

**ТЕМАТИЧЕСКОЕ  
ПРИЛОЖЕНИЕ  
К ЖУРНАЛУ  
КОМПОНЕНТЫ  
И ТЕХНОЛОГИИ**

12+

[WWW.POWER-E.RU](http://WWW.POWER-E.RU)№ 1'2023  
ФЕВРАЛЬ

# СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322

**ОБРАЗЦЫ И ОТЛАДОЧНЫЕ ПЛАТЫ  
СО СКЛАДА  
В САНКТ-ПЕТЕРБУРГЕ**



**ПОСТАВЩИК  
КИТАЙСКИХ  
КОМПОНЕНТОВ**

**№1**

Доступны к заказу образцы и отладочные платы со склада в Санкт-Петербурге:

- DC/DC-преобразователи
- Трансформаторы PCB
- Диодные модули
- Диодно-тиристорные модули
- Тиристорные модули
- IGBT модули
- Микроконтроллеры и отладочные платы
- Интерфейсы
- EEPROM
- SPI NOR
- Цифровые изоляторы
- Операционные усилители
- Компараторы
- Линейные регуляторы
- Источники опорного напряжения
- Диоды Шоттки
- Биполярные транзисторы
- MOSFET
- Интерфейсы
- Оптопары
- Датчики температуры
- AC/DC-контроллеры
- Периферийные драйверы-расширители
- Приемопередатчики
- Интерфейсы USB
- Диодные матрицы
- и др.

PT Electronics является официальным дистрибутором представленных производителей



**pt** ELECTRONICS  
Innovations & Technologies



Полный перечень образцов и ссылка для заказа

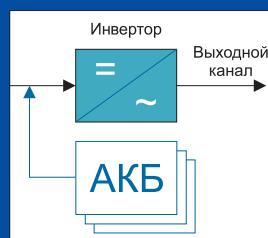
power@ptelectronics.ru  
8 800 333 63 50  
[www.ptelectronics.ru](http://www.ptelectronics.ru)



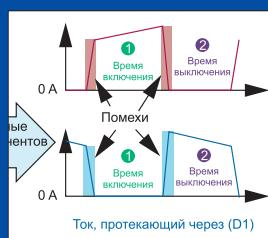
Полумостовые силовые интегральные модули со 100%-ной защитой для встраиваемых инверторов



Современный электропривод с синхронным реактивным двигателем



Современные концепции построения систем бесперебойного гарантированного электропитания



Как использовать инверсные повышающе-понижающие преобразователи при работе с высоким напряжением?

# IGBT МОДУЛИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА



- ▷ Промышленное исполнение
- ▷ Техническая поддержка на всех этапах разработки устройств
- ▷ Консультации в подборе IGBT модуля в соответствии с режимами эксплуатации
- ▷ Возможность разработки силовых блоков в соответствии с требованиями потребителя
- ▷ Поставка с драйвером\*

\* по запросу

Напряжение: 1200/1700 В  
Номинальный ток: 75-600 А



форма для заказа

 ПРОТОН-ЭЛЕКТРОТЕКС

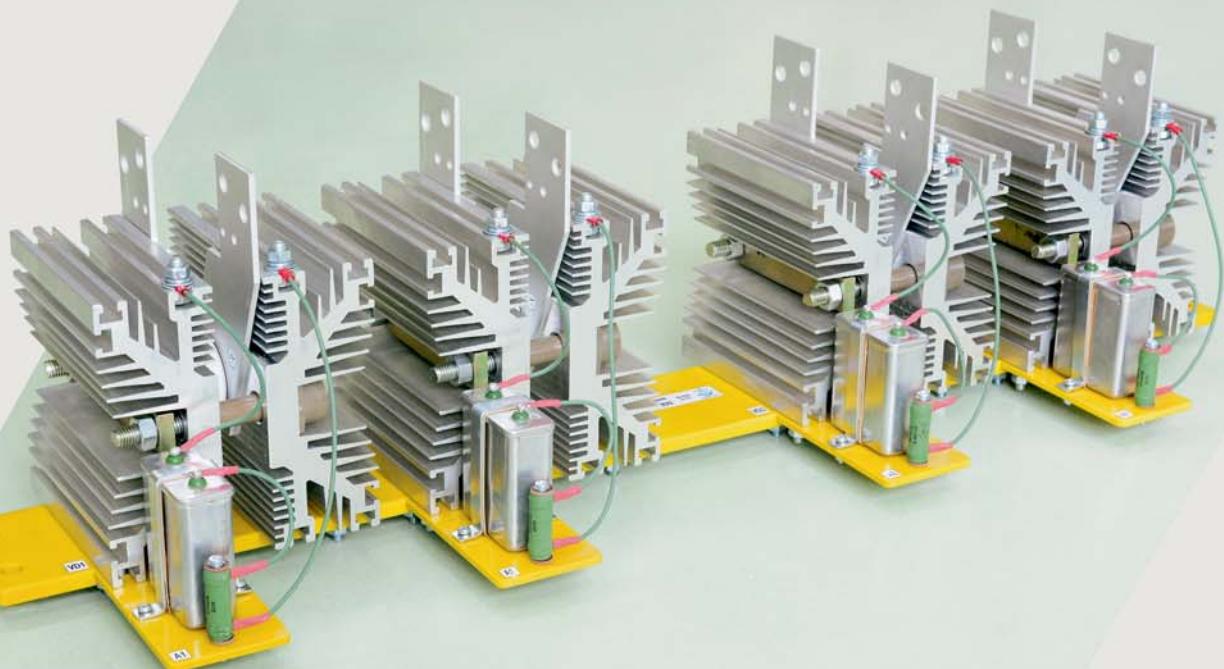
+7 (4862) 44-04-79  
[www.proton-electrotex.com](http://www.proton-electrotex.com)



# СИЛОВЫЕ БЛОКИ

от компании  
АО «Элпресс»

Сборка диодная выпрямительная  
**БВЧД-300-2,0-Е**  
для неуправляемого выпрямителя  
тяговых подстанций городского  
электротранспорта



# СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

от компании  
ПАО «Электровыпрямитель»



реклама

ПАО «Электровыпрямитель»  
[www.elvpr.ru](http://www.elvpr.ru)  
[nicspp@elvpr.ru](mailto:nicspp@elvpr.ru)  
8 [8342] 48-07-33

АО «Элпресс»  
[www.ao-elpress.ru](http://www.ao-elpress.ru)  
[el.press@mail.ru](mailto:el.press@mail.ru)  
8 [8342] 27-02-83



**Главный редактор**

Павел Правосудов pavel@fsmedia.ru

**Зам. главного редактора**

Анна Соснина a.sosnina@mtu-net.ru

**Выпускающий редактор**

Наталья Новикова natalia.novikova@fsmedia.ru

**Технический консультант**

Андрей Колпаков

**Дизайн и верстка**

Дмитрий Никаноров dmitry.nikanorov@fsmedia.ru

**Отдел рекламы**

Ольга Зайцева olga\_z@fsmedia.ru

**Отдел подписки**

podpiska@fsmedia.ru

**Москва**

115088, Москва,  
ул. Южнопортовая, д. 7, стр. Д, этаж 2  
Тел. / Факс: +7 (495) 414-2132

**Санкт-Петербург**

197101, Санкт-Петербург,  
Петроградская наб., 34, лит. Б  
Тел. +7 (812) 467-4585  
E-mail: compitech@fsmedia.ru  
www.power-e.ru

**Республика Беларусь**

«ПремьерЭлектрик»  
Минск, ул. Маяковского, 115, 7-й этаж  
Тел./факс: (10-37517) 297-3350, 297-3362

**Подписной индекс**

Агентство «Урал-Пресс» 88471  
«Почта России» П4213

Дата выхода в свет 13.02.23  
Тираж 4000 экз.  
Свободная цена

Управлением Федеральной службы по надзору  
в сфере связи, информационных технологий и  
массовых коммуникаций по Северо-Западному  
федеральному округу

Регистрационный номер и дата принятия решения  
о регистрации: серия ПИ № ТУ78-02250 от 28 апреля  
2022 г.

Учредитель: ООО «Медиа КиТ»

**Адрес редакции:**  
197046, Санкт-Петербург, Петроградская наб., д. 34,  
литер Б, помещение 1-Н, офис 321в  
**Издатель:** ООО «Медиа КиТ»  
197101, СПб, Петроградская наб., д. 34, лит. Б,  
помещение 1-Н офис 321в

Отпечатано в типографии «Премиум Пресс»  
197374, Санкт-Петербург, ул. Оптиков, 4.

Редакция не несет ответственности за информацию,  
приведенную в рекламных материалах.

Полное или частичное воспроизведение  
материалов допускается с разрешения  
ООО «Медиа КиТ».

Журнал включен в Российский индекс научного  
цитирования (РИНЦ).  
На сайте Научной электронной библиотеки  
eLIBRARY.RU ([www.elibrary.ru](http://www.elibrary.ru)) доступны полные  
тексты статей. Статьи из номеров журнала  
текущего года предоставляются на платной основе.

# В номере:

## Силовая элементная база

**Андрей Селеменев**

Новое поколение оптотиристоров серии ТО725-8-20-7  
для поверхностного монтажа  
от АО «Оптрон-Ставрополь».....4

**Игорь Воронин, Павел Воронин, Евгений Лапин**

Инновационные разработки отечественных  
многоокристальных силовых модулей  
Часть II. Металлокерамические силовые модули .....6

**Денис Новоторженцев, Андрей Колпаков**

Современная силовая электроника:  
разворот на Восток и «доступная функциональность» .....10

**Альфред Хезенер**

**Перевод: Иван Сергеев**

Полумостовые силовые интегральные модули  
с 100%-ной защитой для встраиваемых инверторов .....14

**Михо Онума, Такахиза Шикама**

**Перевод: Иван Сергеев**

Новые технологии измерения тока  
для систем с силовыми приборами SiC и GaN .....18

## Электропривод

**Роберт Шульга**

Современный электропривод  
с синхронным реактивным двигателем .....20

## Источники питания

**Александр Федоренко, Александр Пахомов**

Математическое описание процессов  
в силовой части преобразователей частоты  
с автономным инвертором напряжения ..... 25

**Александр Рябов, Олег Веригин**

Современные концепции построения систем  
бесперебойного гарантированного электропитания ..... 30

**Борис Глебов**

Определение параметров элементов силовой схемы  
мостового резонансного DC/DC-преобразователя ..... 33

**Оливье Гиллеман**

**Перевод: Николай Бойправ**

Как использовать инверсные повышающе-понижающие  
преобразователи при работе с высоким напряжением? ..... 38

## Применение

**Андрей Пивень**

Стенды для проверки генераторов и стартеров серии СКИФ ..... 44

## Софт

**Сергей Герман-Галкин**

ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой  
электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink.

Урок 40. Гибридная мехатронная система с суммированием  
механических мощностей на выходном валу ..... 46

# Новое поколение оптотиристоров серии Т0725-8-20-7

для поверхностного монтажа  
от АО «Оптрон-Ставрополь»

**Сегодня санкционная политика западных стран способствует развитию микроэлектроники в России, в частности силовой оптоэлектроники. Разрабатывая и совершенствуя новые типы и существующие серии силовых оптотиристоров, развивается и предприятие АО «Оптрон-Ставрополь» — единственный отечественный завод, выпускающий и модернизирующий линейку оптотиристоров и силовых оптотиристорных модулей серий ТО и МТОТО. Новое поколение оптотиристоров серии Т0725-8-20-7 для поверхностного монтажа, представленное в данной статье, подходит для управления мощными тиристорными сборками, для плат управления тормозом лифта (серии ПУТ и ПТ), а также для применения в электроприводах, различных преобразователях электроэнергии, бесконтактной коммутационной аппаратуре.**

**Андрей Селеменев**

a.selemelev@optron-stavropol.ru

**В** публикации описаны оптотиристоры Т0725-8-6-6 (рис. 1) в корпусе Т0263 для поверхностного монтажа на плату, разработанные и изготовленные АО «Оптрон-Ставрополь», а также приведены примеры применения данных приборов.

Оптронные тиристоры Т0725-8-12-6 (рис. 2) продолжают линейки оптотиристоров ТО (115; 125; 325; 425; 525; 625). У новых устройств, в частности, уменьшены габаритные размеры, изменился вид корпуса

и технология монтажа приборов на плату — с наружного на поверхностный монтаж в печах оплавления.

Переход с технологии дисковой вырезки структур (кристаллов) на лазерную вырезку с одновременным снятием двойной фаски позволил автоматизировать данный технический процесс, чтобы получить постоянную повторяемость и высокие значения по параметрам: повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии и повторяющееся импульсное обратное напряжение (свыше 2000 В), увеличить скорость нарастания напряжения ( $dU/dt$ ) с 200 до 1000 В/мкс. Переход с технологии термопрессования на корпучивание компаундами серии VSC повысил процент выхода годных приборов до 98%, уменьшил габаритные размеры и тип корпуса без существенных денежных затрат, для перехода на поверхностный монтаж изделий на плату.

Параметры приборов Т0725-8 аналогичны параметрам ТО425-10, за исключением максимально допустимого среднего тока в открытом состоянии (табл.).

Оптотиристоры серий ТО и МТОТО состоят из силового кремниевого (Si) фототиристора и управляющего светодиода малой мощности на основе арсенида галлия (GaAs), как правило излучающего в инфракрасном диапазоне 0,9–1,2 мкм. Таким образом,

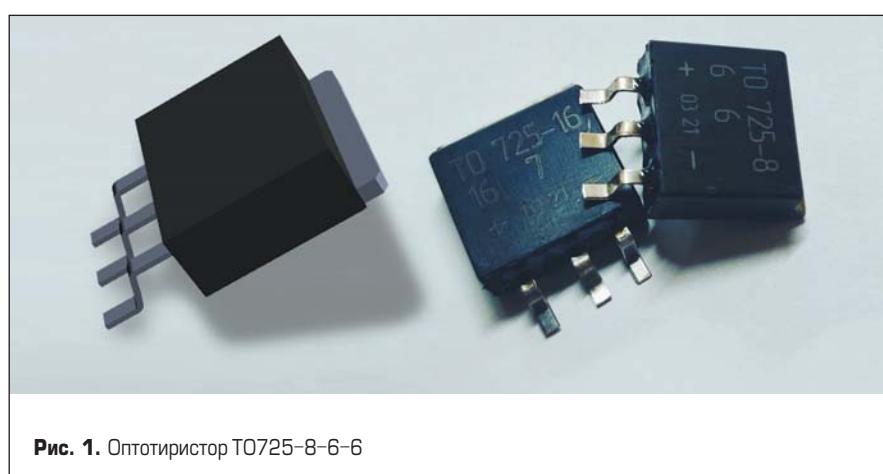


Рис. 1. Оптотиристор Т0725-8-6-6

**Таблица.** Параметры оптотиристоров (тиристоров оптронных) ТО725-8

Тип/Type	$U_{\text{зкр.и}} (U_{\text{DRM}}, U_{\text{RRM}})$	$I_{\text{зкр.и}} (I_{\text{DRM}}, I_{\text{RRM}})$	$I_{\text{откр.ср.макс}} (I_{\text{AY}})$	$I_{\text{откр.уд}} (I_{\text{TSM}})$ , 10 мс	$U_{\text{откр.и}} (U_{\text{TM}})$	$U_{\text{из}}$ ( $U_{\text{MG}}$ )	$(dU_{\text{закр.}}/dt)_{\text{crit}}$	$U_{\text{от.у.и}} (U_{\text{GMT}})$	$I_{\text{от.у.и}} (I_{\text{GMT}})$	$T_{\text{пер}} (T_j)$	$R_{\text{т.пер-кор}} R_{\text{th(j-c)}}$	Масса
	V	mA	A	kA	V	V	V/мкс	V	mA	°C	°C/Bt	kg
ТО725-8	400–2000	2,0	8 (при $T_c = +50^\circ\text{C}$ )	0,25 (при $+85^\circ\text{C}$ )	1,5	3000	20–1000	1,5	1200	85	1,5	0,01

два полупроводниковых элемента объединены в одну конструкцию (рис. 3). Выводы излучающего светоизлучающего диода в приборе электрически изолированы от силовых выводов. Такие оптотиристоры выпускаются в корпусах фланцевого исполнения либо в виде модульных конструкций, имеющих также изолированное основание. При освещении полупроводника в нем возникают электронно-дырочные пары, участвующие в увеличении тока через прибор. Необходимая для переключения мощность светового потока зависит от глубины залегания переходов под поверхностью полупроводника, скорости поверхностной и объемной рекомбинации и возрастает с увеличением длины волны. Эффективность генерации носителей определяется не только спектром излучения светоизлучающего диода, но и конструктивными особенностями прибора:

- диаграммой направленности;
- углами и местом падения пучка излучения;
- устройством светового канала и свойствами используемых материалов.

Достоинством таких приборов является эффективная развязка информационной (управляющей) и силовой цепи. Управляющие драйверы для приборов с развязкой по оптическому каналу могут иметь более простое устройство по сравнению с драйверами обычных тиристоров. Оптическая развязка не только позволяет значительно упростить управление, но и повышает помехоустойчивость выпрямителей большой мощности и энергоемких систем автоматического управления на их основе, в частности высоковольтных систем.

Оптронные тиристоры находят применение в различных регуляторах переменного тока, электротранспорте, управляемых ключах в узлах радиоэлектронной аппаратуры, в управлении асинхронными двигателями в ключевом режиме, в сильноточных реле, в электрическом оборудовании морских судов, в управлении мощными тиристорными сборками, в лифтовом оборудовании.

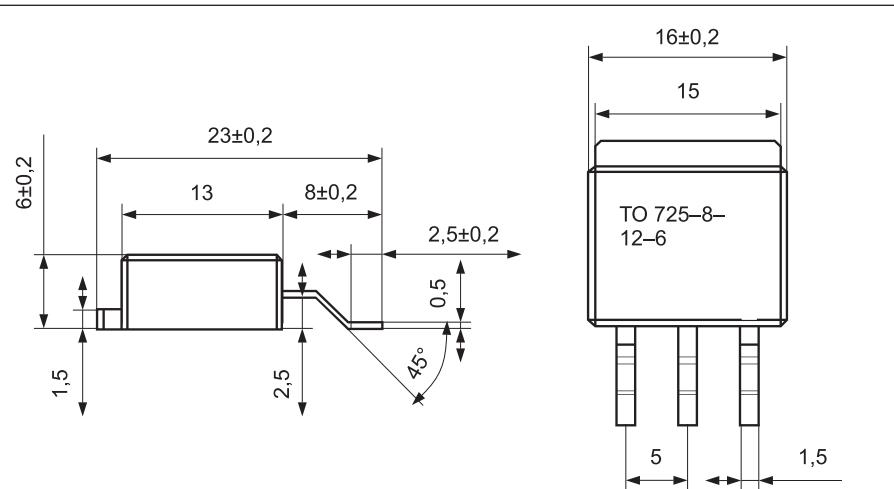


Рис. 2. Габаритные размеры ТО725-8-12-6

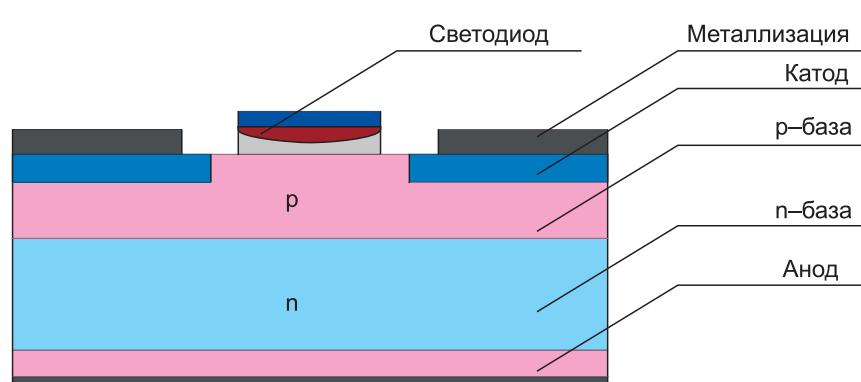


Рис. 3. Схема кристалла силового оптотиристора

Технологии, комплектующие и материалы, использующиеся при разработке и производстве серий оптотиристоров ТО и МТОТО, являются отечественными и разработаны инженерным составом АО «Оптрон-Ставрополь». Все приборы

имеют гарантийный срок эксплуатации 2–25 лет. АО «Оптрон-Ставрополь» осуществляют разработку (в рамках ОКР и НИОКР) и производство (за свой счет) различных силовых, оптоэлектронных полупроводниковых изделий по ТЗ заказчика.

## SiC-диоды Шоттки 3,3 кВ от Global Power Technology

Компания Global Power Technology анонсировала семейство SiC-диодов Шоттки 33-го класса в корпусах TO и кристаллы.

На сегодня GPT выпускает SiC-диоды Шоттки до 33-го класса включительно:

Применение диодов:

- импульсные источники питания;
- тяговые инверторы;
- источники бесперебойного питания;

- промышленные источники питания;
- солнечная энергетика.

Преимущества SiC-диодов Шоттки:

- высокая эффективность на системном уровне;
- выше плотность мощности системы;
- снижение требований к теплоотводу;
- параллельная работа без теплового пробоя.

<https://macrogroup.ru>

ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ  
опытное и серийное производство,  
проектирование, монтаж

КОНТРАКТНАЯ РАЗРАБОТКА  
И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ

ООО «Вектор Технолоджи»  
194044, Санкт-Петербург  
Чугунная ул., д. 20  
[www.vectech.spb.ru](http://vectech.spb.ru)  
E-mail: [\(812\) 329-38-01](mailto:vectechspb@yandex.ru)

# Инновационные разработки отечественных многокристальных силовых модулей

## Часть II. Металлокерамические силовые модули

**В статье представлены отечественные силовые модули в металлокерамических корпусах, разработанные в АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ». Рассмотрены способы оценки и снижения температурного перегрева в конструкциях силовых модулей с использованием двухслойных керамических плат  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и  $\text{AlN}$ .**

**Игорь Воронин, д. т. н.**

[phd.voroin@gmail.com](mailto:phd.voroin@gmail.com)

**Павел Воронин, к. т. н.**

[voroninpa@list.ru](mailto:voroninpa@list.ru)

**Евгений Лапин**

[es.lapin@energomodul.ru](mailto:es.lapin@energomodul.ru)

### Введение

В АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ» разработана серия герметичных металлокерамических силовых полупроводниковых модулей на IGBT- и МДП-транзисторах, предназначенная для замены мощных коммутирующих элементов иностранного производства в источниках вторичного электропитания, электроприводах, преобразователях частоты и других изделиях специального назначения с индуктивной, активной, емкостной и комплексной нагрузкой.

К космическим и военным устройствам предъявляются повышенные требования по надежности (как самого кристалла, так и корпуса), устойчивости к вибрационным перегрузкам, повышенной влажности, температурному диапазону, который гораздо шире и составляет  $-60\dots+125^\circ\text{C}$ . Немаловажными факторами являются стойкость к большой мгновенной дозе гамма/нейтронного излучения, стабильность параметров по мере медленного набора суммарной дозы облучения и выживание после встречи с тяжелыми заряженными частицами космической радиации [1].

Основные электрические параметры IGBT-модулей составляют: по максимальному напряжению 1200 В и номинальному току 100–400 А. Основные электрические параметры МДП-модулей составляют: по максимальному напряжению 60–200 В и номинальному току 150–250 А.

### Конструкция металлокерамического силового модуля

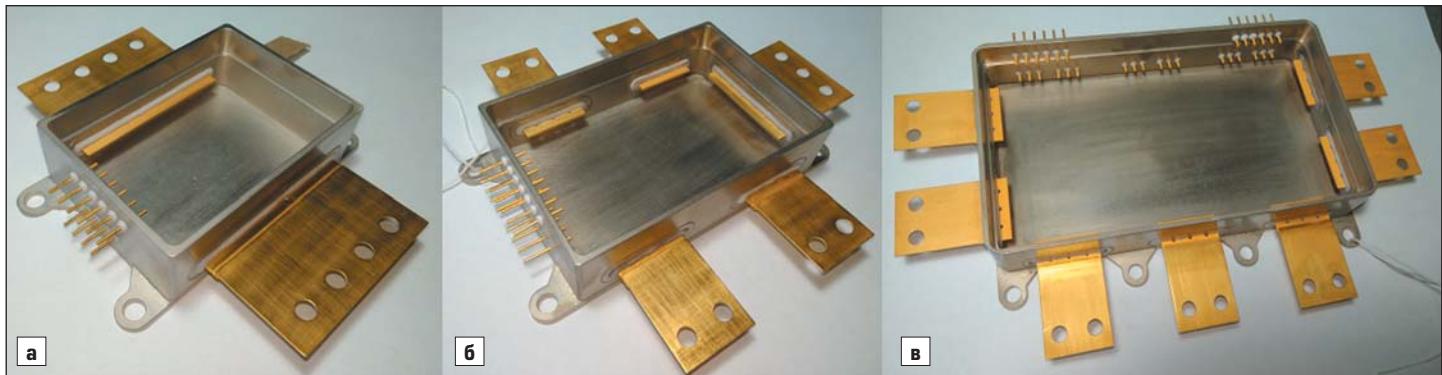
При разработке корпуса главными критериями остаются герметичность, механическая прочность

и радиационная стойкость, поэтому металлокерамический корпус изготавливается с применением сплава ковар (29НК) — это технологически функциональный материал, имеющий сравнительно невысокую стоимость. Его коэффициент теплового расширения согласуется с коэффициентом теплового расширения боросиликатного стекла, используемого для изготовления металлокерамических изоляторов и металлокерамических корпусов микросхем.

Сплав 29НК очень пластичен, легко поддается вытягиванию, прокатке, сварке и штамповке. Если изделие эксплуатируется во влажной среде, корпус и выводы дополнительно покрываются защитным антикоррозийным слоем из золота толщиной 3–6 мкм.

Для увеличения количества энерготермоциклов, по совместимости температурных коэффициентов расширения (ТКР), а также прочностных характеристик в качестве основания разрабатываемых силовых модулей применен медно-молибденовый сплав (МД-40). Такой сплав намного легче, чем соединение из меди и вольфрама, и поэтому предпочтительнее там, где важна конечная масса изделия.

При изготовлении силовых модулей для обеспечения безотказности и изоляционной стойкости, а также для получения минимальных значений переходных тепловых сопротивлений используются керамические подложки на основе оксида алюминия ВК-96 или нитрида алюминия с медным слоем с двух сторон керамической пластины. Керамика обладает хорошими изолирующими свойствами и высокой температурной проводимостью. Соответственно, подложки из оксида алюминия ВК-96 обеспечивают необходимый теплоотвод от полупроводниковых кристаллов силового модуля.



**Рис. 1.** Герметичные металлокерамические корпуса типа: а) одиночный ключ; б) полумост; в) трехфазный мост

Силовая часть модулей состоит из параллельных МДП- и IGBT-кристаллов с кристаллами обратных быстродействующих диодов (БВД). Модули имеют исполнение типа «одиночный ключ», «полумост» и «трехфазный мост» [2]. В зависимости от типа схемы используются разные виды корпусов, различающиеся по габаритам и массе (рис. 1).

Корпуса предназначены для защиты элементов и компонентов от климатических (влага, газы) и механических воздействий, а также от светового облучения. Подложка корпуса обеспечивает эффективный отвод тепла от кристаллов. Металлический корпус также осуществляется экранирование от воздействия электростатических, а в некоторых случаях и магнитных полей.

При проектировании металлокерамического корпуса наибольшее требование предъявляется к электрической изоляции токовыводов от металлического корпуса.

Герметический корпус силового модуля состоит из медно-молибденового основания, рамки из сплава ковар, многослойной керамической подложки со встроенными токовыми выводами и переходными отверстиями. Коваровая рамка соединяется с верхней металлокерамической подложкой высокотемпературным серебряным припоем и покрывается золотом.

Основание из сплава МД-40 припаивается серебряным припоем к нижней подложке. Затем обе платы припаиваются друг к другу. Основание располагается непосредственно на радиаторе, и тепловая связь осуществляется с помощью механического прижима. Это способствует улучшению мощностных характеристик высоковольтных силовых модулей и повышенной стойкости к механическим воздействиям. После посадки кристаллов и разварки проволоки приваривается металлическая крышка для герметичной изоляции корпуса.

Высокая надежность подложки обеспечивается спайкой активных металлов, применяемых для соединения медной пластины с подложкой из оксида алюминия.

Технология позволяет использовать медные пластины большего размера, чем керамические пластины. Медь, находящаяся за края пластин, предназначается для формирования интегрированных токовых выводов [3–5].

### Расчет тепловых полей в конструкциях металлокерамических модулей

Значения теплофизических параметров для материалов, входящих в состав металлокерамических модулей, приведены в таблице 1.

При задании граничных условий считалось, что тепло отводится от модуля только через нижнюю поверхность основания, температура которой равна постоянной величине 293 K (+20 °C). Предполагалось, что мощность, рассеиваемая в процессе работы каждым кристаллом транзистора, равна 150 Вт, а каждым кристаллом диода — 15 Вт и равномерно распределена по объему кристаллов.

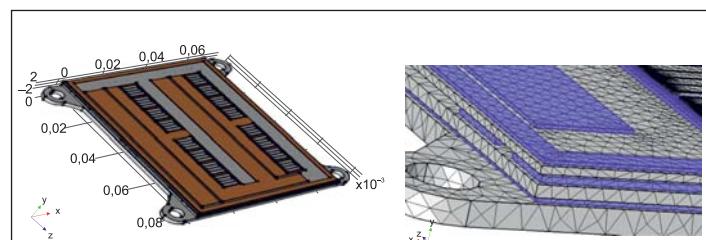
Расчеты проводились для всех типов корпусов, изображенных на рис. 1. Нестационарное и трехмерное уравнение теплопроводности численно решалось методом конечных элементов [6, 7].

Рассмотрим результаты моделирования на примере металлокерамического корпуса типа М2ТКП, чья конструкция и сетка конечных элементов изображены на рис. 2.

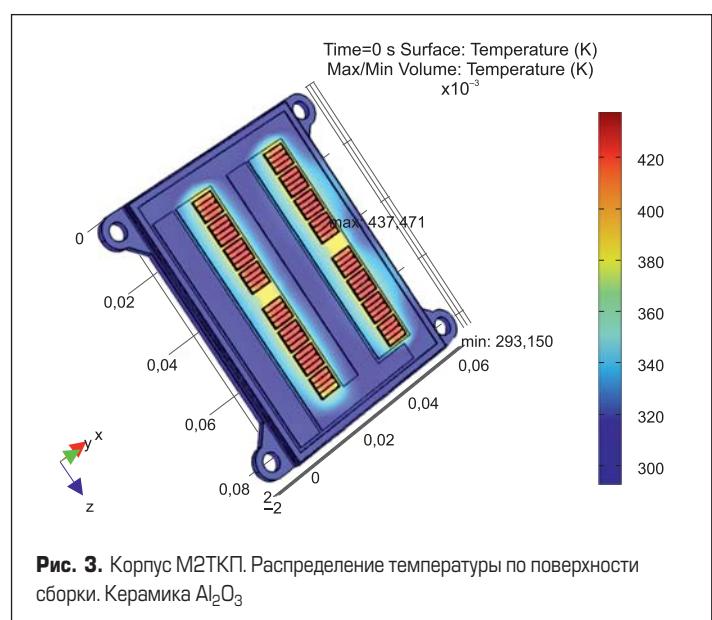
Результаты расчета установившихся температурных полей по поверхности сборки и площади полупроводниковых кристаллов приведены на рис. 3, 4.

**Таблица 1.** Техофизические параметры материалов металлокерамических модулей

Материал	Плотность, кг/м <sup>3</sup>	Удельная теплопроводность, Вт/м·К	Удельная теплоемкость, Дж/кг·К
Кремний	2330	130	700
Медь (металлизация DBC)	8960	400	390
МД-40	8000	65	456
Керамика Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	3800	25	900
Керамика AlN	3340	170	740



**Рис. 2.** Корпус типа М2ТКП и сетка конечных элементов



**Рис. 3.** Корпус М2ТКП. Распределение температуры по поверхности сборки. Керамика Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>

Распределение температуры по поверхности кристаллов вдоль оси Z и по толщине модуля вдоль оси Y, проходящей через центры кристаллов, показано на рис. 5 и 6.

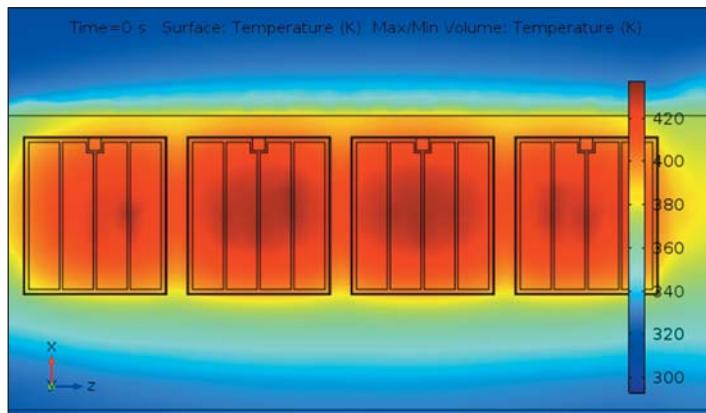
Как видно, температура кристаллов практически не изменяется по их толщине (вдоль оси Y), но неоднородна по площади поверхности. Основная часть перепада температуры между кристаллом и средой приходится на керамический слой DBC и основание из сплава МД-40. Вклад такого основания особенно важен при использовании керамики AlN.

Динамика нагрева кристаллов при мгновенном включении рассеиваемой мощности изображена на рис. 7.

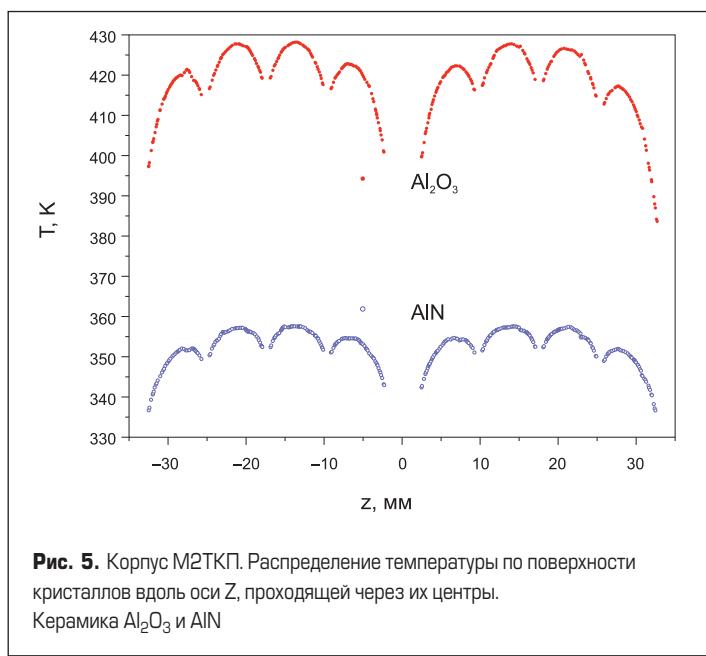
Анализ зависимостей  $T_{\max}(t)$  показывает, что характерное время установления стационарного теплового состояния кристаллов для керамики AlN достигает порядка 0,25 с, а для керамики  $\text{Al}_2\text{O}_3$  — порядка 1 с. Это означает, что при частотах коммутации выше 100 Гц для анализа тепловой нагрузки можно использовать усредненное по времени значение тепловых сопротивлений переход-корпус  $R_{th}$ . Результаты расчетов приведены в таблице 2.

**Таблица 2.** Максимальная установившаяся температура кристаллов  $T_{\max}$  и тепловое сопротивление переход-корпус  $R_{th}$  для корпуса типа М2ТКП

Тип корпуса	Керамика	$T_{\max}, \text{K}$	$T_{\max}, ^\circ\text{C}$	$R_{th}, \text{K/Bt}$
М2ТКП	$\text{Al}_2\text{O}_3$	437,5	164,5	0,96
	AlN	364,6	93,6	0,48



**Рис. 4.** Корпус М2ТКП. Распределение температуры по площади кристаллов. Керамика  $\text{Al}_2\text{O}_3$



**Рис. 5.** Корпус М2ТКП. Распределение температуры по поверхности кристаллов вдоль оси Z, проходящей через их центры. Керамика  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и AlN

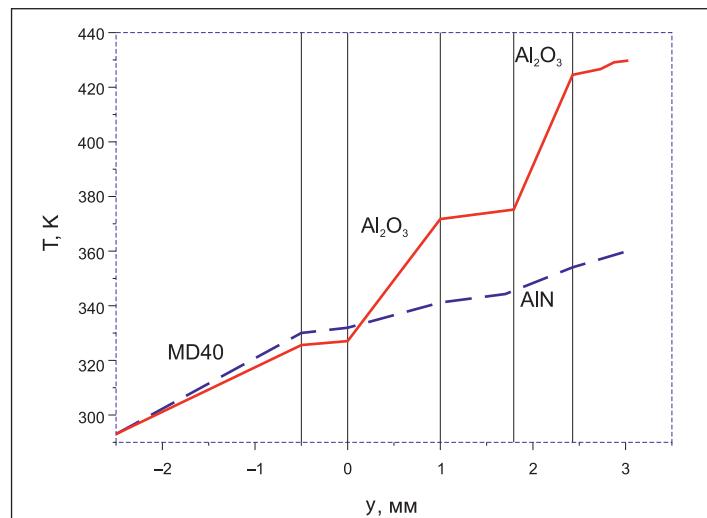
Результаты проведенного моделирования показывают, что при заданной величине максимально допустимой температуры переходов транзисторов  $T_j = +125^\circ\text{C}$  значение требуемого номинального тока модулей 200 А в представленной конструкции гарантировано обеспечено только при использовании керамики на основе нитрида алюминия AlN.

### Интеллектуальные силовые модули

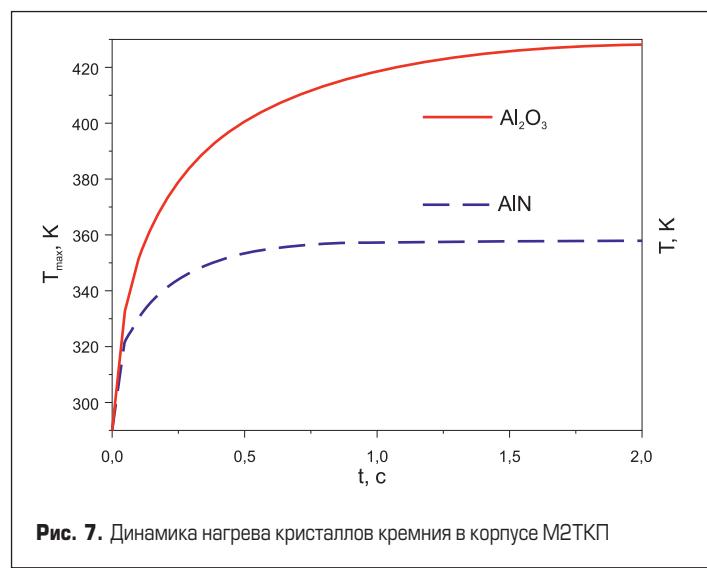
В АО «НПО «ЭНЕРГОМОДУЛЬ» разработана также серия интеллектуальных силовых модулей на IGBT- и МДП-транзисторах в герметичных металлокерамических корпусах. Конструкции интеллектуальных силовых модулей имеют три основных типа для одно-, двух- и шести-ключевого топологического исполнения. Все модули содержат унифицированные интеллектуальные одно-, двух- и шестиканальные драйверы соответственно (рис. 8).

Разработка и освоение серийного производства на отечественном предприятии интеллектуальных силовых модулей, изготовленных в герметичном, радиационно стойком исполнении, позволяет повысить конкурентоспособность и обеспечить их применение в источниках вторичного электропитания, электроприводах, преобразователях частоты и других изделиях военного назначения.

Современный интеллектуальный модуль — это гибридный модуль, содержащий МДП- или IGBT-транзисторы, соединенные в определенной конфигурации, схему управления, оптимизированную по характеристикам управления затвора данных транзисторов, схему защиты от перегрузок и схему индикации состояния. Для надежной работы



**Рис. 6.** Корпус М2ТКП. Распределение температуры по толщине модуля вдоль оси Y, проходящей через их центры. Керамика  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и AlN



**Рис. 7.** Динамика нагрева кристаллов кремния в корпусе М2ТКП

модуля схема защиты должна уметь анализировать режим перегрузки по току, режим короткого замыкания нагрузки, режим пробоя, а также падение напряжения управления и перегрев.

Контроллер управления (драйвер) в силовых полупроводниковых модулях является одним из ключевых узлов современного преобразовательного устройства. Характеристики схемы управления во многом определяют параметры силовых модулей — величину статических и динамических потерь, скорость переключения, уровень электромагнитных помех.

Главная задача, решаемая драйвером, — усиление слаботочного логического сигнала контроллера в сигнал управления затвором силовых ключей, мощности которого должно быть достаточно для быстрого перезаряда емкостей затвора. Поскольку силовые ключи работают при напряжениях, существенно превышающих уровень сигналов контроллера, устройство управления затвором должно осуществлять потенциальный сдвиг уровня и гальваническую развязку управляющих импульсов и импульсов, поступающих на затворы. Современные драйвера должны иметь многочисленные защитные и сервисные функции, необходимые для безотказного функционирования во всех режимах эксплуатации, включая и аварийные.

Ядро устройства управления интеллектуальным силовым модулем разрабатывалось как основа для построения серии драйверов широкого применения. Оно содержит набор базовых узлов, необходимых в большинстве практических применений: блок обработки сигнала и фильтрация высокочастотных помех, гальванически развязанную трансформаторную передачу данных управляющего сигнала, гальванически развязанную трансформаторную передачу данных аварии, устройство защиты от перегрузки по току, мониторинг напряжения питания и температуры кристаллов, выходные каскады управления изолированными затворами, обеспечивающие необходимый выходной ток и время нарастания напряжения. Исполнения драйверов на два

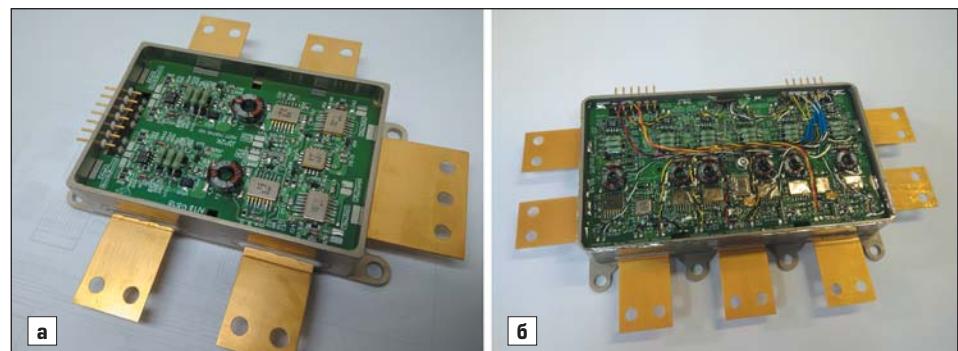


Рис. 8. Интеллектуальные силовые модули топологии: а) полумост; б) трехфазный мост

и более каналов имеют встроенную задержку «мертвого» времени и защиту от синфазных сигналов.

Для выявления состояния КЗ в драйвере используется мониторинг напряжения насыщения, который является наиболее распространенным методом. Такой контроль позволяет выявить перегрузку по току, вызванную замыканием нагрузки, пробоем выходного сигнала на корпус, сквозным током при открывании или пробоем самого силового транзистора модуля. Данный способ является достаточно быстродействующим, не подверженным влиянию электромагнитных помех, как в случае с индукционными датчиками тока, и не приводит к дополнительным потерям мощности, создаваемым резистивными шунтами.

Для измерения температуры силовых модулей и их защиты от теплового пробоя применен термодатчик, установленный методом пайки на керамическую подложку модуля рядом с силовыми кристаллами. Благодаря низкому тепловому сопротивлению материала керамики и медного слоя происходит эффективная теплоотдача от подложки на радиатор. Базовый принцип измерения температуры основан на схеме резистивного делителя напряжения: в его нижнее плечо включен NTC-резистор, сопротивление которого уменьшается с увеличением температуры, уменьшая соответственно и напряжение.

## Литература

- Ланин В., Рубцевич И., Керенцев А. Повышение надежности микроконтактных соединений радиационностойких мощных транзисторов // Силовая электроника. 2010. № 3.
- Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: ДМК Пресс, 2015.
- Воронин И. П., Воронин П. А., Лапин Е. С., Праведнов А. Г. Патент RU 184560 U1. Силовой полупроводниковый модуль // Бюллетень «Изобретения и полезные модели». № 31, 30.10.2018.
- Бекедаль П., Бетоу С., Мол А. и др. Концепция мощного SiC-модуля со сверхнизкой коммутационной индуктивностью // Силовая электроника. 2018. № 2.
- Колпаков А. Многослойная шина и модули SEMISTACK от SEMIKRON // Силовая электроника. 2004. № 1.
- Muehlfeld O., Fuchs F. Comprehensive optimization method for thermal properties and parasitics in power modules // IEEE Transactions on power electronics. 2010. Vol. 25.
- Muehlfeld O., Fuchs F. Design strategies for stray inductance optimized wire-bond power modules. PCIM 2010. Nuremberg. Germany. 2010.

## Электролитические конденсаторы с расширенным температурным диапазоном от CapXon



Компания CapXon представила серию гибридных полимерных конденсаторов AP с расширенным температурным диапазоном применения  $-55\ldots+150^{\circ}\text{C}$ . Особенности и технические характеристики гибридных полимерных конденсаторов серии AP:

- тип корпуса: SMD;
- напряжение: 16–80 В;
- емкость: 22–560 мкФ;
- срок службы (при  $+150^{\circ}\text{C}$ , VR & IR): 1000 ч;
- производство в соответствии с AEC-Q200 по запросу;
- вибростойкое исполнение по запросу: до 30g;

- стабильное и очень низкое значение ESR в пределах всего рабочего диапазона температур;
- очень высокое значение допустимых токов пульсаций.

Возможные области применения конденсаторов:

- автомобильная электроника (в том числе блоки управления трансмиссией, электроника управления двигателем и т. д.);
- железнодорожная техника;
- «умные» электроприводы;
- контроллеры бесщеточных двигателей.

<https://macrogroup.ru/>

# Современная силовая электроника: разворот на Восток и «доступная функциональность»

**Мир силовой электроники перевернулся, и мы перевернулись вместе с ним. Повышение стойкости к термоциклированию, борьба за каждый мВ статических потерь и каждый мДж динамических — эти вопросы, казавшиеся очень важными еще совсем недавно, отошли на задний план (будем надеяться, что не навсегда). Главная проблема, которую приходится решать теперь, — поиск доступных силовых модулей, способных выполнять необходимые функции, обеспечивая приемлемые показатели надежности. Можно сказать, что девизом современной российской электроники стала «доступная функциональность»...**

**Денис Новоторженцев**

denis\_n@npkexpert.ru

**Андрей Колпаков**

akolpakov@npkexpert.ru

Оглядываясь назад, мы с удивлением обнаруживаем, что, пока мы качали нефть и газ, китайцы укрепляли финансовую систему, поднимали альтернативную энергетику и электротранспорт, создавали микроэлектронику и силовую электронику. Китай превратился в действительно независимую державу, способную противостоять любым вызовам. И понятно, кто будет спасать нашу промышленность в ближайшие годы. Если захочет, конечно...

Мы планируем опубликовать серию статей, посвященных наиболее интересным китайским производителям силовой электроники. Начнем с компании Xiner Semiconductor, хорошо известной на внутрен-

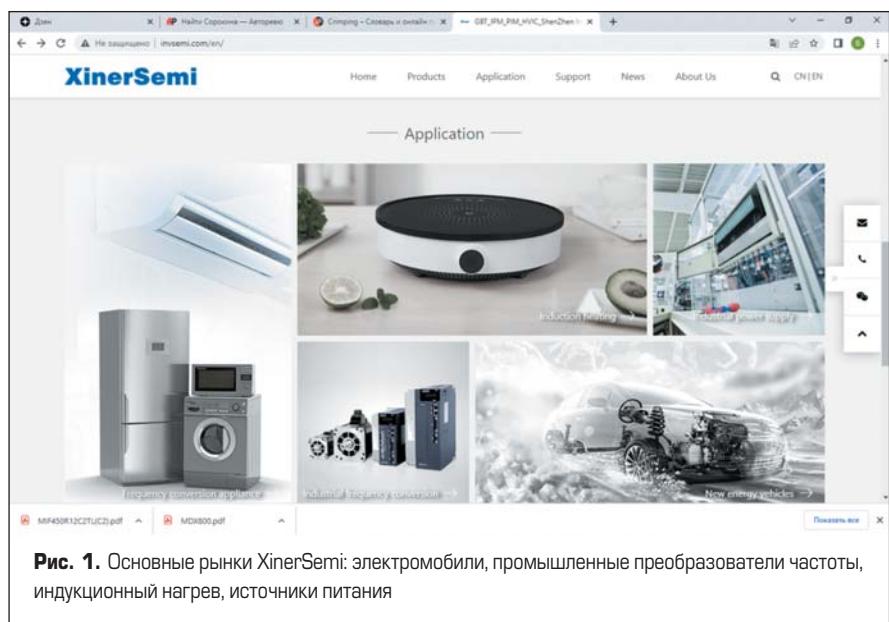
нем рынке как один из официальных поставщиков BYD — крупнейшего игрока на мировом рынке электротранспорта.

## Знакомьтесь: Xiner Semiconductor

Компания Shenzhen Xiner Semiconductor Technology Co., Ltd. была основана в 2013 году. В ее создании принимали участие многие известные организации и институты Китая, в частности Государственная комиссия по надзору и администрированию в Шэньчжэне, Инновационный фонд талантов в Шэньчжэне, а также Dachen Venture Capital, Fangguang Capital, Xiamen Falcon и другие. Xiner занимается разработкой и производством чипов IGBT и модулей на их основе, интегральных драйверов затворов IGBT, а также маломощных интеллектуальных силовых модулей (IPM).

В команде Xiner — высококвалифицированные специалисты, имеющие большой опыт работы в электронной индустрии. Это первая компания в Китае, успешно разработавшая и начавшая массовое производство IGBT-модулей на основе технологии Trench FS четвертого поколения. Xiner располагает научно-исследовательскими центрами в Шанхае и Шэньчжэне, а офисы продаж, находящиеся в Шэньчжэне, Шанхае, Циндао, Шунде и Ханчжоу, способны динамично реагировать на запросы заказчиков, работающих в различных отраслях промышленности (рис. 1). Тот факт, что Xiner Semiconductor является поставщиком силовых модулей для электротранспорта, подтверждает высокую надежность продукции и гарантирует наличие необходимых для этого сертификатов.

Философия бизнеса Xiner ориентирована на сотрудничество в наиболее перспективных секторах



**Рис. 1.** Основные рынки XinerSemicon: электромобили, промышленные преобразователи частоты, индукционный нагрев, источники питания

силовой электроники. Компания детально изучает требования клиентов, помогает в разработках мощных электронных преобразователей, поддерживает тесные связи с партнерами, имеющими наибольшие компетенции в данной отрасли.

Поскольку мы уже упомянули, что Xiner первым в Китае разработал собственную технологию Trench FS 4, то напомним читателям, что это тако и чем Trench отличается от других базовых структур IGBT.

### Trench и другие технологии IGBT

Основными параметрами, по соотношению которых определяются базовые свойства кристалла IGBT и его «специализация», являются напряжение насыщения, заряд затвора и энергия переключения. Сегодня к наиболее распространенным технологиям IGBT относят NPT, SPT и Trench-FS, чьи основные особенности показаны на рис. 2 [4]. В модулях последних поколений чаще всего используются чипы Trench, обеспечивающие оптимальное сочетание статических и динамических потерь.

При производстве кристаллов NPT используется однородная диффузионная  $n^-$ -подложка толщиной около 200 мкм. Планарный затвор расположен на ее поверхности, а биполярный PNP-транзистор формируется добавлением слоя  $p^+$  в основание подложки. К достоинствам гомогенной NPT-структуре можно отнести высокую стойкость к короткому замыканию, положительный температурный коэффициент напряжения насыщения и прямоугольную область безопасной работы при обратном смещении RBSOA (Reverse Biased Safe Operating Area).

Чипы SPT содержат дополнительный буферный  $n^+$ -слой, расположенный между подложкой и слоем  $p^+$ . Буфер повышает стойкость транзистора к пробою, опасность которого возрастает из-за уменьшения толщины подложки. Меньшая толщина кристалла SPT позволяет снизить потери проводимости, структура затвора у них — стандартная планарная (как у NPT- IGBT).

У SPT IGBT оптимизированы характеристики выключения: напряжение нарастает линейно, переходный процесс более плавный, меньше уровень коммутационного перенапряжения, сокращен «хвост» тока. Энергия переключения транзисторов SPT ниже, чем у NPT IGBT, площадь кристалла и тепловые характеристики соизмеримы.

Однако практически все современные IGBT производятся по технологии Trench-FS. Они также имеют буферный  $n^+$ -слой в основании, как показано на рис. 2в. Принципиальное отличие этого типа кристаллов состоит в структуре затвора, выполненного в виде глубокой канавки (trench) в теле подложки. В сочетании с модифицированной конструкцией эмиттера это позволяет оптимизировать распределение носителей в области подложки. В результате напряжение насыщения транзисторов Trench-FS на 30% ниже, чем у NPT, а размер чипов — меньше почти на 70%, то есть плотность тока намного больше. С появлением четвертого поколения Trench IGBT данный показатель увеличился с 85 А/см<sup>2</sup> (SPT IGBT) и 115 А/см<sup>2</sup> (T3 IGBT) до рекордного уровня 130 А/см<sup>2</sup>.

Для повышения перегрузочной способности IGBT их максимальная рабочая температура  $T_{jmax}$  должна быть не менее +175 °C — такое требование предъявляют, в частности, производители транспортных приводов. Если учесть, что стандартным «тепловым запасом» в режиме перегрузки считается +25 °C, то для кристаллов Trench 4 номинальная рабочая температура в длительном режиме работы составляет +150 °C. В пересчете на выходную мощность трехфазного инвертора это означает прибавку не менее 20% по сравнению с модулями предыдущих поколений, у которых величина  $T_{jmax}$  была ограничена +150 °C.

При разработке технологии Trench 4 были оптимизированы основные элементы вертикальной структуры:  $n^-$ -базы,  $n$ -Field Stop-слоя, предназначенного для повышения напряжения пробоя, и эмиттера. При производстве чипов Xiner используется новый технологический процесс сверхтонких пластин (Ultra Thin Wafer Process). Это позволило снизить суммарные потери в широком диапазоне частот более чем на 30%, увеличить плотность мощности и обеспечить более плавный характер переключения.

В таблице 1 приведены основные характеристики IGBT различных типов, определяющие мощность потерь. Для корректности сопоставления значения параметров SPT и Trench 3 даны при температуре

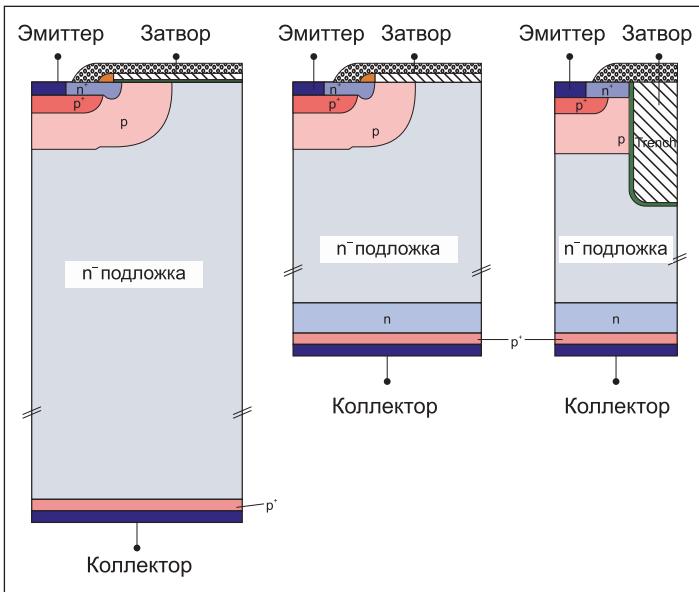


Рис. 2. Структура кристаллов NPT, SPT, Trench-FS

$T_j = +125$  °C, а для чипов четвертого поколения добавлены соответствующие величины для  $T_j = +150$  °C.

Справедливости ради отметим, что ведущие европейские и японские производители силовой электроники не так давно представили на рынке модули Trench IGBT следующего, седьмого поколения. У Xiner и других китайских компаний таких пока нет, но думаем, что освоение этой технологии не займет много времени. Вспомним, как еще совсем недавно мы смеялись над китайскими автомобилями...

### Xiner Semiconductor: номенклатура

Нельзя сказать, что Xiner предлагает очень широкую номенклатуру модулей, однако выпускаемая продукция покрывает большую часть потреб-

Таблица 1. Характеристики различных типов IGBT (чип 1200 В/100 А)

Параметр, единица измерения	SPT IGBT	Trench IGBT3	Trench IGBT4 +125 °C/+150 °C
Напряжение насыщения $V_{CEsat}$ , В (@ $I_{Cnom}$ , +25 °C)	1,9	1,7	1,8
Напряжение насыщения $V_{CEsat}$ , В (@ $I_{Cnom}$ , +125 °C)	2,1	2,0	2,1/2,2
Энергия переключения $E_{sw}$ , мДж (@ +125 °C)	22	27	19/21
Заряд затвора $Q_G$ , мкКл (@ $V_{GE} = -8/+15$ В)	1,2	0,9	0,57
Температура кристалла $T_{jmax}$ , °C	150	150	175

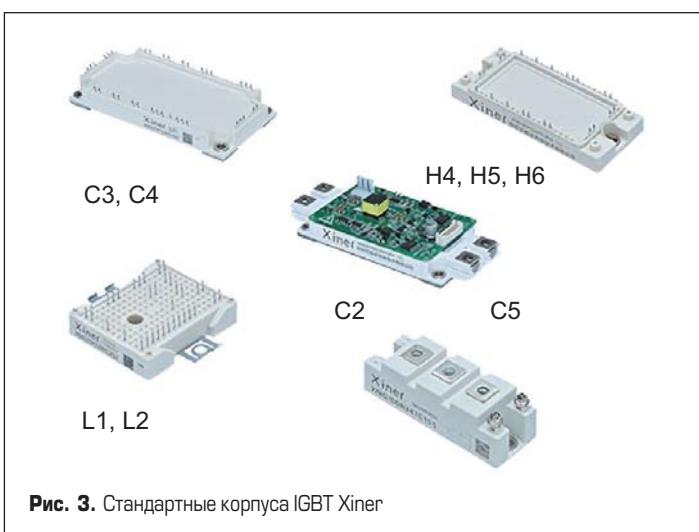


Рис. 3. Стандартные корпуса IGBT Xiner

Таблица 2. Номенклатура силовых модулей Xiner

Тип модуля	Рабочее напряжение, В	$I_{C(nom)}$ , А	Корпус	Размеры, мм	Конфигурация
		$I_{F(nom)}$ , А			
XNG***PI12TL1S3	600	20–30	L1	34×48×15	PIM (трехфазный выпрямитель)
XNG15PI24TL1S3	1200	15	L1	34×48×12	PIM (трехфазный выпрямитель)
XNG***PI24TL2S3	1200	25–40	L2	57×48×12	PIM (трехфазный выпрямитель)
XNG***PI24TC3AS3	1200	25–50	C3	107×45×17	PIM (трехфазный выпрямитель)
XNG***PI24TC4AS5	1200	50–100	C4	122×62×17	PIM (трехфазный выпрямитель)
XNG***D24KC4A5	1200	150–200	C4	122×62×17	SixPack IGBT (трехфазный инвертор)
XNG***B24TC1S5	1200	50–150	C1	94×34×30	Полумост IGBT
XNG***B24KC2S5	1200	200–450	C2	106×62×30	Полумост IGBT
XNG***B34KC2S8	1700	200–300	C2	106×62×30	Полумост IGBT
XNG***B24KC5A5	1200	300–600	C5	152×62×17	Полумост IGBT
XNG***B34KC5A8	1700	300–600	C5	152×62×17	Полумост IGBT
XNG***D13TH4A3	650	300–400	H4	140×112×17	SixPack IGBT (трехфазный инвертор)
XNG400D13TH6A3	650	400	H6	140×72×17	SixPack IGBT (трехфазный инвертор)
XNG660D13TH5A3	650	660	H5	152×92×15	SixPack IGBT (трехфазный инвертор)

Примечание. \*\*\* — цифра совпадает с номинальным током модуля.

ности рынка промышленных приводов средней и высокой мощности. Это трехфазные выпрямители, трехфазные и полумостовые модули IGBT в стандартных корпусах (рис. 3), а также интегральные драйверы затворов. Основные параметры силовых ключей Xiner представлены в таблице 2.

В линейке продукции Xiner также представлены интеллектуальные силовые модули (IPM), имеющие в своем составе не только силовой каскад, но и драйвер затвора со всеми необходимыми функциями защиты. Xiner предлагает IPM с рабочим напряжением 600 и 1200 В в диапазоне токов 3–50 А, которые выпускаются в малогабаритных корпусах DIP23, SOP23, PQFN, DIP24, DIP25, DIP26, DIP29 (рис. 4).

### Xiner Semiconductor: попробуем сравнить

Сравнение характеристик модулей, изготовленных различными фирмами (особенно европейскими и азиатскими), — неблагодарное дело. Опытные специалисты знают, что, например, такой важный параметр, как тепловое сопротивление  $R_{th}$ , по-разному нормируется у разных производителей, что создает почву для манипуляций и злоупотреблений со стороны недобросовестных продавцов. Однако для грамотных инженеров, знающих, как «читать datasheet между строк» [4], это не будет проблемой. Поэтому мы не станем сравнивать величины  $R_{th}$ , тем более что тепловое сопротивление  $R_{th(c-s)}$  — в первую очередь характеристика конструктива

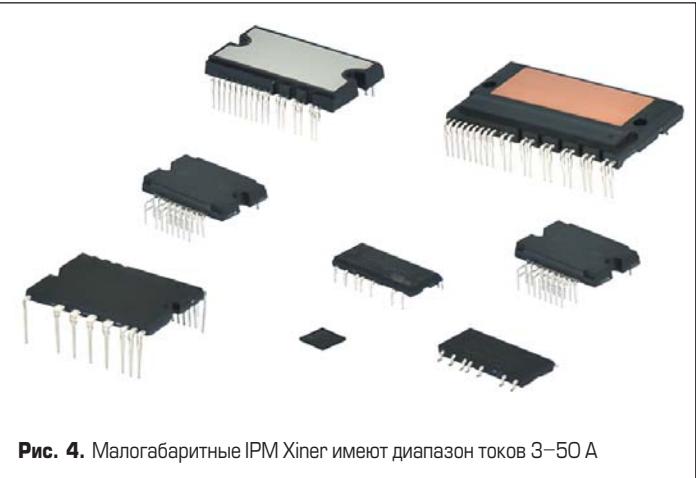


Рис. 4. Малогабаритные IPM Xiner имеют диапазон токов 3–50 А

и не может сильно отличаться у модулей в корпусах 62 мм или Econo-Dual, производимых с применением стандартных технологий пайки и ультразвуковой сварки.

Тolerантность не позволяет европейским производителям указывать конкретные названия сравниваемых компонентов, вместо этого они пишут Competitor 1, Competitor 2 и т. д. (то есть конкурент 1, конкурент 2). Не будем нарушать это правило и сопоставим основные характеристики наиболее востребованного на рынке мощных приводов полумостового IGBT-модуля Econo-Dual 1200 В/450 А компании Xiner (XNG450B24KC5A5) с одним из лучших европейских аналогов. Опытный специалист сразу поймет, о чём идет речь. Полученные результаты приведены в таблице 3.

Мы сознательно (чтобы не отдавать никому предпочтения) включили в таблицу пиковый ток перегрузки  $I_{CRM}$  равный тройному номинальному току у европейского модуля и только двойному значению  $I_{Cnom}$  у IGBT Xiner. Напомним, что точно так же ( $2 \times I_{Cnom}$ ) величина  $I_{CRM}$  определялась для предыдущего, третьего поколения европейских IGBT. Скорее всего, причиной этого являются устаревшие условия нормирования. Тем более что опытные специалисты прекрасно понимают, что сам по себе параметр  $I_{CRM}$  не имеет большого практического значения, так же, как и  $I_{Cnom}$ .

Согласно договоренности ведущих производителей IGBT величина  $I_{Cnom}$  также указываемая в названии модуля, определяется производителем чипа на основании технологических коэффициентов. То есть если в модуле установлено три параллельных кристалла с номинальным током 150 А, то в спецификации будет указано  $I_{Cnom} = 450$  А. Реальный ток силового ключа в конкретных условиях применения определяется только тепловым расчетом для определенных режимов работы и охлаждения. На наш взгляд, лучшим инструментом для такого расчета является SEMISEL [5], тем более что локальные версии программы, начиная с версии 3.1, позволяют создавать тепловые модели на основе технических спецификаций (опция User Defined Model).

Анализ остальных параметров в таблице 3 гораздо интереснее и полезнее. Как видно из таблицы, статические потери XNG450B24KC5A5 чуть ниже, чем у европейского аналога, а динамические — немного выше. Однако энергия восстановления тельного диода у модуля Xiner заметно меньше, что дает ему преимущество в определенных режимах работы. Также гораздо ниже у него суммарный заряд затвора  $Q_G$  — это уменьшает мощность, рассеиваемую драйвером, что особенно важно при параллельном соединении IGBT.

Таблица 3. Сравнительные характеристики модулей IGBT Trench 4 (1200 В/450 А), корпус Econo-Dual

Тип модуля	$I_{CRM}$ , А	$V_{CE(sat)}$ , В & $T_j = +25/150$ °C	$E_{on}/E_{off}$ , мДж & $T_j = +150$ °C	$E_{rr}$ , мДж & $T_j = +150$ °C	$Q_g$ , мкКл
EU Trench 4	1450 (3× $I_{Cnom}$ )	1,8/2,19	25/57	37	3,3*
XNG450B24KC5A5	900 (2× $I_{Cnom}$ )	1,75/2,05	43/51	24	1,62*

Примечание. \*Величина  $Q_g$  нормирована для  $V_{GE} = \pm 15$  В.

Как уже было отмечено, ведущие европейские и японские компании начали выпуск силовых ключей седьмого поколения, отличающихся улучшенными статическими характеристиками. У китайских производителей, в частности Xiner, таких пока нет. Однако сравнительные испытания модулей XNG450B24KC5A5 в составе трехфазного инвертора, проведенные нашими партнерами, показали, что в номинальных режимах на частоте ШИМ = 3 кГц перегрев чипов не превышает 10 °C относительно IGBT Gen.7. В нынешних условиях такой результат можно считать вполне приемлемым.

### **Вместо послесловия, или Немного о китайском менталитете**

Для инженеров, имеющих опыт общения с европейскими специалистами (в первую очередь с немецкими, как у авторов этих строк), знакомство с «китайским» вариантом технической поддержки вызывает, мягко говоря, удивление. На сайте компании вы можете обнаружить технические спецификации (datasheet) только на китайском языке или вообще не найти их! А на запрос вам ответят, что документация предоставляется только после размещения заказа. Возникает вопрос: как можно заказывать силовой модуль, не имея на него технической информации? А вот так. Этот вопрос очевиден для нас, но не для китайцев — существует с другой планеты... Что касается любезных нашему сердцу технических описаний и руководств по применению (Technical Explanations, Application Notes), то их, скорее всего, вы не обнаружите вообще.

Разобраться с подобными восточными странностями нам помогла замечательная книга «Китай. Культурный шок» [6], написанная Вадимом Чекуновым — филологом, много лет прожившим в Китае и хорошо знающим эту страну. В двух словах особенности китайского менталитета можно объяснить следующим образом. На планете Земля есть «Срединное Государство» (именно так переводится самоназвание Китая), где живут люди — китайцы. И есть весь остальной мир, населенный **лаоваями**. Даже не пытайтесь понять, что это такое, просто смиритесь с мыслью, что вы — ЛАОВАИ.

Читатели старшего поколения помнят, как по приказу Мао китайцы истребляли воробьев, чтобы поднять урожайность, и выплавляли во дворах чугун, когда стране не хватало металла. И это не анекдот, это страница недавней истории.

В Китае заблокированы Youtube и Facebook, не работает наш любимый Telegram. Однако китайцы от этого абсолютно не страдают, они пользуются своим мессенджером WeChat, подписчиков у которого больше, чем у всех остальных вместе взятых.

В описании основных принципов работы Xiner указано (дословный перевод), что «компания нацелена на сотрудничество с китайскими разработчиками систем, разрушение иностранных монополий и формирование реальной боевой мощи отечественных производителей»!

Китайская силовая электроника в первую очередь ориентирована на внутренний рынок, и свои собственные проблемы их занимают гораздо больше, чем все прочие. Нам бы так. А мудрая обезьяна будет и дальше сидеть на горе и смотреть, как тигры в долине рвут друг друга на части...

*Продолжение следует*

### **Литература**

1. Материалы сайта [www.invssemi.com](http://www.invssemi.com).
2. Колпаков А. Контрольная точка, или Как читать datasheet между строк. Часть 1 // Электронные компоненты. 2006. № 6.
3. Колпаков А. Контрольная точка, или Как читать datasheet между строк. Часть 2 // Электронные компоненты. 2006. № 9.
4. Колпаков А. NPT, SPT, Trench... Что дальше? // Электронные компоненты. 2006. № 3.
5. Колпаков А. SEMISEL 3.1 — новые возможности // Силовая электроника. 2008. № 3.
6. Чекунов В., Савулькин Г. Китай. Культурный шок. М.: АСТ, 2019.



**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО  
ЭЛЕКОНД**



Россия, 427968, Удмуртская Республика,  
г. Сарапул, ул. Калинина, 3  
Тел.: (34147) 2-99-53, 2-99-89, 2-99-77  
Факс: (34147) 4-32-48, 4-27-53  
e-mail: [elecond-market@elcudm.ru](mailto:elecond-market@elcudm.ru)  
<http://www.elecond.ru>

**КОНДЕНСАТОРЫ**  
разработка и производство

**оксидно-электролитические алюминиевые**  
K50-15, K50-17, K50-27, K50-37, K50-68, K50-77, K50-80,  
K50-81, K50-83, K50-84, K50-85, K50-86, K50-87, K50-88, K50-89,  
K50-90, K50-91, K50-92, K50-93, K50-94, K50-95(чип), K50-96,  
K50-97(чип), K50-98, K50-99, K50-100, K50-101(чип),  
K50-102, K50-103, K50-104, K50-105, K50-106

**объемно-пористые tantalовые**  
K52-1, K52-1М, K52-1БМ, K52-1Б, K52-9, K52-11,  
K52-17, K52-18, K52-19, K52-20, K52-21, K52-24,  
K52-26(чип), K52-27(чип), K52-28, K52-29, K52-30

**оксидно-полупроводниковые tantalовые**  
K53-1А, K53-7, K53-65(чип), K53-66, K53-68(чип),  
K53-69(чип), K53-71(чип), K53-72(чип), K53-74(чип),  
K53-77(чип), K53-78(чип), K53-82

**суперконденсаторы (ионисторы)**  
K58-26, K58-27, K58-28, K58-29, K58-30, K58-31, K58-32, K58-33

**накопители электрической энергии**  
на основе модульной сборки суперконденсаторов  
МИК, МИЧ, ИТИ, НЭЭ

# Полумостовые силовые интегральные модули

со 100%-ной защитой для встраиваемых инверторов

**Технология Navitas GaNSense обеспечивает минимальные габариты и низкий уровень потерь, что позволяет интегрировать инвертор с двигателем. В статье описан прототип встроенного в мотор инвертора мощностью 400 Вт, созданного Navitas.**

**Альфред Хезенер  
(Alfred Hesener)**

**Перевод: Иван Сергеев**

## Моторные приводы: решения нового поколения для реализации концепции «Electrify Our World» («Электрификация нашего мира»)

Моторные приводы потребляют почти 50% электроэнергии, производимой в Европе [1]. Поэтому европейские правительства разработали правила и стандарты для обеспечения максимально эффективного расходования электроэнергии при минимальных воздействиях на электросеть и перебоях в электроснабжении. Применение приводов с регулируемой частотой вращения (VSD), широко распространенных в промышленности, позволяет снизить потребление энергии до 90% по сравнению с устаревшими асинхронными двигателями с фиксированной частотой вращения [2]. При этом VSD обладают дополнительными преимуществами в отношении габаритов, динамических характеристик и надежности.

Стандарт IEC 61000 определяет требования к устойчивости электросети и допустимому воздействию электрооборудования, поскольку большие индуктивные нагрузки, характерные для моторных приводов, могут существенно влиять на стабильность локальных сетей. Для соответствия стандартам система электропривода должна включать дополнительные устройства, такие как активные корректоры коэффициента мощности (ККМ или PFC). Корректор коэффициента мощности модулирует искажения формы сетевого напряжения и вносит соответствующие поправки в синусоидальный сигнал, чтобы максимально использовать мощность, поступающую от электросети.

### Нитрид галлия (GaN) улучшает технические и экономические показатели

По своим характеристикам широкозонные полупроводники GaN заметно превосходят кремниевые аналоги (Si). Они способны переключаться в 20 раз быстрее и обеспечивают плотность мощности в 3

раза выше, чем Si. Использование силовых ключей GaN в каскадах PFC и инверторах приводов заметно сокращает потери мощности и габариты, что делает возможной интеграцию инвертора и двигателя.

Транзисторы GaN FET не имеют заряда обратного восстановления, обеспечивая очень быструю коммутацию. Динамические потери у нитрида галлия в 4–5 раз меньше, чем у кремниевых IGBT и MOSFET, это дает примерно 50%-ное снижение общих потерь мощности. В результате резко уменьшается теплоизделие силового прибора, что позволяет снизить размер теплостока или даже исключить его в мало мощных приводах. В 2021 году стоимость обработанного алюминия для производства радиаторов достигла 13-летнего максимума — около \$8 кг. Поэтому минимизация системы охлаждения позволяет заметно снизить вес и общую стоимость системы, а также упростить логистику.

Сочетание чрезвычайно низких потерь переключения и отсутствия процесса обратного восстановления дает возможность расширить диапазон рабочих частот и упростить систему охлаждения VSD. Инвертор, интегрированный в двигатель, работает в тяжелых условиях эксплуатации. Кроме вибраций и сильных магнитных полей, это связано с повышением температуры окружающей среды, что затрудняет охлаждение полупроводниковых элементов. Поэтому главной задачей является поиск силовых модулей и решений, обеспечивающих минимальное выделение тепла.

### Интеграция повышает эффективность, управляемость и надежность электроприводов

Технология GaNSense объединяет высокую производительность нитрид-галлиевых (GaN) силовых ключей с возможностями драйвера, схемы защиты и динамического измерения тока — такое решение оптимально для построения высоконадежной системы электропривода. Оптимизированная схема управления затворами со стабилизатором напряжения и схемой защиты от перегрева и перегрузки

по току делает устройство полностью автономным. Все указанные функции стопроцентно интегрированы, а значит, обеспечивается высокая производительность и надежность готовой системы. На вход привода можно подавать цифровой сигнал непосредственно с контроллера — это снижает количество внешних компонентов и уменьшает площадь печатной платы. Данное решение предназначено для построения компактных электроприводов, содержащих всю электронную схему в корпусе двигателя.

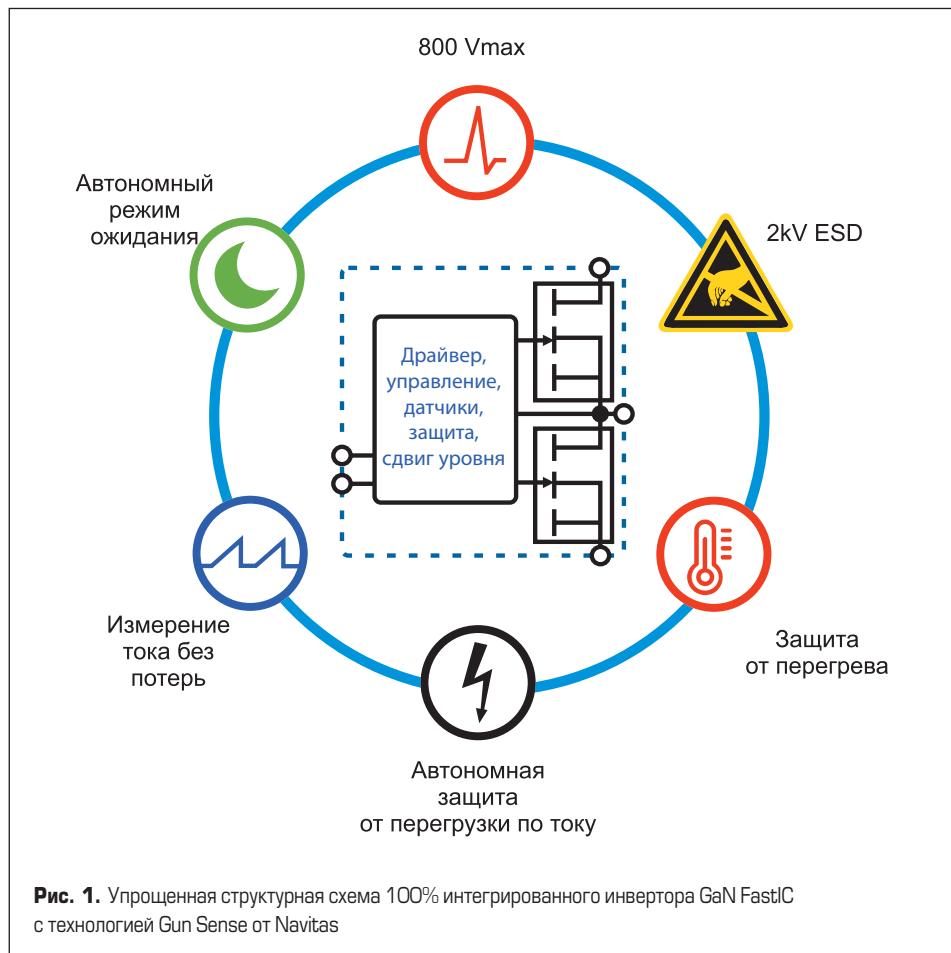
По сравнению с обычными дискретными Si- и GaN-ключами применение технологии GaNSense позволяет «обнаруживать и защищать» (обнаруживать перегрузку и защищать систему) всего за 30 нс, то есть примерно в 6 раз быстрее, что повышает надежность на системном уровне. Более подробная информация дана в руководстве AN015.

Установка датчика температуры на подложке силового модуля обеспечивает более высокую точность измерения в режиме реального времени по сравнению с традиционным методом монтажа сенсора на радиаторе. Это имеет решающее значение для приводов с интегрированным двигателем, обслуживающие которых представляет известную сложность и где требуется высочайшая надежность и безотказная работа в течение длительного времени. Встроенная схема защиты от перегрева отключит силовые транзисторы при превышении заданной температуры, создавая быструю и надежную защиту системы.

Технология измерения тока GaNSense исключает необходимость применения дорогих резистивных шунтов, сокращая потери, размер и стоимость системы (рис. 1). При этом гарантируется быстрая защита от перегрузки по току и обеспечивается необходимый уровень надежности, требуемый в промышленных электроприводах. Кроме того, уменьшается общее количество компонентов, что в свою очередь снижает потенциальную вероятность отказа.

Недавно компания Navitas объявила об установлении 20-летней ограниченной гарантии на свою продукцию, тем самым впервые в отрасли подчеркнув ее исключительную надежность. Компания представляет семейство силовых GaN в полумостовой конфигурации, представленных в таблице. Доступность широкого спектра совместимых полумостовых IC GaN с различными значениями сопротивления канала  $R_{DS(ON)}$  позволяет легко масштабировать инвертор в сторону увеличения или уменьшения мощности.

Все новые полумостовые силовые ключи выпускаются в компактных корпусах PQFN, обеспечивающих очень хороший тепловой контакт с печатной платой, а также низкую паразитную индуктивность и сопротивление. Они демонстрируют ту же надежность,



**Рис. 1.** Упрощенная структурная схема 100% интегрированного инвертора GaN FastIC с технологией Gun Sense от Navitas

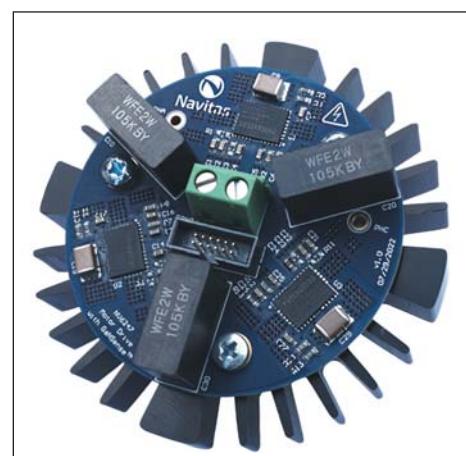
что и одиночные силовые ключи Navitas, в частности, способны выдерживать высокое переходное напряжение (650 В в непрерывном режиме, 800 В — в переходном). На эти ключи распространяется недавно объявленная 20-летняя гарантia. Дополнительную информацию о характеристиках и надежности компонентов можно найти в их спецификациях [3] и инструкции по применению AN-018 на сайте компании Navitas [5].

Основные компоненты — полумостовые IC NV6247, драйверы затворов со стабилизаторами напряжения, а также входная логика PWM (ШИМ). Встроенная схема бустстременного питания используется для подачи напряжения к высоковольтному каскаду драйвера. Устройство также содержит схему сдвига уровня, благодаря чему входные сигналы могут быть привязаны к «земле», что обеспечивает реальную «цифровую управляемость» силового каскада.

### Эталонная конструкция инвертора, встроенного в двигатель

Наличие силовых интегральных GaN-ключей в полумостовой конфигурации позволяет создавать компактные моторные инверторы, пример реализации которых показан на рис. 2. Инвертор состоит из трех полумостовых IC GaN от Navitas (типа NV6247). Устройство содержит входную логику, схему сдвига уровня, стабилизатор напряжения и драйвер затворов, датчики тока и температуры, а также цепь бустстременного питания. Таким образом, количество внешних компонентов гораздо меньше, чем в других аналогичных системах.

Схема одной из трех фазных стоек инвертора показана на рис. 3, все три фазы идентич-



**Рис. 2.** Круглая печатная плата с силовым инвертором привода двигателя мощностью 400 Вт, которая крепится к задней панели BLDC (бесколлекторный DC-мотор) диаметром 56 мм

**Таблица.** Линейка полумостовых IC GaN от Navitas

Тип	Конфигурация	$V_{DS(\text{cont})}$ , В	$V_{DS(\text{tran})}$ , В	$R_{DS(\text{on})}$ , мОм	Корпус	Статус
NV6247	Полумост	650	800	160	PQFN 6x8	В производстве
NV6245C	Полумост	650	800	275	PQFN 6x8	Инженерный образец

Система поддерживает несколько сенсорных функций. Ток, протекающий через встроенный GaN-транзистор низкого уровня, измеряется внутри устройства, а затем преобразуется в сигнал на выводе CS. Кроме того, температура кристалла детектируется схемой драйвера затвора, который в случае перегрева отключает силовой транзистор.

К выводам IC подключены сток GaN высокого уровня ( $V_{IN}$ , соединен с  $V_{BUS}$ ), выход полумоста ( $V_{SW}$ , соединен с PHB), исток GaN низкого уровня и IC GND (PGND), низковольтное питание IC ( $V_{CC}$ ), питание драйвера затвора низкого уровня ( $V_{DDL}$ ), контроль  $dV/dt$  включения каскада низкого уровня (RDDL), низковольтное питание 5 В (5VL), входы ШИМ-сигнала (INL, INH), выход измерения тока (CS), вход автоматического включения дежурного режима (/STBY), питание высоковольтного каскада (VB), питание драйвера верхнего уровня ( $V_{DDH}$ ) и 5 В (5VH).

Внешняя низковольтная связь IC содержит слаживающий конденсатор VCC (CVCC), подключенный между выводами VCC и PGND, конденсатор VDDL (CVDDL), подсоединеный между выводами VDDL и PGND, резистор настройки  $dV/dt$  при включении (RDDL), подключенный между выводами VDDL и RDDL, резистор настройки амплитуды измерения тока (RSET), подключенный между выводами CS и PGND, конденсатор питания 5 В (C5VL), подключенный между выводами 5VL и PGND, и вывод включения автоматического режима ожидания (/STBY). Он соединяется с PGND для акти-

вации режима ожидания или с 5VL для его отключения. Внешние компоненты высоковольтной связки: слаживающий конденсатор VB (CVB), подключенный между выводами VB и VSW, конденсатор VDDH (CVDDH), подключенный между выводами VDDH и VSW, и конденсатор 5 В (C5VH), подключенный между выводами 5 VH и VSW.

Байпасные конденсаторы высокого уровня VB, 5VH и VDDH должны быть тщательно выбраны с учетом системных требований, таких как время ожидания и время активации высоковольтного каскада, потребляемая мощность в режиме ожидания. В правой части рис. 3 видны слаживающие конденсаторы VBUS, печатная плата позволяет использовать пленочные или электролитические конденсаторы. Их назначение — подавлять звон, который может возникнуть из-за наличия паразитной индуктивности в цепи питания в режиме коммутации, поскольку устройство получает питание от DC-источника. Кроме того, элементы R17 и C18 опционально могут использоваться для ослабления дребезга на выводах силового ключа, который возникает при использовании длинных кабелей с высокой распределенной индуктивностью.

Скорость переключения силовых транзисторов можно регулировать с помощью внешнего резистора (в данном случае R7). Замедление процесса коммутации увеличивает динамические потери, однако это влияние неизначительно, поскольку потери переключения изначально очень малы. Таким образом, скорость коммутации регулируется в зависимости от конкретных режимов работы привода,

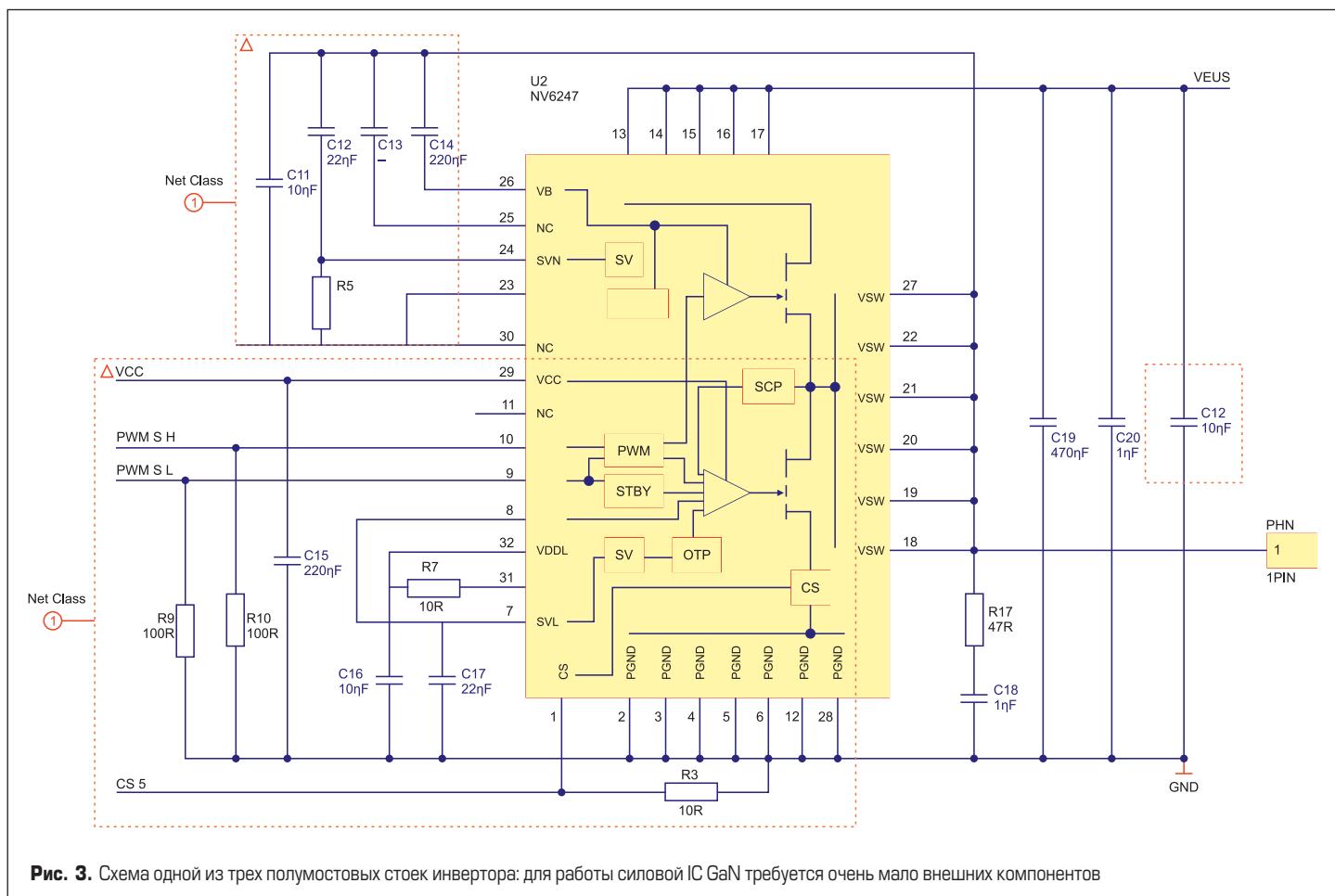
а результирующий уровень EMI настраивается в соответствии с существующими нормами. Это позволяет минимизировать компоненты фильтра электромагнитных помех, хорошей отправной точкой является 50 Ом.

Резистор на выводе CS (R8) устанавливается по мере необходимости для соответствующего масштабирования напряжения на входе АЦП микроконтроллера. Однако если напряжение на этом выводе превысит 1,9 В, то сработает защита от перегрузки по току. Необходимо отметить, что выбор резистора на выводе CS влияет как на уровень сигнала, соответствующий току в силовом каскаде, так и на защиту от перегрузки.

Автоматический режим ожидания предназначен для снижения энергопотребления NV6247 при отсутствии коммутации. Если в течение периода ~90 мкс входные импульсы не детектируются, микросхема переходит в дежурный режим с низким энергопотреблением. При этом отключается драйвер затвора и другие внутренние цепи, что снижает ток по питанию VCC до минимального уровня. При появлении импульсов на выводе INL микросхема снова «просыпается» после некоторой задержки (обычно около 450 нс) на первом фронте сигнала INL и переходит в нормальный режим работы.

## Результаты тестирования

Прототип инвертора был спроектирован и изготовлен в инженерных центрах Navitas, по нему будет предоставлена полная проект-



**Рис. 3.** Схема одной из трех полумостовых стоек инвертора: для работы силовой IC GaN требуется очень мало внешних компонентов

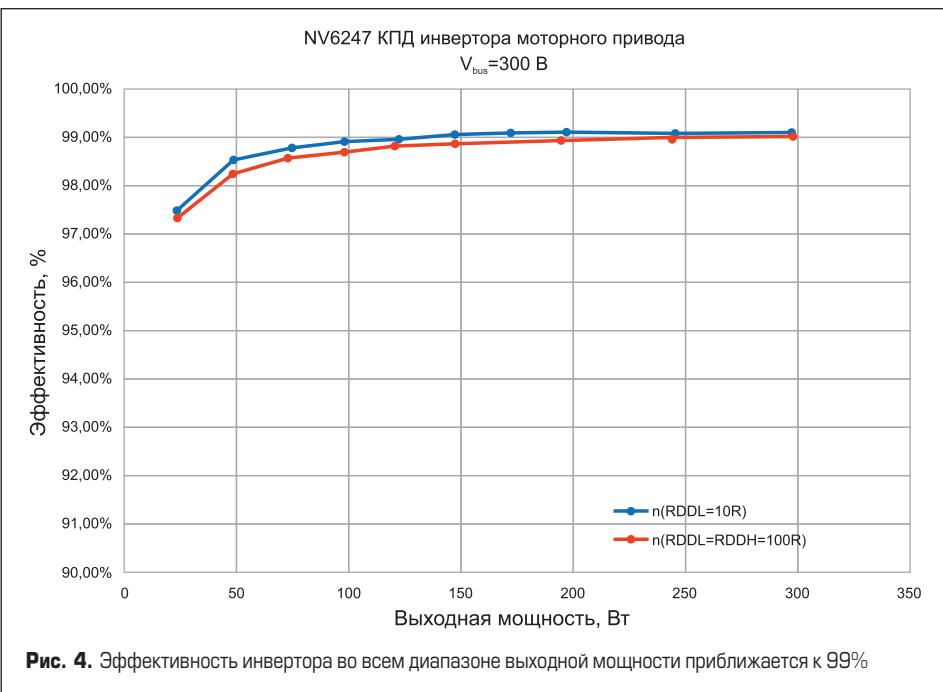


Рис. 4. Эффективность инвертора во всем диапазоне выходной мощности приближается к 99%

ная документация. Изделие протестировано совместно с BLDC-двигателем и механической нагрузкой при следующих условиях: входное DC-напряжение 300 В, температура окружающей среды +25 °C. Для управления использован алгоритм FOC (field oriented control) с частотой переключения 20 кГц. Такой «полеориентированный» метод FOC предназначен для управления бесколлекторным двигателем как машиной постоянного тока с независимым возбуждением, он подразумевает, что поле и момент могут контролироваться отдельно.

Измеренное тепловое сопротивление печатной платы относительно окружающей среды составляет ~12,5 K/Bt. На рис. 4 показан результирующий КПД инвертора (выходная электрическая мощность по сравнению с входной, без учета двигателя), который приближается к 99% при мощности нагрузки 300 Вт. Хотя эффективность инвертора обычно намного выше, чем у двигателя, важно оценивать уровень потерь инвертора, чтобы соответствующим образом спроектировать систему охлаждения. При рассеиваемой мощности <3 Вт на полной нагрузке размеры теплоотвода могут быть значительно

уменьшены. Упрощение системы охлаждения в конечном итоге удешевляет и упрощает процесс сборки, обычно связанный с установкой больших радиаторов. Две показанные кривые соответствуют различным настройкам скорости нарастания сигнала (красная = 20 В/нс, синяя = 40 В/нс), разница довольно мала.

На рис. 5 показан тепловой профиль печатной платы при выходной мощности инвертора 300 Вт. При температуре окружающей среды +25 °C нагрев поверхности PCB не превышает +60 °C, что неудивительно с учетом очень низких потерь. Поскольку силовые ключи PQFN имеют хороший тепловой контакт с платой, максимальная выходная мощность инвертора ограничена ее максимально допустимой температурой, обычно это +105 °C. Сами силовые ключи GaN выдерживают гораздо более высокий перегрев, в результате данная конструкция обеспечивает не только исключительную надежность, но и высокую устойчивость к аварийным режимам, таким как короткое замыкание на выходе или остановка ротора. Подобные ситуации приводят к очень быстрому повышению температуры транзисторов, в этом случае реакция контрол-

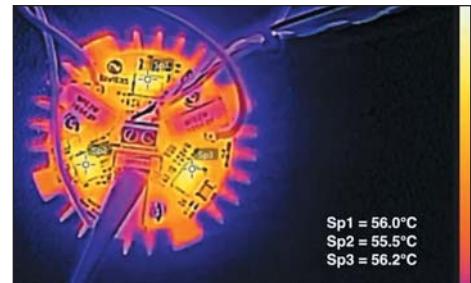


Рис. 5. Тепловой профиль платы инвертора демонстрирует низкую температуру благодаря малым потерям силовых ключей

лера или встроенной схемы защиты от перегрева должна быть соответствующей.

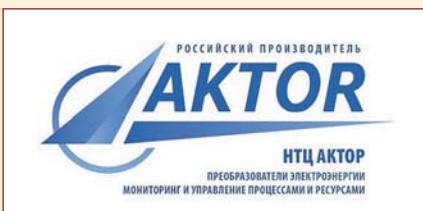
### Заключение: IC GaNSense повышает эффективность и снижает стоимость

К моторным приводам предъявляются разные требования, но тенденции их развития одинаковы: повышение эффективности, производительности и снижение стоимости. Применение полумостовых IC GaNSense позволяет решить эти задачи и одновременно улучшить экономические показатели системы. Силовые IC GaNSense обеспечивают максимальный уровень интеграции, в их состав входит силовой каскад с драйвером, схема защиты и датчики, что позволяет создавать инверторы, интегрированные с двигателем, обеспечивающие высокую производительность и надежность.

### Литература

1. Electric motors and variable speed drives. [www.ec.europa.eu](http://www.ec.europa.eu)
2. Engie. 5 Reasons to Install Energy-Saving VFDs.
3. [www.navitassemi.com](http://www.navitassemi.com)
4. Navitas Semiconductor. Application note AN-015, Dec. 2021.
5. Navitas Semiconductor. Application note AN-018, Dec. 2021.
6. Navitas Semiconductor. GaNFast Power IC Solutions for EV, Solar & Industrial. Bodo's Wide Bandgap Event, Dec. 2021

## Регулируемые источники питания переменного тока серии ПНБА ООО «НТЦ «АКТОР» внесены в Госреестр



В Государственный реестр средств измерений внесены регулируемые источники питания переменного тока серии ПНБА производства ООО «НТЦ «АКТОР»,

номер записи 87086-22. Источники питания предназначены для воспроизведения напряжения и силы переменного тока в диапазоне частот 15–1200 Гц. Выпускаются однофазные и трехфазные приборы с диапазонами выходных напряжений 1–40, 1–165, 1–300 В (фазные значения). Выходная мощность источников питания 2–16 кВт. Преобразователи напряжения воспроизводят амплитуду, фазу, частоту выходного напряжения, позволяют модулировать основное напряжение введением до трех гармоник составляющей постоянного напряжения. Источники

питания имеют информационный интерфейс RS-485, протокол ModBus, опционально устанавливается интерфейс Ethernet.

Для управления приборами доступна программа ADControl, которая позволяет управлять прибором, выполнять сценарии, подготовленные пользователем.

Лаборатория электроизмерений ООО «НТЦ «АКТОР» проводит первичную и периодическую поверку преобразователей напряжения.

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

# Новые технологии измерения тока

для систем с силовыми приборами SiC и GaN

**Ведущая компания по производству магнитных датчиков и продуктов для аудиоприменений Asahi Kasei Microdevices (AKM) обеспечивает 70% потребности мирового рынка в элементах Холла для производства магнитных датчиков, а марка Velvet sound хорошо известна на аудиорынке. Компания выпускает сенсоры с полупроводниковыми элементами Холла группы III-V Currentier, не имеющие мировых аналогов. В статье представлен бесконтактный датчик Currentiert, а также обсуждаются методы измерения тока в системах с силовыми приборами SiC и GaN.**

**Михо О numa  
(Miho ONUMA)**

**Такахиза Шикама  
(Takahisa SHIKAMA)**

**Перевод: Иван Сергеев**

## Введение

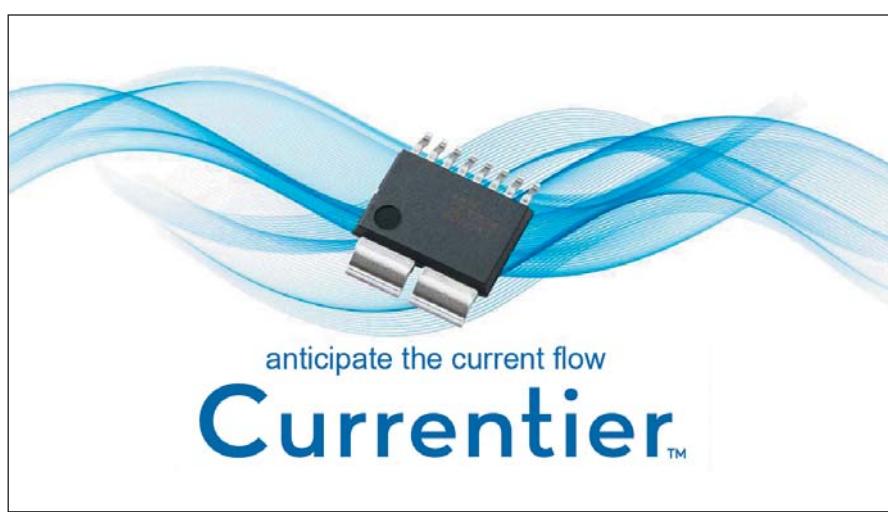
В последнее время для повышения энергоэффективности широко применяются широкозонные силовые приборы на основе карбида кремния (SiC) и арсенида галлия (GaN), призванные заменить кремниевые (Si) ключи. Для управления преобразовательными устройствами необходимо измерение тока, требования к сенсорам по мере внедрения новых приборов также меняются. В статье обсуждаются особенности датчиков тока в системах с SiC или GaN, представлен бесконтактный сенсор Currentiert, удовлетворяющий всем современным требованиям, а также сравниваются соответствующие решения.

## Требования к измерению тока в системах с SiC и GaN

### Быстрая реакция и высокая точность при обнаружении перегрузки по току и управлении системой

При перегрузке и коротком замыкании (КЗ) силовых приборов датчики должны детектировать превышение тока. Допустимое время КЗ у SiC- и GaN-транзисторов меньше, чем у Si-ключей. Поэтому токовые сенсоры в системах с широкозонными приборами должны обнаруживать перегрузку намного быстрее, чем в обычных инверторах с Si-транзисторами. Например, транзисторы GaN требуют отключения в течение не более 600 нс после фиксации аварийного состояния. В этом случае требуется, чтобы время обнаружения перегрузки было менее 300 нс.

Точное измерение тока на высоких частотах также очень важно в системах, созданных на базе SiC или GaN. Применение этих приборов позволяет перейти на повышенные частоты переключения и, соответственно, уменьшить размеры пассивных компонентов. Точный и быстрый отклик датчика тока помогает контроллеру эффективно управлять силовыми модулями, работающими с высокими скоростями коммутации. В преобразователях с кремниевыми IGBT достаточным считается время отклика 3–5 мкс. В отличие от этого работа с SiC и GaN требует времени реакции менее 300 нс, соответственно, чем выше быстродействие и точность сенсора, тем лучше.



**Широкий диапазон измеряемых токов**

Переход с Si на SiC и GaN позволяет увеличить плотность мощности, что требует и увеличения диапазона измеряемых токов. Например, в бортовых зарядных устройствах (OBC) силовые SiC-модули коммутируют пиковый ток до 100 А(пик), это обусловлено расширением рабочего диапазона привода.

**Высокое напряжение изоляции, низкое тепловыделение**

Более высокие рабочие напряжения и токи, обеспечиваемые приборами SiC и GaN, требуют от разработчиков привода применения датчиков тока, имеющих гальваническую развязку и обеспечивающих низкое тепловыделение. Подобные задачи неизбежно возникают при проектировании любой современной системы. Токовый сенсор, соответствующий стандарту UL по изоляции и имеющий малые потери, необходим для создания безопасных и малогабаритных приводов, а также упрощения процесса проектирования.

**Лучшее решение — сенсор Currentier**

Датчик тока Currentier, производимый компанией AKM, не имеет магнитного сердечника. Основными компонентами его конструкции, показанной на рис., являются элемент Холла, корпус и специализированная микросхема ASIC. Элемент Холла Currentier создан на основе составного полупроводника группы III-V. Он отличается хорошим соотношением «сигнал-шум» (S/N) и обеспечивает быструю реакцию (< 300 нс). Такой элемент обладает широким линейным диапазоном, что позволяет измерять токи с амплитудой более 100 А(пик), кроме того, он устойчив к воздействию сильных магнитных полей.

Один из хорошо известных недостатков элементов Холла — сильная температурная зависимость, для ее компенсации в ASIC AKM используется специальная технология, разработанная для аудиорынка. Общая погрешность сенсора Currentier не превышает ±0,4 % от полной шкалы (F.S) в диапазоне 0...+90 °C.

Сопротивление первичного проводника сенсора составляет 0,3 мОм, что гарантирует очень низкое тепловыделение. Кроме того, Currentier не требует изолированного источника питания, а его изоляционные зазоры (8 мм) соответствуют стандарту UL61800-5-1. Сенсор отвечает всем требованиям, предъявляемым



Рис. Структура датчика Currentier

лемым к системам управления приборами SiC и GaN, и рассматривается как очень перспективный для широкого спектра систем.

Корректоры коэффициента мощности (KKM, PFC) и DC/DC-конвертеры — основные узлы импульсных источников питания серверов, в каждой схеме используются различные алгоритмы управления, направленные на повышение энергоэффективности. Для управления режимом CRM в схеме KKM, а также для достижения состояния ZVS (коммутация при нулевом напряжении) в LLC DC/DC-конверторе, использующем SiC- или GaN-ключи, требуется быстро и точно детектировать нулевой ток в индукторе. Возникает вопрос: насколько другие современные методы измерения тока решают указанные задачи?

В таблице приведены требования к сенсорам тока и дана оценка существующих методов измерения.

**1. Резистивный шунт.** Эта хорошо известная и простая технология широко распространена в устройствах с кремниевыми силовыми модулями. Однако резистор, работающий вместе с изолирующим усилителем, не может обеспечить быстрый отклик, требуемый в системах с SiC или GaN. Еще одна проблема состоит в нахождении компромисса между низким тепловыделением и высокой точностью при большой скорости коммутации. Для снижения потерь нужно маленькое сопротивление (для повышения точности — наоборот), а паразитная индуктивность шунта  $L_S$  создает ошибку измерения при высокой скорости коммутации ( $L_S \times dI/dt$ ). Кроме того, использование этого метода предусматривает наличие дополнительного изолированного источника питания, что усложняет его практическую реализацию.

**2. Трансформатор тока (СТ).** В этом случае требуется один неизолированный источник питания и обеспечивается низкое тепловыделение. Однако для достижения

быстрого отклика размер трансформатора должен быть достаточно большим. Кроме того, точность СТ-датчика зависит от его магнитного гистерезиса.

**3. Сенсоры с магнитным сердечником.** Они обеспечивают быструю реакцию, хорошую точность, широкий диапазон измерений тока, гальваническую изоляцию и низкое тепловыделение. К недостаткам можно отнести высокую стоимость и большие размеры из-за громоздкого магнитного сердечника.

**4. Магнитные датчики без сердечника.** Они имеют небольшой размер, низкую стоимость и хорошие изоляционные свойства при использовании только одного неизолированного источника питания. Обычно в них применяются кремниевые ячейки Холла (Si Hall) или магниторезистивные элементы xMR:

- элементы Si Hall обладают широким линейным диапазоном по выходной мощности и хорошей устойчивостью к сильным магнитным полям. Однако они не могут гарантировать быстрый отклик из-за более чем в 20 раз худшего соотношения S/N (сигнал-шум), чем у элементов Холла группы III-V;
- элементы xMR обеспечивают быструю реакцию благодаря хорошей характеристике S/N. Но из-за узкого линейного диапазона выходного сигнала и недостаточной устойчивости к воздействию магнитных полей они не способны измерять большие токи, что необходимо в преобразователях с силовыми приборами SiC и GaN.

Несмотря на то что для управления силовыми преобразователями с кремниевыми ключами можно применять любые датчики тока, большинство из них не способно соответствовать всем требованиям, предъявляемым к SiC или GaN.

**Заключение**

Сенсоры тока без сердечника Currentier, использующие составной полупроводниковый элемент Холла III-V группы в качестве магнитного элемента, предлагают оптимальное решение для систем управления конверторами, созданными с применением силовых ключей на основе карбида кремния (SiC) и арсенида галлия (GaN).

**Литература**

1. [www.akm.com](http://www.akm.com)

**Таблица.** Требования к датчикам тока и характеристики различных методов измерения

Требования к системам с SiC/GaN	Currentier	Резистивный шунт с изолирующим усилителем (1)	Трансформатор тока (2)	Датчик без сердечника с ячейкой Si-Hall (4a)	Датчик без сердечника xMR (4a)
Время отклика	< 300 нс	< 300 нс	> 2 мкс	> 1 мкс	3–5 мкс
Диапазон измерения	> 100 А <sub>пик</sub>	> 100 А <sub>пик</sub>	< 50 А <sub>пик</sub>	< 65 А <sub>пик</sub>	< 65 А <sub>пик</sub>
Изоляционные свойства	Гальваническая изоляция	Гальваническая изоляция	Гальваническая изоляция (нужен изолированный источник питания и усилитель)	Гальваническая изоляция	Гальваническая изоляция
Тепловыделение (омические потери)	Минимально возможное	Низкое (0,3 мОм)	Высокое (> 1 мОм)	Низкое (0,1 мОм)	Среднее (< 1 мОм)
Точность	Максимально возможная	±0,4% (0...+90 °C)	Индуктивность шунта увеличивает ошибку на высоких частотах	Низкая из-за магнитного гистерезиса	±1%

# Современный электропривод

## с синхронным реактивным двигателем

**Синхронные реактивные двигатели СРД** являются перспективным направлением для интеграции в новые системы и модернизации старых систем электропривода. Большой КПД на всем диапазоне скоростей в сравнении с синхронными двигателями с постоянными магнитами СДПМ и асинхронными двигателями АД предопределяет выбор в пользу этого двигателя при разработке новых систем, соответствующих международному стандарту энергоэффективности IE4. Благодаря простой конструкции ротора и проверенной технологии изготовления статора такой двигатель легко находит применение в насосных агрегатах и вентиляторах, а также в решениях с постоянным моментом и регулированием скорости вниз от номинала. Единственная проблема данного двигателя — потребление большего реактивного тока в сравнении с АД, но при использовании частотного преобразователя, например YASKAWA GA500 или GA700, этот недостаток легко устраним.

Роберт Шульга, к. т. н.

В статье рассмотрена конструкция и дано описание характеристик СРД и преобразователей частоты (ПЧ), которые ликвидировали недостатки СРД, придав им вторую жизнь в части улучшения характеристик и отказа от применения постоянных магнитов с использованием редкоземельных материалов.

При написании статьи использованы материалы автора [1–4] в части современных электроприводов, литература [5–9] посвящена описанию и сравнительным характеристикам двигателей постоянного тока (ДПТ), АД, синхронным двигателям с возбуждением (СД), синхронным двигателям с постоянными магнитами (СДПМ). В публикациях [10–14] описана динамика СРД, а в [15–18] приведены характеристики СРД.

### Конструкция и принцип действия СРД

Синхронный реактивный двигатель — это наиболее простой электродвигатель с явно полюсным ротором без постоянных магнитов на нем. Электромагнитный момент вращения в таком двигателе возникает из-за различия в магнитных проводимостях по продольной  $d$ - и поперечной  $q$ -осям. Такое различие достигается соответствующим конструктивным выполнением ротора, приведенным на рис. 1. На рисунке показано поперечное сечение двухполюсного ротора СРД, где 1 — пакет листов электротехнической стали, 2 — пакет пазов, залитых алюминием. Из несимметричной конструкции ротора (рис. 1) следует, что его магнитное сопротивление по оси  $dd$  меньше, чем по оси  $qq$ , и ось  $dd$  легче намагничивается.

При отсутствии нагрузки на валу СРД ось ротора  $dd$  совпадает с осью полюсов статора (рис. 2), магнитное поле статора не деформируется, реактивный момент двигателя  $M$  равен нулю. На рис. 2 показано создание вращающегося момента  $M$  под действием магнитного поля полюсов статора в виде постоян-

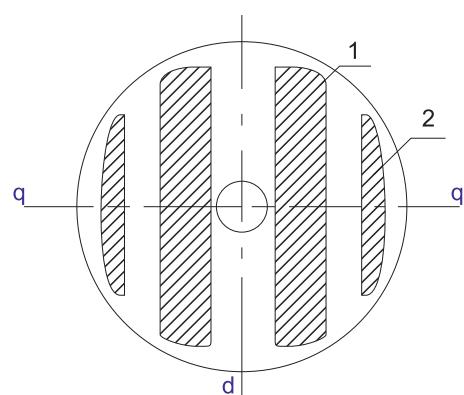


Рис. 1. Поперечное сечение двухполюсного ротора СРД

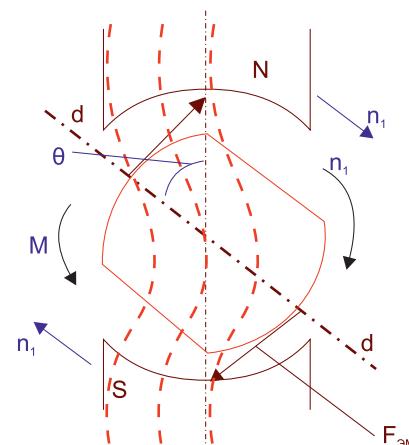


Рис. 2. Возникновение вращающегося реактивного момента в двухполюсном СРД

ного магнита N-S. Ротор представляет собой стальной цилиндр, который срезан вдоль оси  $dd$  с легким намагничиванием. Магнитное поле статора вращается с синхронной скоростью  $\omega_1$  по часовой стрелке, поворачивая ротор на угол  $\theta$ . В результате создается искажение магнитных силовых линий, которые стараются замкнуться вдоль оси  $dd$  меньшего сопротивления, с возникновением тангенциальной силы  $F_{\text{эм}}$ , под действием которой формируется реактивный момент  $M_{\text{эм}}$ , направленный в сторону вращения магнитного поля.

В процессе вращения СРД угол  $\theta$  возрастает до тех пор, пока  $M_{\text{эм}}$  не уравновесит момент нагрузки на валу СРД и скорость вращения. На рис. 3 приведены варианты конструкций роторов СРД. Статор реактивного двигателя бывает с распределенной и сосредоточенной обмоткой аналогично асинхронному двигателю. Ротор представляет собой вал с болванкой из шихтованной электротехнической стали. На роторе отсутствуют обмотки, а также постоянные магниты.

На рис. 3 представлены три основных типа роторов СРД: ротор с явно выраженным полюсами (а), аксиально-расслоенный ротор (б) и поперечно-расслоенный ротор (в).

Как следует из рис. 2, амплитуда потока статора управляется через ось  $d$ , тогда как ток, отвечающий за момент, управляется через ось  $q$ . Оси приведены к статору двигателя и показаны на рис. 4 для четырехполюсного СРД. На рис. 4а представлена конструкция статора и ротора четырехполюсного СРД с аксиально-расслоенным ротором, а на рис. 4б — направление магнитопроводящих осей  $d$  и  $q$ .

В рассмотренном исполнении ротора разницы между магнитными сопротивлениями осей добиваются за счет увеличения воздушного зазора по оси  $q$ . Амплитуда момента прямо пропорциональна разнице между продольной  $L_d$  и поперечной  $L_q$  индуктивностями. Следовательно, чем больше разница, тем больше создаваемый момент. Математически это можно выразить с некоторыми допущениями, рассмотрев формулу электромагнитного момента для синхронной явнополюсной машины без возбуждения на роторе:

$$M_p = \left[ \frac{mU^2}{2\omega_1} \right] \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta, \quad (1)$$

где  $m = 3$  для трехфазного исполнения статора;  $\omega_1$  — угловая скорость ротора;  $X_q$  — индуктивное сопротивление по оси  $q$  ротора;  $X_d$  — индуктивное сопротивление по оси  $d$  ротора;  $\theta$  — угол между полем ротора и полем статора, характеризующий степень растянутости «магнитной пружины».

Обычно отношение  $X_d/X_q = 2$  или 3. Увеличение этого отношения приводит к увеличению момента, но одновременному ослаблению основного потока машины и к ухудшению энергетических характеристик машины.

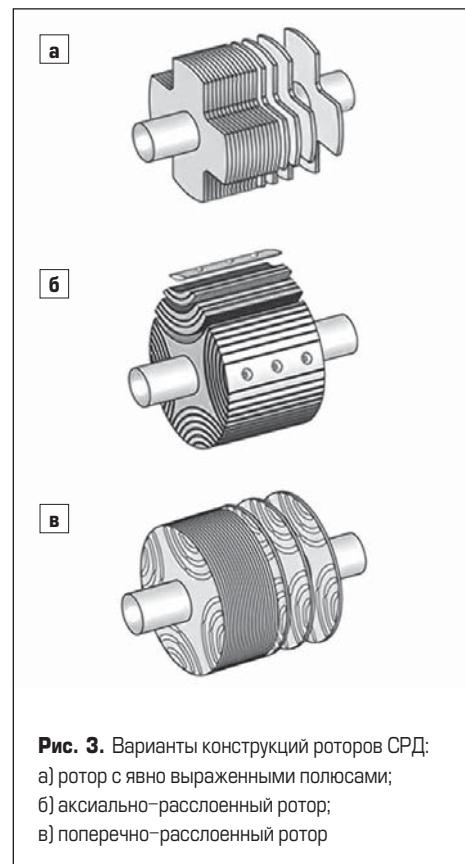
Таким образом, в отличие от синхронной машины с обмоткой возбуждения, СРД в классическом представлении имеет меньший момент, а также невысокий коэффициент мощности и коэффициент полезного действия (КПД). Объясняется это значительным намагничивающим током статора, так как возбуждение происходит за счет реактивной составляющей тока.

Пуск СРД ранее осуществлялся за счет демпфирующей короткозамкнутой обмотки, присущей асинхронному пуску синхронного двигателя. Но сегодня СРД успешно эксплуатируются в комплекте с преобразователями частоты (ПЧ) — например, YASKAWA GA700 и ПЧ GA500. Пуск происходит благодаря алгоритму, заложенному в ПЧ (управление током намагничивания  $i_d$  статора и током статора, отвечающим за момент,  $i_q$ ), следовательно, необходимость асинхронного пуска устраняется.

Благодаря этому коэффициент мощности и КПД у современных СРД заметно увеличился, а конструкция ротора стала максимально простой. В среднем у СРД остается худший коэффициент мощности на 5–10% из-за принципиальных особенностей работы, но на 5–8% лучший КПД в сравнении с асинхронными двигателями как в номинальном режиме, так и при работе во всем диапазоне скоростей при регулировании скорости вниз от номинала.

Наибольший интерес у разработчиков систем электропривода вызывает конструкция СРД. Статор реактивного двигателя бывает с распределенной и сосредоточенной обмоткой. То есть статор двигателя идентичен статору широко используемого асинхронного двигателя (АД).

Ротор СРД имеет самую простую конструкцию и представляет собой вал в виде болванки



**Рис. 3.** Варианты конструкций роторов СРД:  
а) ротор с явно выраженным полюсами;  
б) аксиально-расслоенный ротор;  
в) поперечно-расслоенный ротор

из шихтованной электротехнической стали. На роторе отсутствуют обмотки, а также постоянные магниты.

Выделяют три основных типа ротора реактивного двигателя: ротор с явно выраженным полюсами, аксиально-расслоенный ротор и поперечно-расслоенный ротор, которые приведены на рис. 3.

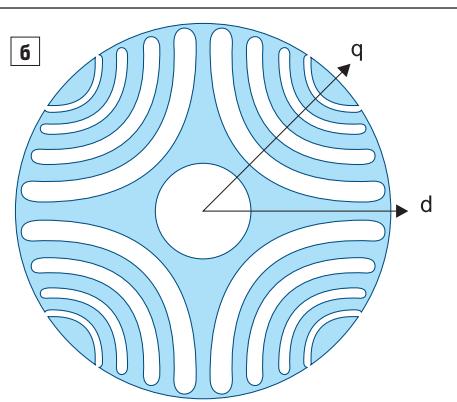
Отличительной особенностью СРД является отсутствие в них возбуждения со стороны ротора. Основной магнитный поток в двигателе создается исключительно за счет вращающейся МДС обмотки статора.

Поскольку СРД представляет собой синхронную машину, его механическая характеристика в разомкнутой системе будет абсолютно жесткой.

### Характеристики СРД

Угловая характеристика СРД, построенная по приведенному выражению (1), представлена кривой 1 на рис. 5.

Диапазон устойчивой работы СРД составляет  $(-45^\circ < \theta < 45^\circ)$ , который меньше, чем у двигателей



**Рис. 4.** Конструкция статора и ротора четырехполюсного СРД с аксиально-расслоенным ротором (а), направление магнитопроводящих осей  $d$  и  $q$  (б)



**Рис. 5.** Угловая характеристика СРД

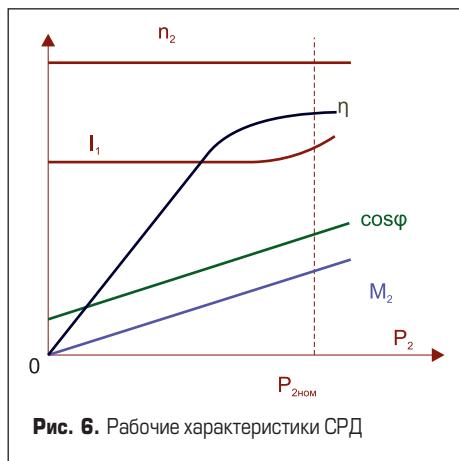


Рис. 6. Рабочие характеристики СРД

с активным ротором в виде обмотки возбуждения или при наличии постоянных магнитов. Однако приведенное выражение не учитывает активного сопротивления обмотки статора, которое в микродвигателях довольно значительно. Под его влиянием угловая характеристика двигателя становится несинусоидальной и представлена кривой 2 на рис. 5. В результате максимум электромагнитного момента  $M_{\max}$  снижается для углов  $\theta < 45^\circ$ .

Рабочие характеристики СРД имеют вид, приведенный на рис. 6, в зависимости от мощности нагрузки  $P_2$ . Обороты на выходном валу  $n_2$  и ток обмотки статора  $I_1$  имеют жесткую характеристику во всем диапазоне нагрузок. КПД  $\eta$ , момент на валу  $M_2$  и  $\cos\phi$  повышаются с ростом мощности нагрузки  $P_2$ .

Пусковой момент СРД формируется за счет взаимодействия вращающегося потока полюсов статора с токами, индуцируемыми этим потоком либо в алюминиевой заливке ротора (вихревыми токами) при конструкции его, приведенной на рис. 1, либо в стержнях короткозамкнутой обмотки, специально выполняемой для целей пуска. В обоих случаях имеет место асинхронный пуск СРД.

В пусковом режиме СРД токи якоря двигателя по осям  $d$  и  $q$  (рис. 4) образуют несимметричную двухфазную систему МДС, которая создает электрическое вращающееся магнитное поле статора. Суммарный ток якоря в пусковом асинхронном режиме равен:

$$I = I_{U1} + I_{U2}, \quad (2)$$

где  $I_{U1} > I_{U2}$  — составляющие тока прямой и обратной последовательностей.

В неподвижной по отношению к статору системе координат ток  $I_{U1}$  изменяется с частотой сети  $f_n = f_b$ , а ток  $I_{U2}$  — с частотой скольжения.

В результате взаимодействия вращающегося магнитного поля статора, созданного токами  $I_{U1}$ , с наведенными им токами в пусковой обмотке ротора образуется вращающий электромагнитный момент  $M_m$ , приведенный на рис. 7. Зависимость  $M_m$  от скольжения  $s$  практически соответствует асинхронному двигателю.

Момент  $M_{U2}$ , созданный током  $I_{U2}$ , зависит от степени магнитной и электрической несимметрии ротора. При  $s > 0,5$  момент  $M_{U2} > 0$  с максимумом  $M_{U2d}$ . При  $s = 0,5$  момент  $M_{U2} = 0$ ,

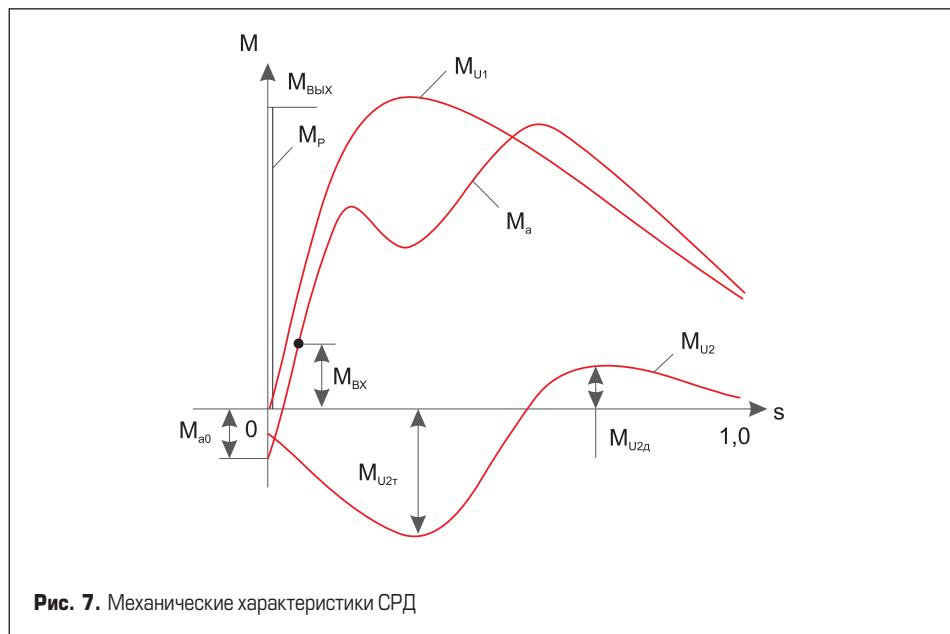


Рис. 7. Механические характеристики СРД

а при  $s < 0,5$  момент  $M_{U2} < 0$  и имеет максимум  $M_{U2T}$ . Суммарный пусковой момент СРД представлен графиком  $M_{U1} = M_a + M_{U2}$  и имеет при  $s = 0,3\text{--}0,4$  провал в кривой момента.

После входа двигателя в синхронизм при моменте  $M_{\text{вых}}$  СРД имеет жесткую рабочую характеристику  $M_p$ , которая параллельна оси моментов. Предельное значение момента на этой характеристике  $M_{\text{вых}}$  соответствует выходу двигателя из синхронизма при перегрузке.

Нагрузочная характеристика СРД в современном приводе с ПЧ приведена на рис. 8 в виде зависимости момента от скорости вращения вала при изменении нагрузки.

Как следует из рисунка, диапазон изменения нагрузочной характеристики лежит в области от  $2,5 T_n$  номинального момента нагрузки до типичной скорости перегрузки  $1,4 n_n$ .

### Модельный ряд ПЧ YASKAWA GA

Внешний вид линейки ПЧ YASKAWA GA показан на рис. 9.

Модельный ряд ПЧ YASKAWA GA мощностью 0,55–355 кВт имеет следующие показатели:

- высокопроизводительный инвертор общего назначения;
- векторное регулирование в замкнутом/разомкнутом контуре;
- перегрузочная способность 150%: 1 мин;
- глубина регулирования: до 1:1500;
- управление при нулевой скорости без датчика;
- высокий пусковой крутящий момент;
- выходная частота: до 590 Гц;
- встроенный программируемый контроллер;
- встроенный ЭМС-фильтр класса C3;
- регулирование IM, iPMS, sPM, SR двигателей;
- покрытие печатных плат;

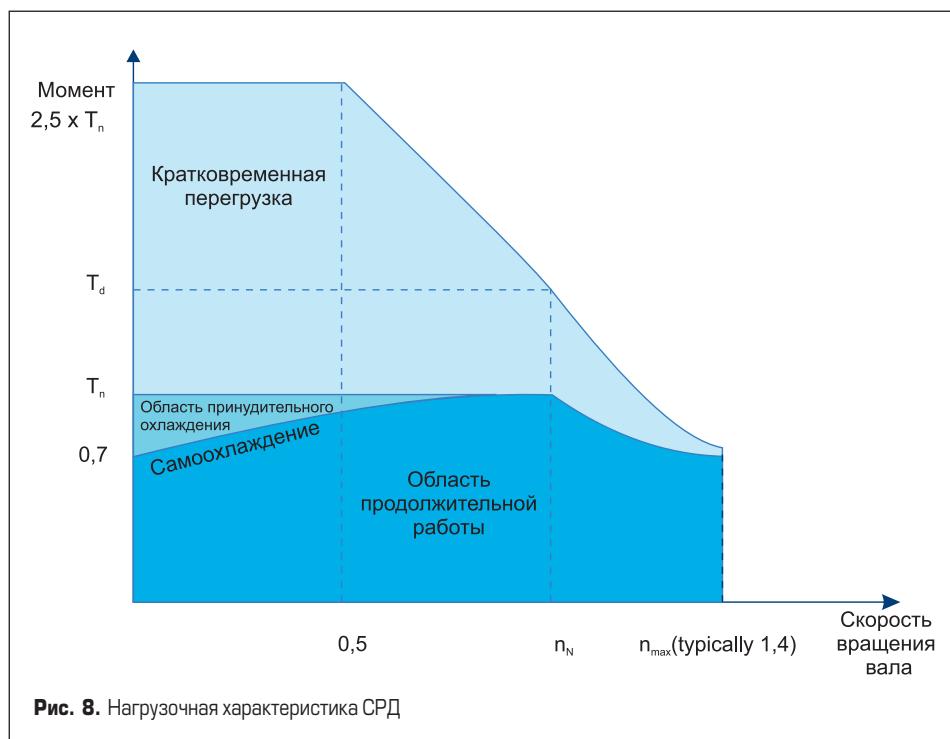


Рис. 8. Нагрузочная характеристика СРД

- встроенный тормозной ключ (до 75 кВт);
- встроенный RS-485;
- встроенные SIL3 Cat.3 Pl e for STO;
- USB-mini порт для программирования;
- опциональная панель с Bluetooth.

### Достоинства и недостатки СРД

#### Преимущества СРД

1. Простота и надежность ротора, состоящего из тонколистовой электротехнической стали, без магнитов и короткозамкнутой обмотки.
2. Низкий нагрев и тепловыделение благодаря отсутствию в роторе обмоток, через которые не протекает активный ток с выделением тепла. Это повышает ресурс подшипников и КПД электропривода. Благодаря снижению потерь на нагрев можно повысить номинальный ток двигателя, что позволяет получить (при аналогичной мощности) более высокий момент (на 20–40%), чем у АД.
3. Отсутствие постоянных магнитов, благодаря чему снижается конечная цена двигателя, так как при производстве не используются редкоземельные элементы.
4. Низкий момент инерции ротора, из-за того что ротор представляет собой болванку без магнитов и обмоток, которые увеличивают этот показатель в АД и двигателях с активным ротором. Благодаря этому уменьшается типоразмер двигателей, снижаются массогабаритные показатели и повышается КПД.
5. Меньшие габариты при той же мощности в сравнении с АД.
6. Высокий КПД и cos φ. Ранее при работе от сети СРД снабжались дополнительной пусковой обмоткой на роторе, и СРД демонстрировали не лучшие энергетические показатели. В современном электроприводе — например, с ПЧ YASKAWA GA700 и GA500, созданными для работы с СРД, — показатели резко улучшаются. В таких преобразователях происходит разделение между сетью и питающим напряжением двигателя, а программное обеспечение позволяет корректировать выходной ток, создавая наиболее благоприятные условия работы двигателя (в GA700 режим EZOLV). Таким образом, СРД оставляет за собой все преимущества, описанные выше, избегая недостатков, прежде возникавших при работе от сети. Если же происходит снижение коэффициента мощности, следует выбрать преобразователь на больший номинальный ток.
7. Абсолютно жесткая механическая характеристика в разомкнутой системе, что обеспечивает поддержание скорости СРД на заданном уровне с большой точностью, до тех пор пока момент не превысит максимальное значение.

#### Недостатки СРД

1. Пуск и работа СРД возможны только от преобразователя частоты ПЧ. Бездатчиковая система управления отслеживания положения ротора является необходимым условием работы СРД. В каждый момент времени преобразователь отслеживает потребляе-



Рис. 9. Фото линейки ПЧ YASKAWA GA

мый ток двигателя (так как при повороте вала изменяется магнитное сопротивление в зазоре) и формирует магнитное поле в соответствии с этим изменением, добиваясь высокой производительности.

2. Низкий коэффициент мощности при работе с ослаблением поля. СРД демонстрируют лучшие энергетические показатели при работе в зоне насыщения. При выходе на повышенную скорость необходимо уменьшить ток намагничивания машины  $i_d$  в результате заметно упадет момент двигателя, а коэффициент мощности резко снизится из-за потребления большого реактивного тока. В итоге для электропривода с повышенными скоростями нецелесообразно использовать СРД.

#### Сопоставление СРД и АД

Ведущие мировые производители электродвигателей сегодня проявляют особый интерес к СРД, хотя их первые версии были предложены еще в конце XIX века. Интерес обусловлен тем, что КПД СРД принципиально значительно превышает КПД и удельную мощность АД. Потери энергии в роторе СРД отсутствуют, при том что 30% потерь АД приходится на ротор. Повышается и срок службы СРД благодаря снижению нагрева. Масса СРД и его габариты примерно на 20% меньше, чем у АД той же мощности. На рис. 10 приведено сопоставление размеров СДР и АД той же мощности (АД соответствует бледному изображению). Необходимым условием применения СРД является наличие ПЧ, изображение которого приведено справа.

Возобновившийся в последнее время интерес к СРД обусловлен широкими возможностями современного компьютерного моделирования, которое позволяет оптимизировать конструкции роторов и статоров. В результате КПД современных версий СРД достигает 98%,



Рис. 10. Сопоставление размеров СДР и АД

в то время как для АД их КПД традиционно не превышает 90%.

СРД изготавливают сегодня на базе АД, и при тех же габаритах и установочно-присоединительных размерах получается более высокий КПД, достигается более высокая удельная мощность СРД.

Наибольший интерес в мире сегодня проявился к СРД благодаря отсутствию постоянных магнитов и редкоземельных материалов, монополистом которых является Китай. Так, в Европе был разработан проект на сумму €36 млн под названием «Motor Brain», который реализовал интегральный подход к электроприводу, выполненному в одном корпусе и содержащему СРД или СДПМ, коробку передач и силовой ПЧ. Использованы магниты на основе ферритов, простые пазовые обмотки, которые содержат минимум проводов и позволяют реализовать полную автоматизацию сборки электропривода.

#### Сопоставление СРД с АД, ДПТ и СДПМ

Наилучшей регулировочной и механической характеристикой обладают двигатели постоянного тока (ДПТ), вид которых приведен на рис. 11 для мощности 60 кВт (изображены голубым цветом). Благодаря широкому диапазону регулирования ДПТ нашли широкое применение в электроприводе, существенно выигрывая у синхронных двигателей (СД) и АД. Однако наличие коллекторного узла ограничило в последние годы их применение. В результате АД и СДПМ в сочетании с ПЧ вытеснили электропривод с ДПТ (кроме метро и трамвая).

На рис. 11 красным цветом приведена механическая характеристика СД мощностью 60 кВт, причем заштрихованная зона соответствует номинальному режиму с хорошей возможностью регулирования, а примыкающие участки без штриховки соответствуют зонам форсировки по моменту и оборотам СДПМ. Видно, что СДПМ существенно уступает ДПТ в части диапазона регулирования при постоянстве мощности. Ликвидировать указанный недостаток возможно лишь повышением мощности СДПМ и ПЧ, что и применяется в электромобилях типа Tesla.

К такой характеристике постоянства мощности примыкают электроприводы с АД и вентильно-индукторные приводы (ВИП), которые пока ограничены в применении из-за пульсаций момента и наличия высших гармоник.

АД в отличие от СДПМ и СРД имеет две проблемы: в виде ограничения механической характеристики, которая не является кривой постоянства мощности, и потери при перегрузке с большим моментом.

Первое ограничение вызвано тем, что возбуждение АД осуществляется через статор. В зоне ослабления поля при постоянстве напряжения (если при ограничении на инверторе оно ограничилось) подъем частоты в 2 раза приводит к падению тока возбуждения в 2 раза и моментаобразующего тока тоже вдвое. Вращающий момент на двигателе является

произведением тока на поток, так что момент падает в 4 раза, а мощность — в 2 раза.

Второе ограничение связано с ростом потерь в роторе при перегрузке с большим моментом. В АД половина потерь выделяется в роторе, а другая половина выделяется в статоре. Для уменьшения массогабаритных показателей на транспорте часто применяется жидкостное охлаждение. Но водяная рубашка эффективно охлаждает лишь статор за счет теплопроводности. От вращающегося ротора тепло отвести значительно сложнее, так как путь отвода тепла через «теплопроводность» отрезан, а ротор не касается статора без учета подшипников. Остается воздушное охлаждение путем перемешивания воздуха внутри пространства двигателя или излучение тепла ротором. Поэтому ротор АД является своеобразным «термосом», так как, единожды перегрузив его (сделав динамичный разгон на машине), нужно долгое время ждать остывания ротора, причем его температуру приходится только предсказывать по тепловой модели.

## Выводы

Синхронные реактивные двигатели СРД являются перспективным направлением для интеграции в новые системы и для модерниза-

ции старых систем электропривода. Большой КПД во всем диапазоне скоростей в сравнении с СДПМ и АД делает предпочтительным этот двигатель при разработке новых систем, соответствующих международному стандарту энергоэффективности IE4. Простота конструкции ротора и проверенная технология изготовления статора позволяют такому двигателю найти свое применение в насосных агрегатах и вентиляторах, а также в применениях с постоянным моментом и регулированием скорости вниз от номинала. Единственной проблемой такого двигателя остается потребление большего реактивного тока в сравнении с асинхронными двигателями АД, но при использовании частотного преобразователя, например YASKAWA GA500 или GA700, этот недостаток легко устраняется.

## Литература

- Шульга Р. Н., Лабутин А. А., Кирякин А. А. Разработка, испытания и применение электрических машин: В 2 ч. Ч. 1. Разработка и испытания электрических машин. Учеб. пос. М.: МЭИ, 2022.
- Шульга Р. Н. Преобразователи напряжения малой и большой мощности // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 7.
- Шульга Р. Н. Условия работы инверторов с ШИМ в тяговом электроприводе // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 9.
- Шульга Р. Н. К вопросу определения электромагнитного момента на валу электродвигателя // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 7.
- Шульга Р. Н. Двигатели постоянного тока для тягового электропривода // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 8.
- Шульга Р. Н. Выбор тягового привода электротранспорта // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 4.
- Шульга Р. Н. Тяговая характеристика судового электропривода // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 1.
- Шульга Р. Н. Магнитное поле электромашины и трансформатора // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 11.
- Шульга Р. Н., Корсаков С. С., Рукленок И. Ф., Ильин К. А. Магнитные системы электромашин с постоянными магнитами / В портфеле журнала «Электрооборудование: эксплуатация и ремонт».
- Шульга Р. Н. Магнетизм и сверхпроводимость // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 11.
- Шульга Р. Н. Судовой МГД-двигатель: состояние и перспективы // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 10.
- Шульга Р. Н. Магнитные поля и их экранирование / В портфеле редакции «Электрооборудование: эксплуатация и ремонт».
- Шульга Р. Н. ВТСП-лента и ВТСП-кабель // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022, № 11.
- Шульга Р. Н. К вопросу о применении криогенных энергоустановок // Энергосбережение и водоподготовка. 2017, № 6 (110).
- Синхронные двигатели с постоянными магнитами. [www.engineering.solutions.ru](http://www.engineering.solutions.ru)
- Каримов Р.Д. Система намагничивания постоянных магнитов на основе высокоскоростных магнитоэлектрических генераторов. Кандидатская диссертация. Уфа, 2017. [www.ugatu.su](http://www.ugatu.su).
- Коршунов А. Частотный пуск синхронных двигателей с постоянными магнитами на роторе // Силовая электроника. 2007, № 1.
- Синхронные двигатели с постоянными магнитами. [www.promenter.ru](http://www.promenter.ru).
- Фирахо Б. И. Динамическое торможение синхронных двигателей с постоянными магнитами при скалярном частотном управлении. [www.cyberleninka.ru](http://www.cyberleninka.ru)
- Синхронные реактивные двигатели. [www.engineering-solution.ru](http://www.engineering-solution.ru)
- Синхронные микродвигатели. [www.ets.ifmo.ru](http://www.ets.ifmo.ru)
- Синхронные реактивные двигатели. [www.cospa.ru](http://www.cospa.ru)
- Prophet G. Создан первый высокоинтегрированный синхронный двигатель без редкоземельных материалов // Радиолоцман, май 2015. [www.rlocman.ru](http://www.rlocman.ru)

**Рис. 11.** Механическая характеристика синхронного двигателя (СД) и двигателя постоянного тока (ДПТ)

# Математическое описание процессов

## в силовой части преобразователей частоты с автономным инвертором напряжения

**Силовой основой многих современных технологических процессов является автоматизированный частотно-управляемый электропривод. Он представляет собой весьма сложную, дискретную, нелинейную систему, включающую силовой трансформатор, согласующий выходные параметры преобразователя частоты (ПЧ) с сетью, неуправляемый выпрямитель, силовой фильтр, автономный инвертор с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), исполнительный двигатель и автоматическое управляющее устройство.**

**Александр Федоренко,  
к. т. н.**

alfedor47@mail.ru

**Александр Пахомов, к. т. н.**

APahomov@sfsu-kras.ru

Это предопределяет необходимость широкого использования для изучения свойств частотно-управляемого электропривода методов математического моделирования и математического эксперимента [1]. В настоящее время термин «математическая модель» часто употребляется в двух значениях. В первом случае им обозначают математическое описание взаимосвязей между входными, промежуточными и выходными переменными объекта исследования в процессе его функционирования. Во втором — реализацию математического описания в виде программы работы вычислителя или (при использовании пакета вычислительных программ) в виде комбинации блоков, изоморфных математическим операциям и виртуальным аналогам реальных физических объектов, а также выполнение численных расчетов с их помощью. Отметим, что виртуальные модели (модель-аналоги) строятся на принципах подобия и для конкретной вычислительной среды. Математическая взаимосвязь между переменными в них часто не показана. Здесь термин «математическая модель» используется в первом значении. Для второго значения представляется более правильным оперировать термином «математический (вычислительный) эксперимент».

Для исследования процессов в системах автоматического управления электроприводами с ПЧ широко используют математические модели, полученные при рассмотрении математических связей между переменными на уровне их гладких составляющих [1]. Такие модели удобны для анализа и синтеза систем автоматического управления электроприводом в целом, но не позволяют исследовать ряд важных факторов, обусловленных дискретным характером изменения переменных выпрямителя и автономного инвертора.

Виртуальные модели учитывают дискретный характер изменения переменных выпрямителя и автономного инвертора [2, 3], однако не позволяют проследить физическую природу процессов, протекающих в элементах ПЧ, увидеть функциональные связи между переменными каждого элемента в процессе их взаимодействия с другими. Это затрудняет применение виртуальных моделей для синтеза САУ. Кроме этого, здесь предполагается наличие соответствующей вычислительной среды.

Таким образом, задача создания достаточно универсальных математических моделей, наиболее полно учитывающих особенности ПЧ как элемента САУ и позволяющих проводить широкий спектр исследований, остается весьма актуальной. Цель настоящей работы — дать такое математическое описание ПЧ с автономным инвертором напряжения (АИН) с ШИМ при математической формализации связей между переменными с учетом дискретных свойств выпрямителя и инвертора.

При математическом описании использован метод структурного моделирования, согласно которому объект исследования структурируется на отдельные элементы и далее формируется математическое описание физических процессов в каждом элементе с учетом его взаимодействия с другими элементами. В результате получаем математическую модель объекта исследования в целом. Такую модель легко модернизировать с учетом желаемой точности описания процессов и конкретной структуры реального ПЧ, добавляя или исключая математические модели составляющих его элементов.

Поскольку при анализе и синтезе САУ широко распространена графическая интерпретация математического описания, математическая модель

ПЧ, полученная в аналитическом виде, здесь продублирована в виде структурной схемы (рис. 1).

Эта модель содержит математические модели трехфазного входного трансформатора, трехфазного мостового диодного выпрямителя, силового *LC*-фильтра звена постоянного тока и АИН с ШИМ.

В основу построения математической модели трансформатора положена *T*-образная схема замещения его фазы, учитывающая потери на перемагничивание сердечника [4, 5].

При математическом описании трансформатора как элемента ПЧ уравнения баланса напряжений для этой схемы замещения удобно привести к виду:

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{\left( u_1 - (R_1 + R_m) i_1 + L_m \frac{di'_2}{dt} + R_m i'_2 \right)}{(L_1 + L_m)} \\ u_2 = (L'_2 + L_m) \frac{di'_2}{dt} + (R'_2 + R_m) i'_2 - R_m i_1 - L_m \frac{di_1}{dt}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $u_1, i_1, u_2, i'_2$  — мгновенные значения фазных напряжений и токов первичной и вторичной обмоток трансформатора;  $R_1, L_1, R'_2, L'_2$  — активные сопротивления и индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора;  $L_m, R_m$  — индуктивность намагничивания и фиктивное сопротивление, учитывающее потери на гистерезис и на перемагничивание сердечника.

Все переменные и параметры приведены к вторичной обмотке трансформатора.

Уравнения (1) образуют математическую модель одной фазы трансформатора. Математическое описание трехфазного трансформатора представляет собой комплект из уравнений (1), продублированных для каждой фазы. Математическое описание в форме структурной схемы показано на рис. 1. Отличием структурной схемы от уравнений (1) является то, что в ней операция чистого дифференцирования тока  $i'_2$  вторичной обмотки трансформатора заменена операцией дифференцирования со слаживанием. Это обусловлено особенностю работы трансформатора на выпрямительную нагрузку, когда при коммутации вентиляй ток нагрузки выпрямителя переходит из одной фазы трансформатора в другую не мгновенно, а за время коммутации, определяемое индуктивностью рассеяния вторичной обмотки.

При математическом описании трехфазного мостового выпрямителя [6] принято, что диоды вентильного коммутатора обладают нулевым сопротивлением в открытом и бесконечно большим сопротивлением в закрытом состоянии, а также мгновенным переключением из одного состояния в другое.

Тогда для математической формализации процессов в трехфазной мостовой схеме выпрямления удобно использовать понятие фазных коммутационных функций  $F_a, F_b, F_c$  [7], которые можно определить следующим образом. Коммутационная функция соответствующей фазы равна: +1, если открыт четный

вентиль; -1, если открыт нечетный вентиль; 0, если оба вентиля заперты.

Анализ схемы выпрямителя с учетом данного выше определения фазных коммутационных функций показывает, что математическая связь между фазными напряжениями  $u_a, u_b, u_c$  токами  $i_a, i_b, i_c$  сети и выпрямленным напряжением  $U_d$  и током  $i_d$  с помощью фазных коммутационных функций  $F_a, F_b, F_c$  определяется следующими соотношениями [8]:

$$\begin{cases} U_d = u_a F_a + u_b F_b + u_c F_c, \\ i_a = F_a \times i_d, \\ i_b = F_b \times i_d, \\ i_c = F_c \times i_d. \end{cases} \quad (2)$$

Следует уточнить, что в уравнениях (2) фигурируют мгновенные значения соответствующих напряжений и токов, а паре диодов каждой фазы моста выпрямителя изоморфна соответствующая операция перемножения. Кроме силового коммутатора (2), полная математическая модель управляемого выпрямителя должна содержать элемент формирования коммутационных функций.

Одним из возможных вариантов является их формирование путем сравнения аргумента  $\alpha = \omega t$  сетевого трехфазного напряжения с его теоретическим значением в точке естественной коммутации  $-\alpha_{ek}$ .

Второй вариант — формирование фазных коммутационных функций путем сравнения

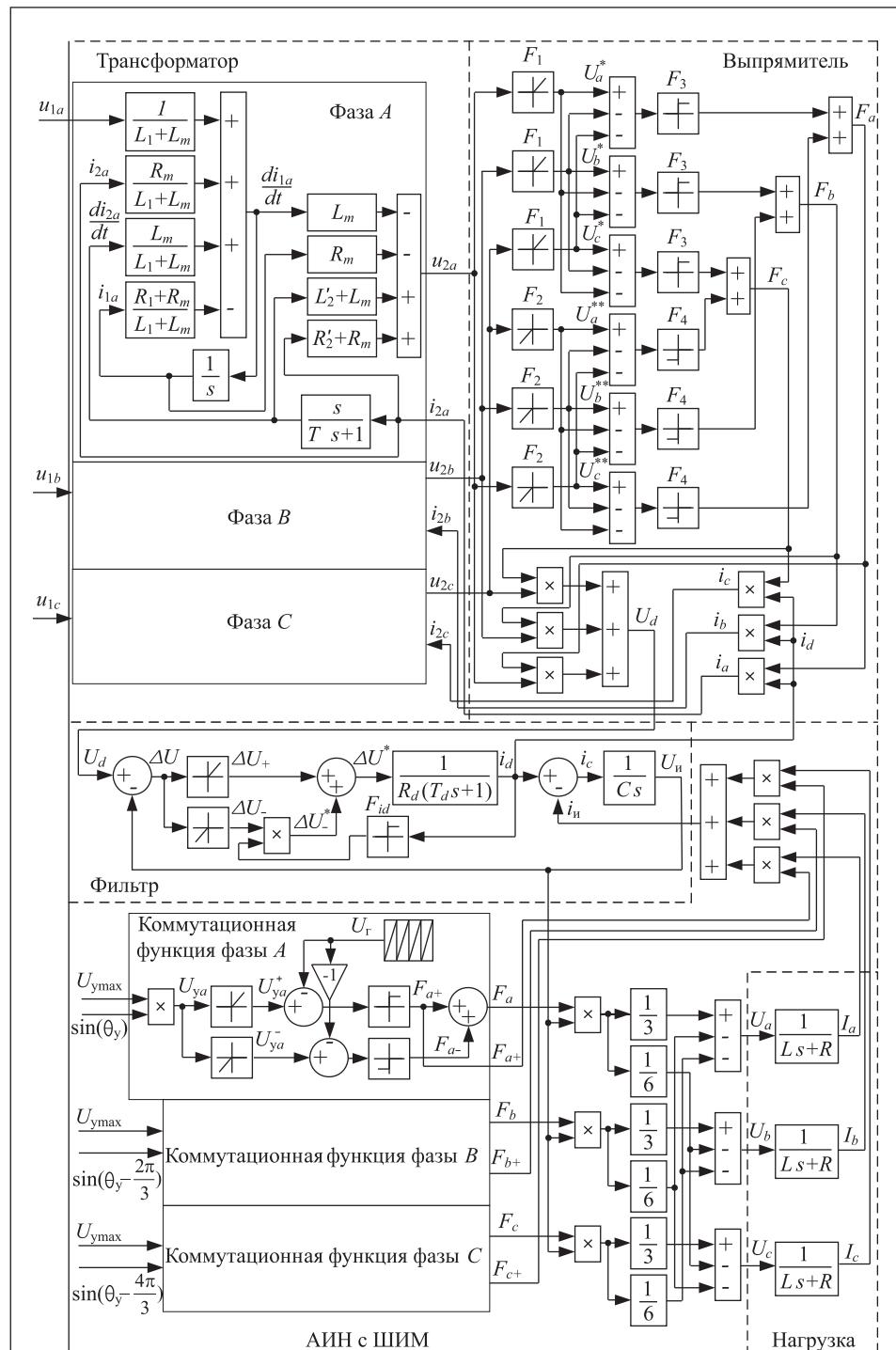


Рис. 1. Структурная схема преобразователя частоты

мгновенных значений фазных напряжений  $u_a, u_b, u_c$  с расчетным значением напряжения  $U_{ek}$  в точке естественной коммутации.

Основное достоинство получаемых при этом моделей — их простота. Однако они не учитывают особенностей работы диодного выпрямителя при отклонении трехфазного напряжения от стандартных параметров (отклонение формы напряжений от синусоидальной, перекос напряжений по фазам и т. д.), когда  $U_{ek}$  и точка естественной коммутации  $\alpha_{ek}$  смещается относительно расчетного значения. Эти недостатки можно исключить, если фазные коммутационные функции формировать путем непосредственного сравнения мгновенных значений фазных напряжений. Очевидно, что в таком случае схема будет несколько сложнее, но это усложнение окупается точностью воспроизведения процессов выпрямления при всех реально возможных отклонениях параметров напряжения питающей сети от идеальных значений.

Если фазные коммутационные функции формировать путем непосредственного сравнения мгновенных значений фазных напряжений, каждое из них полезно разделить на два сигнала, состоящих только из положительных или отрицательных полуволн [8]:

$$\begin{cases} U_a = u_a F_1, \\ U_b = u_b F_1, \\ U_c = u_c F_1 \end{cases} \text{ или } \begin{cases} U_a^{**} = u_a F_2, \\ U_b^{**} = u_b F_2, \\ U_c^{**} = u_c F_2, \end{cases} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} F_1 &= \begin{cases} 1 & \text{при } u_i > 0, \\ 0 & \text{при } u_i < 0, \end{cases} \\ F_2 &= \begin{cases} 0 & \text{при } u_i > 0, \\ 1 & \text{при } u_i < 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

В выражении (4) вместо индекса  $i$  принимаются  $a, b, c$  для соответствующей фазы.

Такое разделение позволяет непосредственно использовать сигналы  $U_a^*, U_b^*, U_c^*$  и  $U_a^{**}, U_b^{**}, U_c^{**}$  для вычисления коммутационных функций [8]:

$$\begin{cases} F_a = F_3(U_a^* - U_b^* - U_c^*) + F_4(U_a^{**} - U_b^{**} - U_c^{**}), \\ F_b = F_3(U_b^* - U_a^* - U_c^*) + F_4(U_b^{**} - U_a^{**} - U_c^{**}), \\ F_c = F_3(U_c^* - U_a^* - U_b^*) + F_4(U_c^{**} - U_a^{**} - U_b^{**}), \end{cases} \quad (5)$$

где

$$F_3 = \begin{cases} 1, & \text{если выражение в скобках} > 0, \\ 0, & \text{если выражение в скобках} < 0 \end{cases} \quad (6)$$

и

$$F_4 = \begin{cases} 0, & \text{если выражение в скобках} > 0, \\ -1, & \text{если выражение в скобках} < 0. \end{cases} \quad (7)$$

Совокупность уравнений (2)–(7) полностью характеризует процессы в неуправляемом трехфазном мостовом выпрямителе.

Соответствующая им структурная схема показана на рис. 1.

Математическая связь между переменными в индуктивно-емкостном фильтре преобразователя частоты в общем случае имеет вид [8]:

$$\begin{aligned} i_d &= i_c + i_u, \quad C \frac{dU_u}{dt} = i_c, \\ \frac{1}{R_d} \left( T_d \frac{di_d}{dt} + i_d \right) &= \Delta U^*, \quad \Delta U = U_d - U_u. \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь  $U_d, U_u$  — входное и выходное напряжения фильтра;  $i_d, i_c, i_u$  — токи дросселя, конденсатора и нагрузки фильтра;  $R_d, T_d, C$  — параметры фильтра.

В уравнениях (8)  $\Delta U = \Delta U^*$ , если источник напряжения  $U_d$  имеет двустороннюю проводимость тока. Диодный выпрямитель таким свойством не обладает. Он может проводить ток только в одном направлении. Следовательно, при разработке математической модели звена постоянного тока это свойство источника напряжения  $U_d$  необходимо учесть, обеспечив соответствие воспроизводимых моделью процессов процессам реальным.

В реальной схеме при положительном значении  $\Delta U = U_d - U_u$  ток  $i_d$  будет иметь положительное значение. При уменьшении  $\Delta U$ , вплоть до смещения в отрицательную область, ток  $i_d$  также будет уменьшаться, приобретая нулевое значение со сдвигом (запаздыванием) во времени относительно момента, когда  $\Delta U$  изменит знак. В дальнейшем  $i_d$  остается равным нулю вплоть до момента, пока  $\Delta U$  не вернется в положительную область.

Математически formalизовать описанный алгоритм можно следующим образом. Представим сигнал  $\Delta U$  совокупностью его положительных и отрицательных составляющих:

$$\Delta U = \Delta U_+ + \Delta U_-, \quad (9)$$

где положительная составляющая равна:

$$\Delta U_+ = \begin{cases} \Delta U & \text{при } \Delta U > 0, \\ 0 & \text{при } \Delta U < 0. \end{cases} \quad (10)$$

В свою очередь, отрицательная составляющая:

$$\Delta U_- = \begin{cases} 0 & \text{при } \Delta U > 0, \\ \Delta U & \text{при } \Delta U < 0. \end{cases} \quad (11)$$

Тогда переменную  $\Delta U^*$ , непосредственно формирующую ток в дросселе силового фильтра, можно определить также как сумму двух сигналов:

$$\Delta U^* = \Delta U_+ + \Delta U_- \times F(i_d), \quad (12)$$

где функция  $F(i_d)$  контролирует знак тока дросселя  $i_d$ .

$$F(i_d) = \begin{cases} 1 & \text{при } i_d > 0, \\ 0 & \text{при } i_d < 0. \end{cases} \quad (13)$$

Уравнения (8)–(13) полностью учитывают специфику процессов в фильтре звена постоянного тока ПЧ при включении его на выход диодного выпрямителя и в совокупности образуют его математическую модель. Соответствующая уравнениям (8)–(13) структурная схема силового фильтра также показана на рис. 1.

При представлении вентиляй идеальными ключами вентильный коммутатор автономного инвертора напряжения — это обращенный вентильный коммутатор трехфазного выпрямительного моста, у которого входное постоянное напряжение питания  $U_u$  поступает на клеммы постоянного тока, а выходными являются фазные переменные напряжения  $U_a, U_b, U_c$ .

Воспользовавшись введенным ранее для выпрямителя понятием фазной коммутационной функции, математическую связь между переменными вентильного коммутатора АИН можно выразить следующими соотношениями [7]:

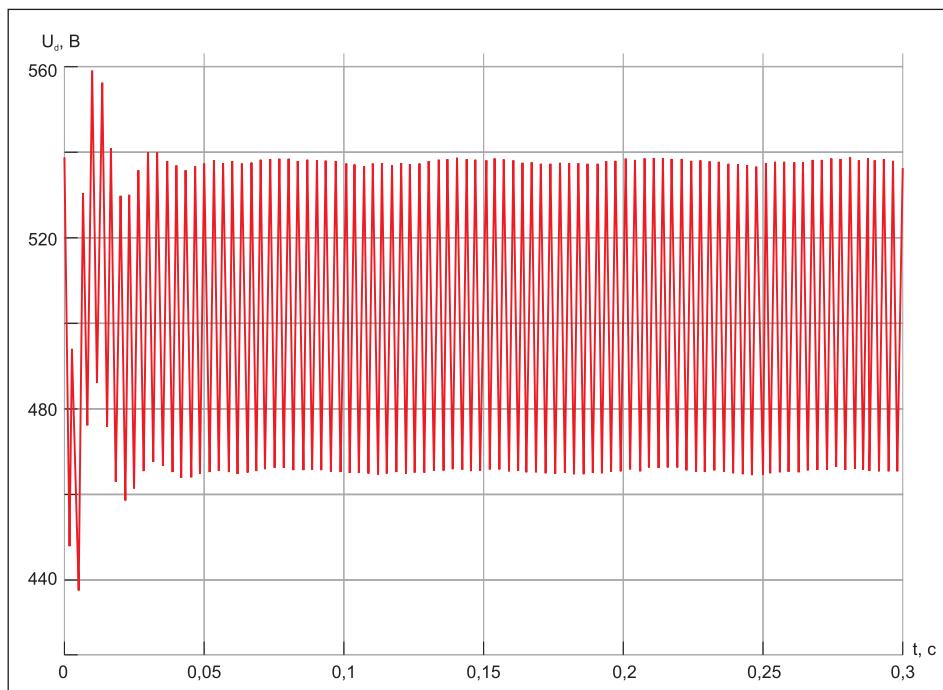
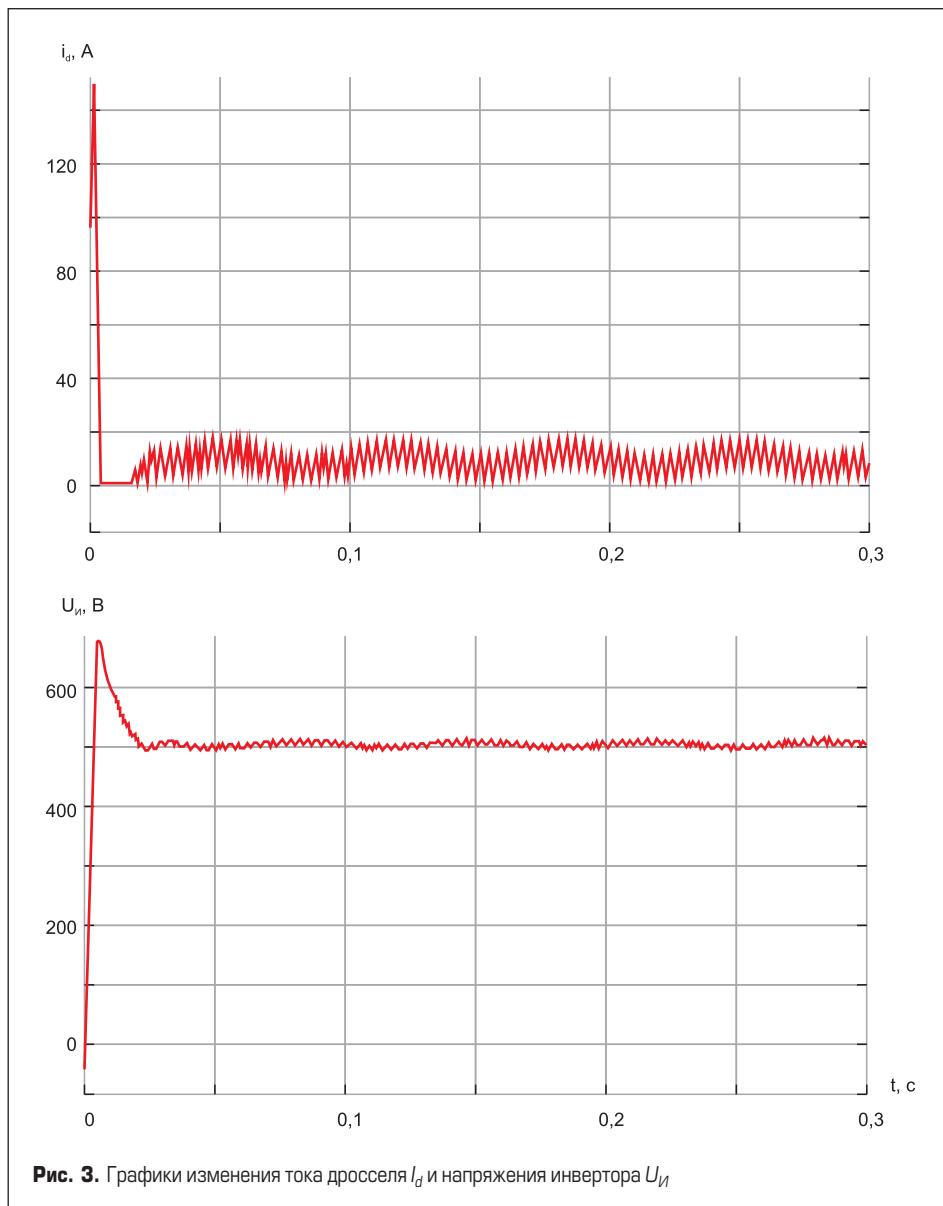
$$\begin{cases} U_a = U_u (2F_a/3 - F_b/3 - F_c/3)/2, \\ U_b = U_u (2F_b/3 - F_a/3 - F_c/3)/2, \\ U_c = U_u (2F_c/3 - F_b/3 - F_a/3)/2, \\ i_u = i_a F_+ + i_b F_{b+} + i_c F_{c+}. \end{cases} \quad (14)$$

где  $U_u, i_u$  — входное напряжение и ток вентильного коммутатора АИН;  $U_a, U_b, U_c, i_a, i_b, i_c$  — фазные выходные напряжения и токи вентильного коммутатора;  $F_a, F_b, F_c$  — положительная полуволна соответствующих фазных коммутационных функций  $F_a, F_b, F_c$ . Соответствующая структурная схема фильтра показана на рис. 1.

Уравнения (1)–(14) в совокупности образуют математическую модель, описывающую процессы в силовой части ПЧ как элемента САУ в целом. В отличие от диодного выпрямителя, где коммутационные функции формируются естественным образом за счет непрерывного сравнения мгновенных значений фазных напряжений и включения диодов в точках естественной коммутации, в автономных инверторах для формирования коммутационных функций, которые, по сути, представляют собой сигналы управления ключами силового коммутатора, требуется специальная система управления, позволяющая формировать желаемые амплитуду и частоту выходного напряжения. Возможность одновременно формировать амплитуду и частоту выходного напряжения достигается использованием широтно-импульсной модуляции входного напряжения автономного инвертора.

Для обеспечения возможности выполнения вычислительного эксперимента математическая модель силовой части ПЧ дополнена математической моделью нагрузки АИН в виде трехфазной  $RL$ -цепи и моделью системы управления АИН, реализующей режим ШИМ.

Существует достаточно много алгоритмов реализации широтно-импульсной модуляции. Здесь использован способ, присущий векторным системам частотного управления электроприводами. Считаем, что на входе системы управления

Рис. 2. Графики изменения выпрямленного напряжения  $U_d$ Рис. 3. Графики изменения тока дросселя  $I_d$  и напряжения инвертора  $U_I$ 

силовыми ключами инвертора действует вектор управления выходным напряжением инвертора, заданный координатами [8]:

$$\begin{cases} U_{ya} = U_{y\max} \sin(\theta_y), \\ U_{yb} = U_{y\max} \sin\left(\theta_y - \frac{2\pi}{3}\right), \\ U_{yc} = U_{y\max} \sin\left(\theta_y - \frac{4\pi}{3}\right). \end{cases}$$

Здесь  $U_{y\max}$  определяет амплитуду первой гармоники выходных напряжений АИН, а  $\theta_y$  связан с мгновенным значением частоты первых гармоник этих напряжений соотношением

$$\theta_y = \int_0^t \omega(t) dt.$$

Фазные коммутационные функции  $F_a$ ,  $F_b$ ,  $F_c$  определяющие алгоритм работы ключей каждой фазы коммутатора АИН, формируем (рис. 1), сравнивая соответствующие координаты вектора управления с опорным сигналом  $U_r$  генератора пилообразного напряжения.

Модельный эксперимент выполнен с использованием пакета MATLAB+Simulink.

Для численных расчетов приняты следующие параметры питающей сети: действующее фазное напряжение  $U_\phi = 220$  В, частота напряжения  $f = 50$  Гц.

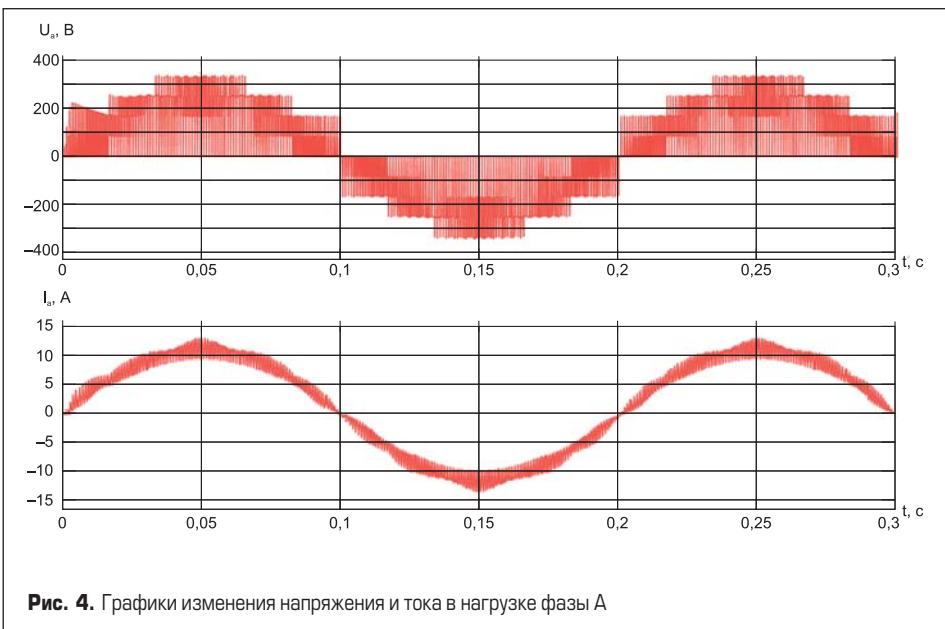
Использованы параметры разделительного трехфазного трансформатора ТСЗР-10 380/380, приведенные к вторичной обмотке:  $R_1 = 0,2$  Ом,  $R_2 = 0,6$  Ом,  $R_m = 78$  Ом,  $L_1 = 6 \times 10^{-6}$  Гн,  $L_2 = 9 \times 10^{-6}$  Гн,  $L_m = 1,9$  Гн. Параметры нагрузки:  $R_h = 22$  Ом,  $L_h = 0,01$  Гн. Генератором пилообразного опорного напряжения  $U_r$  задан период дискретизации ШИМ 0,001 с.

Проведенные исследования свидетельствуют о том, что разработанная модель как качественно, так и количественно отображает процессы, протекающие в реальном ПЧ. Это иллюстрируют графики изменения переменных в звене постоянного тока (рис. 2, 3) и переменных в нагрузке (рис. 4) при моделировании режима прямого подключения преобразователя с активно-индуктивной нагрузкой к сети.

Как видно из графиков, в начальный момент включения наблюдается значительная просадка напряжения  $U_d$  (рис. 2) на выходе выпрямителя, обусловленная ограниченной мощностью питающей сети (трансформатора), и бросок тока дросселя (рис. 3), значительно превышающий установившееся значение. Для ограничения броска тока необходимо применение специальных мер, например предварительный заряд конденсатора фильтра от внешнего источника с большим внутренним сопротивлением.

В установившемся режиме во всех переменных звена постоянного тока наблюдаются низкочастотные колебания с тройной частотой тока нагрузки (рис. 4) преобразователя частоты. Это также объясняется потерями в трансформаторе и дросселе силового фильтра.

Все графики получены при задании амплитуды и частоты первой гармоники выходного напряжения ПЧ 220 В и 5 Гц соответственно.



### Выводы

- Использование теории индукционных устройств и понятия коммутационных функций позволило на единой методологической основе создать физически и математически обоснованные математические модели всех основных элементов преобразователя частоты.
- Применение метода структурного моделирования позволило получить достаточно универсальную гибкую модель ПЧ в целом, сохранив топологию реального преобразователя частоты и наблюдаемость характеризующих его как элемент САУ реальных физических переменных. Построенная мо-

дель ПЧ позволяет прояснить взаимосвязи между физическими переменными отдельных элементов ПЧ и их взаимное влияние.

- Применение при построении моделей натуральных координатных систем (трехосной, плоской, симметричной — для трехфазных элементов, и одноосной — для звена постоянного тока) позволило сохранить соответствие (изоморфность) наблюдаемых модельных переменных их реальным аналогам и, как следствие, наблюдать их без дополнительных координатных преобразований. При этом прояснилась математическая сущность выпрямителя и автономного инвертора — как прямого и обратного координатных преобразователей.

### Литература

- Пантелеев В. И., Пахомов А. Н., Федоренко А. А. Построение частотно-управляемых асинхронных электроприводов в полярных координатах // Изв. вузов. Электромеханика. 2017. Т. 60. № 3.
- Герман-Галкин С. Г. Matlab&Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: Корона-Век, 2014.
- Гуляев И. В., Тутаев Г. М. Моделирование электромеханических процессов обобщенной электромеханической системы на основе асинхронизированного вентильного двигателя. Саранск, 2004.
- Шакиров М. А. 2Т-образные схемы замещения трансформаторов // Электричество. 2010. № 5.
- Шакиров М. А. Теория трансформаторов. Часть 1. Идеализированный трансформатор с тонкими обмотками // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Наука и образование. 2012. № 3-2 (154).
- Новожилов М. А., Пионкевич В. А. Разработка и исследование математических моделей трехфазных мостовых выпрямителей и инверторов // Вестник Иркутского государственного технического университета. 2019. № 23(3).
- Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург, УРО РАН, 2000.
- Федоренко А. А., Пахомов А. Н. Математическая модель преобразователя частоты с автономным инвертором напряжения // Журн. Сиб. федер. ун-та. Техника и технологии. 2022. № 15(1).



Акционерное общество  
«Завод «Комета»

#### СТАНОК НАМОТОЧНЫЙ СНПУ-2-01М

для открытой намотки электрических катушек проводом диаметром от 0,02 до 2,5 мм. Может комплектоваться устройством многоместной намотки



173003, Россия, г. Великий Новгород, ул. Великая, 20  
+7 (8162) 335 390, 225 482, 334 938  
market@kometa53.ru  
[www.kometa53.ru](http://www.kometa53.ru)



#### ДРОССЕЛИ СЕТЕВЫЕ И МОТОРНЫЕ

трехфазные на токи до 640 А и напряжение до 500 В



#### ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ НА ВИТЫХ РАЗРЕЗНЫХ МАГНИТОПРОВОДАХ

однофазные и трехфазные, мощностью от 25 Вт до 10 кВт на рабочие частоты 50 Гц, 400 Гц, 1000 Гц



#### МАГНИТОПРОВОДЫ

СТАНДАРТНЫЕ серии ШЛМ, ШЛ, ПЛ, ПЛР, ПЛМ, ОЛ по ГОСТ 22050-76 на рабочую частоту 50–60 Гц, 400 Гц  
НЕСТАНДАРТНЫЕ на рабочую частоту 50–60 Гц

# Современные концепции построения систем бесперебойного гарантированного электропитания

бесперебойного гарантированного электропитания

**С каждым годом промышленное оборудование становится сложнее и технологичнее — отсюда все более жесткие требования к качеству и бесперебойности электропитания. В статье рассматриваются современные концепции построения систем бесперебойного питания, их особенности и ключевые отличия.**

Александр Рябов

Олег Веригин

Уровень развития современного оборудования, применяемого в различных областях промышленности, обеспечивает постоянное повышение степени сложности и ответственности технологических процессов, выполняемых данным оборудованием. Это устанавливает весьма жесткие требования к снабжению указанных объектов энергией, главным образом — электрической. Следует отметить, что в настоящее время при разработке и внедрении систем и средств электроснабжения все большее значение приобретает бесперебойная подача электрической энергии потребителям. Это позволяет исключить негативное влияние возможных неполадок, отказов и нестационарных режимов работы питающей сети как на само электрооборудование, так и на технологический процесс, выполняемый данным электрооборудованием. Таким образом, решаются задачи непрерывности осуществляемых технологических процессов и их безопасности.

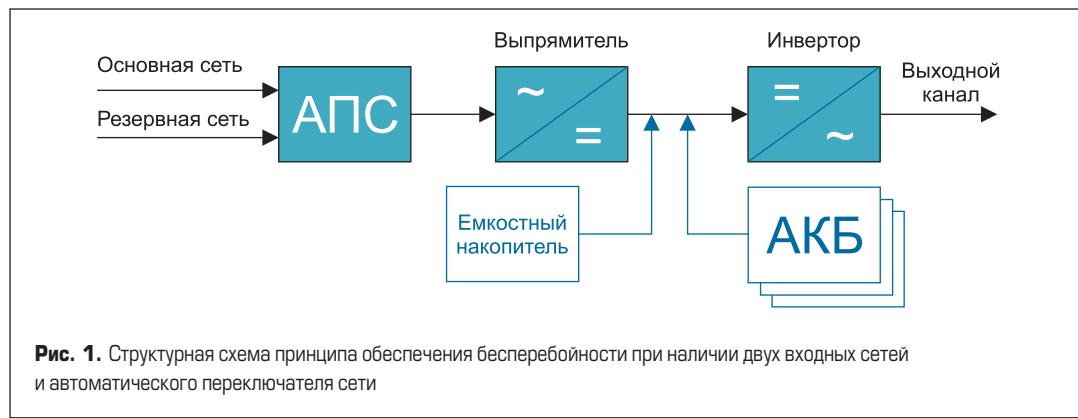
В статье представлены современные концепции построения систем и агрегатов бесперебойного и гаран-

тированного электропитания, разрабатываемые и реализуемые АО «Системы управления и приборы».

На рис. 1 представлена структурная схема принципа обеспечения бесперебойности электропитания при наличии двух входных сетей и автоматического переключателя сети (АПС).

Система бесперебойного и гарантированного электропитания, построенная по структуре, показанной на рис. 1, представляет собой инвертор напряжения со звеном постоянного тока. Функции звена постоянного тока выполняет выпрямитель.

Система совмещает два принципа резервирования электропитания. При возникновении каких-либо неполадок в основной сети на входе системы при помощи АПС происходит переключение на резервную входную сеть. В данном случае не изменяется режим работы силовой полупроводниковой схемы, которая продолжает структурно представлять собой инвертор напряжения со звеном постоянного тока. При этом в штатном режиме происходит поддержание необходимого уровня заряда элементов накопления электроэнергии: емкостно-



**Рис. 1.** Структурная схема принципа обеспечения бесперебойности при наличии двух входных сетей и автоматического переключателя сети

го накопителя или системы аккумуляторных батарей (АКБ). Таким образом, реализовано резервирование электропитания по входной сети.

При возникновении отказов основной и резервной сетей система переходит в режим работы от схемы накопления электрической энергии, которая в зависимости от схемотехнического исполнения может быть реализована в виде емкостного накопителя или АКБ. В случае применения емкостного накопителя рассматриваемая система рассчитана на те случаи, когда для потребителя не требуется длительного промежутка времени обеспечения бесперебойного электропитания. Например, для штатной остановки оборудования при исчезновении сетевого напряжения. Следует отметить, что АПС представляет собой электромагнитный коммутационный аппарат, который, соответственно, имеет конечное время срабатывания. Поэтому весьма эффективным становится применение емкостного накопителя в качестве буфера для стабилизации выходного напряжения системы при срабатывании АПС.

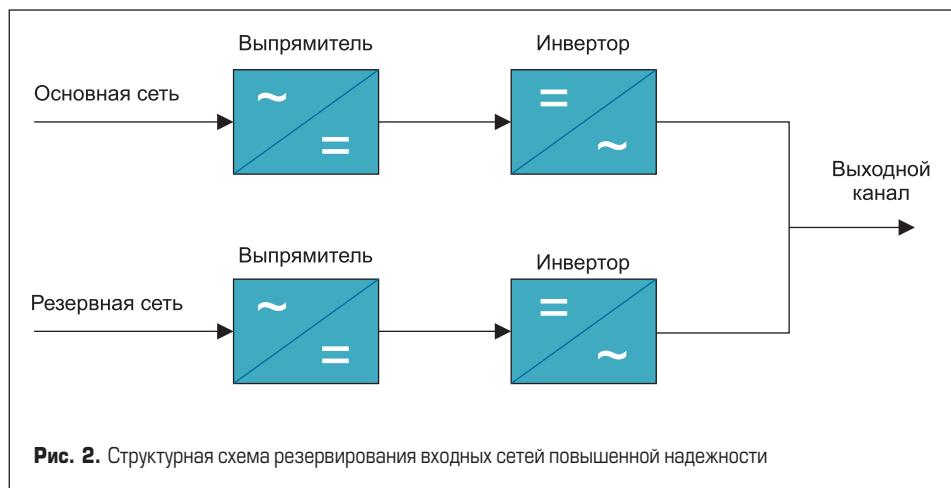
Для обеспечения бесперебойного электропитания на длительный период применяется система АКБ. Такое исполнение схемы накопления электрической энергии целесообразно в тех случаях, когда остановка технологического процесса, обеспечиваемого оборудованием, питаемым от рассматриваемой системы, недопустима. Совокупная емкость системы АКБ определяется, помимо требуемого времени обеспечения бесперебойного электропитания, и мощностью питаемых потребителей. В свою очередь совокупная емкость системы АКБ является одним из факторов, определяющих массогабаритные показатели системы бесперебойного электропитания в целом.

На рис. 2 представлена структурная схема резервирования входных сетей повышенной надежности.

Система бесперебойного электропитания, построенная по структуре, показанной на рис. 2, имеет два независимых канала преобразования электрической энергии. Каждый канал состоит из двух полупроводниковых преобразователей (выпрямитель и инвертор) и, как и в предыдущем случае, представляет собой инвертор напряжения со звеном постоянного тока.

Преимущество систем бесперебойного электропитания, построенных по данной структуре, заключается в полной идентичности каналов преобразования и передачи электрической энергии. Это позволяет системе оставаться полностью работоспособной при отказе как основной сети путем перехода на работу от резервной сети, так и компонентов одного из каналов преобразования и передачи электрической энергии.

Возможна реализация двух алгоритмов работы данной системы. При первом варианте для подключения каналов преобразования и передачи электрической энергии применяется релейно-контакторная коммутационная аппаратура, например АПС. При такой схеме переключения канал, ра-



**Рис. 2.** Структурная схема резервирования входных сетей повышенной надежности

ботающий от резервной сети в нормальном режиме функционирования всей системы, отключен от нагрузки и электропитание потребителя осуществляется только от основного канала. Переключение на резервный канал производится автоматически при возникновении отказа основного канала. Описанный вариант следует применять, внимательно учитывая специфику потребителя, для которого обеспечивается электропитание. Использование релейно-контакторного переключения каналов преобразования и передачи электрической энергии целесообразно, главным образом, для потребителей, допускающих временную потерю электропитания при оперативном переключении с основного на резервный канал.

Второй вариант предусматривает параллельную работу основного и резервного каналов системы бесперебойного электропитания на подключенную нагрузку. При этом каждый канал рассчитан на номинальную мощность потребителя. При возникновении отказа в одном из каналов всю нагрузку принимает оставшийся исправный канал без необходимости переключения. Таким образом, в данном случае реализуется резервирование мощности каналов преобразования и передачи электроэнергии, в отличие от первого варианта, когда реализуется именно аппаратное резервирование.

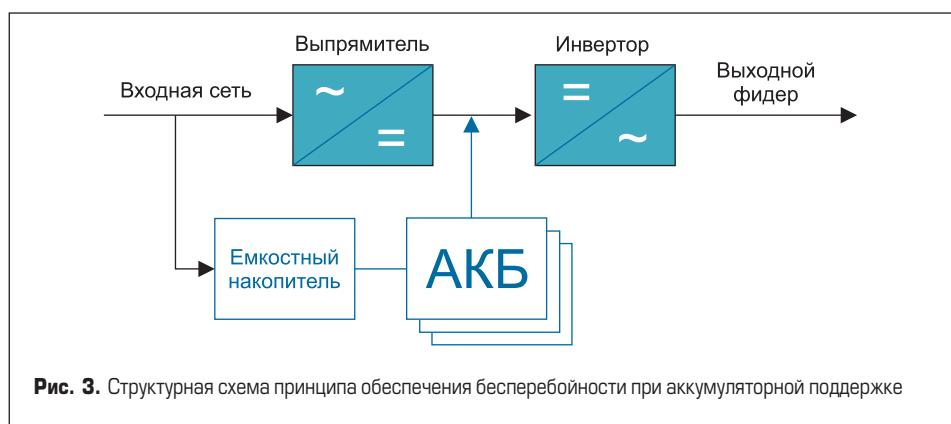
На рис. 3 представлена структурная схема принципа обеспечения бесперебойности электропитания за счет аккумуляторной поддержки.

Особенностью системы бесперебойного электропитания, построенной по представленной структуре, является адаптированность к объектам, не имеющим в своем составе двух независимых электрических сетей. В данной системе реализовано два канала, получающих первичное электропитание от одной входной сети. Основной канал, как и в рассмотренных выше структурах, представляет собой инвертор напряжения со звеном постоянного тока, реализованным в виде выпрямителя. Резервный канал — это электрическая цепь заряда аккумуляторных батарей (АКБ), для чего в составе канала предусмотрено зарядное устройство.

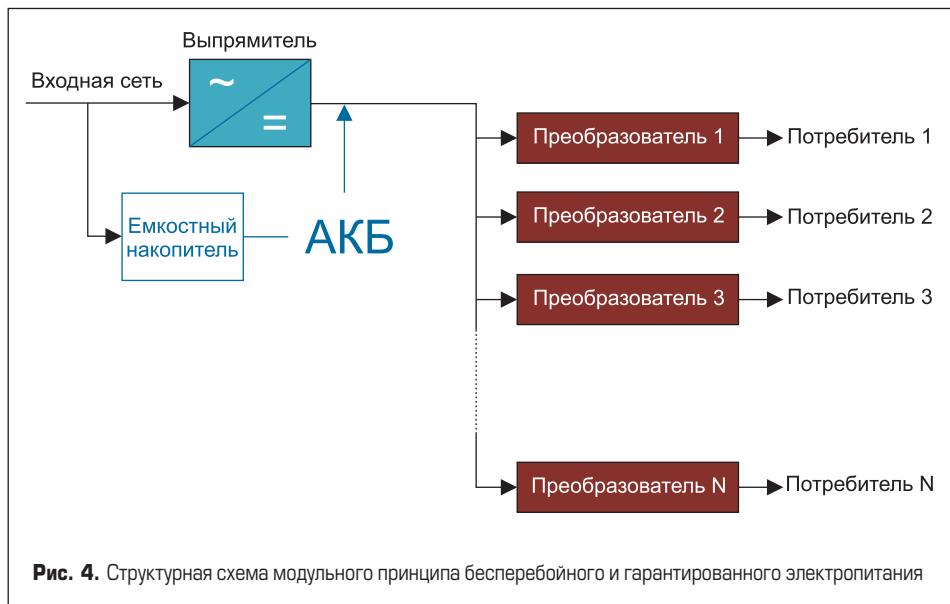
Несмотря на наличие всего одной входной сети, представленная система осуществляет несколько уровней резервирования электропитания в зависимости от характера возникающего отказа.

При отказе во входной сети происходит переключение на резервный канал, который от АКБ обеспечивает электропитание инвертора, продолжающего подавать напряжение на нагрузку. При этом длительность работы системы определяется совокупной емкостью АКБ.

В случае отказа выпрямителя, то есть при выходе из строя звена постоянного тока основного канала, также происходит переключение на АКБ и продолжается штатная работа инвертора. Однако в данном случае остается работоспособной входная сеть и, соответственно, возможно осуществление непрерывного заряда АКБ. Таким образом, время работы от АКБ может быть значительно увеличено.



**Рис. 3.** Структурная схема принципа обеспечения бесперебойности при аккумуляторной поддержке



**Рис. 4.** Структурная схема модульного принципа бесперебойного и гарантированного электропитания

На рис. 4 показана структурная схема модульного принципа бесперебойного и гарантированного электропитания.

Как видно из представленной структурной схемы, для резервирования электропитания предусмотрен принцип аккумуляторной поддержки, рассмотренный выше. Это позволяет применять данную систему бесперебойного электропитания на объектах, оборудованных только одной сетью первичного электропитания. Специфика модульного принципа заключается в том, что выпрямитель во входной электрической цепи работает на шину бесперебойного питания (ШБП), которая обеспечивает входным напряжением комплекс статических преобразователей, поддерживающих электропитание отдельных потребителей, входящих в состав объекта, для которого решается задача бесперебойного и гарантированного электропитания. Преобразователи (1-N) формируют выходное напряжение под индивидуальные требо-

вания потребителя, подключенного к выходу соответствующего преобразователя. Таким образом, для каждого потребителя в отдельности, независимо от других потребителей, формируются необходимые параметры (амплитудные, действующие значения, частоты и т. д.) и показатели качества (коэффициент мощности, гармонический состав токов и напряжения и т. д.). При этом отказ одного из выходных каналов не оказывает негативного влияния на остальные выходные каналы, что позволяет не просто обеспечить бесперебойное и гарантированное электропитание, но и повысить такой показатель надежности работы судового оборудования, как живучесть.

Система бесперебойного и гарантированного электропитания, построенная по модульному принципу, является также наиболее приемлемым решением для тех случаев, когда объект, для которого обеспечивается электропитание, состоит из большого количества

компонентов с различными требованиями к подводимой электрической энергии. В этом случае модульная система бесперебойного электропитания исключает дополнительные источники вторичного питания, поскольку такая задача уже решена в модульном агрегате. Следует отметить, что модульная система бесперебойного электропитания позволяет реализовать возможность аппаратного дооснащения на случай расширения номенклатуры питаемых потребителей. Для этого необходимо предусмотреть запас мощности во входной электрической цепи, запас емкости комплекта АКБ и места для механического и электрического монтажа дополнительных преобразователей.

Представленные в статье принципы построения систем бесперебойного и гарантированного электропитания реализованы АО «Системы управления и приборы» в рамках проектов по созданию систем и агрегатов электроснабжения для подводных лодок и надводных кораблей и судов. Опыт эксплуатации показывает их высокую эффективность в обеспечении бесперебойного и гарантированного электропитания бортовых систем, в том числе и систем безопасности и жизнеобеспечения.

Учитывая жесткие требования, предъявляемые к аппаратуре и электрооборудованию, создаваемым для указанной области применения, представленные в настоящей статье концептуальные решения могут быть успешно применены и во многих других отраслях оборонного комплекса наземного базирования, а также в составе критически важного оборудования специальных объектов.

В настоящее время вопрос расширения областей применения накопленного опыта по созданию современных систем бесперебойного и гарантированного электропитания является одним из приоритетных направлений развития деятельности АО «Системы управления и приборы».

## Отечественный высокоточный интегрированный привод ХАРЗА от «ИнноДрайв»



Компания «ИнноДрайв» запускает собственную линейку отечественных интегрированных приводов для задач высокоточного позиционирования и ответственного применения — ХАРЗА.

Модульность конструкции позволяет обеспечить гибкость при реализации решения для каждой задачи и предоставить возможность различных вариантов компоновки привода под конкретное техническое задание заказчика.

Волновой редуктор в составе привода гарантирует высокую точность передачи движения, а выбор подходящего передаточного числа создает оптимальное сочетание выходной скорости и передаваемого момента.

Различные варианты исполнения бесколлекторных двигателей на постоянных магнитах позволяют использовать питание от 24 или 48 В постоянного напряжения. Установка нормально замкнутой или нормально разомкнутой тормозной муфты обеспечивает фиксацию вала в нужном режиме. Возможность реализации одного

или двух контуров обратной связи с установкой инкрементального или абсолютного энкодеров высокого разрешения или аналогового датчика, в том числе на выходное звено редуктора, поддерживает высокую точность позиционирования системы с учетом всех элементов конструкции. Привод отличают высокий класс защиты (до IP67) и расширенный температурный диапазон  $-40\dots+65^{\circ}\text{C}$ . При этом высокая степень интеграции и компактность предоставляют широкие возможности для его установки в различные узлы ответственных систем.

Впервые привод ХАРЗА будет представлен на стенде компании «ИнноДрайв» на выставке EXPOELECTRONICA-2023, которая пройдет с 11 по 13 апреля 2023 года в Москве.

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

# Определение параметров элементов силовой схемы мостового резонансного DC/DC-преобразователя

**В статье приведена методика определения (расчета) основных параметров силовой схемы резонансного DC/DC-преобразователя, в котором используется фазовый принцип управления силовыми ключами, соединенными по схеме моста.**

Борис Глебов

Мостовые DC/DC-преобразователи обладают, как правило, значительной выходной мощностью (обычно она выше 1 кВт). Поэтому питание их входной цепи осуществляется с помощью корректора коэффициента мощности [1]. Это устройство формирует ток, потребляемый от питающей сети переменного тока, пропорциональный мгновенному значению сетевого напряжения, и, кроме того, поддерживает неизменным постоянное напряжение на своем выходе на уровне, равном  $U_e$ . Этим напряжением питается преобразователь, подключенный к выходу корректора.

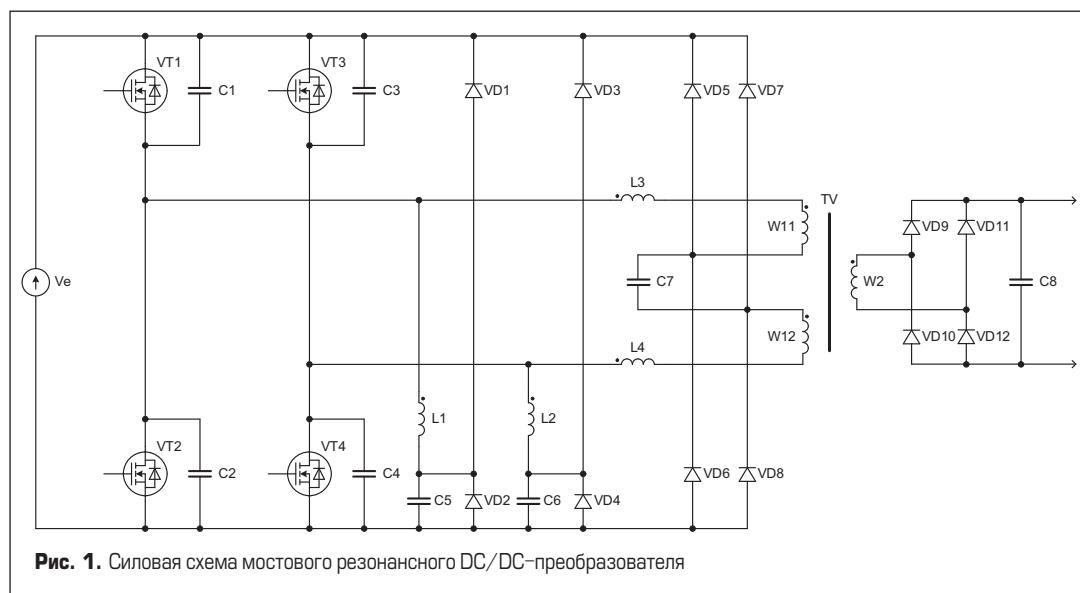
В мостовом резонансном DC/DC-преобразователе (его схема [2] приведена на рис. 1) силовые транзисторы коммутируются с рабочей частотой  $f$ , равной частоте резонанса  $f_{res}$ . Резонансная LC-цепь в устройстве образована двумя дросселями  $L_3$ ,  $L_4$  и конденсатором  $C_7$ . Дроссели выполнены с одинаковой индуктивностью обмоток ( $L_3 = L_4$ ) и  $C_{res} = C_7$ . Амплитуда знакопеременного напряжения на конденсаторе резонансной

LC-цепи ограничена на уровне напряжения питания  $U_e$  с помощью диодов VD5–VD8.

В трансформаторе TV первичная обмотка содержит две секции W11 и W12, которые имеют равное число витков ( $w_{11} = w_{12}$ ). При этом число витков первичной обмотки равно значению  $w_1 = (w_{11} + w_{12})$ .

При реализации фазового принципа управления транзисторами мостовой схемы [1] первые (VT1, VT2) и вторые (VT3, VT4) управляемся сигналами, которые образуют соответственно первую и вторую последовательности парафазных импульсных сигналов. Каждая из них содержит по два импульса, причем второй задержан относительно первого на время, равное половине периода их повторения. Длительность сигналов одинакова, и она незначительно меньше половины периода, из-за чего существует кратковременная пауза между окончанием одного сигнала и началом другого.

Вторая последовательность импульсных сигналов задержана по отношению к первой на регулируемое время, равное  $D \times (T/2)$ , где  $T = 1/f$  — длительность



периода,  $D$  — параметр регулирования. Его вариацией обеспечивается изменение выходной мощности преобразователя, передаваемой в нагрузку.

Снижение мощности в нагрузке, а следовательно, и выходной мощности преобразователя вызывает уменьшение магнитной энергии, запасаемой в его трансформаторе. Из-за этого при низких уровнях выходной мощности перестают выполняться условия для обеспечения режима отпирания силовых транзисторов при нуле напряжения на них (режим Zero Voltage Switch — ZVS) [3].

Создание условий для реализации режима ZVS в полном диапазоне изменения выходной мощности (от нуля до максимума) достигается применением технического решения, предложенного в [4]. Оно состоит в том, что энергия, необходимая для обеспечения режима ZVS, запасается в магнитных накопителях двух дополнительных LCD-цепей (snubber-цепей), подключаемых к выводам выходной цепи транзисторной мостовой схемы. Током дросселя снаббер-цепи осуществляется перезаряд емкостей силовых транзисторов, соединенных последовательно, во время коротких интервалов их запертого состояния. Тем самым в них сокращается мощность потерь. Дополнительное снижение этой мощности достигается шунтированием выходных цепей транзисторов конденсаторами.

### Расчет параметров элементов силовой схемы преобразователя

Расчет параметров элементов силовой схемы преобразователя проводится в предположении, что заданы следующие исходные данные:

- напряжение питания силовой схемы —  $U_e$ ;
- выходное напряжение преобразователя —  $U_{out}$ ;
- выходная мощность устройства —  $P_{out}$ ;
- рабочая частота коммутации силовых транзисторов —  $f$ .

Расчету подлежат:

- параметры элементов резонансной LC-цепи ( $C_7 = C_{res}$ ,  $L_3 = L_4 = L_{res}/2$ );
- параметры элементов двух снаббер-цепей ( $L_1 = L_2 = L_{sn}$ ,  $C_5 = C_6 = C_{sn}$ );
- выбор коэффициента трансформации в силовом трансформаторе TV;
- определение амплитуды токов силовых транзисторов VT1–VT4;
- определение амплитуды токов диодов VD9–VD12 выходного выпрямителя.

### Параметры элементов резонансной LC-цепи

Резонансная частота LC-цепи принимается равной рабочей частоте, то есть:

$$f_{res} = f. \quad (1)$$

Значение емкости  $C_{res}$  конденсатора резонансной LC-цепи и максимум мощности  $P_{e,max}$  которую источник питания способен передать

во входную цепь преобразователя, связаны соотношением  $P_{e,max} = 4C_{res} \times (U_e)^2 \times f$  [5].

Принимая во внимание тепловые потери в элементах силовой схемы преобразователя, следует выбирать значение  $P_{e,max}$  в соответствии с равенством  $P_{e,max} \approx 1,1P_{out}$ . В этом случае:

$$C_{res} = \frac{P_{out}}{3,6U_e^2 f_{res}}. \quad (2)$$

Значения параметров резонансной LC-цепи связаны с частотой резонанса известным равенством:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{res}C_{res}}}.$$

Тогда с учетом (1) и (2):

$$L_{res} = \frac{1}{C_{res}(2\pi f_{res})^2}. \quad (3)$$

Соответственно

$$L1 = L_{res}/2, L2 = L_{res}/2. \quad (4)$$

### Параметры элементов снаббер-цепи

Две эти цепи, первая из которых содержит элементы L1, C5, VD1, VD2, а вторая — элементы L2, C6, VD3, VD4, выполнены одинаково. Соответственно, одинаков принцип их действия, и его можно рассмотреть на примере первой снаббер-цепи.

В момент начала первого (нечетного) такта работы, совпадающего с моментом запирания транзистора VT2, из начала обмотки дросселя L1 вытекает ток, значение которого равно  $I_{sn,max}$ . В течение короткого промежутка времени, когда оба транзистора VT1 и VT2 одновременно находятся в запертом состоянии, потенциал их общей точки повышается и в момент времени  $t_0$  достигает значения потенциала шины питания, то есть  $U_e$ .

После момента  $t_0$  ток обмотки дросселя замыкается по контуру: начало обмотки L1 → VT1 (инверсно) →  $U_e$  (инверсно) → VD2 → конец обмотки L1 → начало обмотки L1. При этом ток обмотки уменьшается от значения  $I_{sn,max}$  до нуля, и это происходит в момент времени  $t_1$ . Напряжение на обмотке на интервале спада тока неизменно, и оно практически равно  $U_e$ . Соответственно, длительность этого интервала определяется равенством:

$$(t_1 - t_0) = I_{sn,max} L_1 / U_e \quad (5)$$

После окончания первого интервала транзистор VT1 переходит в состояние прямой проводимости. При этом к последовательной LC-цепи, образованной дросселем L1 и конденсатором C5, прикладывается напряжение  $U_e$ , что вызывает колебательный процесс заряда этого конденсатора от начального (в момент  $t_1$ ) нулевого уровня. В момент  $t_2$ , задержанный

относительно  $t_1$  на промежуток времени, равный четверти периода колебательного процесса, то есть:

$$(t_2 - t_1) = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{sn} C_{sn}}, \quad (6)$$

ток обмотки дросселя L1 достигает амплитудного значения. Оно, как известно, равно:

$$I_{sn,max} = U_e \sqrt{C_{sn} / L_{sn}}. \quad (7)$$

Рационально схему выполнить так, чтобы момент  $t_2$  начинался чуть раньше второго (четного) такта работы преобразователя. Этому соответствует выполнение равенства  $(t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) = 1/2 \cdot f_{sn}$ , где значение  $f_{sn}$  незначительно превышает  $f_{res}$  — например,  $f_{sn} = (1,05 - 1,1)f_{res}$ . Тогда оказывается справедливым равенство, вытекающее из соотношений (5)–(7):

$$\sqrt{L_{sn} C_{sn}} = \frac{1}{(2 + \pi) f_{sn}}. \quad (8)$$

Согласно (7) и (8):

$$C_{sn} = \frac{I_{sn,max}}{(2 + \pi) U_e f_{sn}}, \quad (9)$$

$$L_{sn} = \frac{U_e}{(2 + \pi) I_{sn,max} f_{sn}}. \quad (10)$$

Выражения (9) и (10) используются для расчета параметров снаббер-цепей.

В время второго (четного) такта процессы происходят аналогично тем, что были описаны выше. Отличие заключается в том, что напряжение на конденсаторе снаббер-цепи снижается до нуля от начального значения, равного  $U_e$ .

### Расчет коэффициента трансформации

В схеме на рис. 1 напряжение  $U_{W2}$  на вторичной обмотке трансформатора отличается от выходного напряжения  $U_{out}$  на небольшое значение падения напряжения  $U_{rect,out}$  на вентильных элементах выходного выпрямителя, то есть:

$$U_{W2} = (U_{out} + U_{rect,out}). \quad (11)$$

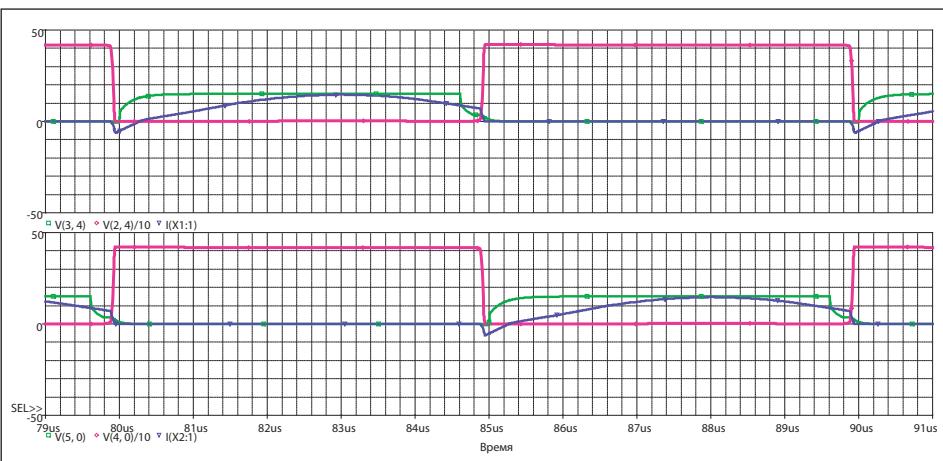
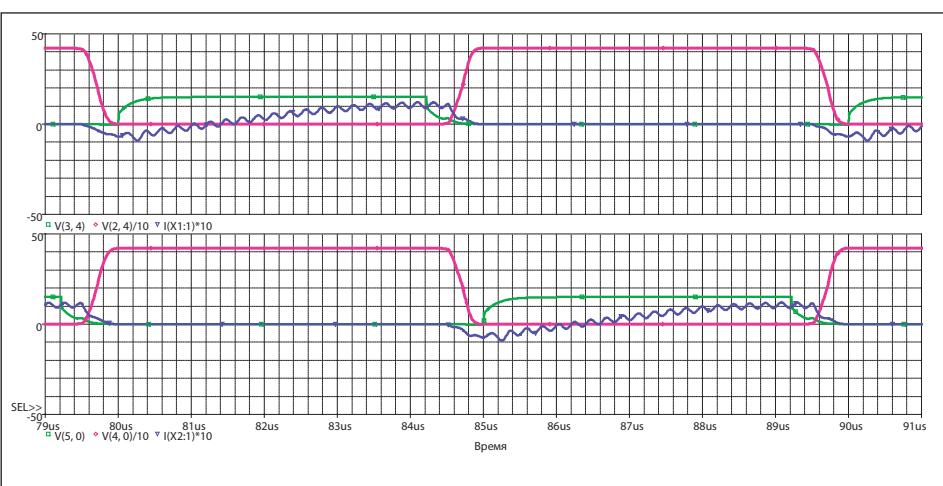
Напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора связаны соотношениями:

$$U_{W1} = U_{W2}/n_2, \quad (12)$$

$$n_2 = w_2/w_1, \quad (13)$$

где  $n_2$  — коэффициент трансформации, причем  $w_1 = (w_{11} + w_{12})$ . Таким образом, значение напряжения на первичной обмотке зависит от выбора этого коэффициента.

Приближение значения  $U_{W1}$  к уровню напряжения питания  $U_e$  можно отобразить коэффициентом  $K_U = U_{W1}/U_e$ . При его величине, близкой к единице, существенно возрастает

Рис. 2. Диаграммы процессов в транзисторах для режима управления при  $D \rightarrow 1$ Рис. 3. Диаграммы процессов в транзисторах для режима управления при  $D \rightarrow 0$ 

продолжительность накопления энергии в элементах резонансной  $LC$ -цепи. Соответственно увеличивается время нарастания выходной мощности преобразователя от нуля до максимального уровня при скачкообразном изменении режима управления между значениями  $D \rightarrow 0$  и  $D \rightarrow 1$ . Этим временем можно охарактеризовать инерционность устройства при его использовании в качестве регулятора выходной мощности.

Следует заметить, что при уменьшении  $K_U$  возрастают амплитудные значения токов в элементах силовой схемы преобразователя. На практике имеет смысл принимать  $K_U \approx 0,9$ . Таким образом, из (11)–(13) следует:

$$n_2 = \frac{U_{out} + U_{rect,out}}{K_U U_e}, \quad (14)$$



Рис. 4. Регулировочная характеристика мостового резонансного преобразователя

$$w_2 \approx w_1 \times \left( \frac{U_{out} + U_{rect,out}}{K_U U_e} \right). \quad (15)$$

В выражении (15) величина  $w_2$  округляется до ближайшего меньшего целого значения.

### Оценка максимальных значений амплитуды токов диодов в выходном выпрямителе и амплитуды токов транзисторов

Оценка основана на том, что максимум среднего значения тока выходной цепи, равный ( $P_{out}/U_{out}$ ) и реализуемый в режиме управления при значении  $D = 1$ , связан выражением:

$$I_{out,amp} = (\pi/2) \times (P_{out}/U_{out}) \quad (16)$$

с амплитудным значением  $I_{out,amp}$  этого тока. Оно, кроме того, является наибольшей амплитудой тока диодов выходного выпрямителя.

Ток вторичной обмотки трансформатора в первичную обмотку, чemu соответствует максимальное значение амплитуды токов силовых транзисторов, определяемое выражением:

$$I_{VT,amp} = (\pi/2) \times (P_{out}/U_{out}) \times (w_2/w_1), \quad (17)$$

где  $w_2$  представляется как округленная величина из выражения (15).

### Моделирование процессов в идеализированной схеме преобразователя

Такое моделирование имеет целью уточнение некоторых параметров этих процессов. К ним относятся:

- данные режима управления силовыми транзисторами;
- регулировочная характеристика в виде зависимости выходной мощности от параметра  $D$ ;
- продолжительность нарастания выходной мощности устройства от значения, равного нулю, до максимального уровня;
- наибольшее значение амплитуды токов силовых транзисторов.

Идеализация схемы состоит в том, что в ней считаются ничтожно малыми значения сопротивлений обмоток магнитных элементов (например, порядка 1 мОм), а также достаточно большим значение индуктивности намагничивания силового трансформатора (например, выше 1 мГн).

Как пример приводятся результаты моделирования схемы, в которой в качестве исходных данных было принято: напряжение питания 420 В; выходное напряжение 320 В; выходная мощность 3000 Вт; рабочая частота коммутации транзисторов 100 кГц.

При моделировании считалось, что в мостовой схеме применены силовые транзисторы типа IRFP38N60L (600 В, 38 А, 0,12 Ом) и их выходные цепи шунтированы конденсаторами емкостью 100 пФ. В магнитных

элементах сопротивления обмоток составляют значения, равные 1 мОм.

В силовом трансформаторе числа витков секций W11 и W12 первичной обмотки приняты равными значениям  $w_{11} = 15$ ,  $w_{12} = 15$ , а индуктивность одновитковой обмотки — равной значению  $L_{mag} = 10^{-5}$  Гн. Тогда индуктивности секций определяются равенствами  $L_{W11} = L_{mag} \times (w_{11})^2$  и  $L_{W12} = L_{mag} \times (w_{12})^2$ . Число витков вторичной обмотки варьируется, отвечая изменению коэффициента  $K_U$ , и оно определяется выражениями (14), (15). Индуктивность вторичной обмотки вычисляется с применением равенства  $L_{W2} = L_{mag} \times (w_2)^2$ .

Далее в тексте характеристики и параметры преобразователя приведены для устройства, в котором число витков вторичной обмотки равно 25. Этому варианту выполнения схемы отвечает отношение напряжения на первичной обмотке к напряжению питания, значение которого вычислено с использованием соотношений (14) и (15), и оно равно  $K_U = 0,917$ .

Значения  $C_{res}$ ,  $L_{res}$ ,  $L1$ ,  $L2$ ,  $C_{sn}$  и  $L_{sn}$  вычисляются с помощью соотношений (1)–(4) и (9), (10). Эти значения составляют:  $C_{res} = 4,724 \times 10^{-8}$  Ф,  $L_{res} = 5,362 \times 10^{-5}$  Гн,  $L1 = 2,681 \times 10^{-5}$  Гн,  $L2 = 2,681 \times 10^{-5}$  Гн,  $C_{sn} = 4,21 \times 10^{-9}$  Ф и  $L_{sn} = 7,426 \times 10^{-4}$  Гн.

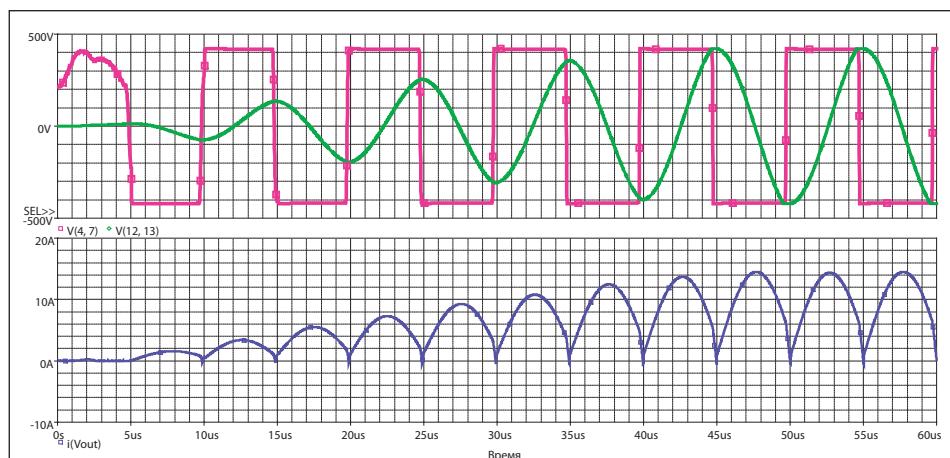
Процесс моделирования следует начинать с определения условий коммутации силовых транзисторов. Это означает, что в первую очередь осуществляется поиск значений минимальной и максимальной длительностей импульсов управления ( $T_{p,min}$ ,  $T_{p,max}$ ), которые реализуются в режимах управления при  $D \rightarrow 1$  и  $D \rightarrow 0$  соответственно. Критерием правильности выбора параметров управления служит наблюдаемая на временных диаграммах плавность изменения напряжения и тока транзисторов в процессе их коммутации при отсутствии выбросов тока.

На рис. 2 представлены диаграммы электрического процесса коммутации силовых транзисторов VT1 и VT2 при управлении в режиме  $D \rightarrow 1$ . Зеленым цветом обозначено напряжение на входной цепи транзисторов, красным — напряжение на выходной цепи, синим — ток их выходной цепи.

На рис. 3 аналогичные диаграммы приведены для режима управления при  $D \rightarrow 0$ . Ток выходной цепи транзисторов на этом рисунке показан увеличенным в 10 раз.

Регулировочная характеристика преобразователя в виде зависимости его выходной мощности от значения параметра управления  $D$  приведена на рис. 4. Из рисунка следует, что заданный уровень выходной мощности (3000 Вт) достигнут с небольшим запасом, обусловленным выбором значения емкости конденсатора резонансной цепи в соответствии с выражением (2).

Нарастание выходного тока устройства от нуля до максимума в режиме управления при параметре  $D$ , равном единице, иллюстрируется временными диаграммами, показанными на рис. 5. На нем красным цветом обозначено напряжение между



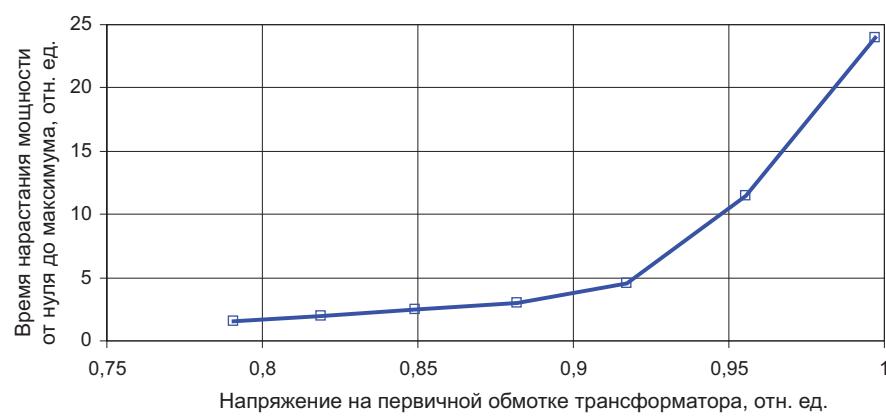
**Рис. 5.** Диаграммы напряжения на выходе мостовой транзисторной цепи и на конденсаторе резонансной цепи, а также тока выходной цепи устройства (верхние и нижние кривые соответственно)

узлами выходной цепи транзисторной мостовой схемы, зеленым — напряжение между выводами конденсатора резонансной LC-цепи, синим — ток выходной цепи DC/DC-преобразователя.

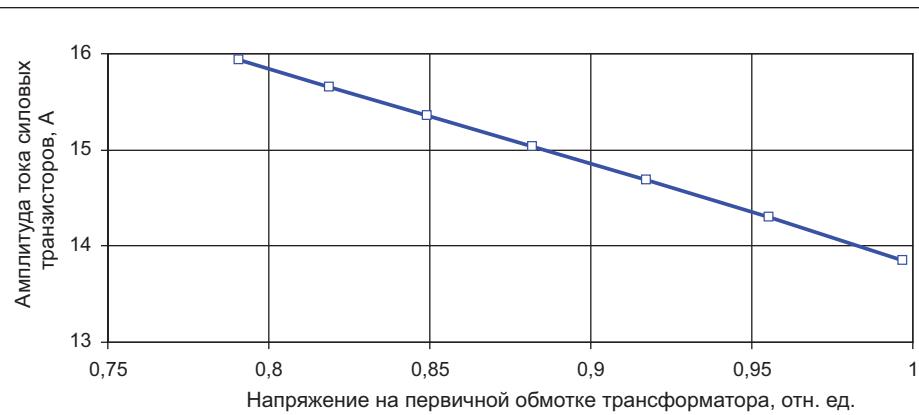
Продолжительность нарастания тока выходной цепи устройства от нуля до максимума совпадает с началом того такта, где амплитуда тока выходной цепи достигает максимального

значения и перестает возрастать при перемещении в пределах последовательности импульсов выходного тока в направлении возрастания их числа. На диаграммах, приведенных на рис. 5, например, время нарастания тока от нуля до максимума составляет 45 мкс.

На рис. 6 показано время нарастания тока выходной цепи устройства от нуля до максимума



**Рис. 6.** Время нарастания выходной мощности от нуля до максимума как функция напряжения на первичной обмотке трансформатора



**Рис. 7.** Зависимость амплитуды тока силовых транзисторов от значения напряжения на первичной обмотке трансформатора

в виде функции напряжения на первичной обмотке трансформатора, причем как время, так и напряжение выражены в относительных единицах. Время нарастания отнесено к длительности периода повторения импульсных процессов в схеме, то есть к 10 мкс, а напряжение на первичной обмотке трансформатора отнесено к напряжению питания, то есть к значению 420 В.

При уменьшении напряжения на первичной обмотке трансформатора, выраженного в относительных единицах, возрастает значение амплитуды тока силовых транзисторов, что отображено зависимостью, показанной на рис. 7.

Из сопоставления данных, приведенных на рис. 6 и 7, следует, что напряжение на первичной обмотке трансформатора, выраженное в относительных единицах, имеет смысл устанавливать в диапазоне 0,8–0,9. Тем самым достигается достаточно высокое

быстро действие преобразователя как регулятора электрической мощности, передаваемой в нагрузку, и при этом относительно невелико возрастание амплитуды токов силовых транзисторов против минимального значения, которое составляет примерно 13,8 А (согласно рис. 7).

Значения  $C_{res}$  и  $C_{sn}$ , которые были вычислены с применением формул (2) и (9), следует рассматривать как первое приближение. Имеет смысл изменить их, используя ближайшие名义ные значения емкостей конденсаторов (например, принять  $C_{res} = 47 \text{ нФ}$  и  $C_{sn} = 4,3 \text{ нФ}$ ). При этом значения  $L_{res}$  и  $L_1, L_2$  следует уточнить, используя соотношения (3) и (4), а значение  $L_{sn}$  рассчитать, применив формулу, аналогичную (3), а именно:  $L_{sn} = 1/C_{sn}(2\pi f_{sn})^2$ .

На практике в дальнейшем моделирование устройства целесообразно проводить, используя уточненные значения параметров  $C_{res}$ ,  $L_{res}$ ,  $C_{sn}$  и  $L_{sn}$ .

## Литература

- Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Изд. 2-е, испр. и доп. М.: Додэка-ХХI, 2001.
- Глебов Б. А. Патент на изобретение РФ № 2455745. Патентообладатель ЗАО «Связь инжиниринг». Двухтактный мостовой преобразователь. Гос. реестр изобретений РФ 10 июля 2012 г.
- Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. М.: Техносфера, 2011.
- Антонов В. И., Глебов Б. А. Патент на изобретение РФ № 2510864. Патентообладатель ЗАО «Связь инжиниринг». Мостовой преобразователь напряжения. Гос. реестр изобретений РФ 05 февраля 2014 г.
- Глебов Б. А. Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь в режиме заряда емкостного накопителя энергии // Силовая электроника. 2022. № 5.

## Образцы продукции от HUAJING — на складе PT Electronics



На склад PT Electronics поступили образцы продукции бренда HUAJING — это диодные модули HKKD160A 1800V, HKKD250A 1800V, HKKD500A 1800V, HKKD800A 1800V

1. Диоднотиристорные модули HKKH160A 1600V, HKKH250A 1600V, HKKH500A 1600V, HKKH800A 1600V.

2. Тиристорные модули HKKT160A 1600V, HKKT250A 1600V, HKKT5000A 1600V, HKKT800A 1600V.

Данные модули представляют собой pin-to-pin-аналоги линеек SKKD, SKKH, SKKD бренда SEMIKRON.

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

ЭЛЕКТРОНИКА  
ТРАНСПОРТ  
**2023**

Проводится в рамках Российской недели общественного транспорта

**27-29 СЕНТЯБРЯ / МОСКВА / ЦВК ЭКСПОЦЕНТР**

16-я специализированная выставка электроники и информационных технологий для пассажирского транспорта и транспортной инфраструктуры

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





**WWW.E-TRANSPORT.RU**

# Как использовать инверсные повышающе-понижающие преобразователи при работе с высоким напряжением?

**Когда возникает необходимость в создании шины отрицательного напряжения, наилучший компромисс между эффективностью и малым форм-фактором предлагает топология инверсного повышающе-понижающего конвертера.**

**Но для использования этой топологии для высоких напряжений необходимо ознакомиться с ее особенностями. В статье рассмотрены следующие вопросы:**

- **Какие существуют три основные неизолированные топологии импульсных преобразователей напряжения?**
- **Что следует учитывать при проектировании схем преобразователей с помощью повышающе-понижающего инвертирования при работе с высоким напряжением?**
- **Что необходимо учесть при работе с еще более высокими напряжениями?**

**Оlivье Гиллеман  
(Olivier Guillemant)**

**Перевод:  
Николай Бойправ**

Для формирования шины отрицательного напряжения могут быть использованы различные топологии (подробнее об этом рассказывается в [1]). Однако если полное напряжение на входе и/или выходе может превышать 24 В, а выходной ток достигать нескольких ампер, то зарядный насос и стабилизаторы отрицательного напряжения следует исключить из-за их низкой мощности. Кроме того, размер магнитных компонентов приводит к тому, что преобразователи, выполненные по типу обратноходового (Flyback converter) и построенные на базе схемы Чука (Ćuk converter), становятся довольно громоздкими. В результате для данных условий инверсные повышающе-понижающие конвертеры становятся оптимальным вариантом и обеспечивают наилучший компромисс между эффективностью и малым форм-фактором.

Но чтобы воспользоваться этими преимуществами, необходимо полностью понять действие топологии повышающе-понижающего инвертирования при работе с высоким напряжением. Прежде чем углубляться в детали, сделаем краткий обзор этой топологии, а затем сравним три основные топологии: повышающую, понижающую и инверсную повышающе-понижающую.

## Три основные неизолированные топологии

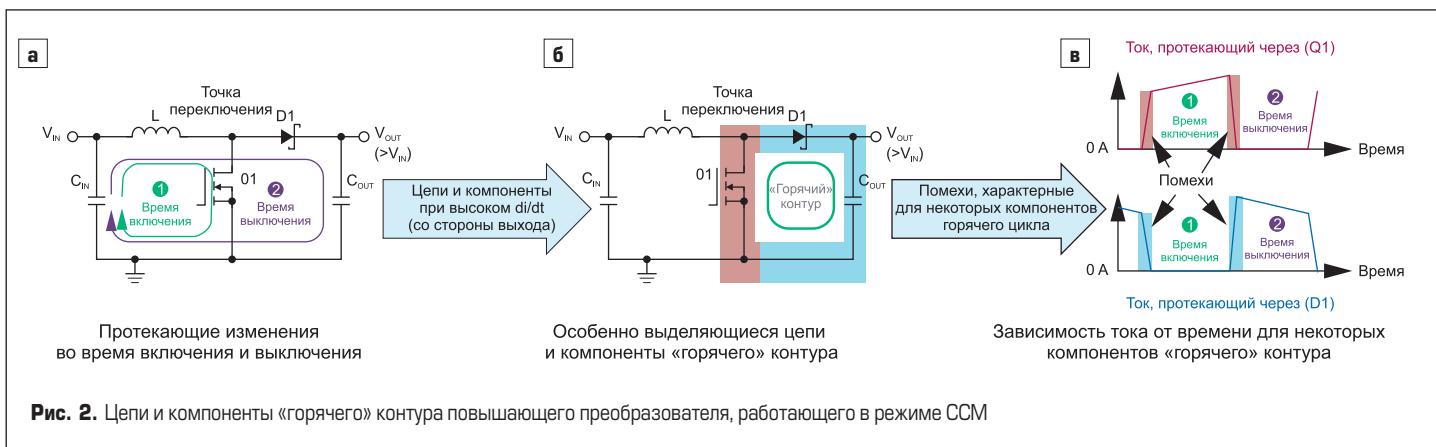
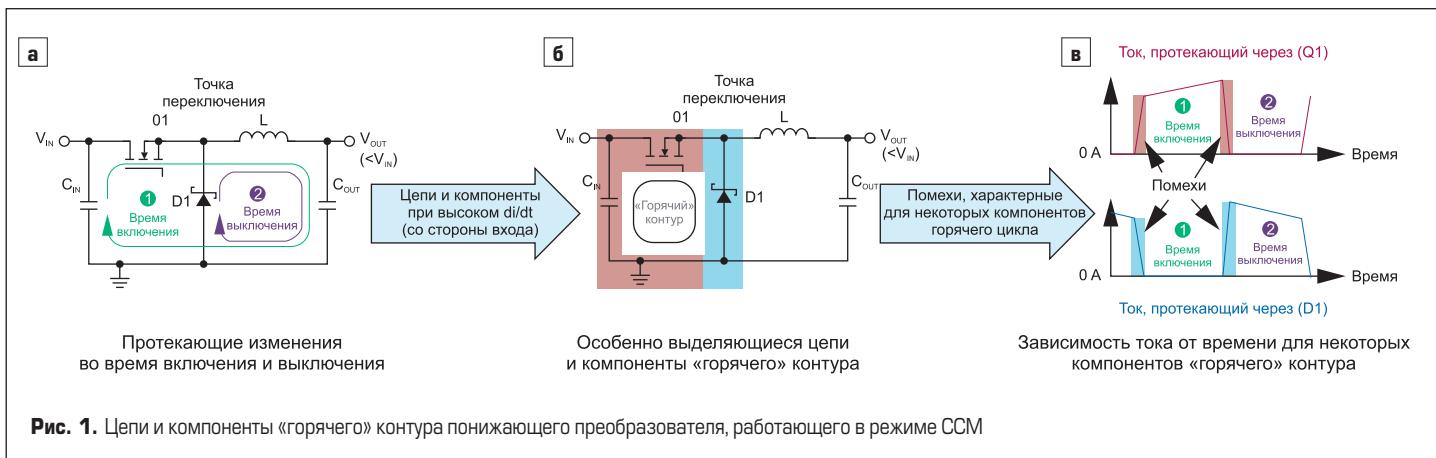
Инверсный повышающе-понижающий преобразователь относится к группе неизолированных коммути-

ционных топологий, которая состоит из трех основных типов. Все эти типы имеют в схеме управляющий транзистор (обычно MOSFET), диод (либо диод Шоттки, либо любой активный диод, синхронный с MOSFET-транзистором) и силовую катушку индуктивности, которая выступает в роли элемента для накопления заряда. Общий узел между этими тремя элементами называется точкой переключения. Расположение силовой катушки индуктивности относительно точки переключения и определяет топологию.

Если катушка расположена между точкой переключения и выходом, то получится понижающий преобразователь постоянного тока. Аналогично размещение катушки между входом и точкой переключения создает повышающий преобразователь постоянного тока. Наконец, чтобы сделать инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь постоянного тока, требуется установить катушку между точкой переключения и «землей» (GND).

Особенность компонентов и PCB-плат у всех этих топологий такова, что во время каждого переключения и даже в режиме непрерывной проводимости (CCM) возникает быстрое изменение тока, что приводит к появлению помех (выделены на рис. 1в, 2в и 3в). Электромагнитные помехи (EMI) в схеме можно уменьшить, сократив длину «горячего» контура.

Стоит упомянуть, что «горячий» контур не обязательно является физическим контуром, по которому течет ток. Действительно, для соответствующих контуров, выделенных на рис. 1–3, резкие колебания тока возникают



не в том же направлении, что для цепей и компонентов, которые образуют «горячий» контур (выделены красным и синим цветом).

Для инвертирующего понижающего преобразователя, работающего в режиме ССМ (рис. 3), «горячий» контур состоит из  $C_{IN}$ ,  $Q_1$  и  $D_1$ . По сравнению с двумя другими топологиями здесь «горячий» контур включает компоненты и с входной, и с выходной сторон. Среди этих компонентов наиболее высоким является отношение  $di/dt$ , а значит, и помехи генерируются диодом при открытии управляющего MOSFET-транзистора.

Для сглаживания излучаемых электромагнитных помех необходима тщательная проработка расположения элементов. Если на входе и/или выходе будет действовать высокое напряжение, то возможно появление новой

проблемы — возникнут дополнительные электромагнитные помехи вследствие чрезмерной пульсации тока в катушке. Данное явление появляется, когда индуктивность катушки оказывается недостаточной. Это распространенная ошибка инженеров, привыкших работать с понижающей топологией, которые применяют такие же расчеты величины индуктивности и для инвертирующей повышающе-понижающей схемы.

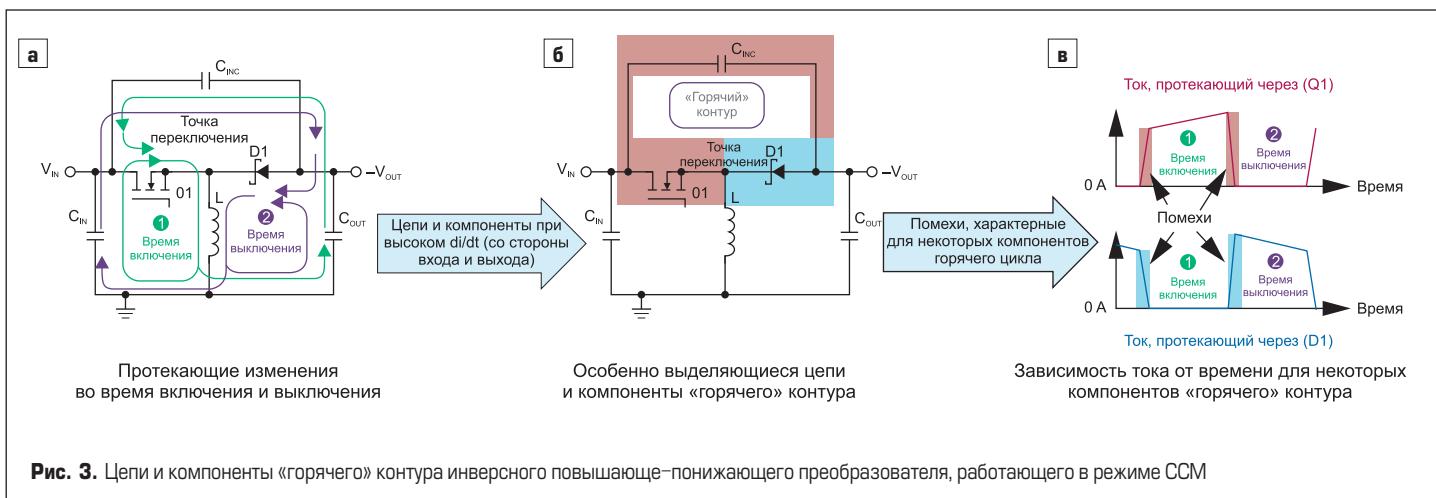
### Конструктивные особенности инвертирующего понижающе-повышающего преобразователя при высоких напряжениях

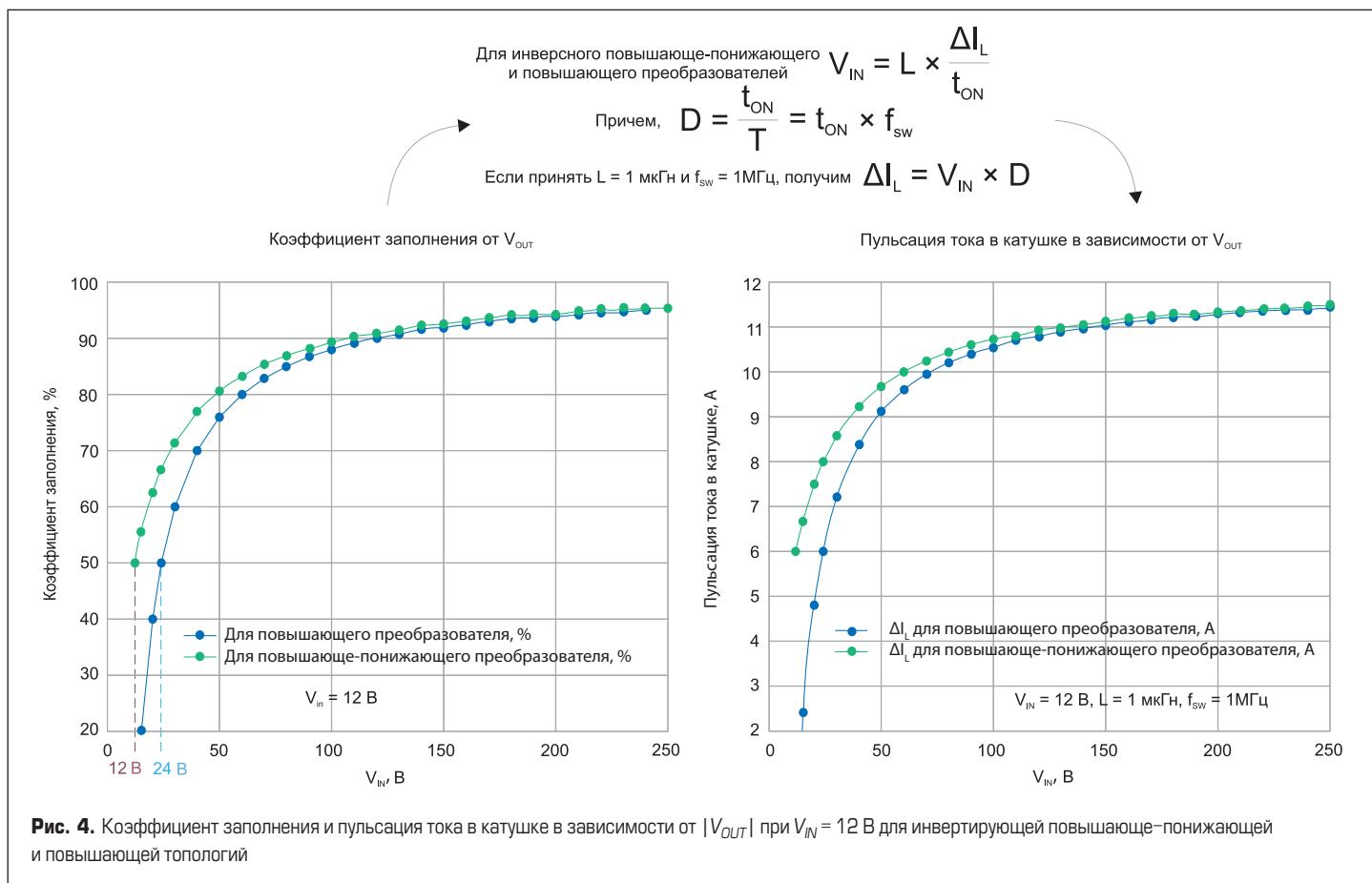
Как повышающий, так и инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь

может иметь выходное напряжение с амплитудой выше, чем у входного напряжения. Однако есть существенные различия между обеими топологиями, которые могут быть выделены с помощью соответствующих коэффициентов заполнения в режиме ССМ, — уравнения (1) и (2). Обратите внимание, что это приближения первого порядка — такие явления, как, например, падение напряжения на диодах Шоттки и силовых MOSFET-транзисторах, здесь не учитываются.

$$D_{INVERTING\_BUCK\_BOOST} = \frac{|V_{OUT}|}{V_{IN} + |V_{OUT}|}, \quad (1)$$

$$D_{BOOST} = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}. \quad (2)$$





Слева на рис. 4 показан график, выражающий приближение первого порядка для изменения коэффициента заполнения в зависимости от  $|V_{OUT}|$  при  $V_{IN} = 12 \text{ В}$ . График в правой части рис. 4 иллюстрирует изменение пульсации тока катушки в зависимости от  $V_{OUT}$  при частоте переключения ( $f_{sw}$ ), равной 1 МГц, и индуктивности силовой катушки 1 мкГн.

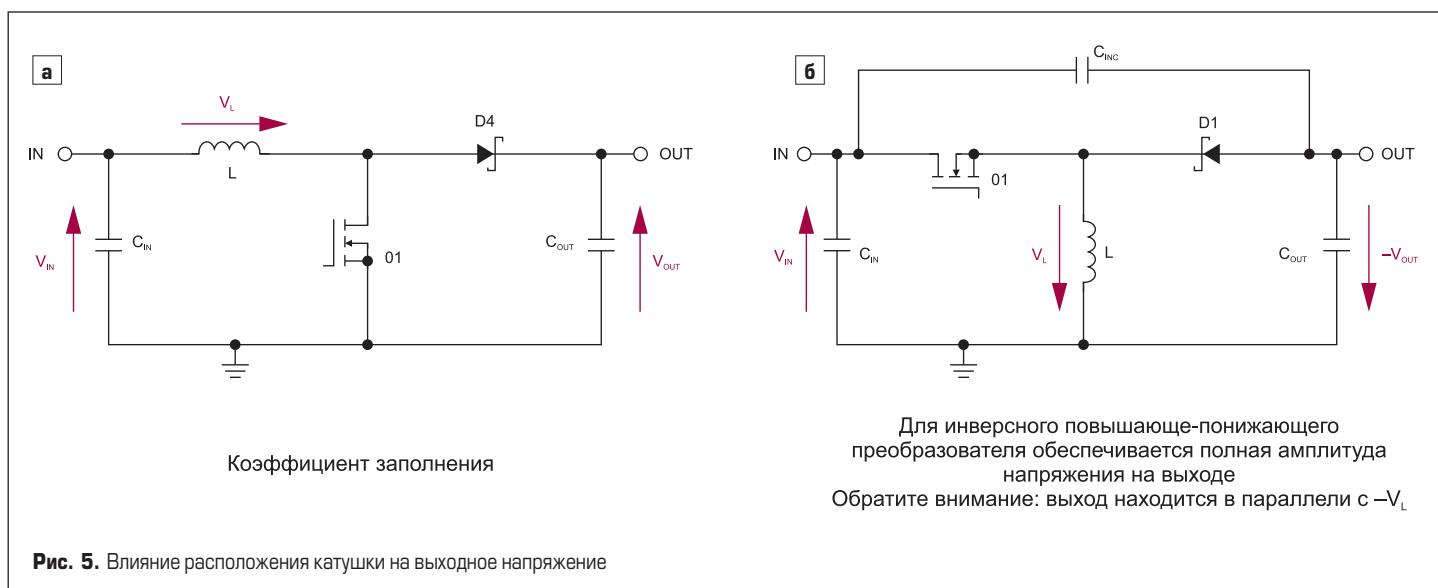
Из графиков на рис. 4 видно, что коэффициент заполнения инвертирующего повышающе-понижающего преобразователя превысит 50% при гораздо более низком  $|V_{OUT}|$ , чем у повышающего преобразователя (12 и 24 В соответственно). Почему так происходит, показано на рис. 5.

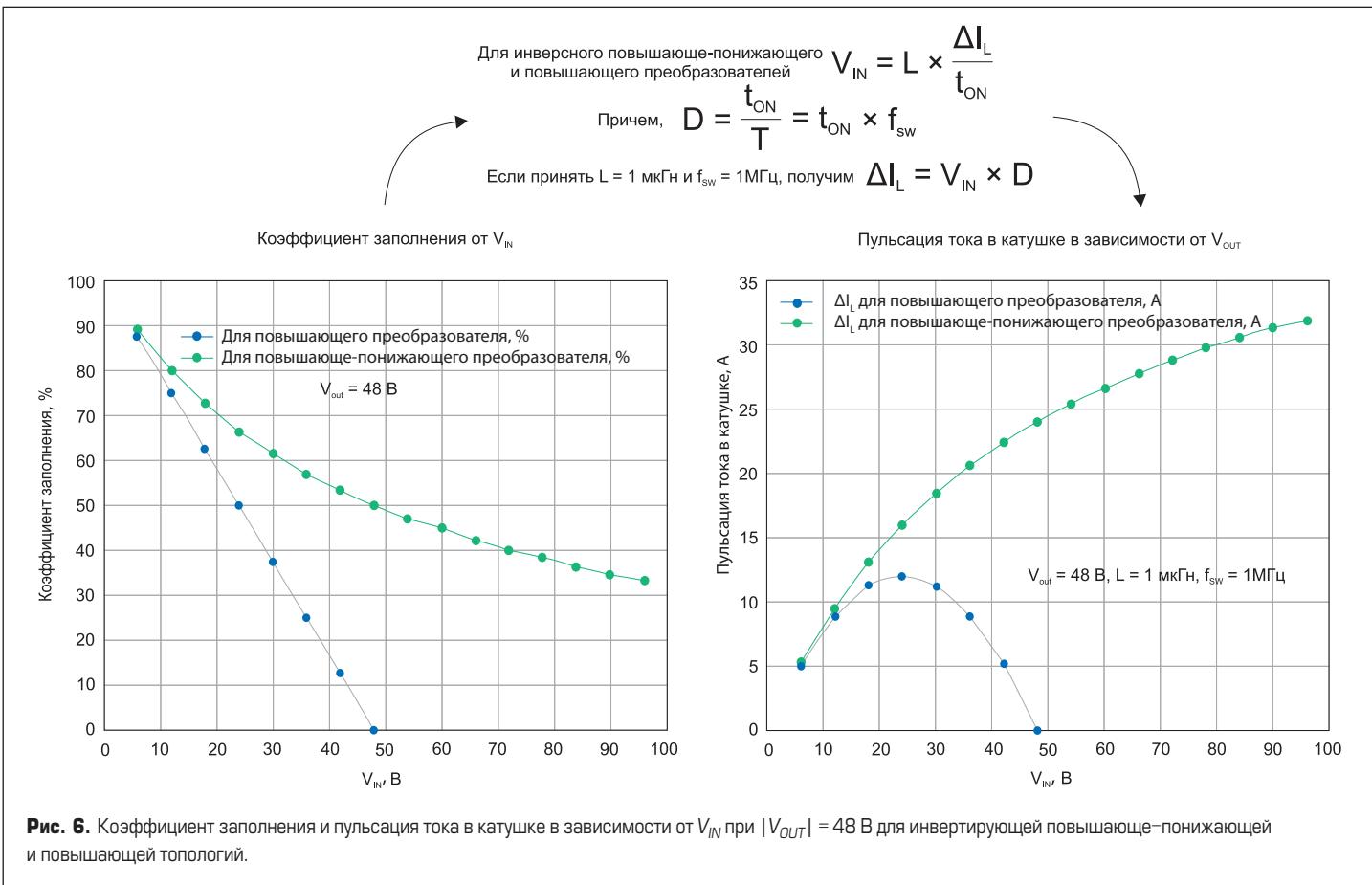
В схеме повышающего преобразователя катушки индуктивности находится между входом и выходом. Для обеспечения требуемого выходного напряжения  $V_{OUT}$  напряжение на катушке индуктивности  $V_L$  складывается с  $V_{IN}$ . Однако для инвертирующего повышающе-понижающего преобразователя  $V_L$  является единственным фактором, влияющим на выходное напряжение. В этом случае катушка индуктивности должна отдавать гораздо больше энергии на выход, что объясняет, почему коэффициент заполнения достигает 50% при гораздо меньшем  $|V_{OUT}|$ .

Другими словами, по мере уменьшения соотношения  $|V_{OUT}|/V_{IN}$  коэффициент за-

полнения уменьшается гораздо медленнее для инвертирующего повышающе-понижающего преобразователя, чем для повышающего. Этот важный фактор обязательно следует учитывать в процессе проектирования, и его влияние можно лучше понять, изучив рис. 6, где в первом приближении показаны коэффициент заполнения и пульсация тока катушки, но на этот раз в зависимости от  $V_{IN}$ .

На рис. 6 показано, что пульсация тока катушки ( $\Delta I_L$ ) пропорциональна  $V_{IN}$  и  $D$ . В повышающем преобразователе, когда  $V_{IN}$  достигает уровня половины  $V_{OUT}$ , коэффициент заполнения уменьшается быстрее,



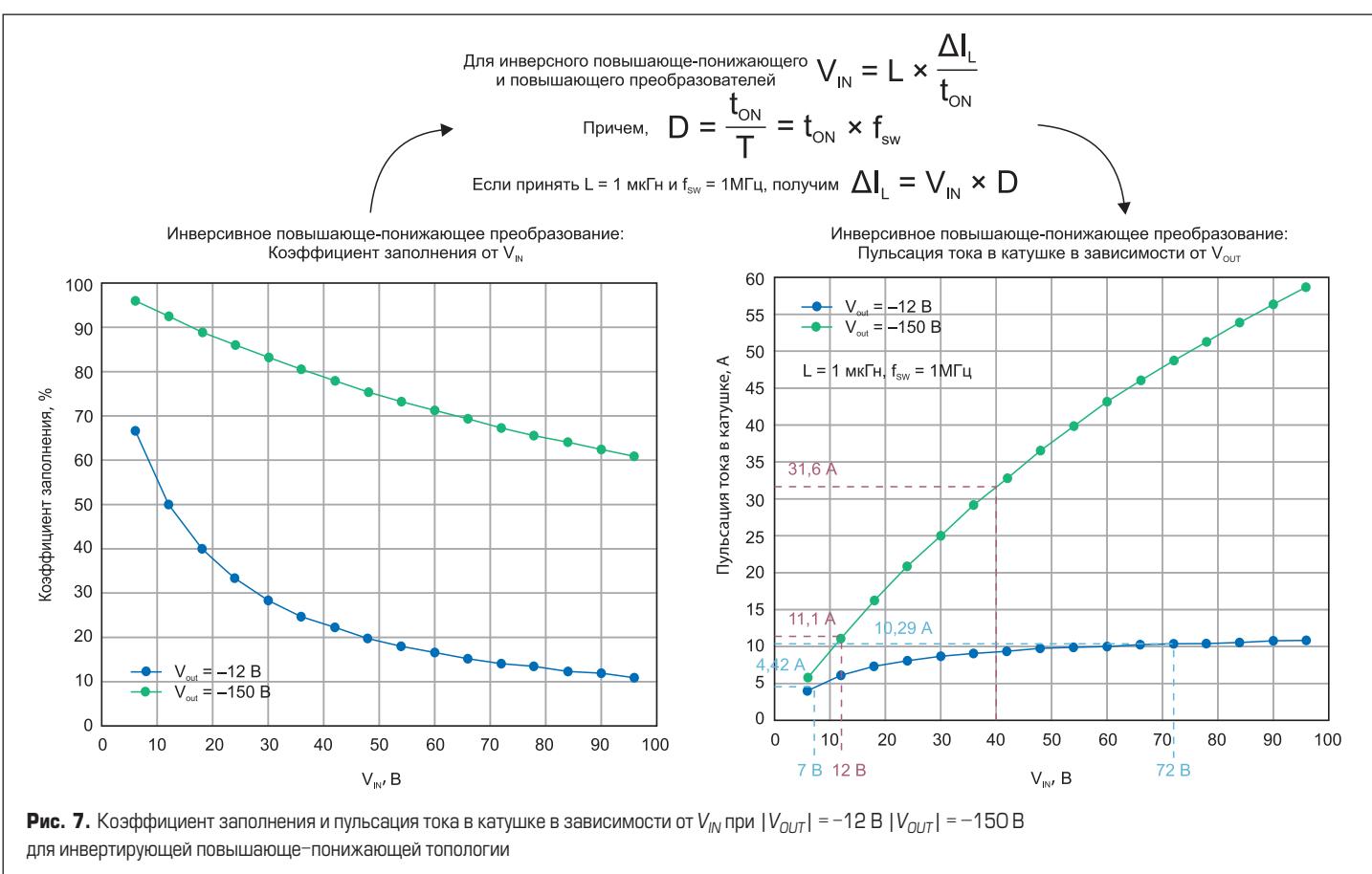


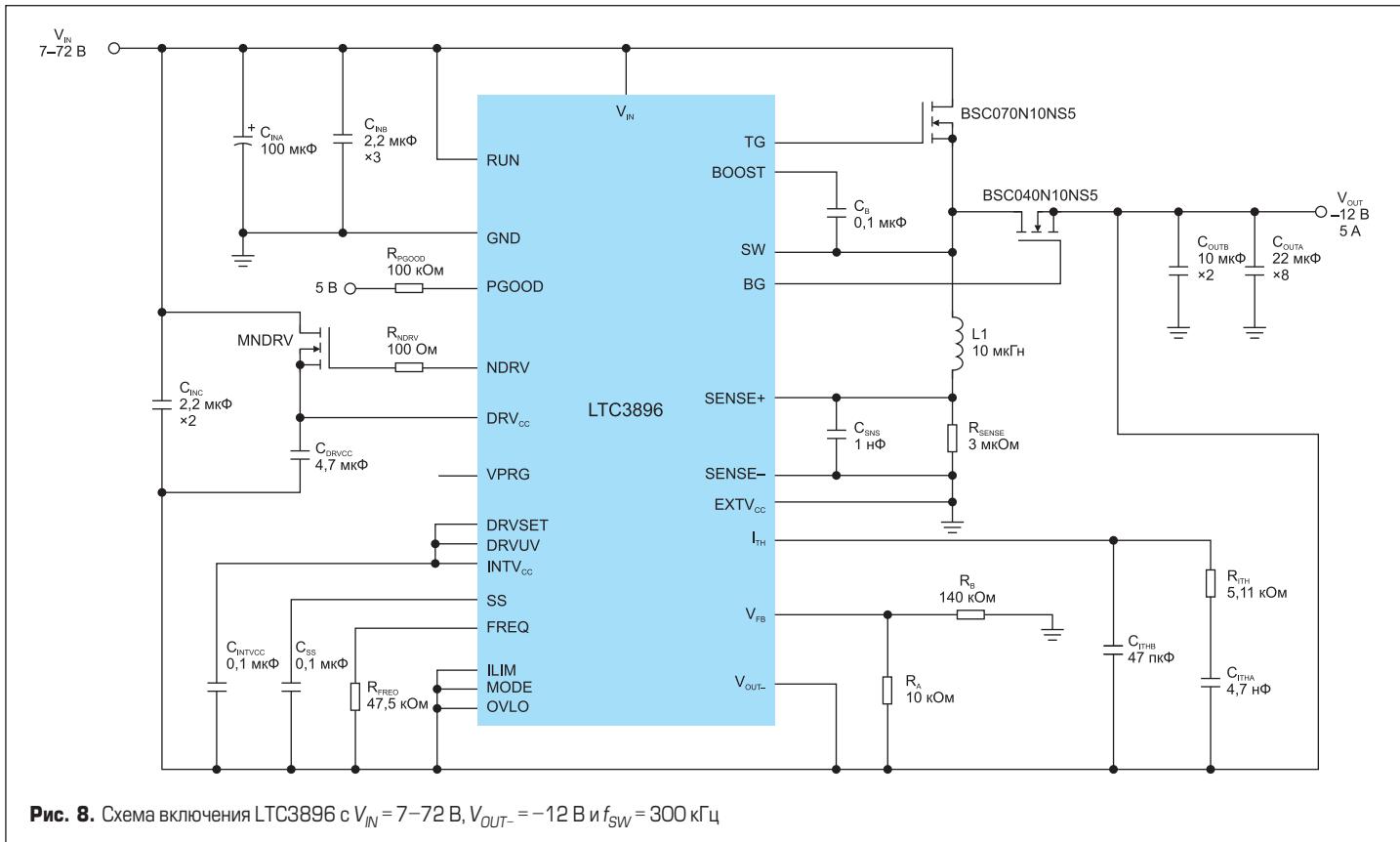
чем увеличивается  $V_{IN}$ . Так, имея значение  $D = 50\%$  при  $V_{IN} = 24 \text{ В}$ , при  $V_{IN} = 42 \text{ В}$  снижается примерно в 4 раза (синяя кривая на графике слева). Таким образом,  $\Delta I_L$  скачкообраз-

но уменьшается при  $V_{IN}$  выше 24 В (синяя кривая на графике справа).

Ранее на рис. 4 было показано, что для инвертирующего повышающе-понижающего

преобразователя снижение  $D$  происходит очень медленно, при уменьшении значения  $|V_{OUT}| / V_{IN}$ . Другими словами,  $V_{IN}$  увеличивается до фиксированного значения  $|V_{OUT}|$ .

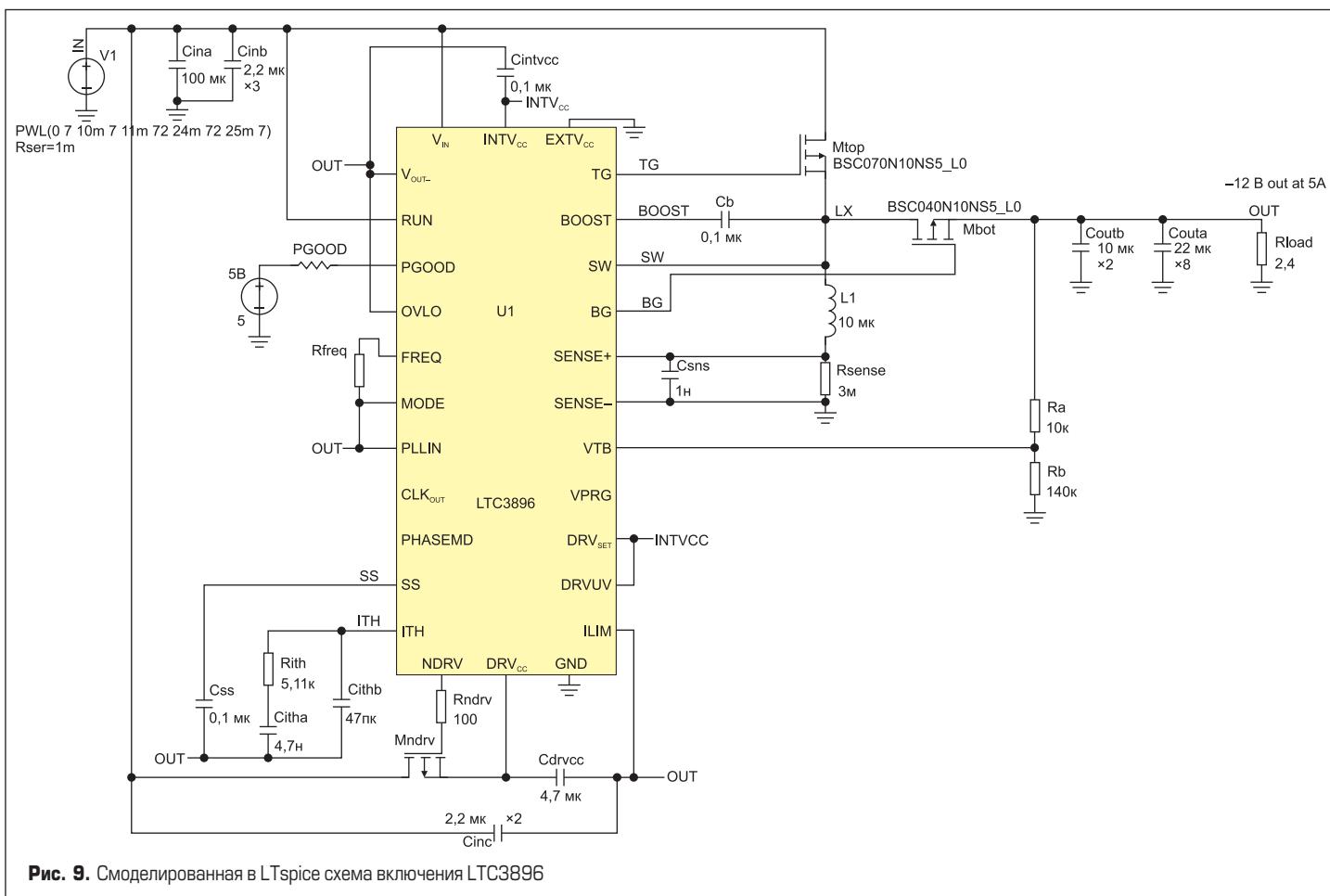




Это видно по зеленой кривой на левом графике рис. 6, где коэффициент заполнения теряет всего 25% при увеличении  $V_{IN}$  на 62,5%, с 48 до 78 В. Поскольку умень-

шение  $D$  не компенсирует увеличение  $V_{IN}$ , пульсация тока катушки значительно увеличивается с повышением  $V_{IN}$  (зеленая кривая на графике справа).

В целом, более высокая пульсация тока катушки, которая может возникнуть в инвертирующем повышающе-понижающем преобразователе в условиях работы на высоком



напряжении в сравнении с повышающим, объясняет, почему первая топология требует более высоких значений индуктивности катушки при работе с одинаковой частотой переключения. Попробуем применить эти выводы на примере (рис. 7).

### Применение с широким диапазоном входного напряжения и высоким выходным током

Рассмотрим практический случай использования при диапазоне входного напряжения  $V_{IN} = 7\text{--}72$  В и с выходом  $V_{OUT} = -12$  В при 5 А. Учитывая высокий выходной ток, выберем синхронный контроллер LTC3863, который способствует достижению высокой эффективности.

#### Выбор индуктивности

При работе LTC3863 в режиме ССМ рекомендуется поддерживать  $\Delta I_L$  в диапазоне 30–70% от максимального значения силы тока на входе и выходе, что в нашем примере составляет 5 А. Следовательно, необходимо достичь  $\Delta I_L$  в пределах 1,5–3,5 А во всем диапазоне входного напряжения.

При этом, оставаясь в пределах рекомендуемого диапазона 30–70% от  $I_{OUT}$  максимум, что можно позволить, — соотношение до 2,33 (то есть 70%, деленное на 30%, — между самым высоким и самым низким значением пульсации тока в заданном диапазоне входного напряжения). Это нетривиальная задача для инвертирующей повышающе-понижающей топологии, где  $\Delta I_L$  значительно изменяется в зависимости от  $V_{IN}$ , о чем говорилось ранее.

Вернемся к рис. 7. При  $f_{SW} = 1$  МГц и  $L = 1$  мкГн пульсация тока на катушке будет колебаться в диапазоне 4,42–10,29 А, что слишком много для заданных требований.

Для того чтобы установить наименьшее значение  $\Delta I_L$  на рекомендуемый нижний предел 1,5 А или 30% от  $I_{OUT, MAX}$ , нужно втрое сократить существующее значение 4,42 А. Этого можно достичь, установив  $f_{SW}$  на 300 кГц с помощью резистора 47,5 кОм на выводе FREQ и выбрав индуктивность 10 мкГн. Действительно, это уменьшит  $\Delta I_L$  на  $(1 \text{ мкч} \times 1 \text{ МГц}) / (300 \text{ кГц} \times 10 \text{ мкч}) = 1/3$ .

Согласно данным расчетам, пульсация тока катушки  $\Delta I_L$  теперь должна варьироваться примерно от 1,5 до 3,4 А (30–68% от  $I_{OUT, MAX}$ ) во всем диапазоне входного напряжения, что находится как раз в пределах рекомендуемых значений. Мы получаем схему, представленную на последней странице датапита LTC3863 (рис. 8).

#### Проверка выбранной индуктивности с помощью LTspice

Получить более точные значения токовых пульсаций в катушке можно, смоделировав схему включения LTC3863 в LTspice (рис. 9).

Согласно результату эмуляции работы схемы,  $\Delta I_L$  равно примерно 1,45 и 3,5 А при  $V_{IN} = 7$  и 72 В соответственно, что согласуется со значениями приближения первого порядка,

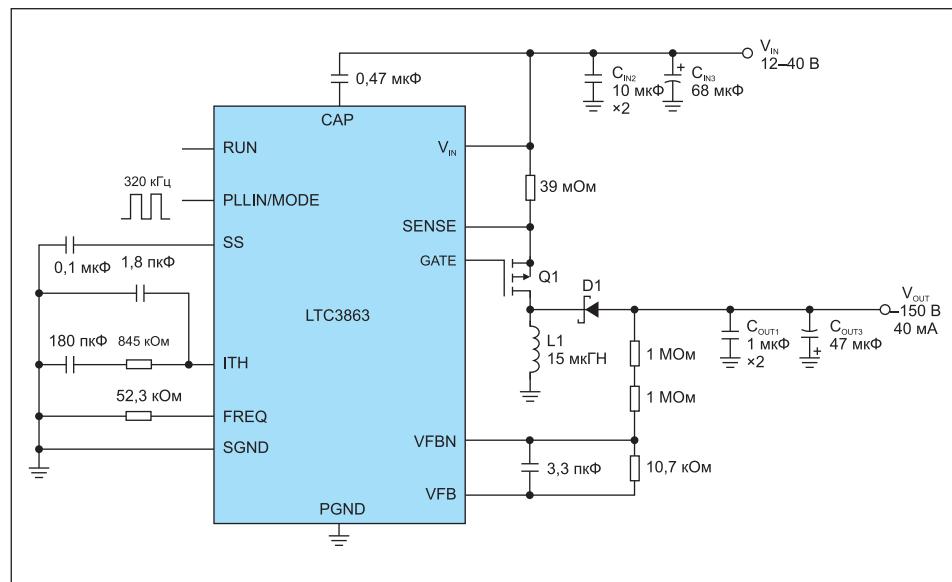


Рис. 10. Смоделированная в LTspice схема включения LTC3863 ( $V_{IN} = 12\text{--}40$  В,  $V_{OUT} = -150$  В и  $f_{SW} = 320$  кГц)

ранее полученными с помощью рис. 7 и при расчетах  $f_{SW}$  и  $L$ .

Преимуществом моделирования в LTspice является определение пикового тока катушки, возникающего во время работы, получаемого при самом низком входном напряжении 7 В. Пиковый ток катушки для нашего примера близок к 15,4 А. Зная это значение, можно выбрать силовую индуктивность с достаточно высоким номинальным током.

#### Проектирование с еще более высокими выходными напряжениями

Рассмотрим гипотетический случай, показанный на рис. 7, с диапазоном  $V_{IN}$  12–40 В и  $V_{OUT}$  равным -150 В.

Первое замечание: пульсация становится значительно выше при более высоком  $V_{OUT}$  при сохранении значений  $f_{SW}$  и  $L$ . Такие высокие  $\Delta I_L$  часто неприемлемы. Следовательно, пришлось бы применить более высокий коэффициент в вычислениях, нежели в предыдущем примере. Это означает, что величина индуктивности окажется больше при одинаковых  $f_{SW}$ .

Второй момент относится к изменению  $\Delta I_L$  во всем диапазоне входного напряжения.

Для предыдущего примера с  $V_{OUT} = -12$  В  $\Delta I_L$  увеличивался примерно в 2,33 раза от самой низкой величины пульсации к самой высокой, при этом входное напряжение увеличивалось более чем в 10 раз. В случае если  $V_{OUT} = -150$  В,  $\Delta I_L$  уже увеличивается в 2,85 раза. И это несмотря на то, что входное напряжение увеличивается только в 3,33 раза — с 12 до 40 В.

К счастью, такие проблемы характерны только для режима ССМ. При работе в режиме прерывистой проводимости (DCM) такие ограничения, как 30–70% от  $I_{OUT(MAX)}$ , больше не применяются. Как бы то ни было, было бы слишком сложно выполнить за один шаг преобразование  $V_{IN} = 12$  В в  $V_{OUT} = -150$  В при  $I_{OUT(MAX)} = 5$  А. В любом

случае, когда требуются такие преобразования напряжения, требования к выходному току, как правило, невелики, а это означает, что мы работаем в режиме постоянного тока. Так работает, например, DC/DC-преобразователь LTC3863, схема включения которого показана на рис. 10.

Если будущая схема станет работать с низкими токами, использование несинхронного контроллера, такого как LTC3863, оправдано и способно обеспечить приемлемую эффективность. Для подбора индуктивности при работе в режиме DCM схемы LTC3863 можно воспользоваться LTspice.

#### Вывод

«Горячий» контур инвертирующей повышающе-понижающей топологии включает компоненты, расположенные как на входной, так и на выходной сторонах, что делает их компоновку более сложной для реализации.

Хотя существуют некоторые аналогии с повышающим преобразователем, в инвертирующем повышающе-понижающем конвертере возникает гораздо большая пульсация тока в аналогичных условиях, поскольку единственным источником энергии на выходе является его катушка (если пренебречь выходной емкостью).

У повышающе-понижающих преобразователей для высоковольтных приложений пульсация тока катушки может быть еще выше. Чтобы сгладить возникающие помехи, используются более высокие значения индуктивности в сравнении с повышающей топологией. На практическом примере было рассмотрено, как быстро рассчитать индуктивность в зависимости от условий применения.

#### Литература

- Dostal F. The art of generating negative voltages // Power Systems Design. 2016. Vol. 8. Iss. 1.

# Стенды для проверки генераторов и стартеров серии СКИФ

**АО «Завод «Комета» является разработчиком и производителем стендов для проверки генераторов и стартеров серии СКИФ-1-05. Изделие имеет настольную конструкцию (рис. 1), а также небольшие габариты и вес, поэтому его можно использовать как в небольших автомастерских широкого профиля, так и в специализированных ремонтных центрах.**

**Андрей Пивень**

**С**тенд предназначен для проверки технического состояния и работоспособности снятых с автомобиля генераторных установок и стартеров с номинальным напряжением 12 и 24 В. Напряжение питания стендов может быть 220 или 380 В.

В зависимости от комплектации (табл.) стенд позволяет:

- осуществлять проверку генераторов с терминалами D+, L, P-D, FR-SIG, COM (LIN/BSS), а также генераторов с внешними регуляторами напряжения;
- контролировать ток и напряжение проверяемого генератора в требуемом диапазоне нагрузок и частот вращения;
- выводить на экран ПК параметры проверяемого генератора в виде осциллограмм выходного напряжения, тока, а также осуществлять распечатку протокола измерений в виде диагностической карты;
- изменять параметры нагрузки генератора (ступенчато);
- регулировать частоту вращения электродвигателя привода генератора (плавно);
- проверять электрические параметры стартеров мощностью до 9 кВт в режиме холостого хода.

Стенд СКИФ-1-05 имитирует работу бортовой сети автомобиля и имеет в своем составе аккумуляторные батареи 12 и 24 В; встроенную регулируемую нагрузку; амперметр и вольтметр; электрический привод; силовой источник питания для стартера, механизмы крепления генератора к электроприводу, индикаторы отображения параметров работы, управление нагрузкой, частотный преобразователь\*, встроенный блок питания.

Проверка генератора осуществляется следующим методом: генератор закрепляется на подвижной каретке стенда с помощью входящих в комплект стяжки или кронштейна, устанавливается приводной ремень и производится его натяжка вращением ручки подвижной каретки. Далее устанавливается величина напряжения бортовой сети (12 или 24 В) и контролируется правильность его выбора. Генератор подключается к стенду в соответствии со схемой включения используемого терминала (схемы отображены в паспорте) с помо-

\*В зависимости от комплектации.

**Рис. 1.** Стенд СКИФ-1-05

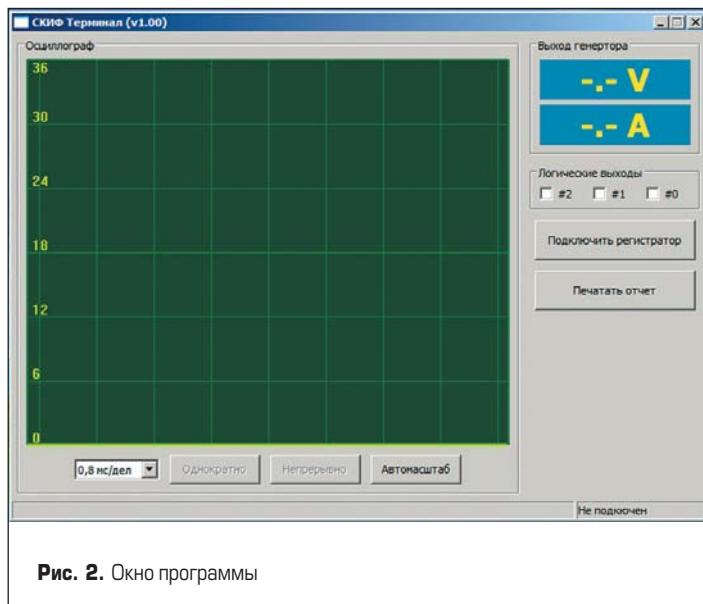


Рис. 2. Окно программы

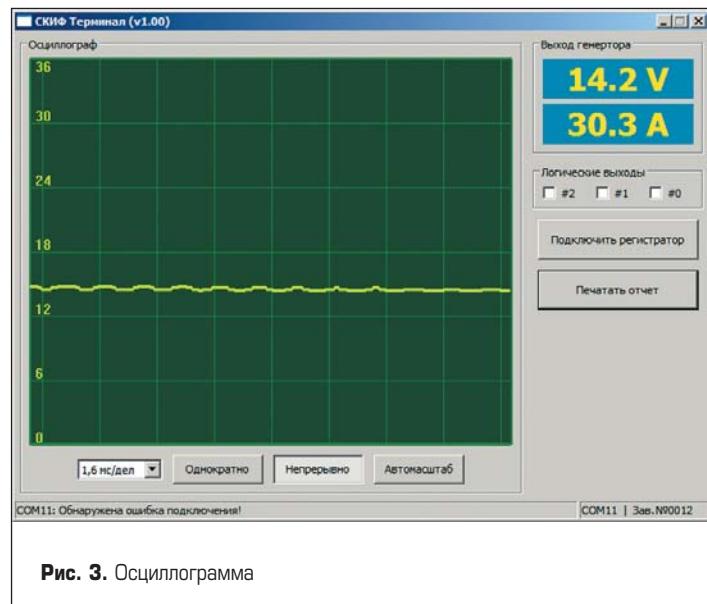


Рис. 3. Осциллографма

шью комплектных проводов. При проверке генераторов с внешним регулятором напряжения необходимо дополнительно использовать внешние регуляторы от автомобиля конкретной марки и приставки-имитаторы сигналов управления генераторами сторонних производителей. Плавное изменение частоты вращения электродвигателя привода осуществляется при помощи частотного преобразователя. При этом необходимо контролировать момент возбуждения генератора и начало подачи напряжения заряда. Затем необходимо увеличить обороты привода до нужного значения (диапазон 0–3000 об/мин) и начать подключать нагрузку (ступенчато) в зависимости от номинального тока генератора. При отсутствии возбуждения генератора нагрузку подключать не следует. Требуется отключить генератор и устранить причину неработоспособности. Время работы под нагрузкой ограничивается 1–2 мин во избежание перегрева встроенных нагрузочных резисторов. При возникновении перегрузки сработает автоматическое защитное отключение привода.

Проверка работы стартеров предполагает установку на стенде, выбор напряжения (12 или 24 В), подключение с помощью комплектных проводов к стенду по установленной схеме (отображена в паспорте) и подачу напряжения на стартер. Необходимо оценить плавность вращения стартера, отсутствие посторонних шумов и вибраций, проанализировать ток потребления в режиме холостого хода, падение напряжения.

При использовании комплекта связи с ПК при испытаниях генераторов можно увидеть на экране монитора параметры величин тока, напряжения и осциллограммы выходного напряжения генератора с последующим выводом информации на печать. Для подготовки персонального компьютера к организации связи со стендом необходимо установить драйвер кабеля-конвертера с установочного диска. При корректной установке при запуске программы появится окно (рис. 2).

Таблица. Возможные варианты комплектации стендов СКИФ-1-05

№ п/п	Характеристика	СКИФ 1-05	СКИФ 1-05/220	СКИФ 1-05А	СКИФ 1-05А/220	СКИФ 1-05М
1	Тип подключаемых терминалов	D+, L, P-D, FR-SIG	D+, L, P-D, FR-SIG, COM (LIN/BSS)			
2	Ток нагрузки, макс. (при 14 В), А	110	110	110	110	190
3	Ток нагрузки, макс. (при 28 В), А	55	55	55	55	100
4	Число ступеней регулировки нагрузки	7	7	7	7	7
5	Диапазон изменения частоты вращения двигателя привода, об/мин	0–3000	0–3000	3000**	3000**	0–3000
6	Питание, В (50 Гц)	3×380	220	3×380	220	3×380
7	Номинальное напряжение встроенных аккумуляторных батарей, В	12/24	12/24	12/24	12/24	12/24
8	Напряжение (максимальный ток силового источника питания стартеров), В	12/24 (до 130 А)				
9	Напряжение (ток) встроенного источника питания, В	12/24 (5 А)				
10	Потребляемая мощность, кВт	2,2	2,2	2,2	2,2	4
11	Габариты, мм	635×670×530	635×670×530	635×670×530	635×670×530	635×670×530
12	Масса, кг, не более	60	60	60	60	95

Примечания. \*\*Параметр не регулируется (частотный преобразователь отсутствует).

Непосредственно подключение к стенду осуществляется с помощью кабеля, имеющего разъем USB (к ПК) и вилку (к стенду). После этого включить стенд, в окне программы нажать кнопку «Подключить регистратор», и управление станет активным. Затем следует нажать на кнопку «Непрерывно» и начать испытания генератора. При этом на экране окна программы появится осциллограмма выходного напряжения генератора, а в правом верхнем углу окна — значения тока и напряжения в текущий момент времени (рис. 3).

В выпадающем меню можно изменять значение разрешения горизонтальной развертки (мс/дел.) и масштаб вертикальной развертки для обеспечения удобного восприятия осциллограммы. Результаты измерений можно вывести на печать в виде диагностической карты.

Конструкция узлов стенда рассчитана на длительное функционирование при минимальном уходе. Для обеспечения нормальной работы стенда в течение всего срока его эксплуатации следует периодически проводить профилактический осмотр и техническое обслуживание.

Освоен вариант стенда без возможности проверки стартеров серии СКИФ-1-04 (отсутствует стартерный блок), имеющего сходные технические характеристики по проверке генераторов.

За время эксплуатации стенд зарекомендовал себя как надежное и удобное устройство, позволяющее проверять генераторы и стартеры с минимальными затратами.



АО «Завод «Комета»  
173003, г. Великий Новгород, ул. Великая, 20  
e-mail: sales@kometa53.ru  
тел. +7(8162) 335-390  
[www.kometa53.ru](http://www.kometa53.ru)

# ШКОЛА MATLAB.

Виртуальные лаборатории устройств  
силовой электроники и электромеханики  
в среде Matlab+Simulink

Урок 40. Гибридная мехатронная система  
с суммированием механических мощностей  
на выходном валу.

**В статье представлена методика аналитического и модельного исследования гибридной мехатронной системы (ГМС), содержащей два электропривода, исполнительные двигатели которых соединены общим валом, а активные полупроводниковые преобразователи питаются от общего источника постоянного напряжения. Такие системы находят применение в электрическом транспорте и некоторых подъемно–транспортных механизмах, так как позволяют улучшить энергетические, массогабаритные и эксплуатационные характеристики [11–15]. Благодаря этому КПД ГМС при небольших и средних нагрузках повышается, а надежность установки увеличивается.**

**Исследование рассматриваемой ГМС, как это было предложено в [4], включает четыре этапа и содержит математическое описание электромагнитных процессов передачи и преобразования мощности, расчет электромагнитных, электромеханических и энергетических характеристик, структурное (не всегда) и имитационное моделирование.**

**Сергей Герман–Галкин,  
д. т. н., профессор СГМТУ**

ggsg@yandex.ru

Необходимость в двухдвигательных электроприводах может возникнуть при отсутствии электродвигателей требуемой мощности, из конструктивных соображений, а также при стремлении повысить надежность и получить некоторые дополнительные возможности в отношении регулирования скорости. Такие системы электропривода часто используют в тех случаях, когда необходимо уменьшить момент инерции системы; когда габариты системы не позволяют установить один электродвигатель на полную мощность; если для получения пониженных скоростей или улучшенных тормозных характеристик электропривода целесообразней применить специальные механические характеристики двух электродвигателей, один из которых работает в двигательном режиме, а второй — в тормозном.

Цель статьи — демонстрация возможности построения такой ГМС и оценка ее энергоэффективности. Для реализации поставленной цели в статье решаются следующие задачи:

## Введение

- аналитическое описание и расчет электромагнитных, электромеханических и энергетических характеристик ГМС в установленныхся режимах работы;
- разработка виртуальной модели ГМС и осуществление модельного исследования;
- сравнение результатов аналитического расчета и моделирования.

## Блок–схема гибридной мехатронной системы

Блок–схема рассматриваемой ГМС приведена на рис. 1. Она содержит два отдельных электропривода, чья электрические машины связаны общим валом.

Синхронная магнитоэлектрическая машина (СММ1) с автономным инвертором (АИ1) и его системой управления (СУАИ1) образует электромеханический модуль (ЭММ1). Этот ЭММ1, снабженный регулятором скорости (РС), служит электроприводом, в котором поддерживается заданная скорость ( $\omega^*$ ) вращения общего вала.

Синхронная магнитоэлектрическая машина (СММ2) с автономным инвертором (АИ2) и его системой управления (СУАИ2) образует электромеханический модуль (ЭММ2). Этот ЭММ2, снабженный регулятором тока (РТ), является электроприводом, в котором поддерживается заданный момент ( $T_b^* = c_T p I_q^*$ ). Сумма моментов обоих электроприводов в установленном режиме равна моменту нагрузки, приложенному к валу ГМС.

Датчик положения ротора (ДПР) обеспечивает синхронизацию угла поворота вала в обоих электроприводах и ориентацию их противоЭДС по оси, перпендикулярной полю ротора СММ1 и СММ2.

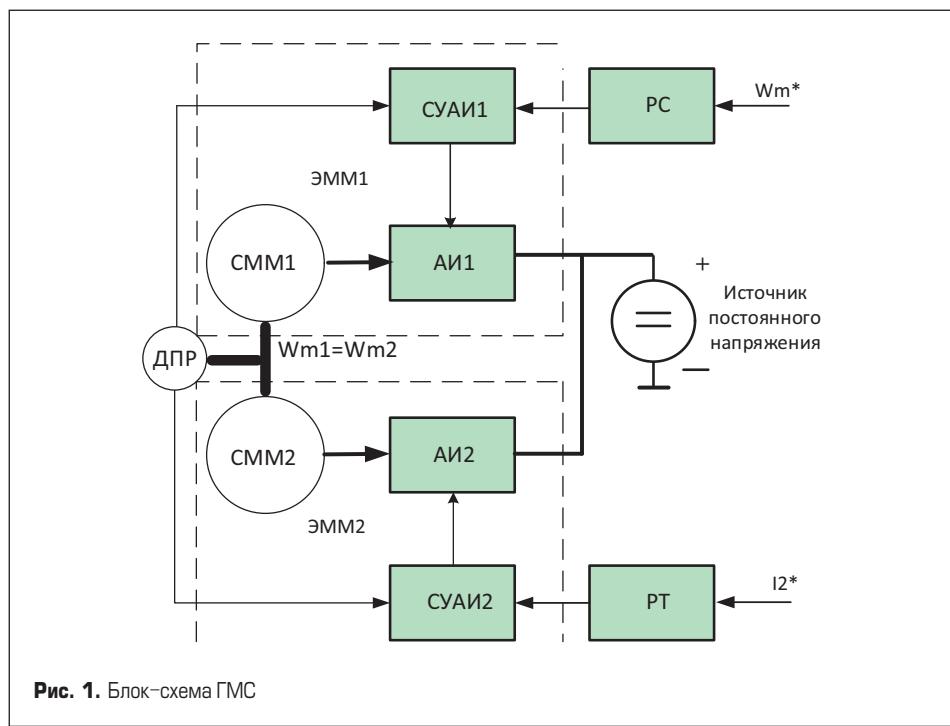
Оба автономных инвертора запитываются от одного источника постоянного напряжения.

При таком построении первый электропривод строится трехконтурным и выполняет роль регулируемого источника скорости (скоростной электропривод), второй — двухконтурным и выполняет роль регулируемого источника момента (моментный электропривод), что исключает возникновение обменных колебаний мощности в ГМС. При этом в обоих электроприводах реализуется токовое управление инверторами [1, 2, 6].

### Аналитический расчет электромагнитных, электромеханических и энергетических характеристик ЭММ1

Функциональная схема трехконтурного скоростного электропривода с токовым управлением АИ1 во вращающейся системе координат ( $d, q$ ) приведена на рис. 2.

На входе ЭММ1 формируется сигнал  $I_1^*$ , который снимается с выхода регулятора скорости (РС). Далее в блоке нелинейных преобразований (НБ) рассчитываются токи ( $I_d^*, I_q^*$ )



в продольной и поперечной осях СММ1. При анализе электромагнитных, электромеханических и энергетических процессов токи ( $I_d^*, I_q^*$ ) принимаются за независимые (заданные) сигналы управления. Это позволяет рассчитывать момент на валу СММ1, электромагнитные, электромеханические и энергетические характеристики электропривода.

Все дальнейшие исследования и расчеты в обоих электроприводах произведены для одинаковых машин, параметры которых помещены в таблице.

При токовом управлении изменяется величина вектора полного тока  $\bar{I}_1$  на выходе регулятора скорости и фаза модуляции  $\varphi_m$ , которая отсчитывается от положения вектора напря-

жения на выходе инвертора. В реальных системах такой алгоритм управления реализуется методом модуляции пространственного вектора (векторно-импульсной модуляции, ВИМ). В англоязычной литературе эта модуляция обозначается как SVC (Space vector control) [8, 9].

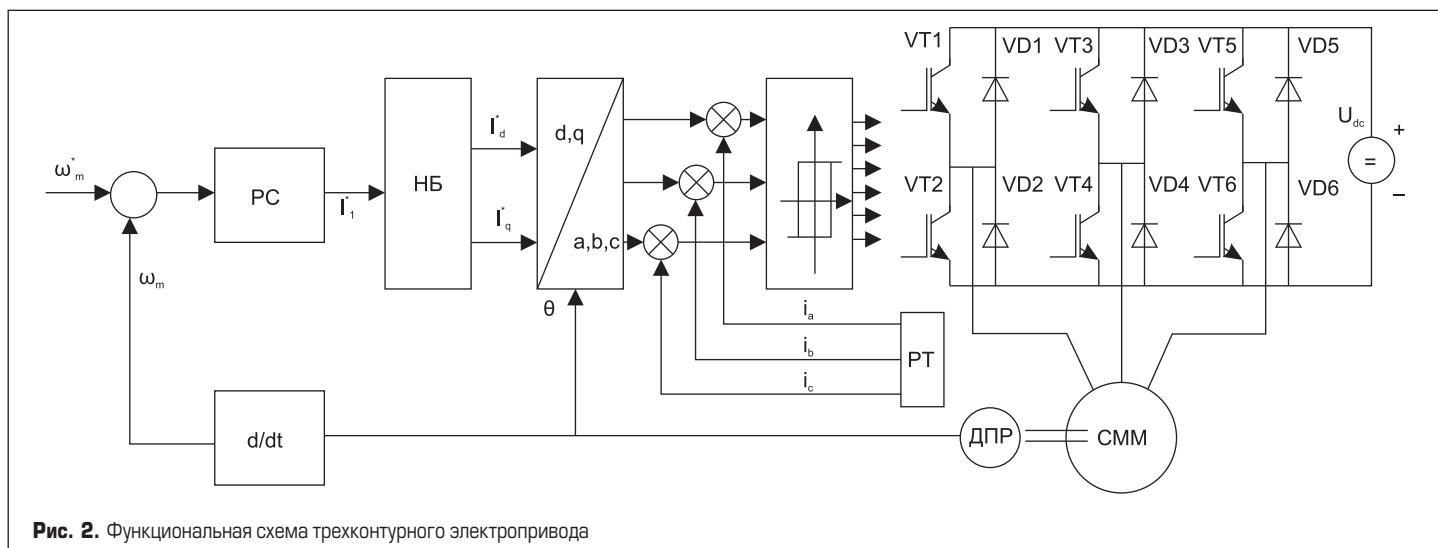
Обобщенное математическое описание электромагнитных процессов на выходе инвертора АИ1 в векторном представлении имеет вид [5]:

$$\bar{U}_{ac}(t) = \bar{E}(t) + L_1 \frac{d\bar{I}_1(t)}{dt} + r_1 \bar{I}_1(t) + jx_1 \bar{I}_1(t), \quad (1)$$

где  $x_1 = \omega L_1 = p\omega_m L_1$  — реактивное сопротивление СММ1;  $p$  — число пар полюсов.

**Таблица.** Параметры СММ

Параметр	Номинальный момент	Номинальная скорость вращения	Напряжение в звене постоянного тока $U_{dc}$	Сопротивление обмотки якоря СММ	Индуктивность обмотки якоря СММ	Потокосцепление на полюс	Момент инерции ротора	Число пар полюсов
Ед.	Нм	рад/с	В	Ом	Гн	Вс/рад	кгм <sup>2</sup>	р
Значение	126	300	600	0,05	0,000635	0,192	0,011	4



**Рис. 2.** Функциональная схема трехконтурного электропривода

Математическое описание электромагнитных и электромеханических процессов ЭММ1 в установившемся режиме работы при таком способе управления может быть представлено в виде [5]:

$$\begin{aligned} U_{acd} &= -U_{ac} \sin \varphi_m = r_1 I_d - \omega L_1 I_q, \\ U_{acq} &= U_1 \cos \varphi_m = E + r_1 I_q + \omega L_1 I_d, \\ T_{el} &= \frac{3}{2} p \Psi_0 I_q, \end{aligned} \quad (2)$$

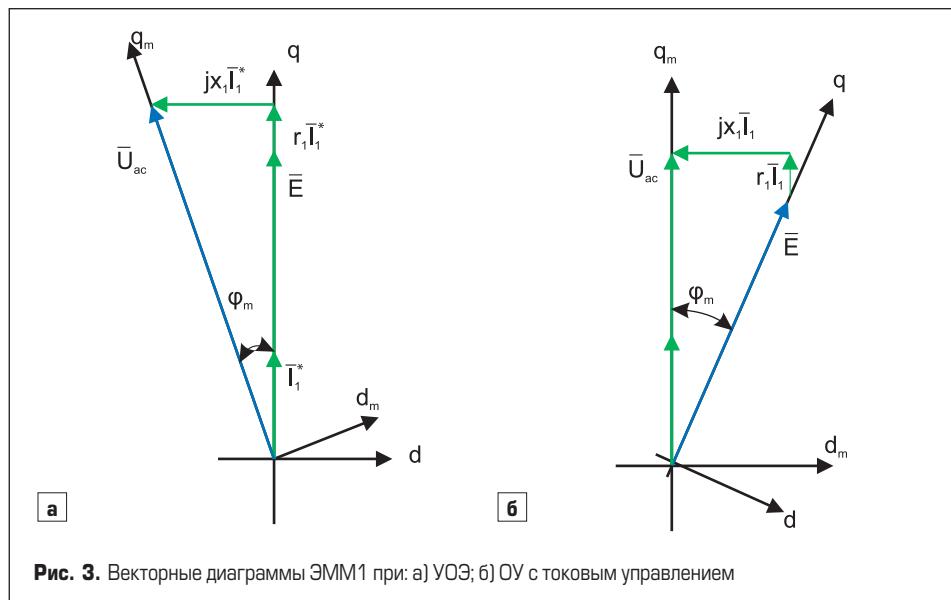
где  $E = p\omega_m \Psi_0$  — противо-ЭДС якоря исполнительного двигателя;  $\omega_m$  — угловая скорость вала;  $T_{el}$  — электромагнитный момент на валу СММ1;  $\Psi_0$  — потокосцепление на полюс в СММ.

Далее рассматривается два способа токового управления АИ1, которые находят преимущественное применение в ЭММ. При первом способе управление осуществляется таким, при котором ток в машине совпадает по фазе с ЭДС якоря машины. Этот способ в дальнейшем именуется способом управления с ориентацией по ЭДС (УОЭ). В англоязычной литературе этот способ обозначается как FOC (Field Oriented Control).

При втором способе управление осуществляется таким образом, при котором ток в машине совпадает по фазе с первой гармоникой напряжения на выходе инвертора. Этот способ в ряде предыдущих работ [5, 10] именуется как способ оптимального управления (ОУ).

### Электромагнитные, электромеханические и энергетические характеристики ЭММ1 при управлении с ориентацией по ЭДС (УОЭ)

Векторная диаграмма ЭММ1 для первого способа управления приведена на рис. 3а. Ток, напряжение и фаза модуляции в уравнении (2) находятся из геометрических соотношений векторной диаграммы:



$$I_1 = I_q = \frac{T_{el}}{1,5 p \Psi_0},$$

$$U_{acd} = -U_{ac} \sin \varphi_m = -\omega L_1 I_q,$$

$$U_{acq} = U_1 \cos \varphi_m = E + r_1 I_q,$$

$$U_{ac} = \sqrt{U_{acd}^2 + U_{acq}^2},$$

$$\varphi_m = \arctg \frac{x_1 I_q}{E + r_1 I_q} = \arctg \frac{\omega L_1 I_q}{p \omega_m \Psi_0 + r_1 I_q}. \quad (3)$$

мая в звене постоянного тока инвертора, находятся из уравнений:

$$P_{ac1} = 1,5 U_{acq} I_q,$$

$$Q_{ac1} = -1,5 U_{acd} I_q,$$

$$P_{dc} = P_{ac1} - 1,5 r_1 (I_d^2 + I_q^2),$$

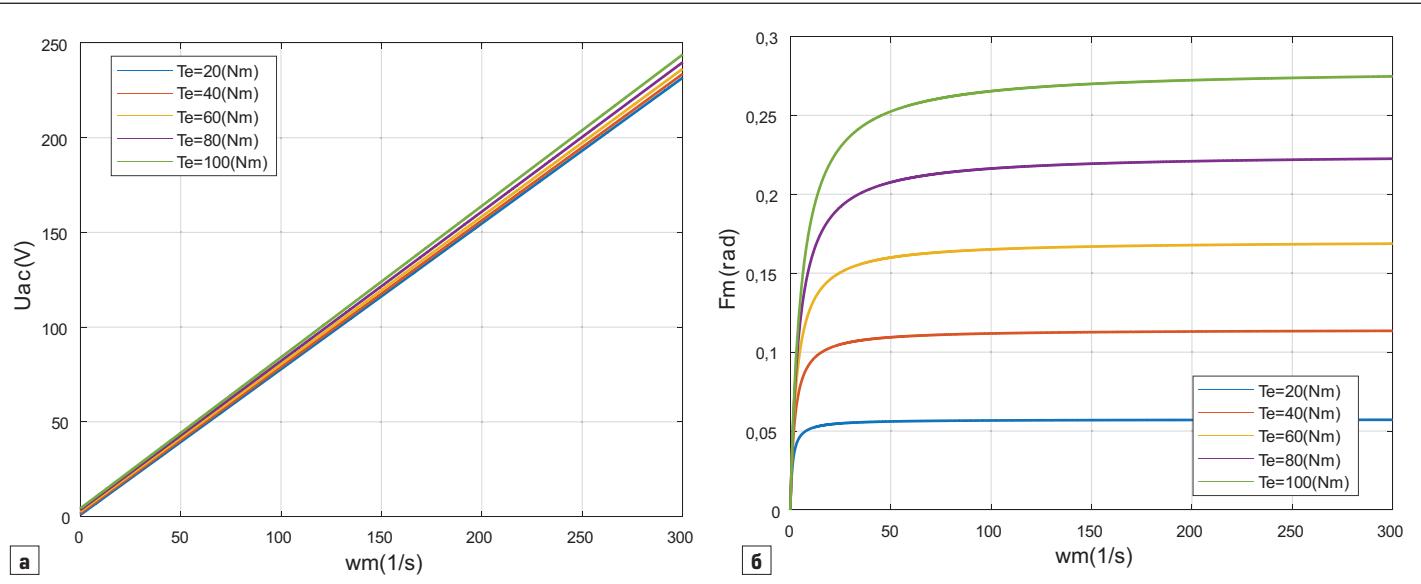
$$P_{m1} = \omega_m T_{el} = 1,5 \omega_m p \Psi_0 I_q. \quad (4)$$

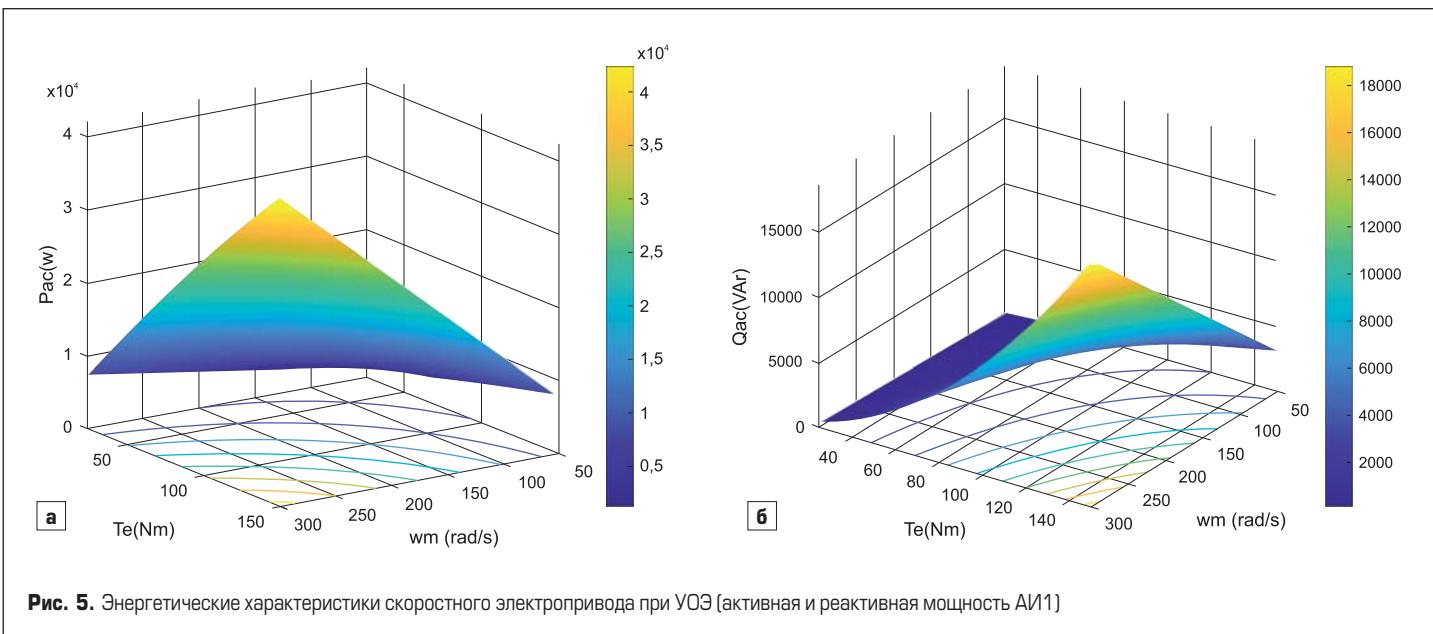
Расчет электромагнитных и энергетических характеристик скоростного электропривода при УОП осуществляется по уравнениям (3), (4) в соответствии со следующим алгоритмом:

1. Задаемся током  $I_q$  и скоростью вращения вала  $\omega_m$ , далее по уравнению (3) находим фазу модуляции для заданного тока и скорости.

2. По уравнениям (2)–(4) рассчитываем все электромагнитные и энергетические характеристики скоростного электропривода.

Определяем момент по уравнению (2), электромагнитную мощность в цепи постоянного тока АИ1 и механическую мощность на валу СММ1 рассчитываем по уравнениям (4).





Исследуем первоначально напряжение на выходе АИ1 ( $U_{ac}$ ) и значение фазы модуляции, которые обеспечивают заданные скорости и моменты в электроприводе.

На рис. 4а построена зависимость напряжения на стороне переменного тока инвертора АИ1 (основная гармоника) от момента и скорости. Эта характеристика свидетельствует о том, что требуемое напряжение на выходе АИ1 линейно растет с ростом скорости, оставаясь практически независимым от момента. При этом напряжение в звене постоянного тока АИ1 ( $U_{dc} = 2U_{ac1}$  для  $m = 1$ ) не превышает паспортных данных для СММ, приведенных в таблице. На рис. 4б построены зависимости фазы модуляции ( $\phi_m$ ) от момента и скорости, которые свидетельствуют о том, что фазовый сдвиг между ЭДС СММ1 и напряжением на выходе АИ1 в рабочем диапазоне скоростей зависит только от момента на валу машины.

Энергетические характеристики скоростного электропривода в трехмерной системе

координат рассчитываются по уравнениям (4), они представлены на рис. 5 и 6.

Проекции поверхностей рассчитываемых величин на основную плоскость показывают зависимости между моментом и скоростью, при которых соответствующая мощность в электроприводе постоянна.

Основные электромагнитные и энергетические свойства электропривода при рассмотренном управлении сводятся к следующим:

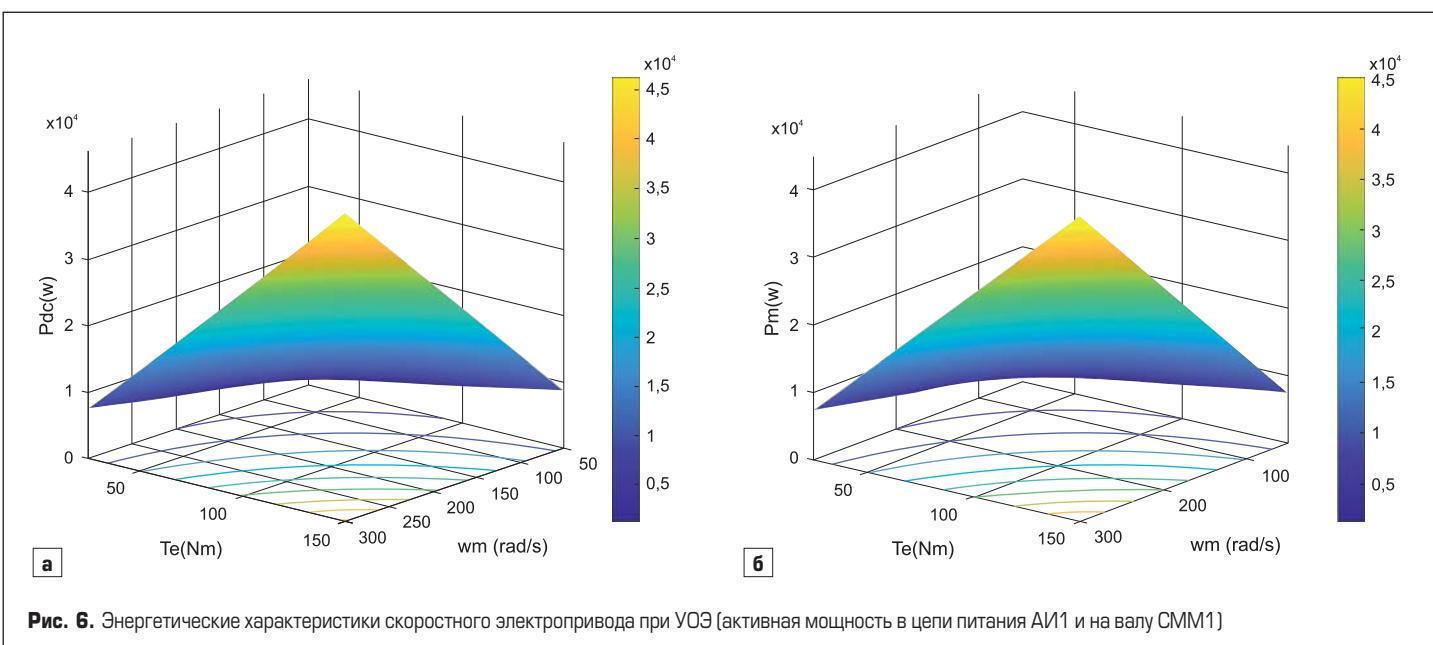
- Требуемое напряжение на выходе АИ1 зависит в основном от скорости и линейно растет с ростом скорости вала, оставаясь достижимым при заданном в таблице напряжении в звене постоянного тока.

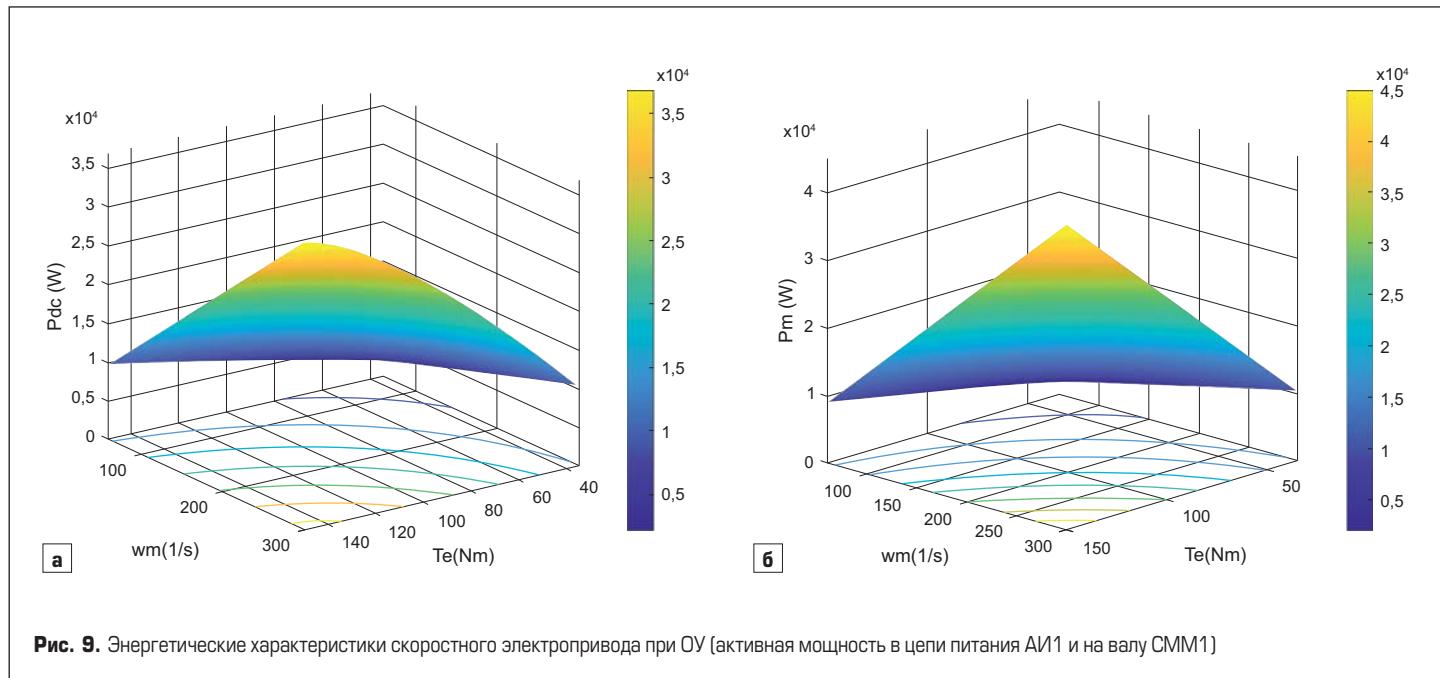
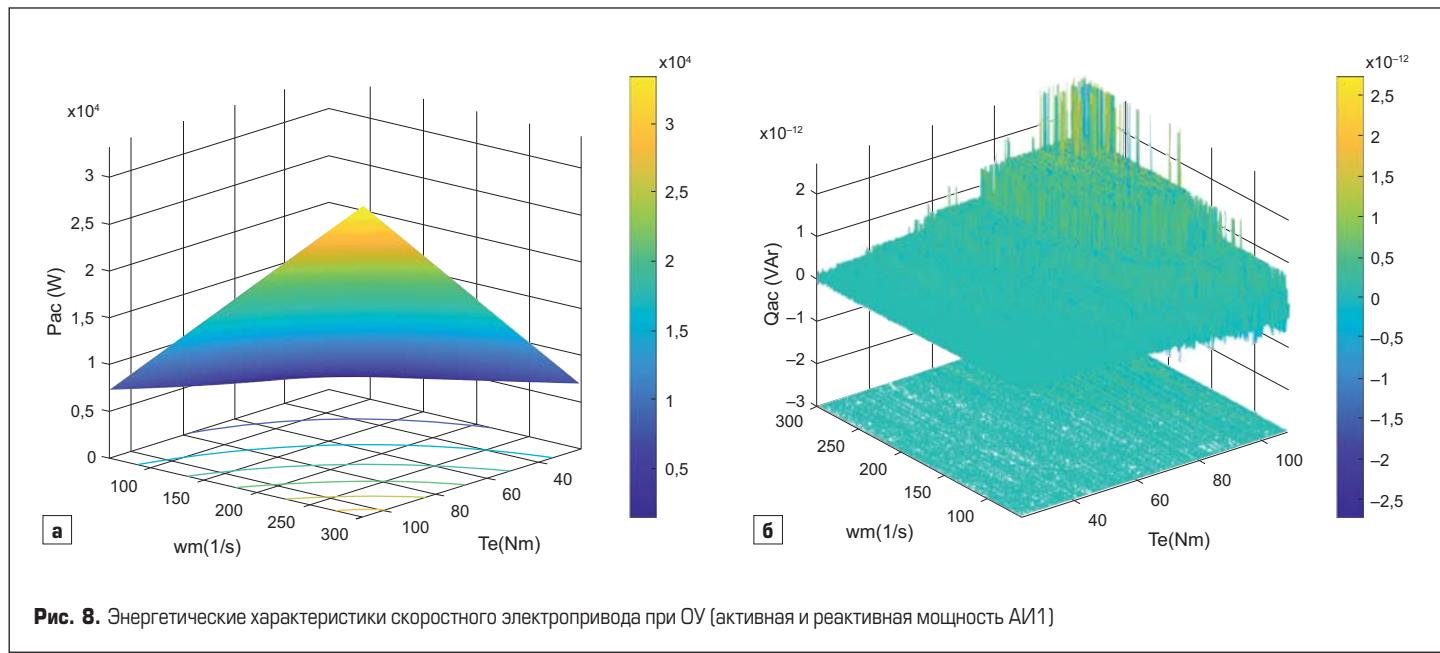
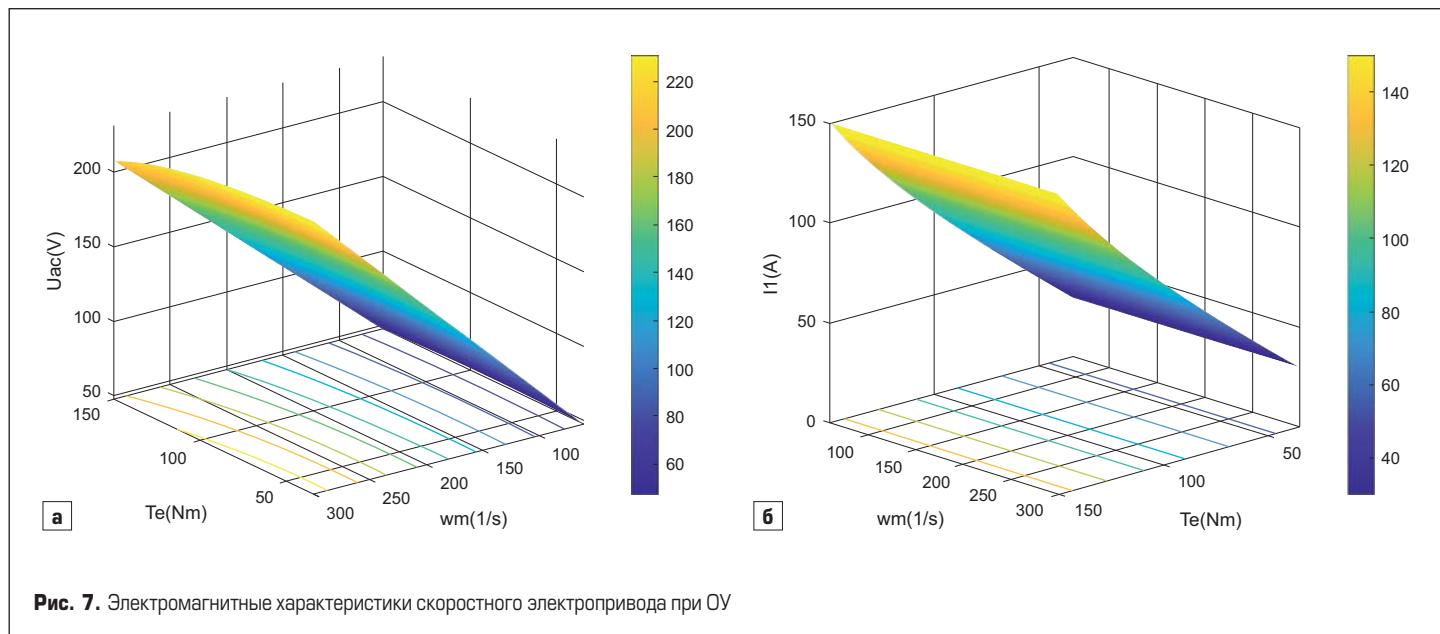
- Активные мощности в цепи постоянного и переменного тока АИ1 ( $P_{dc}, P_{ac1}$ ), а также механическая мощность на валу ( $P_m$ ) линейно растут как с ростом момента, так и с ростом скорости. Они остаются постоянными при приблизительно параболической зависимости скорости и момента на валу скоростного электропривода.

- Реактивная мощность, потребляемая от АИ1 ( $Q_{ac1}$ ), при выбранных параметрах СММ1 равна приблизительно половине от активной мощности.
- При больших моментах наблюдается резкое возрастание реактивной мощности, что сопровождается увеличением полного тока и возрастанием потерь в системе.
- При скоростях и моментах, изменяющихся в допустимом диапазоне, электромагнитные активные мощности  $P_{dc}, P_{ac1}$  на входе и выходе АИ1 приблизительно равны механической мощности на валу СММ1, что свидетельствует о малых потерях в системе.

Общий вывод исследования электропривода при рассмотренном управлении можно сформулировать следующим образом:

*Для двигателя (табл.) построение скоростного электропривода с УОЭ следует считать возможным, поскольку удается использовать всю мощность, на которую спроектирован двигатель.*





## Электромагнитные, электромеханические и энергетические характеристики скоростного электропривода при оптимальном управлении

При данном способе управления сигналы управления задаются такими, при которых ток в ЭММ1 совпадает по фазе с вектором напряжения  $\bar{U}_{ac1}$  на выходе АИ1. При таком управлении СММ1 потребляет от АИ1 только активную мощность. Векторная диаграмма ЭММ1 для ОУ приведена на рис. 3б.

Из геометрических соотношений векторной диаграммы рассчитывается значение фазы модуляции при ОУ:

$$\varphi_m = \arcsin \frac{x_1 I_1}{E} = \arcsin \frac{L_1 I_1}{\Psi_0}. \quad (5)$$

Для реализации оптимального управления необходимо измерить фазный ток в СММ, определить по уравнению (4) фазу модуляции и реализовать управление АИ1 в соответствии с уравнениями:

$$I_d^* = -I_1 \sin \varphi_m, I_q^* = -I_1 \cos \varphi_m, \quad (6)$$

в которых напряжение на выходе АИ1 находится из геометрических соотношений векторной диаграммы:

$$U_{ac1} = E \cos \varphi_m + r_1 I_r. \quad (7)$$

Энергетические характеристики при ОУ находятся по уравнениям:

$$\begin{aligned} P_{ac1} &= 1,5 (U_{acd} I_d + U_{acq} I_q), \\ Q_{ac1} &= 1,5 (U_{acq} I_d + U_{acd} I_q), \\ P_{dc} &= P_{ac1} - 1,5 r_1 (I_d^2 + I_q^2), \\ P_m &= \omega_m T_e, \end{aligned} \quad (8)$$

в которых напряжения продольной и поперечной составляющей равны:

$$\begin{aligned} U_{acd} &= -U_{ac1} \sin \varphi_m, \\ U_{acq} &= -U_{ac1} \cos \varphi_m. \end{aligned} \quad (9)$$

В функциональной схеме (рис. 2) оптимальное управление достигается включением нелинейного блока (НБ), в котором осуществляется расчет фазы модуляции по уравнению (5), токов ( $I_d^*$ ,  $I_q^*$ ) — по уравнению (6) и напряжения — по уравнению (7).

Расчет электромагнитных и энергетических характеристик скоростного электропривода при ОУ осуществляется по уравнениям (5)–(9) в соответствии с описанным выше алгоритмом. Эти характеристики приведены на рис. 7–9.

Основные электромагнитные и энергетические свойства электропривода при оптимальном управлении сводятся к следующим:

- Требуемое напряжение на выходе АИ1 зависит в основном от скорости и линейно растет с ростом скорости.
- Ток на выходе АИ1 зависит в основном от момента и линейно растет с ростом момента.
- Активные мощности, потребляемые от АИ1, а также электромагнитная мощность машины и механическая мощность на валу линейно растут как с ростом момента, так и с ростом скорости. Они остаются постоянными при приблизительно параболической зависимости скорости и момента на валу СММ1.
- Реактивная мощность в контуре «АИ1–СММ1» равна нулю во всем диапазоне изменения скорости и момента электропривода.
- При скоростях и моментах, изменяющихся в допустимом диапазоне, электромагнитные активные мощности  $P_{dc}$ ,  $P_{ac}$  приблизительно равны механической мощности на валу СММ1, что свидетельствует о малых потерях в системе.

Общий вывод исследования ЭММ1 при рассмотренном управлении можно сформулировать следующим образом:

*Для двигателя (табл.) построение электропривода с оптимальным управлением следует считать наиболее предпочтительным,*

поскольку удается использовать всю мощность, на которую спроектирован двигатель за счет уменьшения до нуля реактивной мощности в контуре «АИ1–СММ1».

## Аналитический расчет электромагнитных, электромеханических и энергетических характеристик момента электропривода при оптимальном управлении

Приведенный ниже расчет электромагнитных и энергетических характеристик момента электропривода осуществляется только для оптимального управления АИ2 (рис. 10–12).

Фаза модуляции для ОУ находится из геометрических соотношений векторной диаграммы (рис. 3б):

$$\varphi_{m2} = \arcsin \frac{x_2 I_2}{E} = \arcsin \frac{L_2 I_2}{\Psi_0}. \quad (10)$$

Для реализации оптимального управления необходимо измерить фазный ток в СММ2, определить по уравнению (10) фазу модуляции и реализовать управление АИ2 в соответствии с уравнениями:

$$\begin{aligned} I_d^* &= -I_2 \sin \varphi_{m2}, \\ I_q^* &= -I_2 \cos \varphi_{m2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Момент, создаваемый ЭММ2 на общем валу, определяется из уравнения:

$$T_{e2} = 1,5 p \Psi_0 I_q. \quad (12)$$

Напряжение на выходе АИ2 находится из геометрических соотношений векторной диаграммы:

$$U_{ac2} = E \cos \varphi_{m2} + r_2 I_r. \quad (13)$$

Энергетические характеристики при ЭММ2 при ОУ вычисляют по уравнениям:

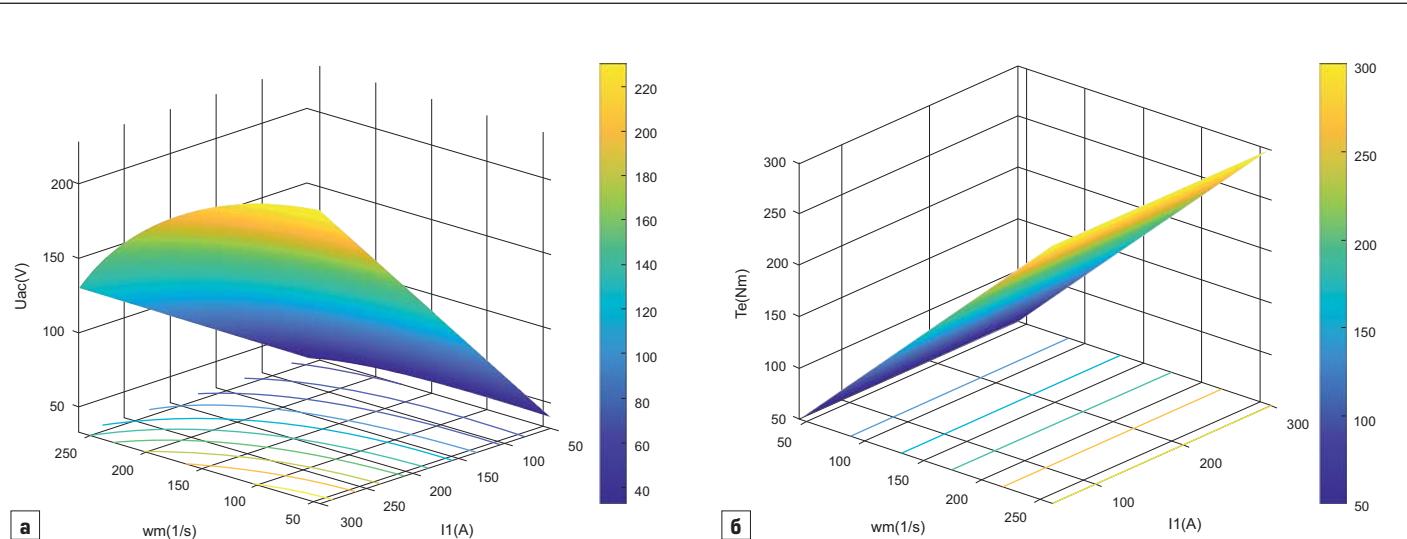
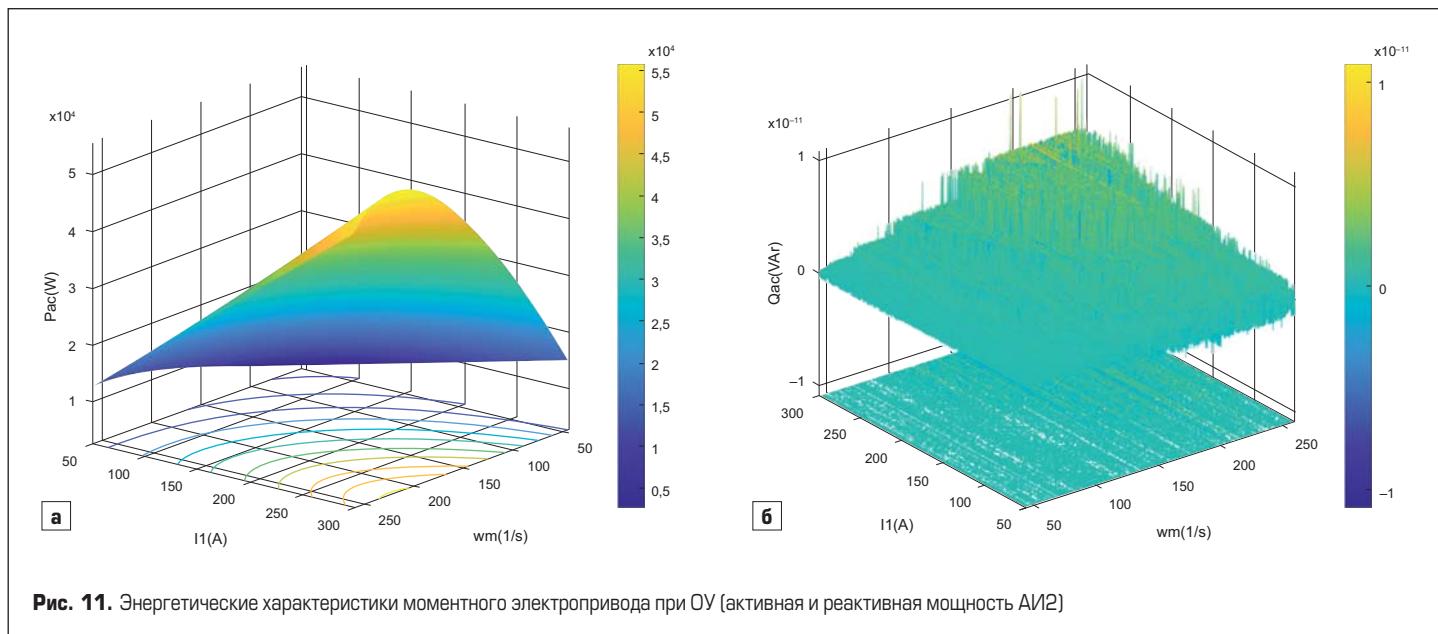


Рис. 10. Электромагнитные характеристики момента электропривода при ОУ



**Рис. 11.** Энергетические характеристики моментного электропривода при ОУ (активная и реактивная мощность АИ2)

$$\begin{aligned} P_{ac2} &= 1,5(U_{acd}I_d + U_{acq}I_q), \\ Q_{ac2} &= 1,5(U_{acq}I_d + U_{acd}I_q), \\ P_{dc} &= P_{ac} - 1,5r_1(I_d^2 + I_q^2), \\ P_{m2} &= \omega_m T_{e2}, \end{aligned} \quad (14)$$

в которых напряжения продольной и поперечной составляющей равны:

$$\begin{aligned} U_{acd} &= -U_{ac2} \sin \varphi_{m2}, \\ U_{acq} &= U_{ac2} \cos \varphi_{m2}. \end{aligned} \quad (15)$$

Основные электромагнитные и энергетические свойства электропривода при оптимальном управлении сводятся к следующим:

- Напряжение на выходе АИ2 зависит в основном от тока (момента) и незначительно от скорости в области больших моментов.
- Момент на выходе момента электропривода зависит в основном от тока и линейно растет с его ростом.
- Активные мощности, потребляемые от АИ2, электромагнитная мощность машины и ме-

ханическая мощность на ее валу нелинейно зависят от скорости и момента. Они остаются постоянными при приблизительно параболической зависимости скорости и момента на валу СММ2.

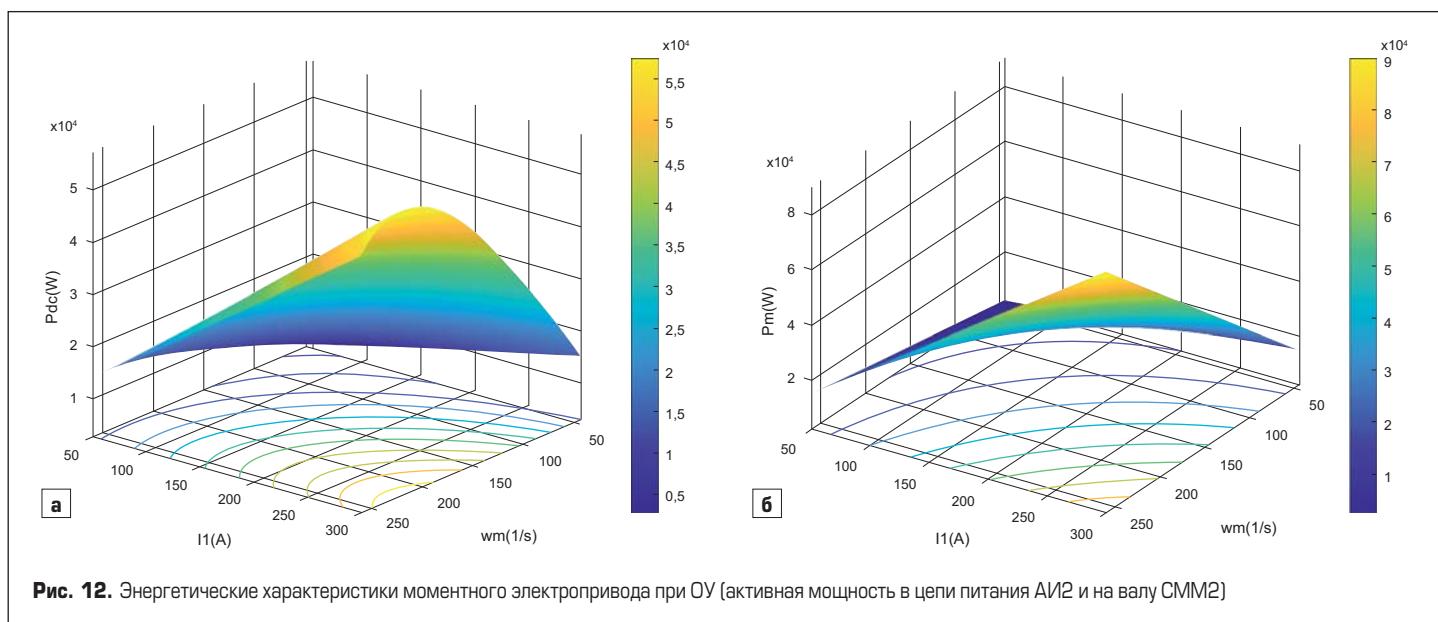
- Реактивная мощность в контуре «АИ2–СММ2» равна нулю во всем диапазоне изменения скорости и момента электропривода.
- При скоростях и моментах, изменяющихся в допустимом диапазоне, электромагнитные активные мощности  $P_{dc}$ ,  $P_{ac}$  приблизительно равны механической мощности на валу момента электропривода, что свидетельствует о малых потерях в системе.

### Модельное исследование гибридной мехатронной системы

Модель установки для исследования электромагнитных, электромеханических и энергетических характеристик ГМС, построенная в соответствии с блок-схемой (рис. 1) в пакете SimPower System, представлена на рис. 13, 14.

На рис. 13 показана виртуальная модель ГМС. В модели ЭММ1 на вход ПИ регулятора скорости подается разность заданной скорости ( $\omega_m^*$ ) и скорости вала ( $\omega_m$ ). На выходе ПИ регулятора скорости включен блок нелинейных преобразований (уравнения (6), (11)), обеспечивающий УОП или ОУ. ЭММ2, выполняющий функцию регулируемого источника момента, на рис. 13 представлен блоком Subsystem, а его модель приведена на рис. 14.

В обоих электроприводах реализовано токовое управление инверторами за счет внутренних контуров с релейной (гистерезисной) обратной связью по току якоря СММ. Нагрузкой исполнительного двигателя скоростного электропривода является разность нагрузочного момента ( $T_L$ ) и электромагнитного момента второго электропривода ( $T_{e2}$ ), который задается током ( $I_e^*$ ) на входе этого электропривода. Скорость вращения вала исполнительного двигателя электропривода ( $\omega_m$ ) задается с выхода первого электропривода.



**Рис. 12.** Энергетические характеристики моментного электропривода при ОУ (активная мощность в цепи питания АИ2 и на валу СММ2)

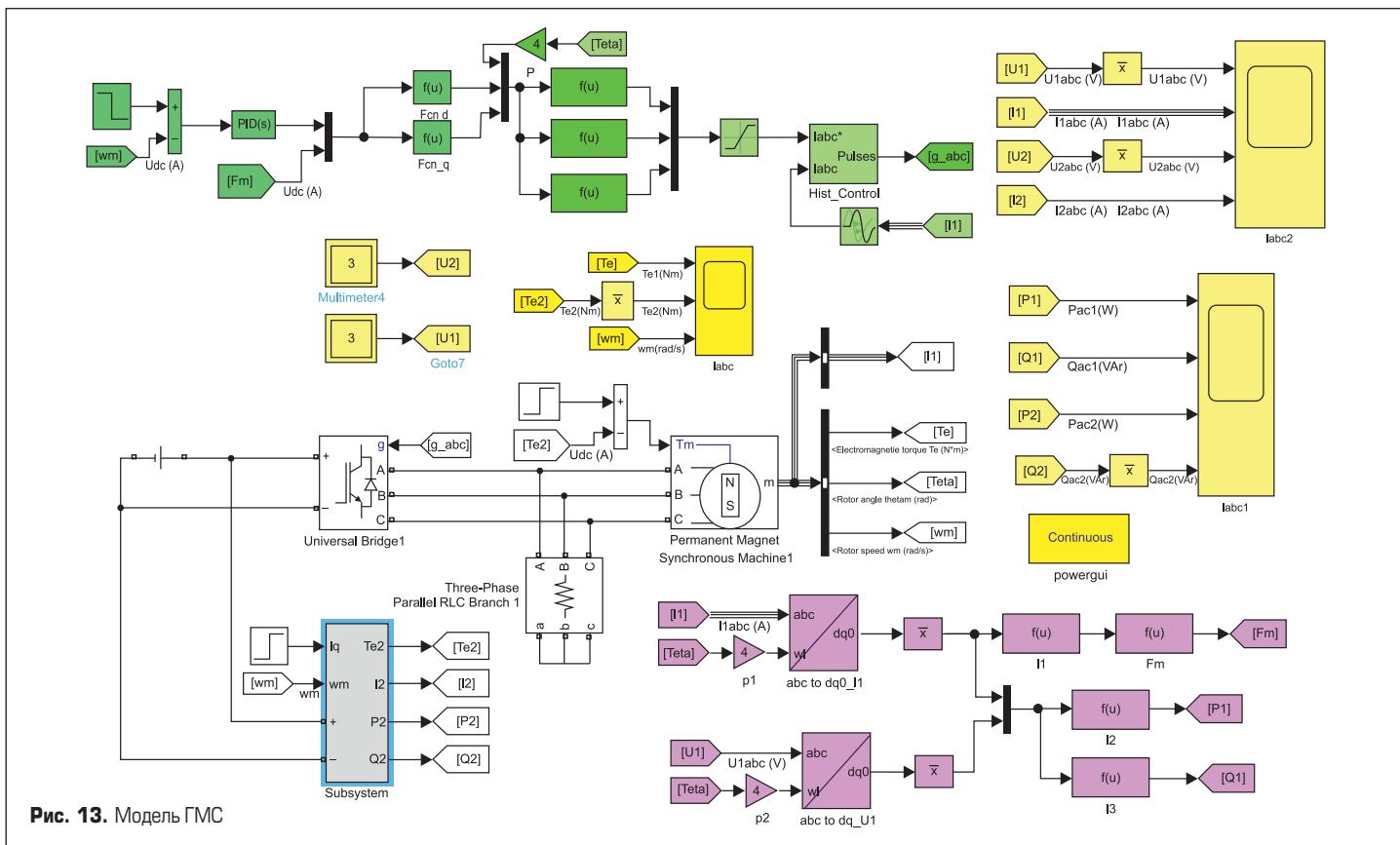


Рис. 13. Модель ГМС

Исследование всей установки для двух законов управления (УОП и ОУ) осуществлено при четырех установленных режимах работы:

1. Режим холостого хода обоих электроприводов:

$$\omega_m^* = 200 \text{ c}^{-1}, T_L = 0 (\text{H}\cdot\text{м}), T_{el1} = 0 (\text{H}\cdot\text{м}), T_{el2} = 0 (\text{H}\cdot\text{м}).$$

2. Режим нагруженного первого электропривода и холостого хода второго:

$$\omega_m^* = 200 \text{ c}^{-1}, T_L = 100 (\text{H}\cdot\text{м}), T_{el1} = T_L, T_{el2} = 0 (\text{H}\cdot\text{м}).$$

3. Режим нагруженного первого и второго электропривода:

$$\omega_m^* = 200 \text{ c}^{-1}, T_L = 100 (\text{H}\cdot\text{м}), T_{el1} = T_L - T_{el2}, T_{el2} = kT_L.$$

4. Режим нагруженного первого и второго электропривода при пониженной скорости:

$$\omega_m^* = 100 \text{ c}^{-1}, T_L = 100 (\text{H}\cdot\text{м}), T_{el1} = T_L - T_{el2}, T_{el2} = kT_L.$$

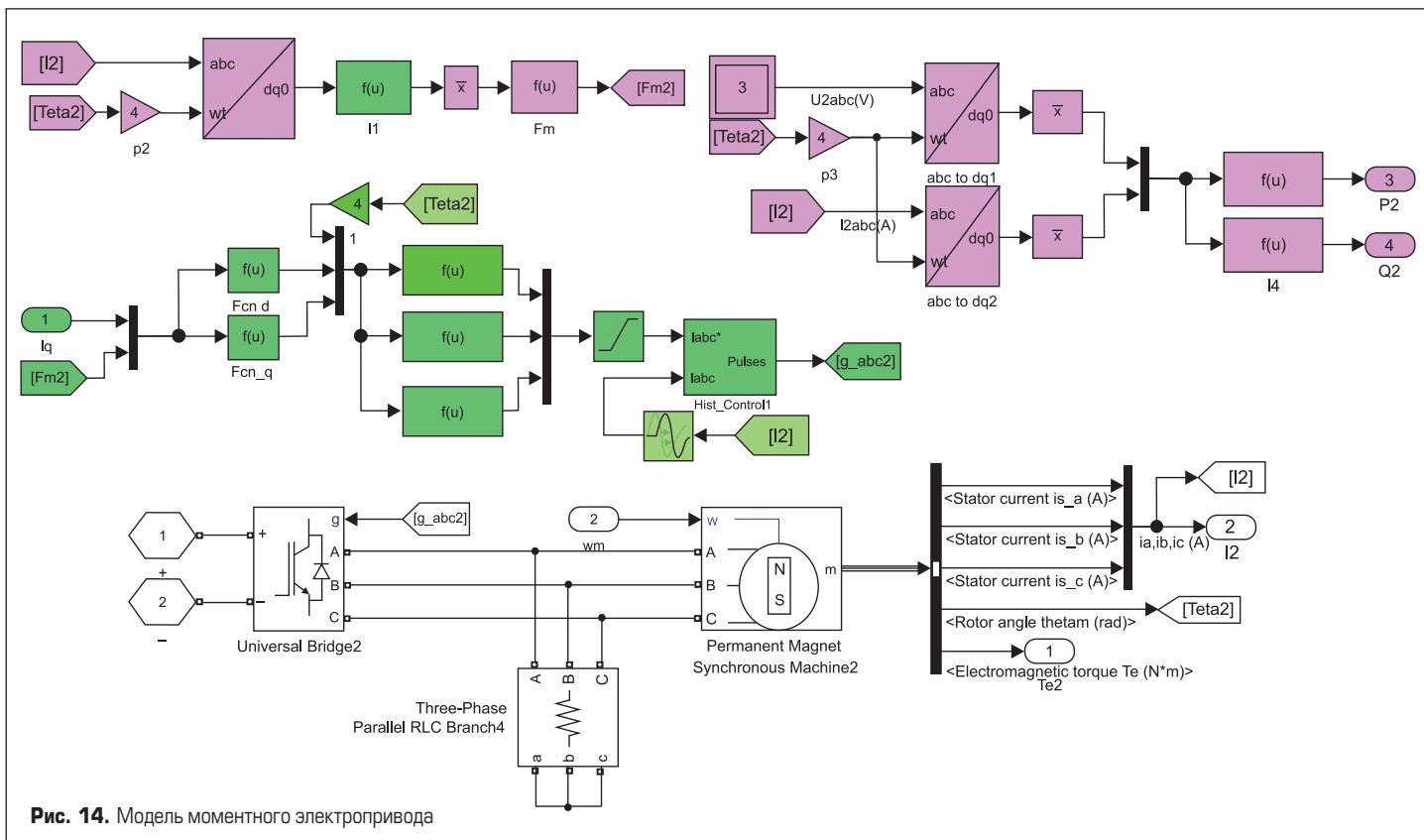


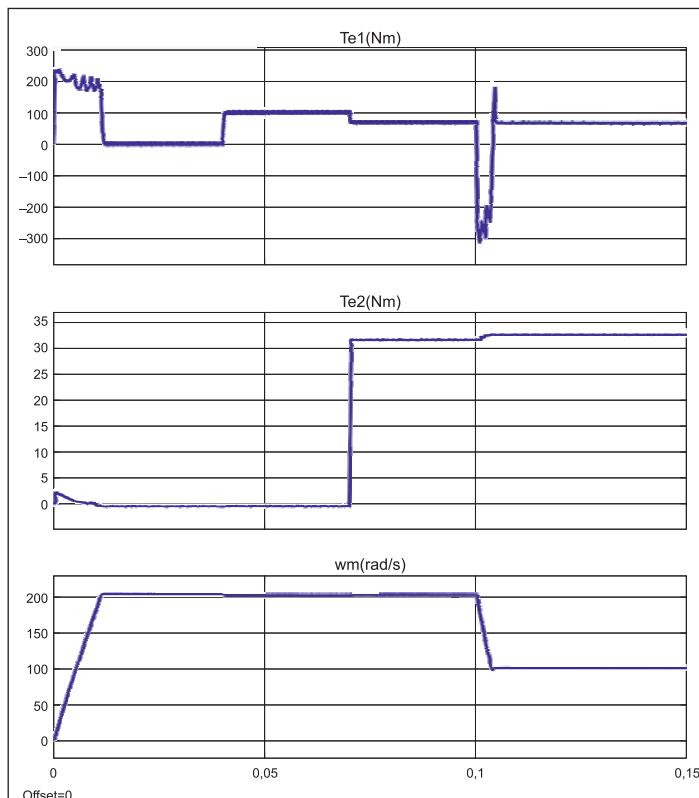
Рис. 14. Модель моментного электропривода

Электромеханические процессы, соответствующие перечисленным режимам работы, представлены на рис. 15. Переключение режимов сопровождается переходными процессами, исследованию которых автор планирует посвятить последующие уроки в разделе «Школа Matlab» журнала «Силовая электроника». Ниже учитываются результаты моделирования только для установившихся процессов, адекватность ко-

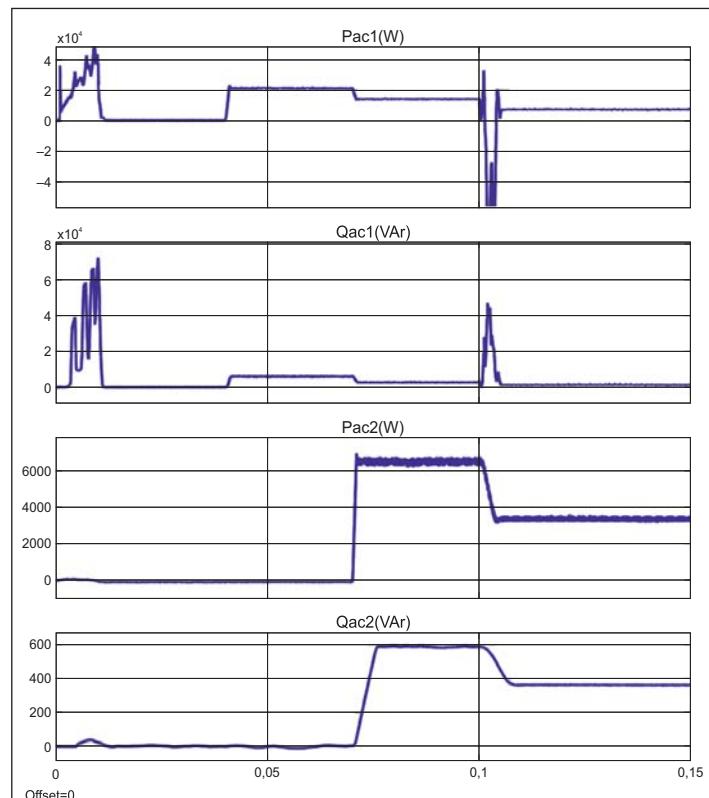
торых проверяется сравнением результатов аналитического расчета и результатов моделирования.

Электромагнитные процессы в системе представлены на рис. 16.

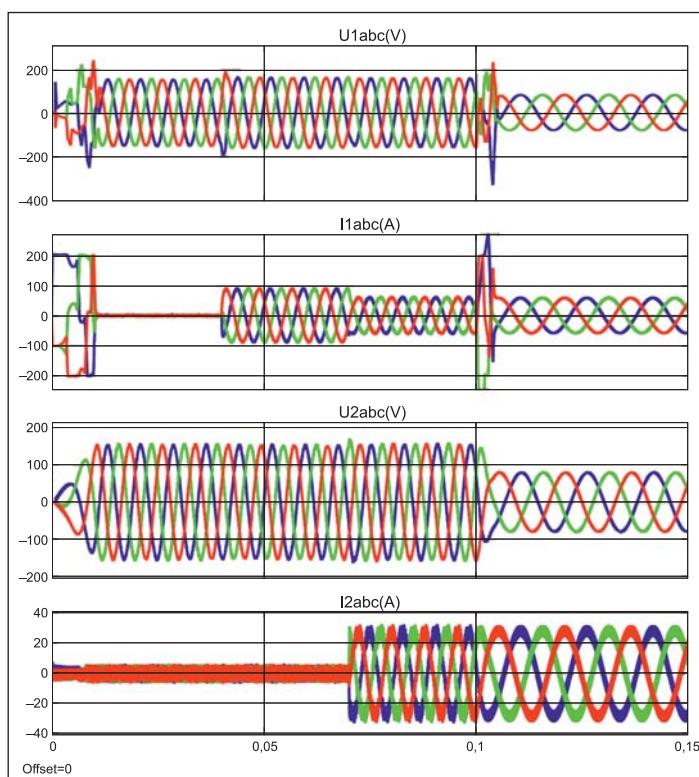
Электромеханические процессы (рис. 15) и электромагнитные процессы (рис. 16) практически не зависят от способов управления, поэтому они снимались для ЭММ1 и ЭММ2 с УОП способом управления.



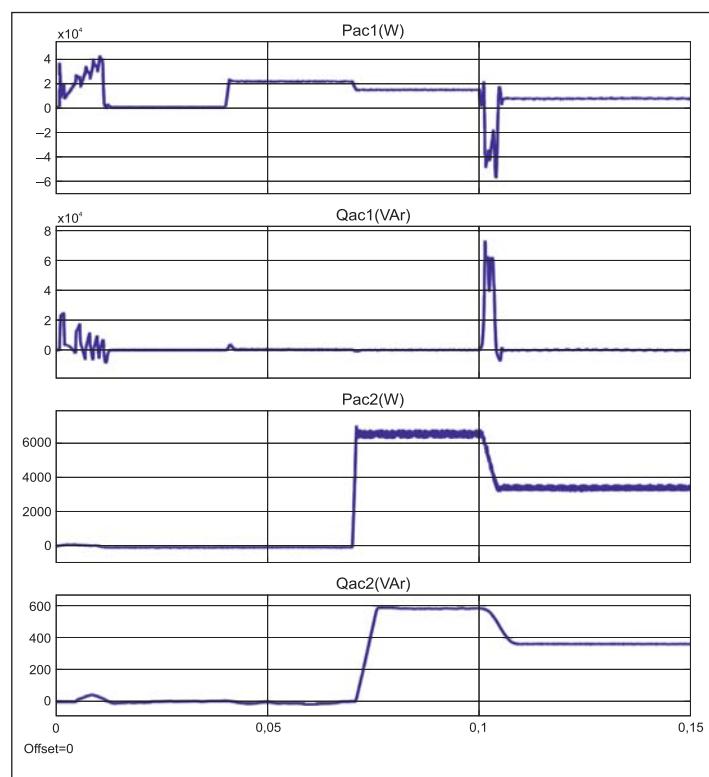
**Рис. 15.** Электромеханические процессы в ГМС [в скоростном и моментном электроприводах управление с ориентацией по ЭДС]



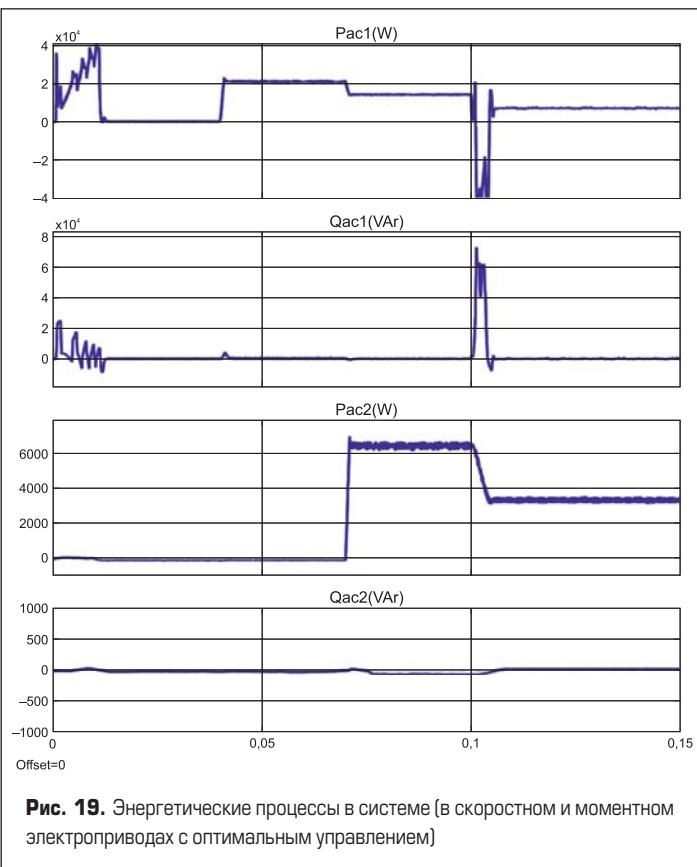
**Рис. 17.** Энергетические процессы в системе [в скоростном и моментном электроприводах управление с ориентацией по ЭДС]



**Рис. 16.** Электромагнитные процессы в системе [в скоростном и моментном электроприводах управление с ориентацией по ЭДС]



**Рис. 18.** Энергетические процессы в системе [в скоростном электроприводе с оптимальным управлением, в моментном электроприводе с ориентацией по ЭДС]



**Рис. 19.** Энергетические процессы в системе (в скоростном и моментном электроприводах с оптимальным управлением)

Энергетические процессы, полученные на модели, показаны на рис. 17–19 для различных способов управления ЭММ1 и ЭММ2. В установленных режимах работы эти процессы соответствуют электромагнитным и энергетическим характеристикам.

Такие характеристики достаточно точно совпадают с полученными ранее при анализе, что служит подтверждением адекватности проведенных исследований.

### Заключение

В статье подтверждена возможность построения гибридной мехатронной системы (ГМС), в которой два электропривода управляют двумя исполнительными двигателями с постоянными магнитами на роторе, связанными общим валом. Кроме отмеченных во введении примеров использования такой ГМС, в ней удается уменьшить пульсации момента на общем выходном валу и увеличить диапазон регулирования скорости.

В ГСМ с подобной конфигурацией реализуется энергетическая обратная связь через общий вал. Поэтому исследование энергетических и электромагнитных характеристик электроприводов может осуществляться без использования мощных источников питания, в том числе в лабораторных условиях. Указанная особенность таких установок может достаточно эффективно использоваться при проведении энергоемких ресурсных испытаний.

При этом применение двух однотипных электрических машин, имеющих раздельные каналы управления, позволяет реализовывать произвольную программу испытаний, обеспечивая исследования электроприводов при различных скоростях и моментах как в двигательных, так и в генераторных режимах работы. Результаты исследования [3] подтверждают возможность и целесообразность создания нагрузочных установок подобной конфигурации для повышения эффективности комплексных, в том числе ресурсных, испытаний различных мехатронных систем.

### Литература

- Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. М.: Энергия, 1974.

- Герман-Галкин С. Г. Matlab-Simulink. Виртуальные лаборатории мехатронных систем в среде Matlab-Simulink. СПб.: Лань, 2013.
- Герман-Галкин С. Г., Загашили Ю. В. Энергосберегающие стенды для комплексных испытаний электроприводов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 2.
- Герман-Галкин С. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок. 39. Классификация и методика исследования электромеханических модулей в мехатронных системах // Силовая электроника. 2022. № 3.
- Герман-Галкин С. Г. ШКОЛА MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники и электромеханики в среде Matlab+Simulink. Урок 26. Оптимизация энергетических свойств мехатронной системы с вентильной электрической машиной // Силовая электроника. 2018. № 3.
- Овчинников И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). Курс лекций. СПб.: КОРОНА-Век, 2006.
- Розанов Ю. К. Силовая электроника. М.: МЭИ, 2007.
- Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.: АКАДЕМИЯ, 2006.
- Bose B. K. Modern Power Electronics and AC Drives. NJ: Prentice-Hall, 2002.
- German-Galkin S., Tarnapowicz D. ENERGY OPTIMIZATION OF MECHATRONIC SYSTEMS WITH PMSG. 3rd International Conference on Energy and Environmental Protection. Krakow, Poland, September 13–14, 2018.
- [www.jmbwind.com](http://www.jmbwind.com)
- [www.electrotransport.ru](http://www.electrotransport.ru)
- [www.present5.com/slozhenie-moshnostej](http://www.present5.com/slozhenie-moshnostej)
- [www.lakkroll.ru/privod-ot-dvuh-elektrodvigateley](http://www.lakkroll.ru/privod-ot-dvuh-elektrodvigateley)
- [www.findpatent.ru/patent/271/2710043.html](http://www.findpatent.ru/patent/271/2710043.html)

Производство

198095, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Швецова, д.23,  
Тел./Факс: (812) 600-18-55  
[www.ligra.ru](http://www.ligra.ru) E-mail: [ligra-spb@mail.ru](mailto:ligra-spb@mail.ru)

### Новинка — сварные радиаторы

Любой профиль из каталога ЛИГРА может быть сварен в конструкцию нужной ширины и длины

### Новинка — охладители О57

по вашим размерам



[rus-elektronika.ru](http://rus-elektronika.ru)



# ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Выставка электронной продукции  
российского производства

28|29|30  
НОЯБРЯ  
2023 МОСКВА  
Крокус Экспо



12+

По вопросам участия в выставке обращайтесь,  
пожалуйста, в Оргкомитет: +7 (812) 401 69 55, [electron@mvk.ru](mailto:electron@mvk.ru)



Организатор:



Официальная поддержка:



Партнеры:



реклама



25-я Международная выставка  
электронных компонентов, модулей  
и комплектующих

[expoelectronica.ru](http://expoelectronica.ru)

Забронируйте стенд  
на ExpoElectronica



11–13 апреля 2023  
Москва, Крокус Экспо

До встречи  
на выставках 2023!



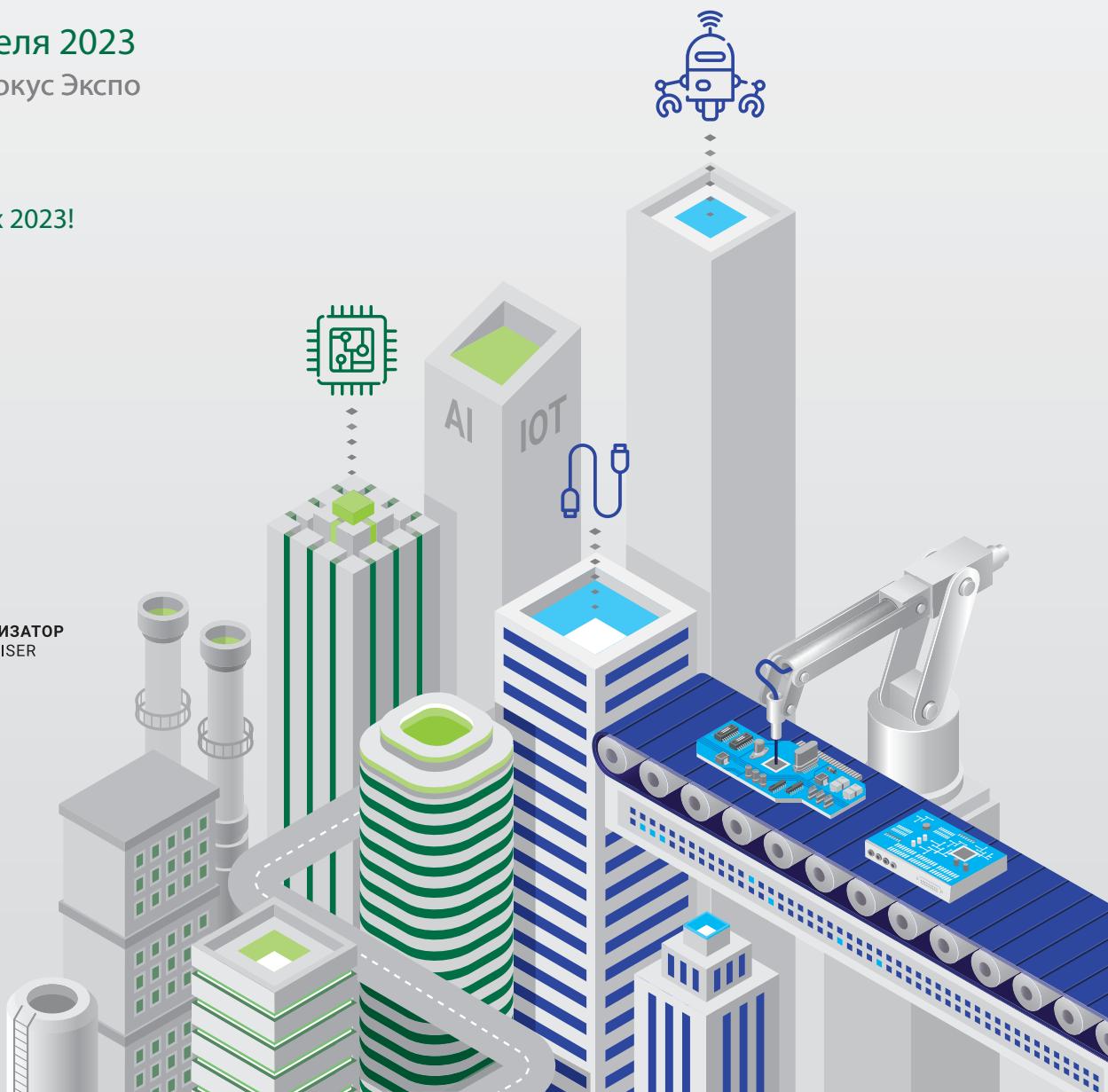
20-я Международная выставка  
технологий, оборудования и материалов  
для производства полупроводников,  
электронных компонентов и систем

[electrontechexpo.ru](http://electrontechexpo.ru)

Забронируйте стенд  
на ElectronTechExpo



**ITE**  
ОРГАНИЗATOR  
ORGANISER



# СИЛОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

для вашей электронной  
продукции

Xiner  
Leapers  
Fusemi  
Liaensemi  
Firstack  
Novosense



Энергосберегающие технологии внедряются во все сферы нашей жизни, они нужны в промышленности, энергетике, на транспорте. Развитие этих технологий невозможно без использования силовой электроники, «рабочей лошадкой» которой являются модули IGBT, и их применение чрезвычайно обширно.



Компания **ЭКСПЕРТ** осуществляет прямые поставки модулей IGBT Xiner, Leapers, Fusemi, Jiaensemi, драйверов Firstack, Novosense, диодно-тиристорных модулей Zenli, TechSem

 **ЭКСПЕРТ**  
компания основана в 2004 г.

Новосибирск | +7 (383) 222-51-51  
info.pcb@npkexpert.ru

Москва | +7 (495) 560-48-57  
moscow@npkexpert.ru

[npkexpert.ru](http://npkexpert.ru)