспешный самозапуск электропривода

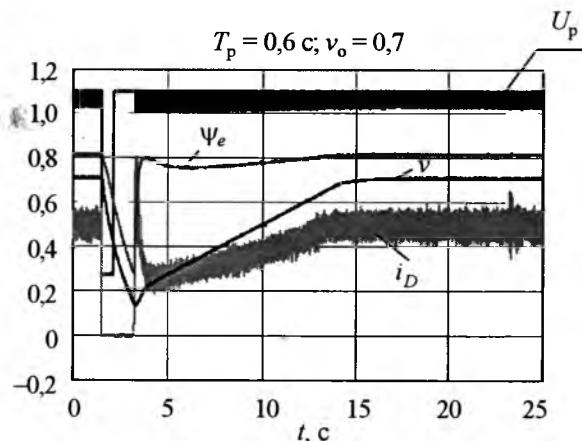


Рис.5. Процесс успешного самозапуска при изменении уставки по минимуму потока

ком при таких же исходных условиях (рис.4), где имело место аварийное отключение электропривода.

Изменение дополнительно группы программируемых параметров в системе управления ЧРП ещё больше улучшает процессы, расширяя область успешного самозапуска, сокращая его время даже при увеличенном перерыве электроснабжения.

На рис.6 показана модельная осциллограмма процессов при успешном самозапуске ЧРП после перерыва питания  $T_p = 1,5$  с.

Полное время восстановления исходных параметров электропривода в этом режиме примерно 8 с.

С учётом полученных при моделировании значений программируемых параметров, обеспечивающих благоприятное протекание электромагнитных и электромеханических процессов при самозапуске ЧРП сетевого насоса, на од-

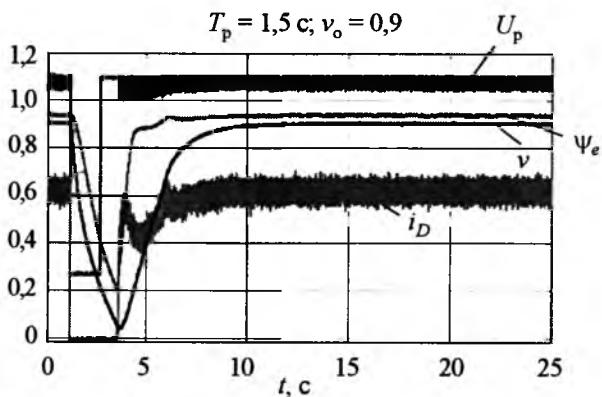


Рис. 6. Процессы успешного самозапуска при изменении программируемых параметров

ной из РТС были изменены настройки системы управления ПЧ PowerFlex 7000 и проведена экспериментальная проверка влияния новых параметров на характеристики процессов.

На рис.7 приведена осциллограмма снятого на РТС процесса при перезапуске электропривода с сетевым насосом. Перерыв питания реализовывался путём отключения и включения быстродействующего вакуумного выключателя на входе ПЧ.

Из осциллограммы видно, что самозапуск до исходного режима со скоростью электропривода около  $1140 \text{ мин}^{-1}$  обеспечивается примерно за 8 с. Из этого времени в течение около 2 с система управления производила предварительное внутреннее тестирование параметров. Остальное время приходится на частотный разгон электропривода до исходного режима. Характерно, что перезапуск ЧРП вследствие кратковременной потери информации о скорости начинается практически от нулевой частоты. В момент восстановления напряжения в сети через примерно 1,8 с скорость выбегающего электропривода снизилась на 53% (до  $540 \text{ мин}^{-1}$ ). К моменту начала разгона электропривода (через примерно 3,5 с после исчезновения питания) скорость составляла около  $300 \text{ мин}^{-1}$ .

Был проведён эксперимент при более коротком перерыве напряжения питания. Исходный режим аналогичен предыдущему. Время перерыва питания  $T_p \approx 0,32$  с. Осциллограмма процессов показана на рис.8. Как видно из осциллограммы, процесс перепуска ЧРП происходит

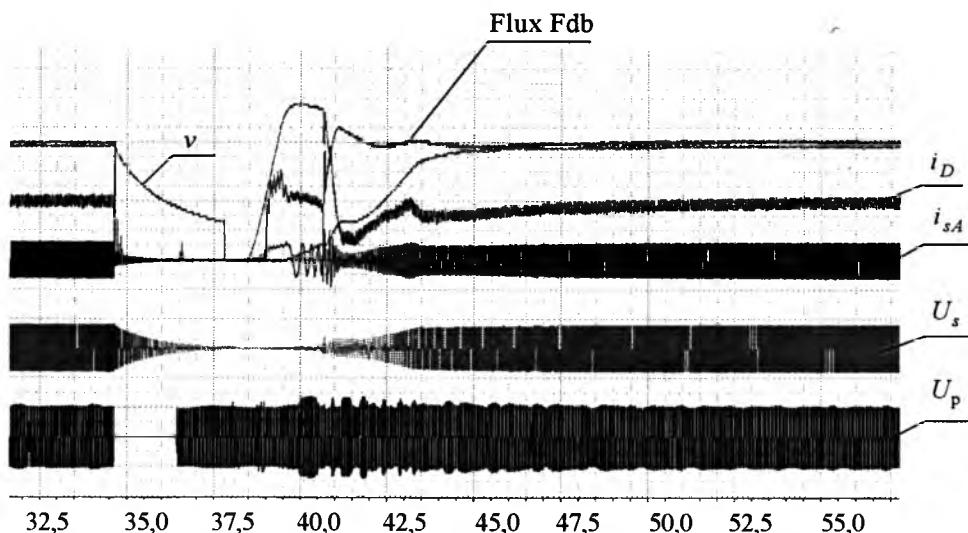
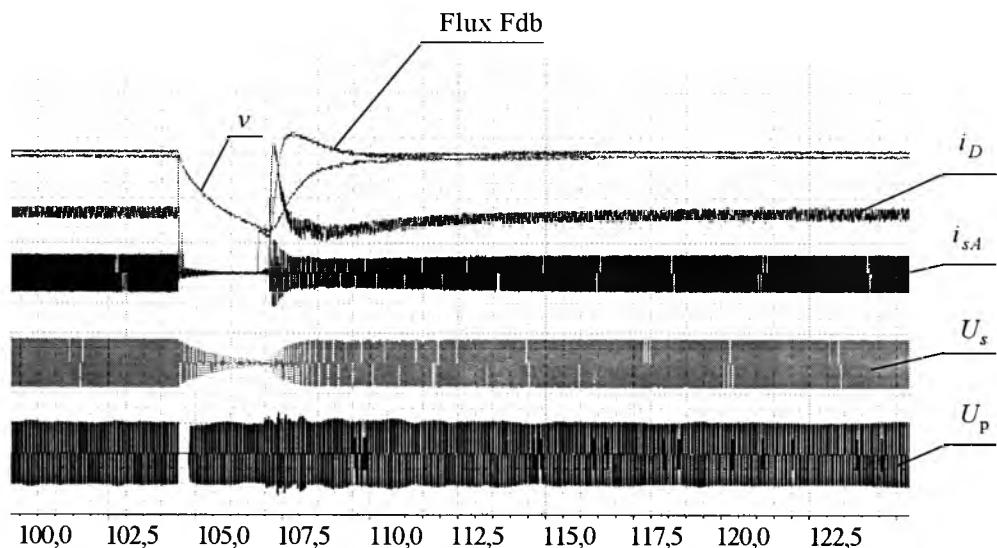


Рис. 7. Самозапуск электропривода с сетевым насосом при  $T_p = 1,8$  с

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)



**Рис. 8.** Перезапуск электропривода с сетевым насосом при  $T_p = 0,32$  с

в отличие от предыдущего с подхватом выбегающего двигателя без потери информации его текущей скорости.

Существенное влияние на процесс поиска текущей частоты вращения оказывает версия программного обеспечения преобразователя частоты. Как видно из рис. 7 и 8, поиск частоты вращения начинается через 2 с после подачи питающего напряжения. В течение этого времени система управления привода проводила предварительное внутреннее тестирование. В обновленной версии ПО это время существенно сокращено (до 0,6 с), что позволяет выдерживать более длительные просадки напряжения без потери информации о скорости и быстрее выходить на предшествующий просадке режим.

#### Выводы

1. Надёжная работа станций теплоснабжения определяет повышенные требования к электроприводу сетевых насосов котлов по обеспечению режима успешного самозапуска при кратковременных глубоких снижениях напряжения в питающей сети или перерывах электроснабжения.

2. Система управления высоковольтного ПЧ, применяемого в ЧРП сетевых насосов РТС, должна обеспечивать определение текущей (действительной) частоты вращения выбегающего электродвигателя без потери информации за минимальное время после восстановления

электроснабжения и необходимый темп разгона электропривода до исходного режима. При этом полное время самозапуска не должно превышать 6–8 с.

3. Как показали модельные и экспериментальные исследования, у эксплуатируемых электроприводов с ПЧ PowerFlex 7000 существуют принципиальные возможности улучшения характеристик режима самозапуска:

- изменением программируемых параметров, благодаря чему можно обеспечить успешный самозапуск при увеличенных временах перерыва электроснабжения и сократить время восстановления скорости электропривода;

- обновлением версии программного обеспечения (на тех ПЧ, где это позволяет сделать аппаратная часть), что позволит ещё в большей степени оптимизировать процессы при самозапуске, существенно сократив время тестирования цепей преобразователя и поиска текущей скорости.

#### Список литературы

1. Ремезов А.Н., Сорокин А.В. Некоторые аспекты применения частотно-регулируемого электропривода на теплоснабжающих предприятиях ЖКХ // Приводная техника. 2007. №3.

2. Тарасов Д.В. Требования к частотно-регулируемым электроприводам насосов и вентиляторов при аварийных режимах в системе электроснабжения котельных // Электрические станции. 2006. №1.

3. Лазарев Г.Б. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных схем // Новости электротехники. 2005. №2 (32).

4. Беляев Д.В. Результаты внедрения регулируемых высоковольтных электроприводов переменного тока на территории СНГ // Информационные материалы второго международного научно-технического семинара "Применение регулируемого электропривода в электроэнергетике". М.: Изд-во ЭНАС, 2001.

5. Тарасов Д.В., Сорокин А.В., Лазарев Г.Б. Экономические и экологические аспекты внедрения регулируемого привода на теплоснабжающих предприятиях города // Электрические станции. 2006.

6. Вейнгер А.М., Каржев А.В., Лазарев Г.Б. и др. Исследование переходных процессов частотно-регулируемого электропривода сетевого насоса при аварийных режимах в системе электроснабжения насосно-перекачивающей станции // Вестник ВНИИЭ-2004. М.: Изд-во ЭНАС, 2004.

7. Беляев Д.В., Вейнгер А.М., Лазарев Г.Б. и др. Электромагнитные и электромеханические процессы в электроприводе при параллельной работе преобразователей частоты на асинхронный двигатель // Электротехника. 2007. №5.

**Беляев Дмитрий Валентинович** – ведущий инженер по высоковольтной продукции фирмы "Rockwell Automation" (Московское представительство фирмы в России и СНГ).

**Вейнгер Александр Меерович** – научный консультант фирмы "Rockwell Automation" (Московское представительство фирмы в России и СНГ), доктор техн. наук, проф.

**Тарасов Данил Викторович** – ведущий инженер ООО "Центртехкомплект" (г. Москва).

## Электротехника и силовая электроника AEG. История и сегодняшний день

ОТТЕРПОЛЬ Г.

Представлены сферы деятельности AEG за более, чем стодвадцатилетнюю историю. Приведены примеры новых разработок в области силовой электроники и регулируемого электропривода.

The spheres of activity AEG are submitted, for more than one hundred and twenty years history. The examples of development are submitted in the field of power electronics and adjustable electric drive.

История компании AEG начинается с 1883 г., когда Эмиль Ратенау представил в Берлине свою разработку – систему электрического освещения. После успешной презентации им в этом же году была основана "Германская электротехническая компания". А в 1887 г. компания была переименована в "Объединенное электрическое сообщество" – *Algemeine Elektricitäts Gesellschaft* (сокращенно AEG).

Уже за первые десятилетия компания выросла до международного концерна, в котором было занято около 170 тыс. сотрудников, причём большая их часть находилась в Берлине, ставшем центром немецких заводов и зарубежных филиалов концерна. Перед первой мировой войной AEG была наиболее крупной электротехнической компанией в мире.

Значительный вклад в развитие научных и прикладных основ электротехники внес выдающийся ученый Михаил Осипович Доливо-Добровольский, работавший главным инженером AEG вплоть до 1919 г. Его знаменитое изобретение – трёхфазный асинхронный электродвигатель открыло путь к созданию и развитию эффективных систем электропередачи трёхфазного переменного тока и соответствующего электрического обо-

рудования (генераторов, трансформаторов и т.п.). Как дань уважения и признания заслуг в 1891 г. в Санкт-Петербургском техническом университете было устроено чествование М.О. Доливо-Добровольского.

AEG всегда имело традиционные связи с Россией, а в последствии и с СССР. Так, 1 ноября 1901 г. AEG было основано в Санкт-Петербурге дочернее русское акционерное общество "Всеобщая компания электричества" с основным капиталом 6 млн. руб., быстро превратившееся в самое крупное и достаточно самостоятельное зарубежное общество концерна с заводами и цехами практически во всех больших городах России. Для выпуска силового электрооборудования и оборудования для железных дорог были построены заводы в Риге и Санкт-Петербурге. AEG получило в 1891–1893 г. в России такие значительные заказы, как строительство первой трамвайной линии в Киеве и первой в Российской империи электрифицированной железной дороги.

После начала первой мировой войны завод из Риги был переведён в Харьков, где и функционирует до сих пор, как Харьковский электромеханический завод (ХЭМЗ), а после революции в 1918 г. все предприятия AEG на территории Рос-

сийского государства были экспроприированы.

Подписание в Рапалло в 1921 г. мирного договора между молодой советской республикой и Германией способствовало активизации развития экспорта электрооборудования AEG для строящихся в Советском Союзе электростанций, горнодобывающей и металлургической промышленности, машиностроения. Стоит отметить, что заказы были также и для оборонной промышленности.

Вторая мировая война прервала как сотрудничество AEG с активно развивающейся электротехнической промышленностью Советского Союза, так и поставки электрооборудования из Германии.

Возобновление торговых связей между ФРГ и СССР с 1960 г. привело к увеличению товаропотоков с апогеем в 1975 – 1985 гг., когда были построены межконтинентальные нефте- и газопроводы, а также ряд больших химических комплексов. AEG и её дочерняя фирма "AEG Kanis" имели существенное долевое участие в поставке необходимого для этого оборудования. Контракт на компрессорные станции для газопровода Оренбург – Ужгород (1976) был самым большим заказом в истории AEG. В 1975 г. объединённые AEG и "Telefunken" аккредитовали офис в Москве. Наряду с такими большими заказами, как завод печатающих машинок в Кировограде ("AEG

Olympia"), установка непрерывной разливки стали в Новолипецке, электрооборудование для бумагоделательных машин в Краснокамске, газовые турбины для газопровода из Западной Сибири ("AEG Kanis"), сварочные линии для автомобильной промышленности ("AEG Elotherm"), электрооборудование электромагнитного перемешивания стали для металлургии, а также радиосеть ("AEG Telefunken"), производились также поставки горнодобывающего оборудования, электроинструментов, студийных магнитофонов, электродвигателей, гидравлических приводов (AEG EMG) и многих других изделий производства заводов AEG.

Было налажено научно-техническое сотрудничество с Советским Союзом в автоматизации промышленных процессов и электрифицированного железнодорожного транспорта, производстве газовых турбин, электроинструментов, оборудования для сортировки почты, радио и телевизионного студийного оборудования.

В 1962–1996 гг. AEG участвовало во всех важных международных выставках и ярмарках СССР в Москве – "Электро", "Химия", "Связь", "Олимпиада", в Киеве – "Бюро" и в Донецке – "Оборудование для горнодобывающей промышленности". В 1991–1994 гг. AEG имело большую часть

## AEG

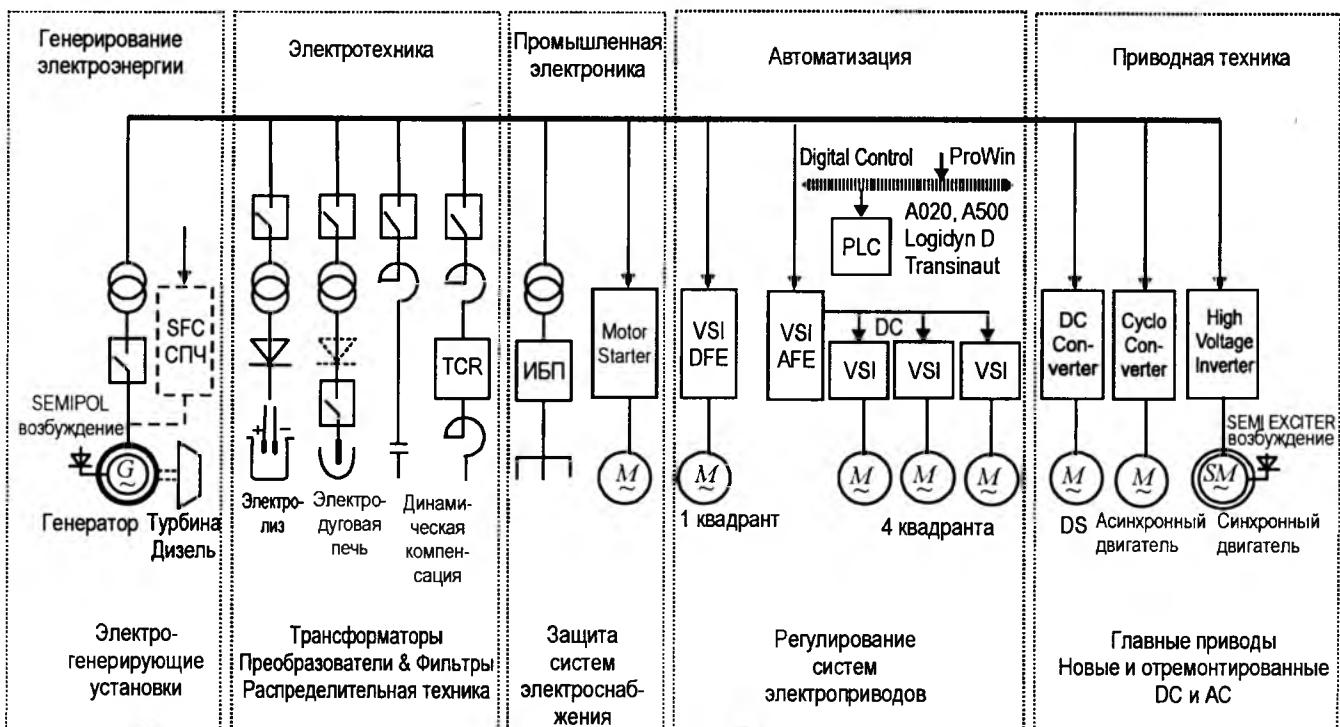


Рис.1. Направления деятельности AEG

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

акций Свердловского электромеханического завода и приняло на себя вплоть до 1996 г. техническое руководство по созданию современного производства (на основе лицензий AEG) выключателей, распределительных шкафов среднего напряжения и преобразовательных установок для поездов и троллейбусов.

После воссоединения ГДР и ФРГ AEG получило назад заводы в Восточном Берлине и в начале 90-х годов к моменту покупки "Daimler-Benz" контрольного пакета акций AEG – это был самый большой немецкий концерн.

Вскоре после решения "Mercedes Benz" сконцентрироваться, главным образом, на автомобильной технике и стать мировым лидером была проведена реструктуризация AEG с продажей части заводов (в частности "Transrapid", "ICE Zugtechnik", объединения трансформаторных заводов и т.д.) таким электротехническим фирмам, как "Siemens", "Alstom", "Areva", "Schneider", "Cegelec" и др. В то же время позиционирование AEG в области электротехники и силовой электроники на мировом рынке и, прежде всего, в Европе все же сохранилось, тем более, что целый ряд заводов частично еще принадлежит "Daimler Chrysler" (или AEG/EHG) и они сданы в основ-

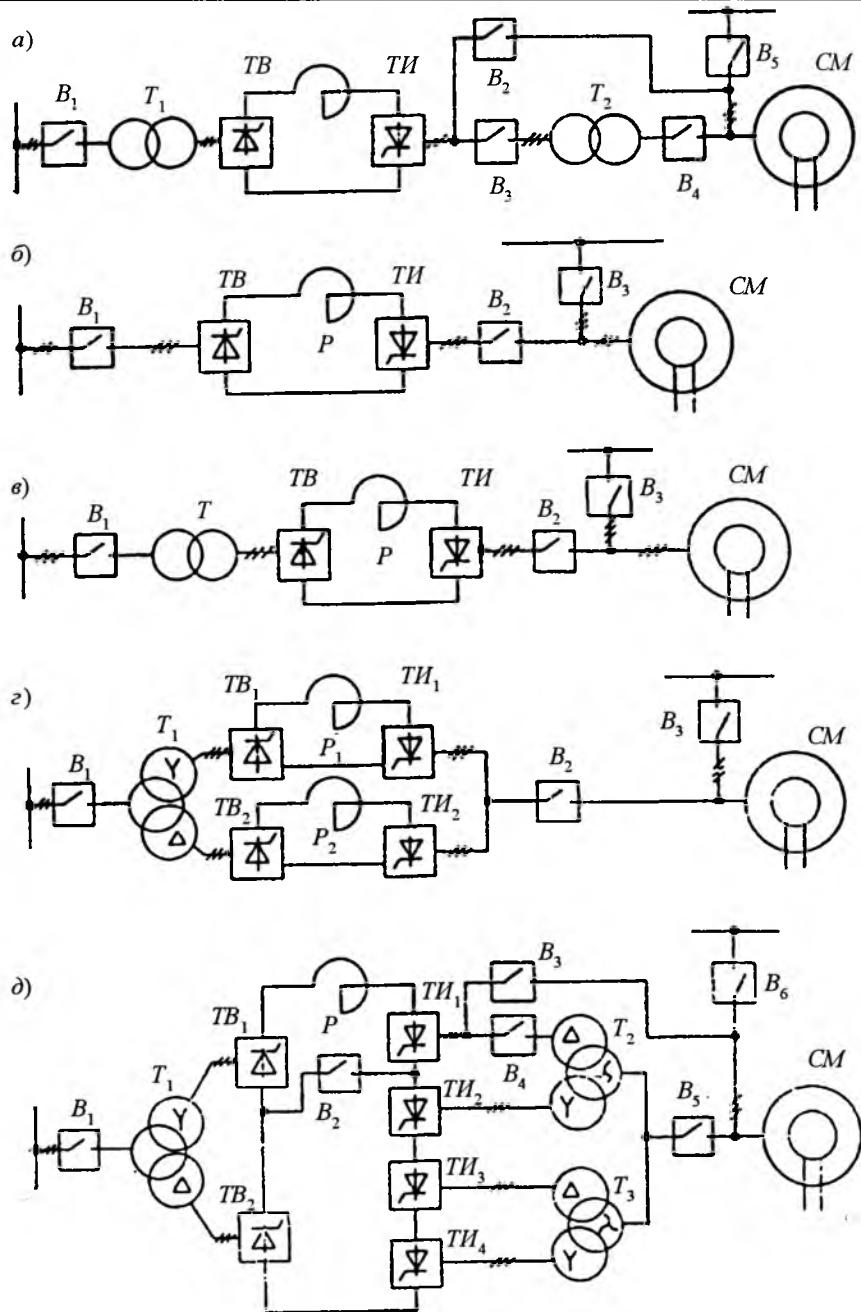


Рис. 2. Схемы пусковых тиристорных устройств:

B – выключатель; T – трансформатор; TB – тиристорный выпрямитель; P – реактор; TI – тиристорный зависимый инвертор; CM – синхронная машина

ном только в аренду. Возрождению AEG на новом уровне в значительной мере способствовало создание в конце 90-х годов нового общества – "AEG Industrial Engineering" – с центром AEG в Берлине под эгидой стопроцентного дочернего предприятия "Daimler Chrysler-EHG".

Симптоматично, что офис нового общества расположен на исторически традиционном месте AEG – улице Гогенцоллернштадт. Традиционные заказчики AEG получили возможность снова обращаться в фирму, обеспечивающую, с одной сто-

роны, модернизацию, ремонт, сервис ранее поставленного и эксплуатируемого оборудования AEG, а с другой стороны выполняющую инжиниринг, проектирование и поставки самого разнообразного современного электротехнического оборудования.

Важно также отметить, что сферы деятельности вновь созданного общества целиком вписываются в традиционные направления AEG, представленные на рис. 1.

Вместе с тем наряду с традиционными на-

правлениями деятельности "старого" AEG "AEG Industrial Engineering" значительное внимание, как основной области деятельности, уделяет силовой электронике во всех аспектах её применения:

- мощные частотно-регулируемые синхронные и асинхронные электроприводы для вспомогательных механизмов электростанций, в металлургии и других отраслях;
- тиристорные устройства частотного пуска мощных синхронных генераторов-двигателей различного назначения (например, газовые турбины, обратимые генераторы-двигатели ГАЭС);
- тиристорные компенсаторы реактивной мощности;
- системы возбуждения синхронных генераторов и двигателей;
- активные фильтры и устройства компенсации реактивной мощности в сетях электроснабжения.

Наряду с указанным в номенклатуре заводов AEG по-прежнему трансформаторы, мощные преобразователи постоянного тока для электролиза и электродуговых печей, источники бесперебойного питания.

Структурные схемы применяемых пусковых тиристорных устройств показаны на рис.2. Стоит отметить, что только за 2005 г. было произведено

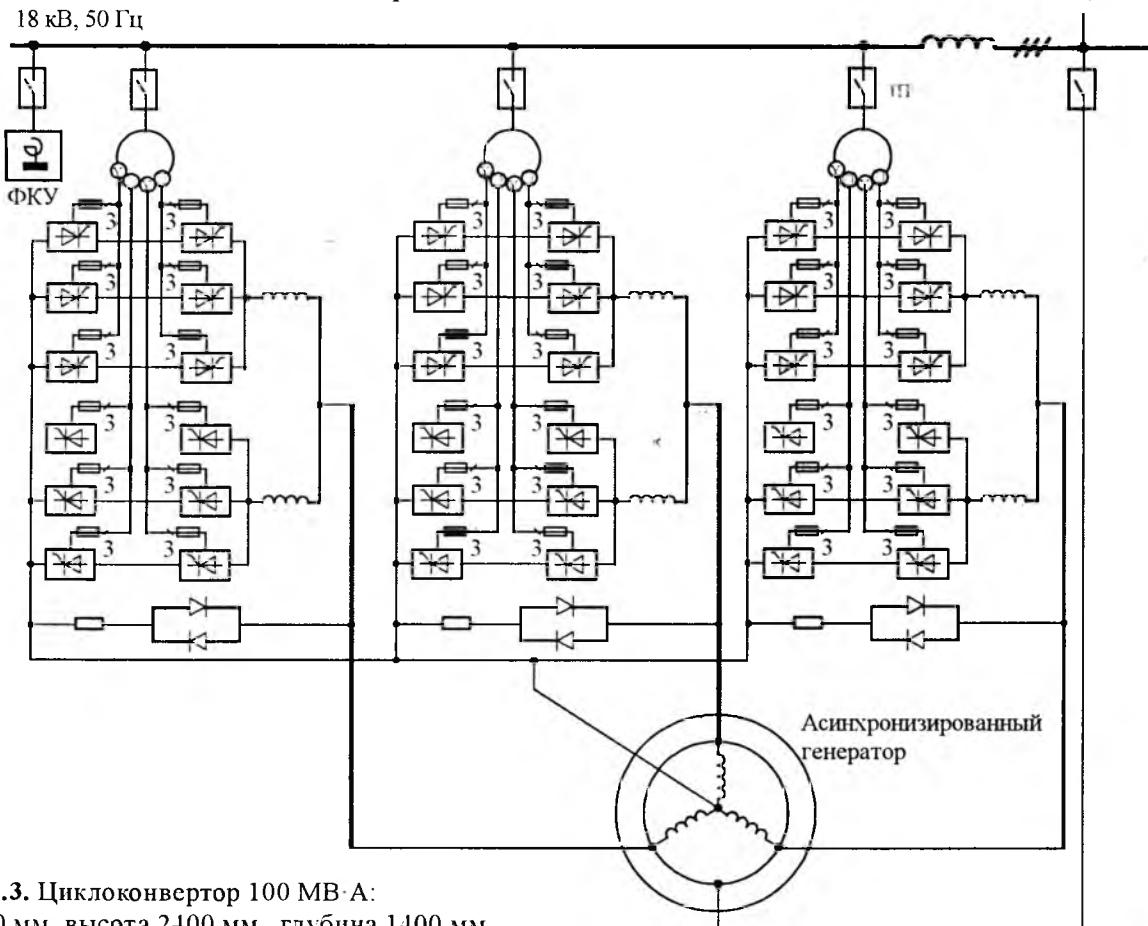


Рис.3. ЦиклоКонвертор 100 МВ·А:

ширина 3400 мм, высота 2400 мм, глубина 1400 мм

дено и поставлено заказчикам 39 мощных пусковых тиристорных устройств.

В преобразователях AEG применены высоковольтные тиристорные модули с воздушным и жидкостным охлаждением. В качестве примеров применения таких модулей можно назвать циклоКонвертор 100 МВ·А (рис.3), номинальный ток 8970 А, номинальное напряжение 3716 В, для возбуждения асинхронизированного генератора 330 МВ·А и пусковое тиристорное устройство 47 МВт, 18 кВ для обратимых генераторов-двигателей 330 МВ·А ГАЭС Гольдисталь в Тюрингии. На этой ГАЭС для возбуждения традиционных синхронных генераторов-двигателей применена современная система возбуждения Simipol.

#### Технические данные системы возбуждения синхронных генераторов

Номинальный ток возбуждения, А .....	2622
Номинальное напряжение возбуждения, В .....	227
Напряжение скачка возбуждения, В .....	454
Тиристорные мосты .....	4x33%

Большое внимание в AEG уделяется поддержке как ранее разработанных программируемых контроллеров, средств и систем автоматизации (MODICON, GEAMATICS, GEATRANS), так и

новых (AEG TRANSINAUT SRC, Prown).

В заключение можно отметить следующее. Наличие многочисленных партнеров позволяет "AEG Industrial Engineering" браться за выполнение сложных проектов "под ключ" (проектирование, поставка, ввод поставляемого оборудования, обучение эксплуатационного персонала заказчиков).

Возобновившееся сотрудничество с российскими организациями и специалистами определили необходимость решения языковой проблемы. "AEG Берлин" теперь говорит также по-русски.

120-летняя история AEG продолжается.

#### Список литературы

1. AEG Industrial Engineering. Сфера деятельности. Берлин, 2005.
2. Гидроаккумулирующая электростанция Гольдисталь. Самый большой в мире действующий циклопонквертор мощностью 100 МВт. Берлин: AEG Industrial Engineering, 2006.
3. Система возбуждения Semipol и статический преобразователь частоты. Берлин: AEG, 2004.
4. Transinaut SRC. Управление и контроль электроэнергетических установок. Берлин: AEG, 2005.

**Оттерполь Генрих** – генеральный директор "AEG Industrial Engineering", дипломированный инженер.

## Особенности применения преобразователей частоты в мощном электроприводе циркуляционных насосов

АНИШЕВ Е.Ю., ЛАЗАРЕВ Г.Б.

*Исследованы особенности выбора и применения высоковольтного преобразователя частоты для асинхронного электропривода циркуляционных насосов АЭС.*

Применение электроприводов с переменной (регулируемой) частотой вращения для изменения производительности главных циркуляционных насосов реакторной установки (РУ) АЭС получили в зарубежной и отечественной практике заметное распространение [1–3].

К таким электроприводам предъявляют требования высокой эксплуатационной надёжности в пусковых режимах РУ с выводом энергоблока на номинальную мощность в регулировочных режимах, при которых должна сохраняться устойчивая работа энергоблока в диапазоне допустимых нагрузок, в режимах глубоких снижений напряжения в системе электроснабжения собственных нужд АЭС или кратковременных перерывов питания с последующим его восстановлением, в режимах расхолаживания реактора, при которых электропривод работает с частотой вращения 25% номинальной.

Для регулирования циркуляционных насосов энергоблока АЭС рассмотрено применение электропривода, состоящего из вертикального асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором и высоковольтного преобразователя с регулируемой выходной частотой. Применение в электроприводе высоковольтного преобразователя частоты (ПЧ)

*The features of a choice and application of the high-voltage frequency converter for the asynchronous electric drive of the circulating pump of an atomic power station are investigated.*

обуславливает ряд особенностей, связанных с выбором его схемы и решением вопросов электромагнитной совместимости с сетью электроснабжения и приводным электродвигателем, резервированием при отказах ПЧ, успешным прохождением режима самозапуска при глубоких снижениях напряжения в сети и перерывах питания с последующим восстановлением напряжения.

Ниже рассмотрены указанные особенности применения высоковольтного ПЧ в регулируемом асинхронном электроприводе циркуляционных насосов АЭС.

#### Схема высоковольтного ПЧ и его определяющие параметры

При выборе схемы ПЧ учитывались несколько факторов: обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) с АД и сетью электроснабжения, возможность плавного торможения электропривода насосного агрегата, опыт применения на электростанциях и общая референция в России. Проведённый анализ определил целесообразность применения в электроприводе циркуляционных насосов высоковольтных ПЧ серии PowerFlex7000 на основе автономного инвертора тока с ШИМ [4–6].

Методика выбора определяющих параметров ПЧ с выходным напряжением 6000 В (соответствующим напряжению статора АД) имеет некоторые особенности.

Ток ПЧ выбирается из граничных условий

$$I_{\text{доп.ном}} \leq I_{\text{ПЧ}} = I_{\text{max}}; \quad (1)$$

$$I_{\text{доп.ном}} = \frac{1,05 P_{\text{нас.}}}{\sqrt{3} \cdot 0,95 U_{\text{вых.ПЧ}} \eta_{\text{АД}} \cos \varphi_{\text{АД}}}, \quad (2)$$

где  $P_{\text{нас.}}$  – расчётная мощность насоса в номинальном режиме;  $U_{\text{вых.ПЧ}}$  – выходное напряжение ПЧ;  $\eta_{\text{АД}}, \cos \varphi_{\text{АД}}$  – соответственно КПД и коэффициент мощности АД в номинальном режиме.

В (2) принято, что оптимальной настройке системы автоматического регулирования электропривода соответствует ослабление поля двигателя на 5% (поток  $\Phi = 0,95$ ) и соответствующее увеличение тока на 5% (для сохранения номинального значения электромагнитного момента). При такой настройке угол сдвига между первыми гармониками тока и напряжения АД  $\varphi_{\text{АД}} = \text{const} \approx 30^\circ$ , что обеспечивает режим, близкий к минимуму потерь.

Максимальное граничное значение выходного тока ПЧ принимается увеличенным на 15%. Такое увеличение необходимо для сохранения электромагнитного момента и необходимой производительности насоса при снижениях напряжения в сети электроснабжения 6 кВ собственных нужд энергоблока на 15%, т.е.

$$I_{\text{max}} = 1,15 I_{\text{доп.ном.}} \quad (3)$$

Возможность увеличения выходного тока ПЧ позволяет при необходимости сократить время пуска электропривода с насосом (форсированный пуск), а также снизить время выхода на исходную частоту вращения и требуемую производительность насоса в режиме самозапуска.

#### ЭМС преобразователя частоты с сетью электроснабжения и асинхронным двигателем

Как известно, проблема ЭМС ПЧ с примыкающими сетями электроснабжения связана, главным образом, с двумя факторами – потреблением реактивной мощности на основной частоте и искажениями формы питающих преобразователь напряжений. Оба неблагоприятных для ЭМС фактора обусловлены процессами коммутации вентилей, но механизм их происхождения разный. Искажение формы напряжения (несинусоидальность) возникает вследствие того, что коммутационные процессы приводят к появлению высших гармоник в токе, а потребление преобразователем реактивной мощности на основной частоте происходит из-за того, что коммутация вентилей приводит к отставанию первой

гармоники тока от коммутирующих ЭДС [7].

При присоединении к сети электроснабжения мощных высоковольтных преобразователей с регулируемой выходной частотой возникают специфические проблемы ЭМС, определяемые особенностями электромагнитных процессов в источнике воздействий на сеть – в выпрямителе.

Это, прежде всего, проявляется в искажении формы напряжения в сети. Кроме того, наличие в системе «сеть – электроснабжение – преобразователь частоты – электродвигатель» внутренних индуктивностей и ёмкостей оборудования относительно земли, образующих колебательные контуры, приводит к тому, что процессы нормальной коммутации в преобразователе могут сопровождаться развитием перенапряжений относительно земли. Характер перенапряжений, их максимальные уровни и собственные частоты электромагнитных процессов существенно зависят от внутренних индуктивностей и ёмкостей относительно земли в преобразовательной схеме. Отметим, что эти перенапряжения специфичны в основном для высоковольтных преобразователей. Они воздействуют на изоляцию оборудования, увеличивают токи утечек, негативно влияют на электромагнитную обстановку, существенно повышая уровни помех и вызывая ложные срабатывания защит и т.п.

На практике оценка ЭМС высоковольтного ПЧ с сетью электроснабжения сводится к расчёту (прогнозированию) коэффициента искажения синусоидальности напряжения. Методика прогнозирования коэффициента искажения синусоидальности напряжения в сети электроснабжения 6 (10) кВ с нагрузками в виде асинхронных и синхронных двигателей, а также трансформаторов 6 (10) / 0,4 кВ при подключении к ней мощных ПЧ с  $m$ -фазными выпрямителями рассмотрена в [7].

С учётом параметров сети электроснабжения 6 кВ собственных нужд энергоблока АЭС для обеспечения коэффициента искажения синусоидальности напряжения не выше значения, нормируемого ГОСТ 13109-97, выпрямитель ПЧ электропривода циркуляционного насоса выполнен по 18-пульсной схеме. Значения коэффициента искажения напряжения для такой схемы в зависимости от соотношения обобщённых параметров, характеризующих сеть и нагрузку, приведены в табл. 1. Форма тока, потребляемая из сети 18-пульсным выпрямите-

Таблица 1

$S_{\text{КЭ}}/S_{\text{ПЧ.ном}}$	$K_{\text{н.с.ПЧ}}, \%$	
	$X_{\text{п}}/X_{\text{c.3}} = 2$	$X_{\text{п}}/X_{\text{c.3}} = 2,5$
15	3,8	3,3
20	3,5	3,1
30	3,0	2,7

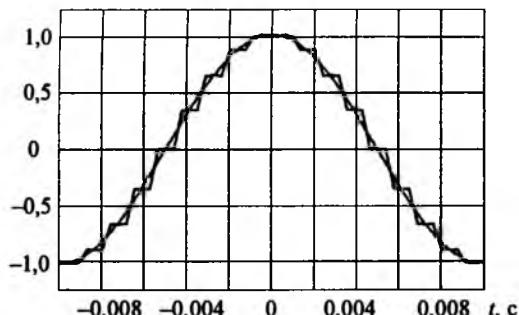


Рис.1. Форма тока, потребляемая 18-пульсным выпрямителем из сети

телем, показана на рис.1.

В табл.1  $X_{c_3}$  – эквивалентное индуктивное сопротивление системы электроснабжения с учётом двигательной нагрузки и нагрузки от трансформаторов на шинах подключения преобразователя частоты;  $X_n$  – реактанс рассеяния входного согласующего трансформатора ПЧ;  $S_{k3}$  – мощность короткого замыкания системы электроснабжения в точке подключения ПЧ.

Гармонический состав тока, потребляемого таким тиристорным выпрямителем, полученный на специализированной модели [8], показан на рис.2

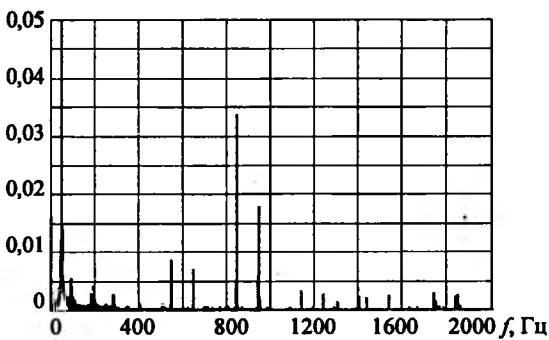


Рис.2. Относительные амплитуды высших гармоник в токе первичной обмотки согласующего трансформатора ПЧ ( $v = 0,99$ )

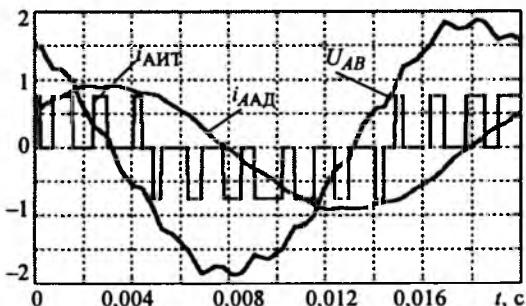


Рис.3. Формы выходного тока инвертора ( $i_{\text{АИТ}}$ ), тока ( $i_{\text{АД}}$ ) и линейного напряжения ( $U_{AB}$ ) асинхронного двигателя

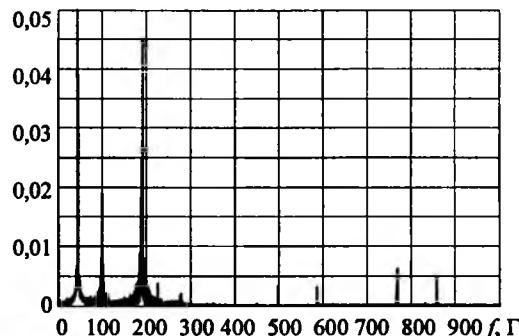


Рис.4. Относительные амплитуды высших гармоник в токе статора АД ( $v = 0,9$ )

для относительной частоты вращения электропривода  $v = 0,99$ .

Применение в высоковольтном ПЧ автономного инвертора тока с ШИМ, формирующего квазисинусоидальные ток и напряжение (рис.3), позволяет обеспечить удовлетворительную совместимость такого инвертора с АД. Рассчитанные на модели значения относительных амплитуд высших гармоник в токе статора для частоты вращения электродвигателя  $v = 0,9$  показаны на рис.4.

#### Пульсации электромагнитного момента

Вертикальное исполнение АД и насоса определяет необходимость ограничения пульсаций электромагнитного момента для предотвращения возникновения опасных крутильных колебаний, которые могут приводить к разрушению вала насосного агрегата [9]. Это также является важным критерием при выборе высоковольтного ПЧ для электропривода циркуляционных насосов.

На рис.5 показана модельная осциллограмма электромагнитного момента АД 5000 кВт, подключённого к автономному инвертору тока с ШИМ, а на рис.6 относительные амплитуды отклонения момента от среднего значения  $\Delta M$  с шагом по частоте  $\Delta f = 0,2$  Гц. Исследования пульсаций электромагнитного момента на модели показали, что наибольшая амплитуда пульсаций момента на валу АД  $\Delta M_{M\max}$  соответствует частоте его вращения  $v = 0,9$  (табл.2).

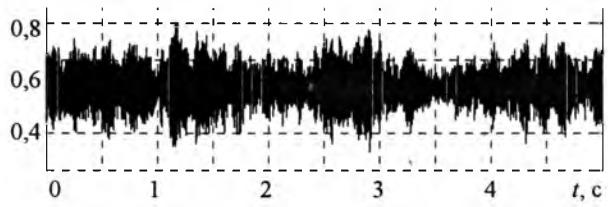


Рис.5. Осциллограмма электромагнитного момента асинхронного двигателя ( $v = 0,9$ )

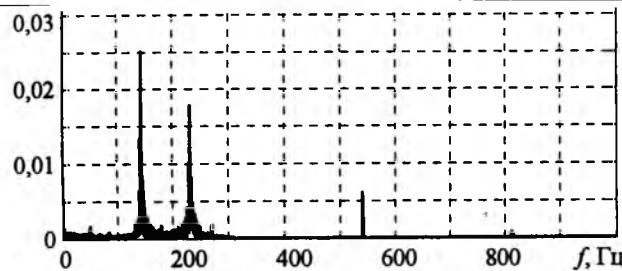


Рис.6. Относительные амплитуды гармоники отклонения момента ( $v = 0,9$ )

Таблица 2

$v$	$\Delta M_{M\max}$
0,996	0,011
0,99	0,013
0,90	0,017
0,80	0,011

Эта амплитуда почти вдвое ниже максимально допустимой.

### Самозапуск электропривода с высоковольтным ПЧ

Основным критерием выбора высоковольтного ПЧ для обеспечения режима самозапуска электропривода является инвариантность ПЧ к возмущениям напряжения в системе электроснабжения собственных нужд АЭС с последующим его восстановлением. Выбор ПЧ по этому критерию означает восстановление за заданное (требуемое) время исходного режима регулируемого от ПЧ электропривода с насосом на валу.

Очевидно, что при выборе ПЧ по этому критерию оценивается, с одной стороны, способность его системы управления обеспечить поиск за минимальное время и идентификацию текущей частоты вращения выбегающего электропривода в момент восстановления напряжения, а с другой, возможность перегрузки ПЧ, что связано с необходимостью обеспечения форсированного разгона электропривода для снижения времени его выхода на исходный режим, предшествующий возникновению аварийной ситуации с исчезновением напряжения.

Моделирование электромагнитных и электромеханических процессов самозапуска электропривода 5000 кВт с ПЧ PowerFlex7000 при перерывах электроснабжения показало (осциллограмма на рис.7), что при наибольшей длительности перерыва 1,5 с имеет место максимальное снижение частоты вращения выбегающего электропривода ( $|\Delta v|_{\max} \approx 0,4$ ). Полное время выхода на исходную частоту вращения  $v \approx 1$  после восстановления напряжения не превосходит 6 с. Следует отметить, что после восстановления питающего напряжения и до момента разгона асинхронного двигателя, как видно из рис.7, выдерживается дополнительная пауза примерно 1 с, в течение которой двигатель продолжает выбег (при-

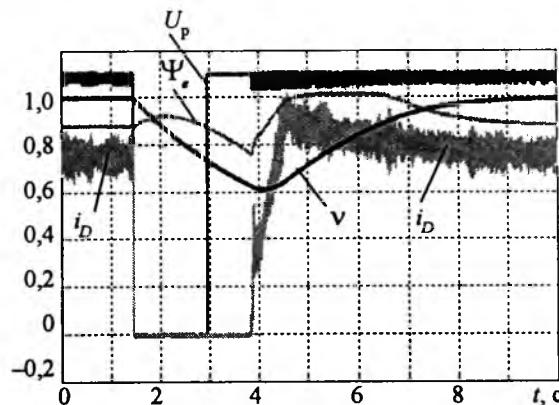


Рис.7. Осциллограмма самозапуска АД с высоковольтным ПЧ

мерно от  $v = 0,7$  до  $v = 0,6$ ). В течение этой паузы обеспечивается восстановление питания драйверов, формирующих импульсы управления тиристорами выпрямителя, которыепитаются от схемы главных цепей (драйверы полностью управляемых тиристоров в инверторе имеют изолированные источники питания; при использовании источника бесперебойного питания питание этих драйверов не нарушается). В новых версиях программного обеспечения ПЧ PowerFlex7000 дополнительная пауза сокращена и не превышает 0,5 с, что в целом ещё больше сокращает время самозапуска.

### Резервирование ПЧ

Как отмечалось выше, основное требование к электроприводу регулируемого циркуляционного насоса и, прежде всего, к электроприводу насоса первого контура РУ – надёжность функционирования во всех режимах работы энергоблока АЭС.

Учитывая, что принципиально нельзя исключить возможности возникновения неисправностей в высоковольтном ПЧ, приводящих к отключению электропривода и, соответственно, выведению из работы насоса, необходимо обеспечить резервирование ПЧ с тем, чтобы сохранить в работе насосный агрегат. Были проанализированы несколько вариантов схемы резервирования.

В качестве примера на рис.8 показана схема резервирования при параллельной работе двух ПЧ на АД. Если каждый из высоковольтных взаимно резервируемых ПЧ выбран на выходной ток (выходную мощность) в соответствии с (2), то при таком резервировании оба ПЧ работают с пониженной нагрузкой. Это, с одной стороны, существенно повышает эксплуатационную надёжность частотно-регулируемого электропривода и насосного агрегата. С другой стороны, за счёт форсирования выходного тока каждого ПЧ без их перегрузки можно облегчить прохождение режима самозапуска и значительно сократить его время. В тоже время при всей привлекательности применения "стопроцентного"

резервирования требует значительных затрат на его осуществление. Некоторое снижение затрат можно получить, применив ПЧ с выходным током (мощностью), равным примерно 60–65% номинального (10–15% запас необходим для форсирования разгона электропривода в режиме самозапуска). При таком подходе отказ одного из ПЧ будет приводить к снижению частоты вращения электропривода и соответственно производительности циркуляционного насоса. В свою очередь снижение расхода теплоносителя приведёт к разгрузке РУ и снижению нагрузки энергоблока, что в конечном счёте приведёт к недоотпуску электроэнергии.

Ещё одним возможным вариантом резервирования является шунтирование неисправного ПЧ быстродействующим "байпасным" выключателем с прямым включением АД в сеть. При этом у асинхронного двигателя, работавшего от ПЧ с частотой вращения  $v \approx 0,96 \div 0,97$ , соответствующей расчётной номинальной производительности циркуляционного насоса, устанавливается номинальная частота вращения ( $v = 1$ ). Увеличение частоты вращения насоса до номинальной приводит к росту его производительности и увеличению расхода теплоносителя, что в свою очередь определяет необходимость увеличения тепловой мощности РЧ и соответственно мощности энергоблока.

Данные, обосновывающие возможность реализации этого весьма простого способа резервирования работы электропривода с насосом на время ремонта высоковольтного ПЧ, отсутствуют. Поэтому применение такого способа резервирования требует дополнительных исследований.

## Выводы

1. Применение высоковольтных ПЧ в мощных регулируемых электроприводах циркуляционных насосов АЭС имеет ряд принципиальных особенностей.

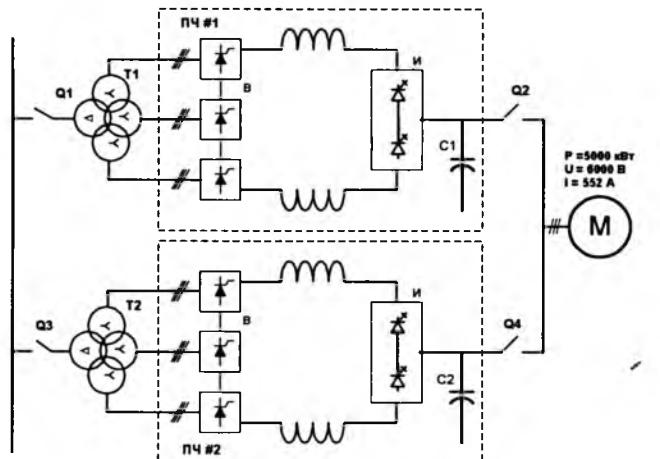


Рис.8. Схема резервирования регулируемого электропривода циркуляционного насоса

2. Сформулированы критерии выбора схемы высоковольтного ПЧ для электропривода циркуляционного насоса АЭС. В качестве основных критериев исследованы: ЭМС ПЧ с сетью электроснабжения и АД, пульсации электромагнитного момента АД, регулируемого преобразователем частоты, самозапуск частотно-регулируемого электропривода при восстановлении напряжения сети после его глубоких снижений и перерывов питания.

3. Исследования электромагнитных и электромеханических процессов в электроприводе с высоковольтным ПЧ на основе автономного инвертора тока с ШИМ показали, что такой ПЧ в полной мере соответствует условиям применения в электроприводе циркуляционных насосов АЭС.

4. Схема "стопроцентного" резервирования частотно-регулируемого электропривода позволяет повысить его эксплуатационную надёжность, облегчить прохождение режима самозапуска.

## Список литературы

1. Митченков Ф.М., Новинский Э.Г., Будов В.М. Главные циркуляционные насосы АЭС. М.: Энергоатомиздат, 1984.
2. Анишев Е.Ю., Лазарев Г.Б., Султанов А.Т. Особенности применения асинхронного частотно-регулируемого электропривода циркуляционных насосов энергетической установки специального назначения // Вестник ВНИИЭ. 2003.
3. Онищенко Г.Б., Пономарев В.М., Анишев Е.Ю. и др. Регулируемый электропривод главных циркуляционных насосов третьего блока Белоярской АЭС // Электрические станции. 1982. № 6.
4. Беляев Д.В. Результаты внедрения регулируемых высоковольтных электроприводов переменного тока на территории СНГ // Информационные материалы второго международного научно-технического семинара "Применение регулируемого электропривода в электротехнике". М.: НЦ ЭНАС, 2001.
5. Лазарев Г.Б. Мощные высоковольтные преобразователи частоты для регулируемого электропривода в электроэнергетике // Электротехника. 2005. № 11.
6. Лазарев Г.Б. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных схем // Новости электротехники. 2005. № 2 (32).
7. Лазарев Г.Б. Электромагнитная совместимость высоковольтных преобразователей частоты с системами электроснабжения и электродвигателями собственных нужд тепловых электростанций // Электротехника. 2004. № 10.
8. Беляев Д.В., Вейнгер А.М., Лазарев Г.Б. и др. Электромагнитные и электромеханические процессы в электроприводе при параллельной работе преобразователей частоты на асинхронный двигатель // Электротехника. 2007. № 5.
9. Анишев Е.Ю., Хватов С.В., Титов В.Г. и др. Крутильные колебания насосных агрегатов с электроприводом по схеме асинхронного вентильного каскада // Электричество. 1987. № 2.

**Анишев Евгений Юрьевич** – начальник бюро ФГУП ОКБ машиностроения им. И.И. Африканова, канд. техн. наук.

**Лазарев Григорий Бенционович** – заведующий лабораторией Филиала ОАО "НТЦ Электроэнергетики" – ВНИИЭ, канд. техн. наук.

# Альфред Данилович Динкель

На 75-м году ушёл из жизни заведующий кафедрой электрификации и автоматизации горных предприятий Пермского государственного технического университета, академик Академии электротехнических наук РФ, профессор, доктор технических наук Альфред Данилович Динкель.

А.Д. Динкель родился 4 ноября 1932 г. в г. Славянске Ворошиловградской области. Окончив в 1950 г. ремесленное училище, работал в Березниковском монтажном управлении бывшего монтажно-строительного треста, где занимался монтажом электрооборудования на промышленных предприятиях. Одновременно учился в школе рабочей молодёжи. В 1955 г. поступил в Пермский горный институт, который окончил в 1960 г. по специальности "Горная электромеханика".

С 1960 по 2007 гг. А.Д. Динкель работал в Пермском политехническом институте (позднее ПГТУ) сначала на кафедре автоматики и телемеханики, затем общей электротехники и промэлектроники, а с 1974 г. заведующим созданной им кафедры электрификации и автоматизации горных предприятий (ЭАГП). А.Д. Динкель прошёл путь от учебного мастера, ассистента до профессора, в 1966 г. защитил кандидат-



скую диссертацию, а в 1987 г. – докторскую диссертацию.

Обладая редким талантом учёного, педагога и руководителя, А.Д. Динкель сумел создать творческий коллектив единомышленников. На кафедре тесно переплетались наука и производство, изобретательская, учебно-методическая и педагогическая работа. Тесные контакты с предприятиями и ВНИИЭллектропривод позволяли проводить глубокие исследования и внедрять научные разработки в производство, а также оснащать лабораторную базу кафедры современными техническими средствами.

На кафедре задолго до появления в учебных программах, утверждённых министерством, читался уг-

лублённый курс преобразовательной техники. Большое внимание уделялось увязке учебных программ общеобразовательных дисциплин с требованиями специальных дисциплин, а также воспитательной работе со студентами, активно функционировала система учебно-исследовательской работы студентов.

С участием А.Д. Динкеля выполнено и защищено 14 кандидатских и одна докторская диссертаций, подготовлено свыше 1000 инженеров. Преподаватели и студенты кафедры постоянно участвовали во Всесоюзных конференциях по автоматизированному электроприводу, межвузовских, отраслевых и институтских конференциях, а также в ряде международных научных форумов.

А.Д. Динкель, являясь известным учёным в области автоматизированного электропривода шахтного подъёма, опубликовал свыше 200 научных трудов, получил 59 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

За заслуги в научной и педагогической деятельности А.Д. Динкелю были присвоены звания "Заслуженный деятель науки и техники" и "Заслуженный работник высшей школы". Он был награждён орденами трёх степеней "Шахтёрская слава" и медалями.

*Память об этом исключительно грамотном, интеллигентном, отзывчивом человеке и авторитетном учёном навсегда сохранится в памяти работников университета, студентов и всех тех, кто был с ним знаком.*

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2007. № 10. 1–68.