

СИЛОВАЯ  
ЭЛЕМЕНТНАЯ  
БАЗА

ПРИВОДЫ

ИСТОЧНИКИ  
ПИТАНИЯ

СИСТЕМЫ  
ИНДУКЦИОННОГО  
НАГРЕВА

АВТОМОБИЛЬНАЯ  
ЭЛЕКТРОНИКА

СОФТ

ТЕМАТИЧЕСКОЕ  
ПРИЛОЖЕНИЕ  
К ЖУРНАЛУ  
КОМПОНЕНТЫ  
И ТЕХНОЛОГИИ  
**12+**

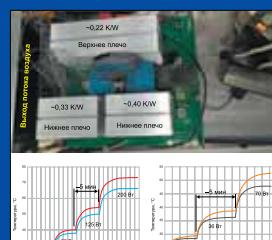
№ 3'2023  
июнь

# СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ISSN 2079-9322



[WWW.I-POWERS.RU](http://WWW.I-POWERS.RU)



Дискретные  
1200 В SiC MOSFET  
улучшенной конструкции  
для сварочных агрегатов



Влияние параметров  
IGBT-модулей  
на их параллельную работу



Силовые блоки  
на основе биполярных  
полупроводниковых  
приборов



Специализированные  
источники вторичного  
электропитания  
для космической  
промышленности

# 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)



реклама



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

## ЕСТЕСТВЕННО НАДЁЖНО И ПРОСТО



БВ6М1Т-200-0,3-Е

БВ6МТТ-50-0,3-Е

- питание обмотки возбуждения двигателя
- выпрямление трёхфазного переменного тока
- естественное воздушное охлаждение
- снабберные цепи • драйверы • номинальный выпрямленный ток 50 А и 200 А • максимальное выходное напряжение 0,3 кВ • частота питающей сети 50 Гц • реверсивный режим работы
- электронная компонентная база от ведущего отечественного производителя



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

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

Ольга Ворченко olga.vorchenko@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 23.03.23  
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 «МАЙЕР»  
190005, г. Санкт-Петербург, пр. Троицкий, д. 6.

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

**Хорхе Сересо (Jorge Cerezo).**

**Перевод: Евгений Карташев**

Дискретные 1200 В SiC MOSFET-приборы  
улучшенной конструкции  
для высокоэффективных сварочных агрегатов. . . . . 6

**Н. Солтау (N. Soltau), Э. Визнер (E. Wiesner),**

**Ю. Андо (Y. Ando), Дж. Сакаи (J. Sakai),**

**К. Хатори (K. Hatori).**

**Перевод: Евгений Карташев**

Влияние параметров IGBT-модулей  
на их параллельную работу . . . . . 10

**Денис Новоторженцев, Андрей Колпаков**

Российская силовая электроника:

разворот на Восток и доступная функциональность.

Часть 3. Firstack Technology . . . . . 14

**Вячеслав Мускатиньев,**

**Алексей Сабешкин, Наталья Мельникова,**

**Сергей Потапов, Алексей Хапугин**

Силовые блоки на основе  
биполярных полупроводниковых приборов. . . . . 21

**Стивен Оксли (Stephen Oxley).**

**Перевод: Иван Сергеев**

Ликбез: 10 советов по проектированию  
с использованием высоковольтных резисторов . . . . . 26

**Олег Болотин, Николай Гребенщиков, Григорий Портной,**

**Константин Разумовский, Олег Яценко**

Российские преобразователи напряжения ПИН  
в Госреестре СИ РФ . . . . . 30

## Приводы

**Роберт Шульга**

К вопросу цифровых двойников  
судовых пропульсивных комплексов . . . . . 34



Надежный производитель

Поставки со склада в РФ

Эксклюзивные цены

- Пружинные клеммы - серия DS Push-in
- Серия клемм DC - винт со стальной зажимной клеткой
- Пружинные клеммы - серия WS
- Аксессуары

В НАЛИЧИИ НА СКЛАДЕ В РФ

ОБРАЗЦЫ ПОД ПРОЕКТ

Клеммы Degson изготавливают из качественных материалов с учетом всех международных стандартов качества и безопасности. Рабочая температура от - 40 до 105°C окружающей среды. Компактны, просты в использовании и маркировке, что значительно сокращает время монтажа, а также гарантирует надёжность контакта, исключая нагрев или короткое замыкание в точке соединения, даже при многократном подсоединении и отсоединении проводки.

Более 300 наименований клемм Degson на Din-рейку  
На складе PT Connectivity в России



реклама

E-mail: [info@ptconnectivity.ru](mailto:info@ptconnectivity.ru)  
<https://ptconnectivity.ru/>

+7 499 112 02 36  
+7 812 509 22 66

# В номере:

## Editor-in-chief

Pavel Pravosudov pavel@fsmedia.ru

## Managing editor

Natalia Novikova natalia.novikova@fsmedia.ru

## Technical editor

Andrey Kolpakov

## Design and layout

Olga Vorchenko olga.vorchenko@fsmedia.ru

## Advertising department

Olga Zaytseva olga\_z@fsmedia.ru

## Subscription department

podpiska@fsmedia.ru

## Editorial office

115088, Russia,  
Moscow, Juzhnoportovaja, str. D, building 7  
Tel./Fax: +7 (495) 414-2132

197101, Russia, St. Petersburg,  
Petrogradskaya Emb., b. 34 "B"  
Tel.: +7 (812) 467-4585  
E-mail: compitech@fsmedia.ru  
[www.power-e.ru/eng.php](http://www.power-e.ru/eng.php)

## Representative office in Belarus

Minsk, Premier Electric  
Tel.: (10-37517) 297-3350, 297-3362  
E-mail: murom@premier-electric.com

## Источники питания

**Михаил Краснов, Евгений Лукьянов,  
Денис Авсюкович, Иван Надоров**

Специализированные источники вторичного электропитания  
для космической промышленности ..... 41

**Андрей Руцкой, Михаил Моисеев**

Высоковольтные источники питания  
для монтажа на печатную плату ..... 44

**Себастьян Фисчер (Sebastian Fischer),  
Эрик Хинтерлейнер (Erich Hinterleitner).  
Перевод: Иван Сергеев**

Импульсный источник питания с КПД более 96%  
на основе транзисторов GaN ..... 48

**Борис Глебов**

Способ улучшения свойств  
мостового резонансного DC/DC-преобразователя ..... 52

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



# ЭЛЕКТРОНИКА РОССИИ

Выставка электронной продукции  
российского производства

28|29|30  
НОЯБРЯ  
2023 МОСКВА  
Крокус Экспо



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:



# Дискретные 1200 В SiC MOSFET-приборы улучшенной конструкции для высокоеффективных сварочных агрегатов

**Запрос на все более энергоэффективные компоненты, направленный на сбережение природных ресурсов, привел к введению обязательных норм по КПД для источников питания сварочных аппаратов. Усовершенствованный карбидокремниевый MOSFET 1200 В CoolSiC в корпусе TO-247, созданный с применением технологии XT, а также нетрадиционные методы корпусирования и теплового проектирования позволяют улучшить конструкцию, повысить эффективность и плотность мощности [1].**

**Хорхе Сересо  
(Jorge Cerezo)\***

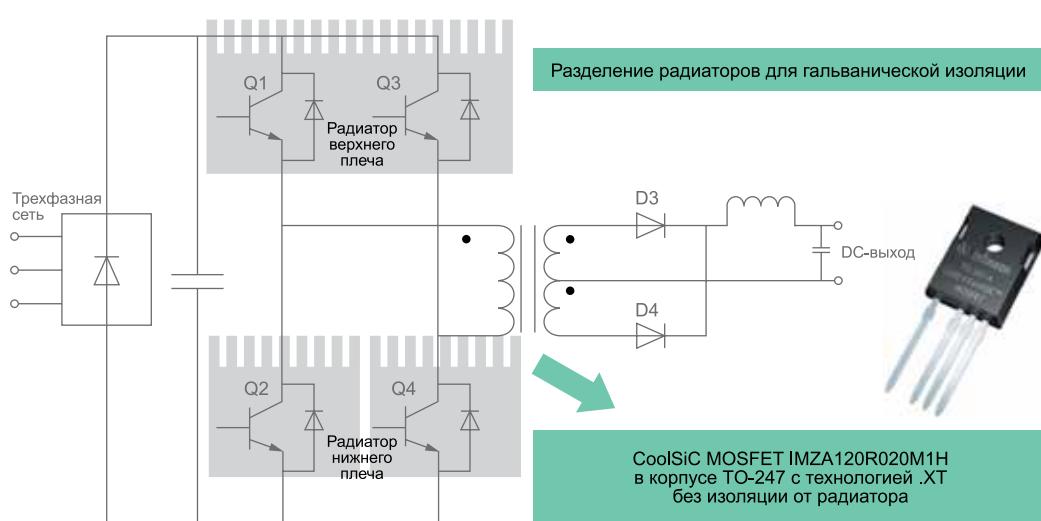
**Перевод:  
Евгений Карташев**

\* Infineon Technologies

Основными тенденциями в развитии технологий сварочных аппаратов являются увеличение энергоэффективности, снижение затрат и повышение мобильности, то есть уменьшение габаритов и веса. Например, требования по уровням эффективности источников питания для сварочных аппаратов стали или вскоре станут обязательными в европейских стандартах. Одним из примеров этого можно считать последнее постановление Евросоюза (ЕС) по сварочному оборудованию [2], вступившее в силу 1 января 2023 года. Таким образом, необходимость в совершенствовании технологий сварочных аппаратов средней мощности в диапазоне 10–40 кВт,

в которых используются силовые модули, в настоящее время очень актуальны.

Транзистор CoolSiC MOSFET 1200 В в корпусе TO-247, разработанный с применением технологии корпусирования XT, обладает улучшенными тепловыми характеристиками и повышенной надежностью. Вместе со специальной системой охлаждения (дискретные устройства монтируются непосредственно на радиаторе без электрической изоляции для улучшения отвода тепла [3]) это обеспечивает передовое решение на основе дискретных приборов (рис. 1). Реализация данных идей позволяет перейти на более высокий уровень выходной мощности при



**Рис. 1.** Источник питания сварочного агрегата на основе дискретных 1200 В CoolSiC MOSFET с установкой без изоляции от радиатора

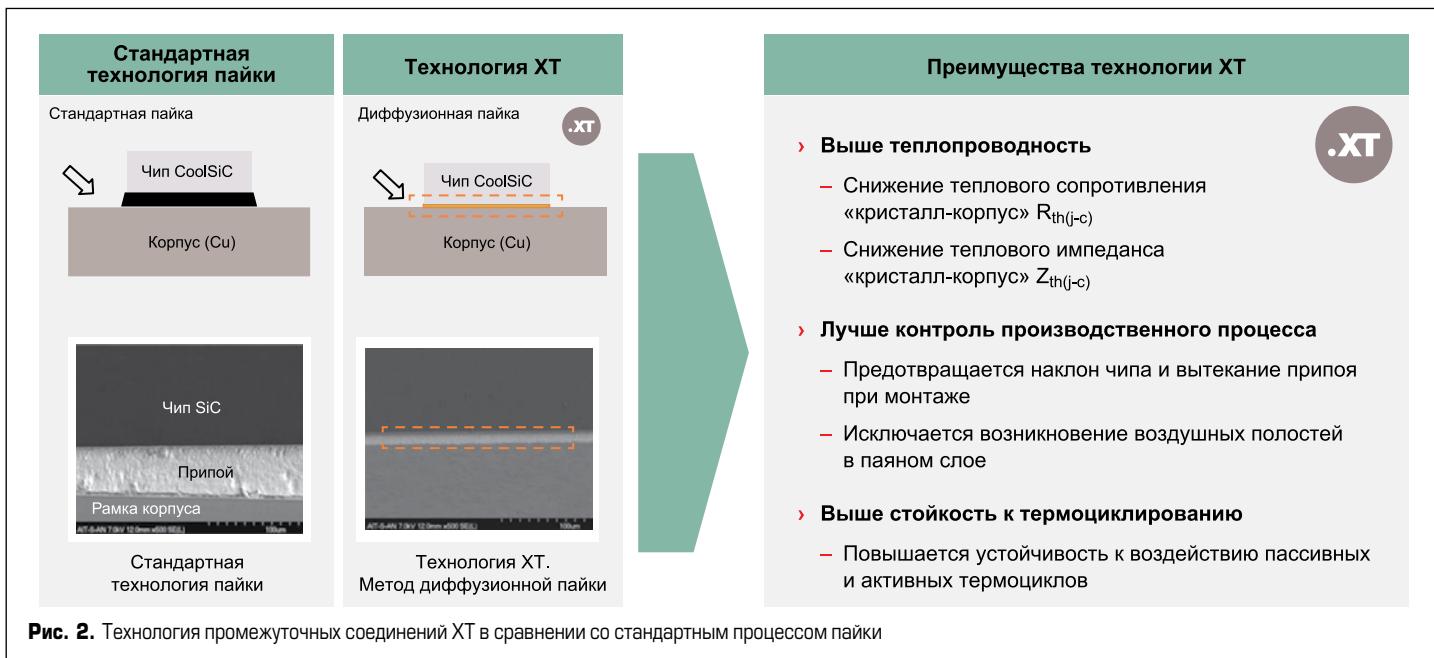


Рис. 2. Технология промежуточных соединений XT в сравнении со стандартным процессом пайки

повышенном КПД, а также снизить стоимость сварочных аппаратов средней мощности.

### Дискретный CoolSiC MOSFET с технологией промежуточных соединений XT

Новый CoolSiC MOSFET 1200 В размещен в корпусе TO-247 с усовершенствованной технологией промежуточных соединений XT. Ее основная особенность — процесс установки чипов с помощью диффузионной пайки. Преимуществом этой технологии корпутирования, подробно рассмотренной в [4], является значительное уменьшение толщины паяного слоя (рис. 2), что в сочетании с использованием специфических интерметаллических сплавов заметно повышает теплопроводность. Таким образом, удается снизить тепловое сопротивление «кристалл-корпус»  $R_{th(j-c)}$  и динамический тепловой импеданс  $Z_{th(j-c)}$  прибора.

Модификация технологии соединений кристаллов повышает надежность полупроводникового прибора, поскольку это предотвращает наклон чипа, а также вытекание припоя при его монтаже и исключает возникновение пустот в паяном слое. Кроме того, улучшается устойчивость транзистора к воздействию термомеханических нагрузок, то есть обеспечивается большая надежность в условиях активного и пассивного термоциклирования. Соответственно, применение транзисторов CoolSiC MOSFET 1200 В в корпусе TO-247 с технологией XT позволяет создавать блоки питания сварочных аппаратов с улучшенными тепловыми характеристиками и повышенной надежностью.

### Источник питания сварочного аппарата с током 500 А на основе дискретных CoolSiC MOSFET

Усовершенствование сварочного аппарата средней мощности за счет применения CoolSiC MOSFET 1200 В в корпусе TO-247 с технологией XT было продемонстрировано на примере уникального 500-А инвертора сварочного аппарата, созданного одним из ведущих производителей данной техники. В нем использована рассмотренная ранее

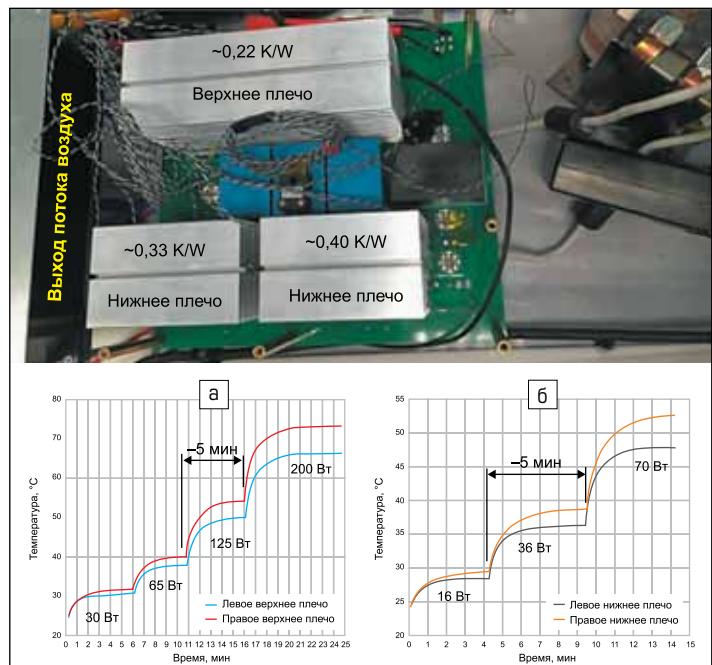


Рис. 3. Состояние теплового равновесия и теплоотводящая способность радиаторов: а) верхнего плеча; б) нижнего плеча

и показанная на рис. 1 концепция системы охлаждения, при которой транзисторы монтируются на радиаторах без электрической изоляции. Кроме того, для подтверждения высокой производительности устройства было проведено сравнение с конкурирующим прибором SiC MOSFET в тех же условиях применения.

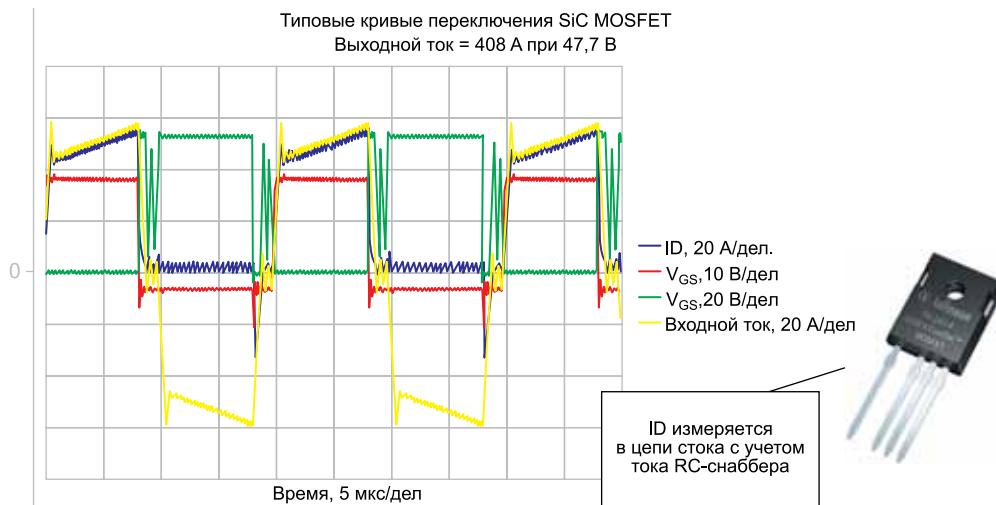
Источник питания сварочного аппарата представляет собой полномостовой инвертор на основе четырех транзисторов CoolSiC MOSFET 1200 В с сопротивлением канала 20 мОм в 4-выходном корпусе TO-247 с технологией XT (IMZA120R020M1H). Основные технические характеристики инвертора приведены в таблице.

Отметим, что по сравнению с типовыми сварочными аппаратами средней мощности на основе IGBT, работающих с частотой переключения 10–20 кГц, переход на сверхскоростные SiC MOSFET позволяет значительно повысить рабочую частоту инвертора. Это способствует уменьшению размеров магнитных и пассивных компонентов и, следовательно, всего блока инвертора.

Кроме того, для удовлетворения требований, изложенных в таблице, радиатор и интенсивность охлаждения выбирали таким образом, чтобы

Таблица. Основные параметры инвертора сварочного аппарата

Параметр	Значение
Входное напряжение питания	3 фазы, 400 В, 50 Гц
Выходной ток	500 А DC
Выходное напряжение	40 В DC при 500 А DC
Коэффициент заполнения	60%
Частота коммутации	50 кГц
Температура окружающей среды $T_{ambient}$	+40 °C
Температура радиатора $T_{heatsink}$	+80 °C



**Рис. 4.** Типовые характеристики переключения SiC MOSFET при работе инвертора сварочного аппарата

обеспечить надлежащую тепловую постоянную времени. Радиаторы достигают установившегося температурного режима примерно за 5 мин, что определяет параметры системы охлаждения (рис. 3). Таким образом, в течение 60% рабочего цикла сварки, соответствующего максимальным эксплуатационным требованиям, SiC MOSFET-приборы достигают установившегося теплового режима.

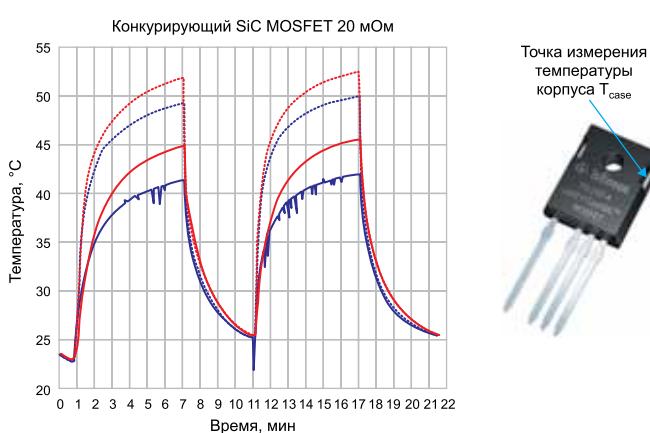
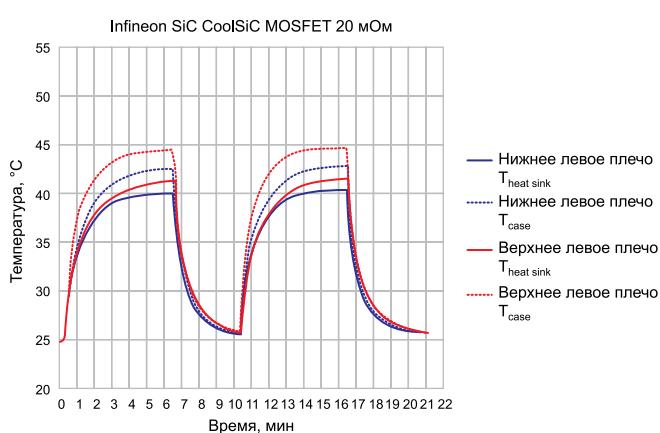
- Испытания инвертора проводились при следующих условиях:
- Выходная мощность: 408 А при 47,7 В ~19,5 кВт. Целевой показатель: 20 кВт (500 А при 40 В).
  - Рабочий цикл сварки: 60% (6 мин ВКЛ, 4 мин ВЫКЛ).
  - Напряжение DC-шины инвертора: 530 В (DC).
  - Частота коммутации: 50 кГц.
  - Напряжение управления  $V_{GS}$  (CoolSiC MOSFET, 20 мОм): +18/-3 В.
  - Напряжение управления  $V_{GS}$  (конкурирующий модуль SiC MOSFET, 20 мОм): +20/-4 В.
  - Радиатор нижнего плеча  $R_{th}$ : ~0,36 К/Вт.
  - Радиатор верхнего плеча  $R_{th}$ : ~0,22 К/Вт.
  - Теплопроводность термопасты: 6 Вт/м·К.
  - Монтажное усилие: 60 N (13,5 lbs).
  - Температура окружающей среды: +25 °C.
  - Охлаждение: принудительное воздушное.
  - Нагрузка: RCL.

Благодаря правильному выбору драйвера затвора и RC-снабберов, а также грамотной компоновке печатной платы не выявлено существенной разницы между CoolSiC MOSFET и конкурирующим SiC-транзистором, оба демонстрировали схожие характеристики переключения (рис. 4).

Измерения тепловых режимов и потерь мощности продемонстрировали высокую производительность CoolSiC MOSFET-приборов. Температурные профили (рис. 5) показывают лучшую эффективность ключа IMZA120R020M1H CoolSiC (20 мОм) по сравнению с конкурирующим транзистором. В среднем, у CoolSiC примерно на 6% ниже температура радиатора  $T_s$ , на 17% меньше расчетные потери мощности и на 14% ниже нагрев корпуса  $T_c$ .

Более того, как и ожидалось на основе данных о системе охлаждения, CoolSiC MOSFET достигают установившегося теплового состояния после 5 мин работы. Конкурирующий прибор так и не пришел в тепловое равновесие, то есть его потери мощности продолжают увеличиваться после 6 мин работы системы. И наконец, требование по нагреву радиатора не выше  $T_s = +80$  °C легко удовлетворяется при использовании этого дискретного SiC MOSFET, даже при максимальной температуре окружающей среды +40 °C.

Таким образом, проведенные испытания подтвердили, что решение на основе дискретных CoolSiC MOSFET и концепции охлаждения, при которой транзисторы монтируются на радиатор без электрической



Положение ключа в инверторе	SiC MOSFET	Максимальная температура $T_{heat\ sink}$ , °C	Максимальная температура $T_{case}$ , °C	Планируемая мощность $P_{loss}$ , Вт
Нижнее плечо	Infineon	40,4	42,7	47,6
	Конкурент	42	49,8	54,3
Верхнее плечо	Infineon	41,4	44,7	42
	Конкурент	45,4	52,3	53,2

**Рис. 5.** Сравнительные тепловые характеристики и потери мощности SiC MOSFET (20 мОм, 1200 В) IMZA120R020M1H при 60%-ном рабочем цикле сварочного аппарата

изоляции, позволяет создавать инверторы сварочных аппаратов мощностью 20 кВт и выше.

### Заключение

В статье представлен усовершенствованный источник питания для сварочных аппаратов с применением CoolSiC MOSFET 1200 В в корпусе TO-247 с технологией соединений XT и хорошо известной, но нетрадиционной системой охлаждения. Предложенная конструкция инвертора позволяет заметно улучшить отвод тепла и повысить выходную мощность по сравнению с обычными решениями на основе силовых модулей. Применение технологии XT повышает тепловые характеристики, а следовательно, надежность и срок службы инвертора. Предлагаемое дискретное решение обеспечивает более высокую эффективность преобразования и плотность мощности, благодаря чему можно создавать более энергоэффективные сварочные аппараты и соответствовать общим тенденциям современной промышленности, таким как снижение стоимости, веса и габаритов.

### Литература

1. Cerezo J. Improving the power efficiency of welding machines using 1200 V CoolSiC MOSFET discrete with .XT interconnection technology. PCIM Europe 2022, Nuremberg. [www.pcim.mesago.com/nuernberg/en.html](http://www.pcim.mesago.com/nuernberg/en.html)
2. Commission Regulation (EU) 2019/1784: requirements for welding equipment pursuant to Directive 2009/125/EC of the European Parliament and of the Council.
3. TO-247PLUS IGBT discrete device enhances power density in welding machines, AN2019-10. Infineon Technologies AG.
4. Holz M., Hilsenbeck J., Otremba R., Heinrich A., Türkes P., Rupp R. SiC Power Devices: Product Improvement using Diffusion Soldering // Materials Science Forum. 2009. Vol. 615–617.


  
**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)

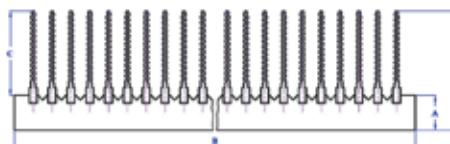
### Новинка — сварные радиаторы

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



### Новинка — охладители О57

по вашим размерам


ДОКУМЕНТ

# МАГНИТОПРОВОДЫ

нанокристаллические тороидальные  
серий MSTN и MSFN

### ПРЕИМУЩЕСТВА

- Высокая индукция насыщения (1,17 Тл)
- Высокая магнитная проницаемость (до 100 000)
- Низкие потери
- Температурная стабильность
- Температурный диапазон от –60 до +155 °C
- Высокий КПД, малые габариты и вес

### ПРИМЕНЕНИЕ

- Высокоточные трансформаторы тока (ТТ)
- Устройства защитного отключения (УЗО)
- Мощные зарядные станции
- Сварочные инверторы
- Силовые ВЧ трансформаторы высокой мощности
- Синфазные дроссели в помехоподавляющих фильтрах (СМС)

### Энергосберегающие Помехоподавляющие

Расширение  
ассортимента  
до 200 мм



  
**MSTATOR**

Российское производство  
ПАО «МСТАТОР»

Наличие складских запасов  
Ускорение производства  
образцов для тестирования

Уточняйте наличие  
[sbyt@mstator.ru](mailto:sbyt@mstator.ru)  
[www.mstator.ru](http://www.mstator.ru)

ДОКУМЕНТ

# Влияние параметров IGBT-модулей на их параллельную работу

Одна из проблем параллельного соединения IGBT состоит в том, что необходимо понять, насколько следует снизить общую мощность силового конвертера с учетом разбросов параметров модулей. Это важно для правильного использования параллельных модулей в пределах безопасных тепловых и электрических режимов. В статье описывается методика анализа влияния параметров силовых ключей на распределение токов в статических и динамических режимах.

**Н. Солтау (N. Soltau)<sup>1</sup>**  
**Э. Визнер (E. Wiesner)<sup>1</sup>**  
**Ю. Андо (Y. Ando)<sup>2</sup>**  
**Дж. Сакай (J. Sakai)<sup>2</sup>**  
**К. Хатори (K. Hatori)<sup>2</sup>**  
**Перевод:**  
**Евгений Карташев**

<sup>1</sup> Mitsubishi Electric Europe B.V., Ratingen, Germany.  
<sup>2</sup> Mitsubishi Electric Corporation, Fukuoka, Japan.

## Введение

Дисбаланс токов при работе параллельных модулей вызван не только разбросом характеристик, таких как прямое напряжение IGBT и диодов, но и конструкцией самого силового преобразователя. Способ подключения терминалов к DC-шине питания и AC объединительной выходной шине, конструкция драйвера затвора и его соединение с сигнальными выводами оказывают влияние на статический и динамический баланс токов. Обзор различных факторов,

воздействующих на параллельную работу силовых модулей, приведен на рис. 1.

В статье основное внимание уделяется анализу характеристик IGBT и антипараллельных диодов (FWD) и их влиянию на распределение токов в параллельных цепях. При рассмотрении этих вопросов предполагается, что все силовые модули имеют одинаковые условия охлаждения.

## Испытательная установка и тестовые образцы

Каждый производитель электронного оборудования, предназначенного для подвижного состава, разрабатывает собственную уникальную конструкцию конвертера, поэтому изготовителям полупроводниковых приборов очень трудно провести презентативный анализ силовых модулей без стандартизированной тестовой установки. Эта проблема обсуждалась в рамках проекта “Horizon 2020 Shift-2-Rail” [2]. Участники проекта договорились определить стандартизованный способ взаимодействия между поставщиком полупроводниковых элементов и производителем силовых преобразователей для нормирования коэффициента снижения номинальных параметров. Конструкция эталонной испытательной установки показана на рис. 2, она разработана с учетом минимизации влияния внешних компонентов на дисбаланс токов параллельных ключей.

В звене постоянного тока (DC-шина) каждый силовой модуль имеет отдельный DC-конденсатор; соединение AC-выводов осуществляется через широкую шину с центральной точкой подключения нагрузки, расположенной под модулями. Для управления параллельными ключами используется один «центральный» драйвер, соединяемый с затворами посредством низкоиндуктивной интерфейсной платы.

Для исследования параллельной работы IGBT использована представленная выше эталонная тестовая установка, а в качестве тестируемого прибора выбран модуль CM450DA-66X в корпусе LV100. Семейство



Рис. 1. Факторы, влияющие на параллельную работу силовых модулей



Рис. 2. Стенд для оценки параллельной работы IGBT

**Таблица.** Серия модулей LV/HV100 X

Элемент	Корпус/Базовая плата	1,7 кВ	3,3 кВ	4,5 кВ	6,5 кВ
X-серии (Si)	6 kViso/Алюминий	CM1200DA-34X (1200 A полумост)	CM450DA-66X (450 A полумост) CM600DA-66X (600 A полумост) CM600E1A-66X (600 A чоппер)		
	10 kViso/Алюминий		CM450DE-66X (450 A полумост) CM600DE-66X (600 A полумост)	CM450DE-66X (450 A полумост)	CM300DE-130X (300 A полумост, в разработке)

таких силовых ключей, созданных с применением кремниевых чипов и алюминиевой базовой платы, представлено в таблице. В них использованы новейшие кристаллы Trench IGBT 7-го поколения CSTBT (III) и диоды RFC. Как IGBT, так и FWD имеют положительный температурный коэффициент прямого напряжения в широком диапазоне токов. Это обеспечивает автоматическую балансировку токов параллельных модулей в статических режимах при условии неравномерного распределения температуры по радиатору.

Встроенный NTC-термодатчик позволяет контролировать температуру корпуса каждого отдельного ключа. Кроме того, в полумостовых модулях серии X использована инновационная алюминиевая базовая плата с встроенной керамической изолирующей подложкой AlN, получившая название MCB (Metal Casting direct Bonding). Новая MCB-структура обеспечивает существенное уменьшение теплового сопротивления относительно корпуса по сравнению с обычной базовой платой, что позволяет увеличить выходную мощность или снизить перегрев кристаллов. Модули серии X адаптированы для применения в условиях ж/д транспорта, они отличаются высоким значением CTI материала корпуса, имеют жесткие допуски и проходят усиленный контроль качества.

### Корреляция параметров IGBT и сигналов коммутации параллельных модулей

Для исследования влияния параметров IGBT на распределение токов в параллельных цепях измерялись параметры десяти различных пар силовых модулей. После этого был проведен линейный регрессионный анализ, позволивший определить корреляцию характеристик сигналов переключения и параметров силового модуля. Более подробную информацию можно найти в [3].

В качестве тестируемого прибора использовался IGBT 3,3 кВ/450 А (CM450DA-66X) в корпусе LV100. Эти силовые модули демонстрируют естественное распределение электрических параметров за счет положительных температурных коэффициентов. Напряжение насыщения коллектор-эмиттер  $V_{CE(sat)}$  изме-

ми. Линейный регрессионный анализ десяти пар IGBT позволил определить корреляцию между их параметрами и характеристиками коммутации. Обнаружено, что разница токов  $\Delta I_C$  в установившемся режиме коррелирует только с разницей напряжений коллектор-эмиттер. Влияние других параметров силового модуля признано незначительным (коэффициент определения  $<95\%$ ). Линейный регрессионный анализ дает следующую зависимость для определения токового дисбаланса (более подробная информация в [3]):

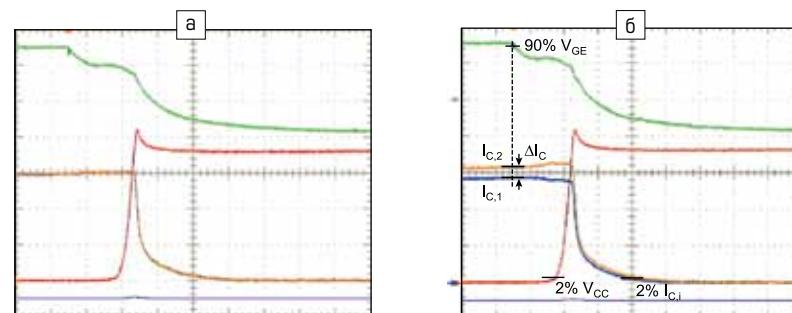
$$\Delta I_C/I_{C(avg)} \approx -0,56 V^{-1} \times \Delta V_{CEsat} \quad (1)$$

### Анализ характеристик включения

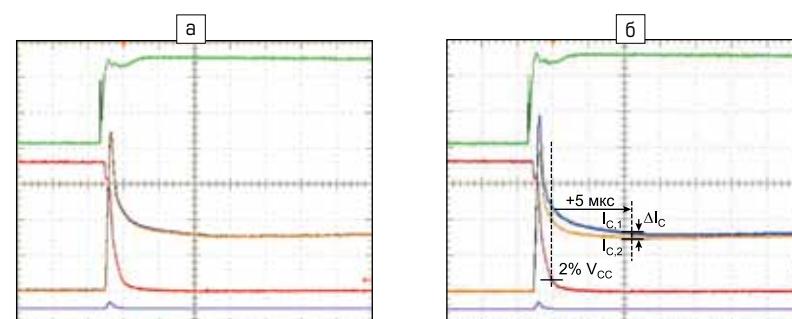
На рис. 4 показаны формы сигналов при включении двух параллельных силовых модулей. Если их параметры одинаковы, токи в параллельных цепях будут равными. При разнице характеристик IGBT следует ожидать неравномерного распределения токов между ними.

Обнаружено, что распределение токов в этом случае коррелирует с разницей пороговых напряжений затвор-эмиттер  $\Delta V_{GE(th)}$  и разницей прямых напряжений оппозитных диодов  $\Delta V_{EC}$ . Линейный регрессионный анализ дает следующую зависимость для определения токового дисбаланса (более подробная информация в [3]):

$$\Delta I_C/I_{C(avg)} \approx -0,18 V^{-1} \times \Delta V_{EC} - 0,18 V^{-1} \times \Delta V_{CE(th)}. \quad (2)$$



**Рис. 3.** Примерные характеристики выключения [зеленый:  $V_{GE} = 10$  В/дел., голубой:  $I_{C1} = 150$  А/дел.; желтый:  $I_{C2} = 150$  А/дел., красный:  $V_{CE} = 500$  В/дел., 2 мкс/дел.]:  
а) одинаковые параметры модулей; б) разные параметры модулей



**Рис. 4.** Примерные характеристики включения [зеленый:  $V_{GE} = 10$  В/дел., голубой:  $I_{C1} = 300$  А/дел.; желтый:  $I_{C2} = 300$  А/дел., красный:  $V_{CE} = 500$  В/дел., 2 мкс/дел.]:  
а) одинаковые параметры модулей; б) разные параметры модулей

## Характеристики обратного восстановления диода

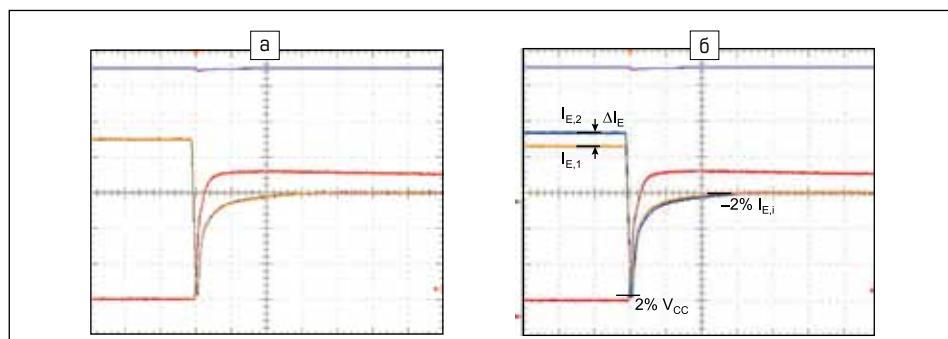
Примерные характеристики обратного восстановления оппозитного диода  $I_{RR}$  показаны на рис. 5. Как и в предыдущем случае, ток распределяется поровну между силовыми модулями, если их параметры одинаковы. В противном случае различия становятся заметными как по статическому значению, так и по пику тока обратного восстановления.

Линейный регрессионный анализ показывает, что распределение статических токов коррелирует исключительно с разницей прямых напряжений диода  $\Delta V_{EC}$ . Влияние других параметров силового модуля является незначительным, более подробно этот вопрос рассмотрен в [3]. Токовый небаланс описывается следующей зависимостью:

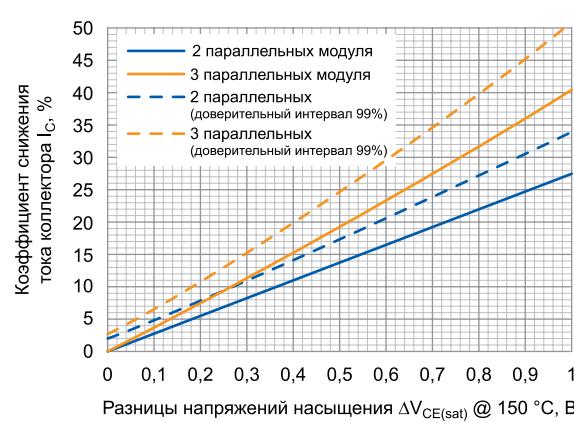
$$\Delta I_g/I_{E(\text{avg})} \approx -0,78 V^{-1} \times \Delta V_{EC}. \quad (3)$$

## Расчет коэффициента снижения для шести параллельных модулей

Используя коэффициенты снижения тока и энергии, определенные в предыдущем разделе, можно найти соответствующие коэффициенты для случаев, когда в параллель соединено более двух модулей. При этом предполагается, что один из силовых ключей имеет минимальные характеристики (приводящие к максимальной энергии переключения или току), в то время как все остальные имеют максимальные характеристики (приводящие к минимальной энергии переключения или току). Используя уравнение (4), в качестве примера можно рассчитать коэффициент снижения тока коллектора для двух и более параллельных цепей, где  $n$  — это количество параллельных ключей;  $x$  — коэффициент дисбаланса, полученный по результатам предыдущих измере-



**Рис. 5.** Примерные характеристики обратного восстановления  
(голубой:  $I_{C1} = 300 \text{ A}/\text{дел.}$ ; желтый:  $I_{C2} = 300 \text{ A}/\text{дел.}$ ; красный:  $V_{CE} = 500 \text{ В}/\text{дел.}, 2 \text{ мкс}/\text{дел.}$ ):  
а) одинаковые параметры модулей; б) разные параметры модулей



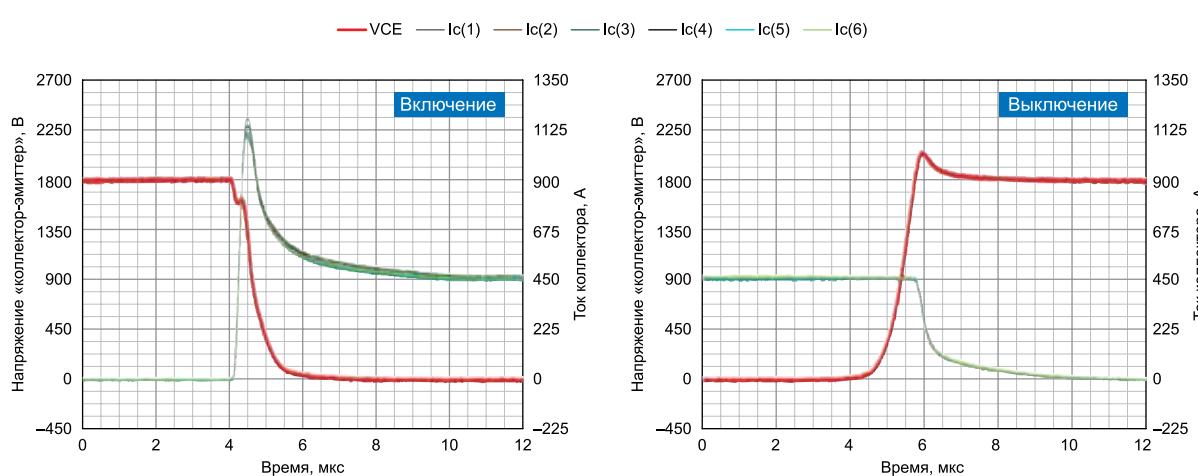
**Рис. 6.** Коэффициент снижения тока коллектора  $I_C$   
в зависимости от разницы напряжений насыщения  $\Delta V_{CE(\text{sat})}$

ний для  $n = 2(\Delta I_C/I_{C(\text{avg})})$  в соответствии с (1) и (2) или  $\Delta I_E/I_{E(\text{avg})}$  в соответствии с (3).

Результатирующая зависимость коэффициента снижения номинального тока от параметров параллельной группы представлена на рис. 6. Как видно на рисунке, доверительные интерва-

лы, определенные с помощью регрессионного анализа, становятся очень полезными в отношении коэффициента снижения для нескольких силовых модулей. Напомним, что термин «доверительный интервал» используется в математической статистике при интервальной

$$\frac{I_{C(\text{max})}}{I_{C(\text{avg})}} - 1 = \frac{I_{C(\text{max})}}{\left( \frac{(n-1)I_{C(\text{min})} + I_{C(\text{max})}}{n} \right)} - 1 = \frac{nI_{C(\text{max})}}{(n-1)\left( \frac{1-x}{1+x} \right)I_{C(\text{min})} + I_{C(\text{max})}} = \frac{n}{\left( \frac{(n-1)(1-x)}{1+x} + 1 \right)} - 1, \quad (4)$$



**Рис. 7.** Характеристики переключения шести параллельных модулей  
(условия измерения:  $V_{CC} = 1800 \text{ В}$ ,  $I_C = 2700 \text{ А}$  (450 А на ключ),  $T_j = +150^\circ\text{C}$ ,  $V_{GE} = +15 \text{ В} / -9 \text{ В}$ ,  $R_{G(on)} = 2,7 \text{ Ом}$ ,  $R_{G(off)} = 62 \text{ Ом}$ ,  $C_{GE} = 33 \text{ нФ}$ )

оценке статистических параметров. Доверительным называют интервал, который покрывает неизвестный параметр с заданной надежностью.

Проведенный анализ показывает, что при гарантированно малом разбросе параметров достичим небольшой коэффициент снижения и хорошее распределение тока. На рис. 7 представлены результаты измерения характеристик переключения системы, содержащей шесть параллельных силовых ключей. Наблюдается равномерное распределение токов между модулями, что обеспечивает хороший баланс потерь и оптимальное использование площади, занимаемой чипами.

### Заключение

В статье представлена методика исследования влияния параметров силовых модулей на небаланс токов при параллельном соединении. Влияние различных характеристик полупроводникового прибора исследуется для каждой фазы коммутации (включение и выключение IGBT, обратное восстановление FWD). С учетом значимых факторов представлена модель для расчета вариаций характеристик переключения при произвольных параметрах полупроводников. Показано, как полученные

результаты можно использовать при соединении более чем двух приборов. В итоге подтверждена возможность равномерного распределения токов между шестью параллельными силовыми ключами. Формы сигналов переключения подтверждают, что при хорошо продуманной компоновке преобразователя и правильном согласовании компонентов достигается идеальное распределение токов в модулях LV100.

### Литература

- Wiik T. D1.2, New generation power semiconductor, Common specification for traction and market analysis, technology roadmap, and value cost prediction. Roll2Rail, H2020 — 636032, 2016.
- Nagel A., Weigel J. et. al. Paralleling reference setup. Shift2Rail, Pinta, H2020 — 730668, 2019.
- Ando Y., Sakai J., Hatori K., Soltau N., Wiesner E. Influence of IGBT and Diode Parameters on the Current Sharing and Switching-Waveform Characteristics of Parallel-Connected Power Modules. 24<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), 2022.

## DC/DC-преобразователи в корпусе DIP-16 мощностью 15 Вт от Traco Power



Traco Power представила серию DC/DC-преобразователей в компактном металлическом корпусе DIP-16 мощностью 15 Вт — серии TEL 15N и TEL 15WIN. Преобразователи обладают высо-

кой плотностью мощности 4,51 Вт/см<sup>3</sup>, доступны в стандартном корпусе и в исполнении с радиатором.

TEL 15N и TEL 15WIN имеют широкий диапазон входного напряжения 2:1 и 4:1 соответственно и высокий КПД (до 87%). Компактный корпус DIP-16, мощность 15 Вт и стандартизированное постоянное выходное напряжение 5,1; 12; 15; 24; ±12; ±15 В подходят для промышленности, измерительного оборудования, вычислительных систем, где требуется экономия места на плате. Встроенный в корпус радиатор позволяет работать преобразователю при температуре до +70 °C без ухудшения мощностных характеристик.

Основные характеристики преобразователей серии TEL 15N и TEL 15WIN:

- компактный корпус: DIP-16;
- высокая плотность мощности: 4,51 Вт/см<sup>3</sup>;
- доступен в стандартном корпусе или корпусе с радиатором;
- экранированный металлический корпус с изолированным основанием;
- диапазон входного напряжения: 2:1 и 4:1;
- высокий КПД: до 87%;
- диапазон рабочих температур: -40...+88 °C;
- встроенный фильтр EN 55032 класса А;
- защита от короткого замыкания.

<https://macrogroup.ru/>

**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  
<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

# Российская силовая электроника: разворот на Восток и доступная функциональность.

## Часть 3. Firstack Technology

**Мы продолжаем серию статей, посвященных наиболее интересным производителям компонентов силовой электроники из Китая. В прошлом выпуске [1] было рассказано о Novosense Semiconductor — фирме, чья продукция способна заменить широко известные IC-драйверы Power Integration, Infineon, Avago и другие микросхемы, необходимые для реализации цифрового привода. Интегральный драйвер — один из вариантов реализации устройства управления изолированными затворами, развитием которого являются ядро и plug-and-play. Их разработкой и производством занимается компания Firstack Technology.**

**Денис Новоторженцев<sup>1</sup>**

denis\_n@npkexpert.ru

**Андрей Колпаков<sup>1</sup>**

akolpakov@npkexpert.ru

### Знакомьтесь: Firstack Technology

Компания Hangzhou Firstack Technology Co., Ltd, расположенная в Северном технологическом парке Ханчжоу, специализируется на разработке и производстве IGBT-драйверов. Некоторые продукты Firstack — прямые аналоги всемирно известных устройств управления изолированными затворами Power Integration. Компания удостоена звания «Национальное высокотехнологичное предприятие», а выпускаемая продукция сертифицирована по ISO9001.

Firstack является лидером китайского рынка в области разработки интеллектуальных цифровых IGBT-драйверов. Гамма продуктов компании включает ядра, а также устройства класса plug-and-play, предназначенные для непосредственного соединения с IGBT в стандартных 62-мм корпусах, Econo-Dual, Prime-PACK, IHV, IHM. Кроме этого, Firstack выпускает специализированные платы для управления сборками параллельных IGBT, трехуровневыми модулями Prime-PACK и транспортными IGBT в конструктиве HP1 и Econo.

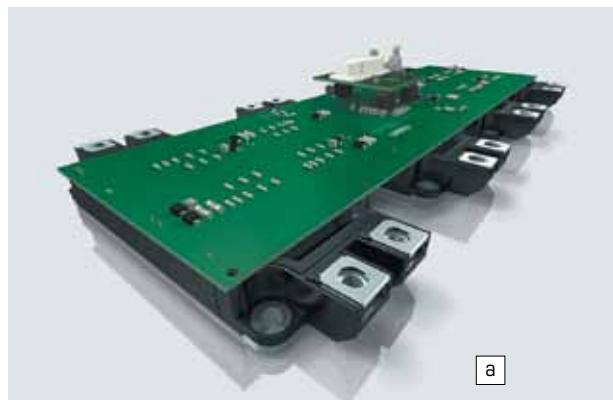
### Немного теории

#### IC, ядро, plug-and-play

Коммерческие устройства управления изолированными затворами IGBT/MOSFET/SiC подразделяются на три класса:

- Интегральный драйвер (Driver IC):** этот термин охватывает широкий класс микросхем от простейших устройств сдвига уровня (например, с логическим входом 3,3 В и биполярным выходом) до сложных твердотельных IC, совмещающих на одном кристалле логику управления, изолирующий барьер и выходной буферный каскад. В первом случае применение IC требует дополнительной схемы изоляции, источника питания и выходного усилителя. Устройства второго типа являются функционально законченными, но из-за физических ограничений не могут работать в приложениях высокой мощности. Примером одного из наиболее продвинутых IC-драйверов служит NSi66\*1 производства Novosense [1].

<sup>1</sup> НПК «Эксперт».



а



б

**Рис. 1.** а) Ядро драйвера, управляемое четырьмя параллельными модулями в конструктиве Econo-Dual через плату адаптера; б) plug-and-play-драйвер Firstack с модулем Econo-Dual

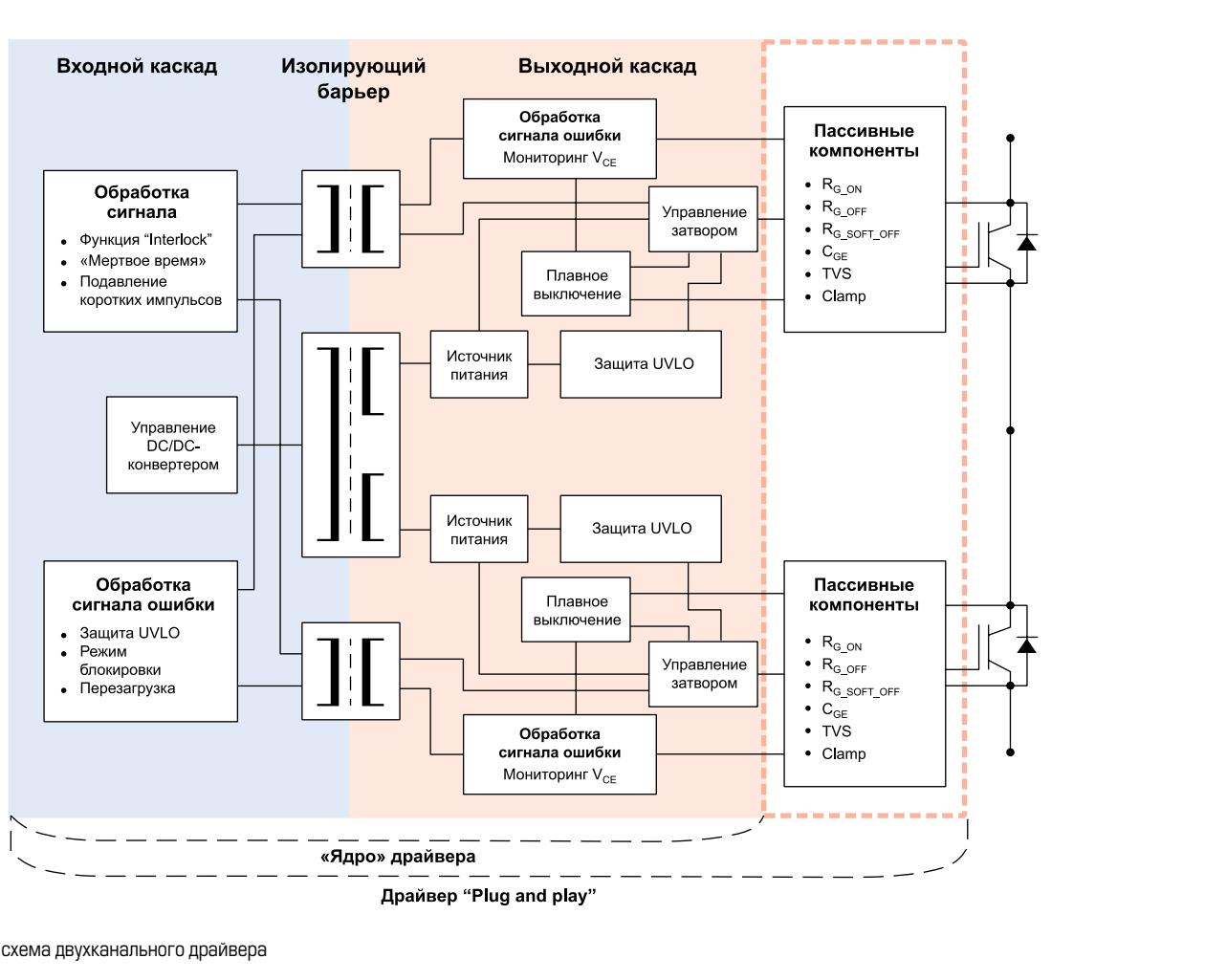


Рис. 2. Типовая схема двухканального драйвера

**2. Ядро (Driver Core):** в системах средней и высокой мощности ядро драйвера может обеспечить все необходимые функции управления, при этом оно, естественно, превышает вариант IC по габаритам. Гальваническая развязка реализуется с помощью оптронов или импульсных трансформаторов, определяющих необходимые рабочие напряжения и параметры изоляции. Ядро, как правило, представляет собой компактный узел, который подключается к силовому модулю через плату адаптера, содержащую сопротивления затвора и элементы настройки схемы защиты (рис. 1a).

**3. Драйвер plug-and-play:** для модулей в стандартных промышленных корпусах (например, Econo-Dual) выпускаются готовые платы (рис. 1б), обеспечивающие все функции управления и защиты. Как правило, на них предусмотрены контактные площадки для установки резисторов затвора, благодаря чему пользователь самостоятельно адаптирует устройство к конкретному IGBT-модулю. Такие драйверы устанавливаются на силовой ключ методом пайки или прессовой посадки.

#### Структура двухканального драйвера

На рис. 2 показана типовая блок-схема современного двухканального (полумостового) драйвера, важнейшей особенностью которого является потенциальное разделение первичного (низковольтного) и вторичного (высоко-

вольтного) каскадов. Сигналы с контроллера подаются на входной каскад, чья логическая схема обеспечивает подавление шумовых импульсов, формирование «мертвого времени» для исключения сквозного тока и соответствующую обработку импульсов управления, передаваемых через изолирующий барьер.

Для работы драйвера необходим изолированный источник питания, формирующий положительное и отрицательное напряжение включения и выключения силовых транзисторов. Вторичный каскад также должен обеспечивать функцию быстрой защиты (DSCP — Dynamic Short Circuit Protection), позволяющую оперативно блокировать модуль в случае перегрузки и формировать сигнал ошибки, передаваемый на вход устройства.

Кроме защиты от перегрузки по току, некоторые устройства управления затвором способны блокировать силовой ключ при перегреве и падении сигнального напряжения питания ниже установленного порога (функция UVLO — Under Voltage LockOut), они запрещают одновременное включение верхнего и нижнего плеча полумостового каскада (функция InterLock) и формируют «мертвое время»  $T_{dr}$ . К полезным функциям драйвера относится и возможность работы в трехуровневом режиме, наличие индикатора состояния и цепи активного ограничения (AC — Active Clamp). Многие из этих опций реализованы в платах управления, выпускаемых Firststack.

#### Рабочее напряжение

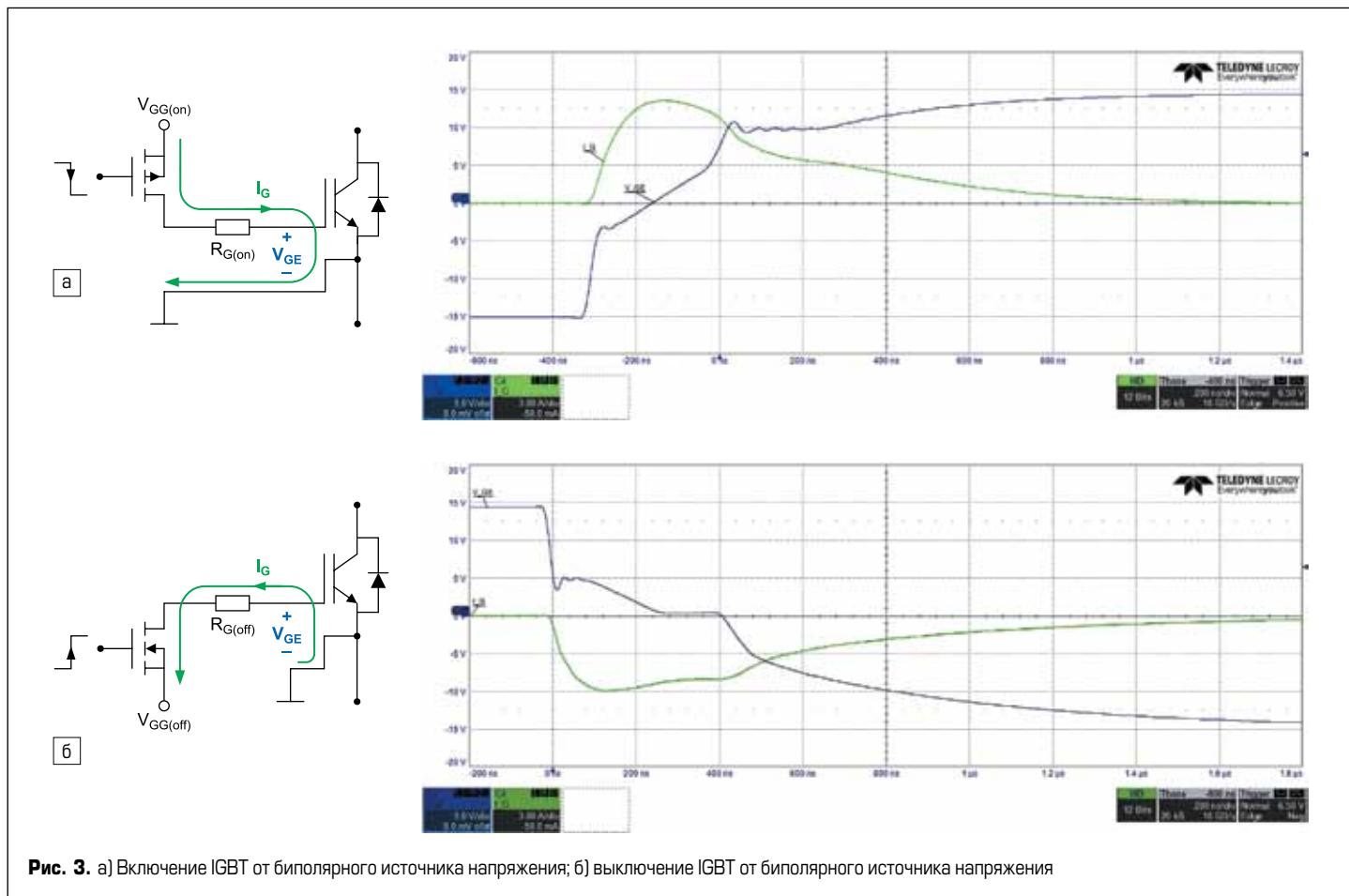
Большинство ядер и устройств plug-and-play классифицируется в соответствии с номинальным блокирующими напряжением силовых модулей, для управления которыми они предназначены (например, 1200 и 1700 В). Этот параметр, в свою очередь, определяет тестовое напряжение изоляции ( $V_{iso}$ ), величина которого зависит от свойств изолирующего барьера между входными и выходными каскадами [4, 5].

#### Выходные характеристики

Несмотря на то что существует множество различных концепций управления изолированным затвором [2, 3], в выходных каскадах современных драйверов, как правило, используется однополярный или двуполярный источник напряжения. В этом случае к затвору прикладываются сигналы включения и выключения с фиксированным уровнем ( $V_{G(on)}$ ,  $V_{G(off)}$ ), а скорость нарастания тока регулируется выбором сопротивлений  $R_{G(on)}/R_{G(off)}$  (рис. 3).

Уровни сигналов управления  $V_{G(on)}$  и  $V_{G(off)}$  стандартизованы для определенных технологий полупроводниковых приборов (MOSFET/IGBT), их выбор предусматривает компромисс между следующими факторами:

- стоимость/сложность схемы (биполярный или однополярный источник напряжения);
- скорость переключения;
- иммунитет к ложным срабатываниям;



- потери проводимости (минимизация  $V_{CE(on)}$ ,  $R_{DS(on)}$ );
- деградация оксидного слоя затвора (ограничение максимального значения  $V_G$ ).

Для включения/выключения мощных кремниевых IGBT обычно используются следующие значения:  $V_{GE(on)} = +15$  В,  $V_{GE(off)} = \text{от } -5 \text{ до } -15$  В. Маломощные транзисторы в большинстве случаев блокируются нулевым сигналом.

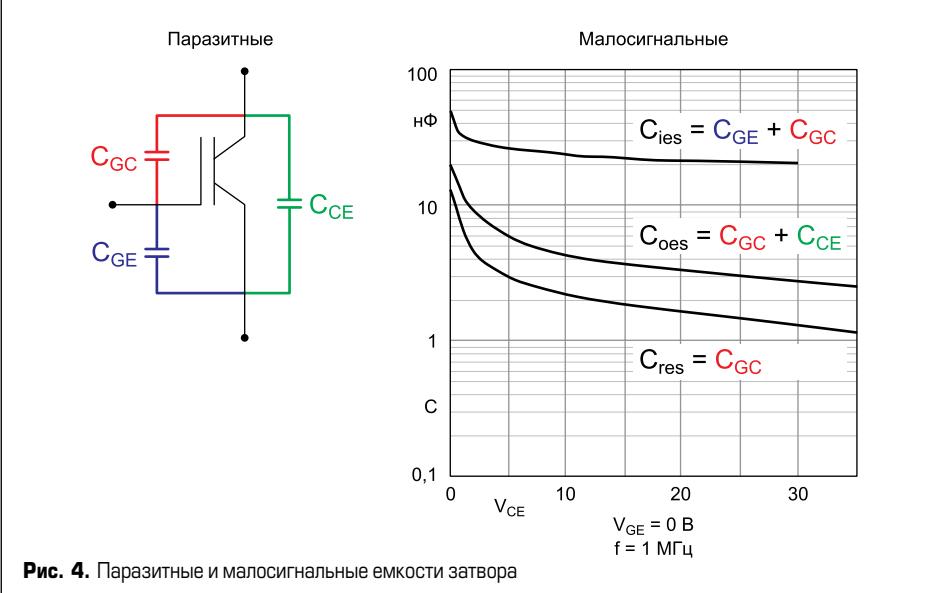
В отношении карбидокремниевых SiC MOSFET до сих пор не выработаны четкие рекомендации, однако для их включения следует использовать повышенные уровни напряжения (18–20 В) с целью снижения потерь проводимости. Рекомендуемое значение  $V_{GE(off)}$  = от  $-3$  до  $-5$  В.

Величины  $V_{GE(on)}$ ,  $V_{GE(off)}$  также нужны для расчета мощности потерь схемы управления с учетом рабочей частоты и заряда затвора  $Q_G$  [3].

#### Характеристики цепи затвора

Силовые ключи с изолированным затвором (IGBT, MOSFET, SiC) имеют три основные паразитные емкости ( $C_{GE}$ ,  $C_{CE}$ ,  $C_{GC}$ ). Их комбинации формируют общие малосигнальные параметры  $C_{ies}$ ,  $C_{res}$ ,  $C_{oes}$ , изменяющиеся в зависимости от напряжения  $V_{CE}$  (рис. 4).

Для нормирования характеристик драйвера наибольшее значение имеет емкость затвор-эмиттер  $C_{GE}$  и затвор-коллектор  $C_{GC}$  (емкость Миллера), поскольку они в первую очередь определяют требования к току и напряжению управления. Паразитные элементы IGBT



(рис. 4) оказывают влияние на его динамические свойства, однако при расчетах параметров схемы управления используется более информативный параметр — характеристика заряда затвора  $Q_G$ . Она приводится в спецификации силового модуля в виде графика, показывающего изменение напряжения  $V_G$  по мере накопления заряда (рис. 5а). Эффективный заряд затвора  $Q_G$  определяется в интервале от напряжения выключения  $V_{GE(off)}$  до напряжения включения  $V_{GE(on)}$ .

Иногда диапазон графика  $Q_G$  может оказаться недостаточным с учетом реальных зна-

чений сигналов управления. В этом случае характеристику заряда затвора следует экстраполировать, как показано в правой части рис. 5.

При известной величине  $Q_G$  средний ток затвора  $I_{G(avg)}$  на частоте коммутации  $f_{sw}$  рассчитывается следующим образом:

$$I_{G(avg)} = f_{sw} \times Q_G \quad (1)$$

В спецификациях многоканальных драйверов указывают значение  $I_{out(avg)}$  на один канал. Соответственно, расчетное значение максимального среднего тока затвора должно быть

меньше  $I_{out(\text{avg})}$  с учетом его температурной зависимости.

Аналогично вычисляется средняя мощность драйвера с учетом перепада напряжения управления:

$$P_{G(\text{avg})} = I_{G(\text{avg})}(V_{on} - V_{off}). \quad (2)$$

Пиковый выходной ток драйвера  $I_{G(pk)}$ , возникающий при включении или выключении, рассчитывается исходя из размаха управляющего напряжения и общего сопротивления в цепи затвора. На самом деле распределенная индуктивность, имеющаяся в этой цепи, ограничивает максимальную величину  $I_{G(pk)}$ , но, как правило, она неизвестна на начальных этапах проектирования, поэтому пиковый ток в наихудшем случае можно оценить как:

$$I_{G(pk)} = (V_{on} - V_{off})/(R_G + R_E + R_{G(int)}), \quad (3)$$

где  $R_G$  — внешний резистор затвора;  $R_E$  — встроенный или внешний резистор эмиттера (если есть);  $R_{G(int)}$  — встроенный резистор затвора (как правило, в мультичиповых модулях).

Расчетное значение  $I_{G(pk)}$  должно быть меньше пикового выходного тока  $I_{out(peak)}$ , приводимого в спецификациях драйверов, что следует учитывать при выборе номинала  $R_G$  (3).

#### Цифровой принцип передачи данных [8]

В классических IGBT-драйверах, широко используемых в силовой электронике, через изолирующий барьер передаются фронты импульсов, формируемые аналоговыми резонансными цепями. Восстановление нормальной длительности ШИМ-сигнала производится с помощью триггера. Временные характеристики подобной схемы зависят от разброса номиналов аналоговых элементов, а также от их температурного и временного дрейфа.

В интеллектуальных драйверах Firstack применена цифровая схема передачи данных, принцип работы которой поясняется на рис. 6. В этом случае через изолятор (оптрон или трансформатор) идет высокочастотный поток нулей и единиц. Сигнал включения и выключения затвора формируется пачками импульсов, проходящих в разных направлениях. Использование дифференциального канала приема-передачи позволяет повысить помехозащищенность системы. Цифровая схема не подвержена старению, ее параметры не зависят от разброса, температурного и временного дрейфа номиналов элементов.

Задающий генератор на программируемой логической матрице (FPGA) формирует ВЧ-импульсы, поступающие на дифференциальный передатчик с буферным мостовым MOSFET-усилителем (рис. 6а). Поток данных передается на выходные каскады драйвера через импульсный трансформатор или скользящий оптрон, осуществляющий гальваническую развязку. Последовательность импульсов принимается дифференциальным приемником-компаратором и далее подается на формирователь сигналов управления затворами (рис. 6б), также реализованный на FPGA.

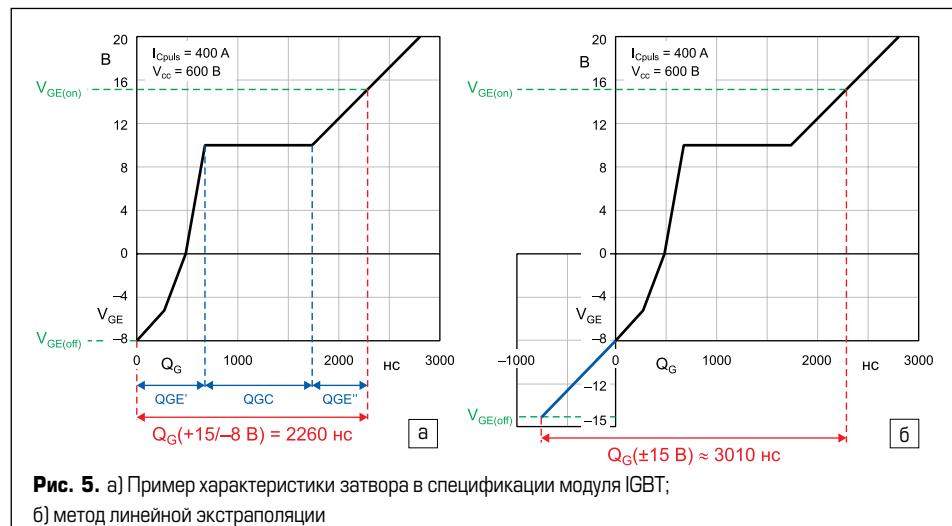


Рис. 5. а) Пример характеристики затвора в спецификации модуля IGBT;  
б) метод линейной экстраполяции

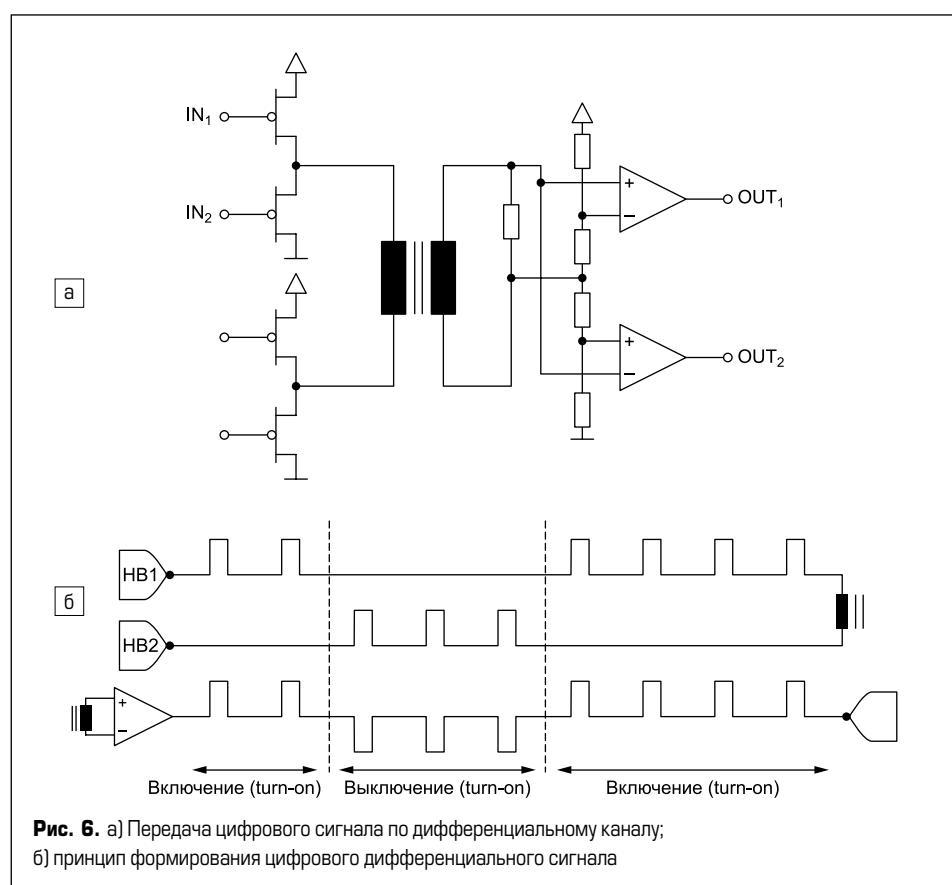


Рис. 6. а) Передача цифрового сигнала по дифференциальному каналу;  
б) принцип формирования цифрового дифференциального сигнала

#### Устройства управления затворами Firstack

##### Ядра драйверов

Физическая реализация узла управления затвором и способ его подключения во многом определяют надежность и характеристики преобразовательной системы. При использовании ядра пользователь несет ответственность за разработку переходной платы и выбор элементов, предназначенных для адаптации драйвера к конкретному модулю и условиям его применения. Пример такой конструкции приведен на рис. 1а, где четыре параллельных модуля IGBT в конструктиве Econo-Dual управляются от центрального ядра драйвера через адаптерную плату. На ней находятся резисторы затвора, элементы схемы защиты

и коннекторы для электрического соединения и механической фиксации.

Выпускаемые Firstack цифровые ядра драйверов (рис. 7) являются функциональными аналогами широко известных устройств управления затворами Power Integration, SEMIKRON и ряда других [7].

##### Plug-and-play-драйверы

Выпускаемые Firstack драйверы plug-and-play (рис. 8) — это функциональные аналоги широко известных устройств управления затворами Power Integration, SEMIKRON и ряда других.

В отличие от ядер, требующих изготовления адаптерной платы, драйверы класса plug-and-play устанавливаются непосредственно на силовой модуль, как показано на рис. 8.



Рис. 7. Цифровые ядра Firststack: 2FSC0435+, 2FSC300C17, C-core

Таблица 1. Основные характеристики ядер драйверов Firststack

Тип ядра	$P_{out}$ , Вт	$I_{peak}$ , А	$V_{G(on)}/V_{G(off)}$ , В	$T_{dt}$ , мкс	$V_{iso}$ , кВ(rms)	Защита, сервисные функции
2FSC300C17+	5	$\pm 30$	+15/-8	3,6	5	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , AAC <sup>4</sup> , InterLock <sup>5</sup> , индикатор состояния <sup>6</sup> , 3L <sup>7</sup>
2FSC0435	5,5	$\pm 35$	+15/-7,8	—	5	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , AAC <sup>4</sup> , индикатор состояния <sup>6</sup> , 3L <sup>7</sup>
C-Core	4	$\pm 20$	+15/-8	—	2,5	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup>

Таблица 2. Основные характеристики plug-and-play-драйверов Firststack

Тип драйвера/тип IGBT	$P_{out}$ , Вт	$I_{peak}$ , А	$V_{G(on)}/V_{G(off)}$ , В	$T_{dt}$ , мкс	$V_{iso}$ , кВ(rms)	Защита, сервисные функции
ED-0215/Econo-Dual 1200V	2	$\pm 15$	+15/-8	—	3,7	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , InterLock <sup>5</sup>
2SFD0115 B12/Econo-Dual 1200V	2	$\pm 20$	+15,5/-8,5	3	3,8	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , InterLock <sup>5</sup>
2SFD0115 T17/Econo-Dual 1700V	2	$\pm 20$	+15,5/-8,5	3	3,8	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , InterLock <sup>5</sup> , 3L <sup>7</sup>
PM0538/Prime-PACK	5	$\pm 30$	+15/-15	3	5	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , InterLock <sup>5</sup> , 3L <sup>7</sup>
1FSD08110/IHM 3,3 kV	8	$\pm 30$	+15/-10	—	8	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , AAC <sup>4</sup> , 3L <sup>7</sup>
HV1027P/IHM 4,5 kV	10	$\pm 30$	+15/-10	—	8	DSCP <sup>1</sup> , UVLO <sup>2</sup> , SSD <sup>3</sup> , AAC <sup>4</sup> , 3L <sup>7</sup>

**Примечания к таблицам 1, 2.**

1. DSCP (Dynamic Short Circuit Protection) — динамическая защита от короткого замыкания.

Состояние КЗ определяется по выходу IGBT из насыщения (DESAT).

2. UVLO (Under Voltage LockOut) — защита от падения сигнального напряжения.

3. SSD (Soft Shut-Down) — режим плавного отключения КЗ.

4. AAC (Advanced Active Clamp) — усовершенствованный режим активного ограничения.

Кроме цепочки диодов-супрессоров, подключаемых между коллектором и затвором IGBT (устанавливаются на плате адаптера), предусматривает обратную связь, снижающую напряжение на затворе и прекращающую коммутацию при превышении заданного порога.

Подробно режим AAC описан в спецификациях драйверов.

5. InterLock — запрет одновременного открывания транзисторов полумоста, отключается в режиме «прямого» управления.

6. Светодиодный индикатор статуса драйвера.

7. 3L — возможность работы в трехуровневом режиме.

Драйвер формирует безопасный алгоритм блокировки IGBT в аварийных режимах.

Функция многоуровневого отключения предотвращает возникновение опасных перенапряжений.

Это позволяет минимизировать распределенную индуктивность цепи управления, упростить конструкцию изделия и процесс его сборки. Недостатком такого решения (в отличие от универсальных ядер) является необходимость разработки плат для каждого конструктива модуля.

Некоторые компании идут еще дальше, например, Infineon и SEMIKRON предлагают отдельное исполнение драйвера для разных классов тока и напряжения IGBT в корпусе Econo-Dual. Это, конечно, очень удобно для заказчика, но создает большие проблемы производителю, кроме того, такие платы затруднительно использовать с модулями других фирм. В отличие от этого на универсальных plug-and-play-драйверах обычно не устанавливаются резисторы затвора, чтобы пользователь мог сам адаптировать устройство управления к конкретному силовому ключу. Именно таким путем пошел Firststack — на производимых этой компанией платах предусмотрены монтажные площадки для установки элементов цепи затвора ( $R_G$ ,  $C_{GE}$ ).

Драйверы Firststack выполняют все базовые защитные и сервисные функции, перечисленные в табл. 1 и 2. Однако о методике детектирования перегрузки по току по скорости его изменения, реализованной в ряде схем (в частности, HV1027P), следует рассказать более подробно. Принцип работы защиты по  $di/dt$  основан на измерении перепада напряжения между силовым (PE — Power Emitter) и сигнальным выводом эмиттера (AE — Auxiliary Emitter), как показано на рис. 9. Разница этих сигналов в момент коммутации пропорциональна индуктивности вывода эмиттера



Рис. 8. Драйверы Firststack plug-and-play: 2SFD0115, HV1027P, PM0538

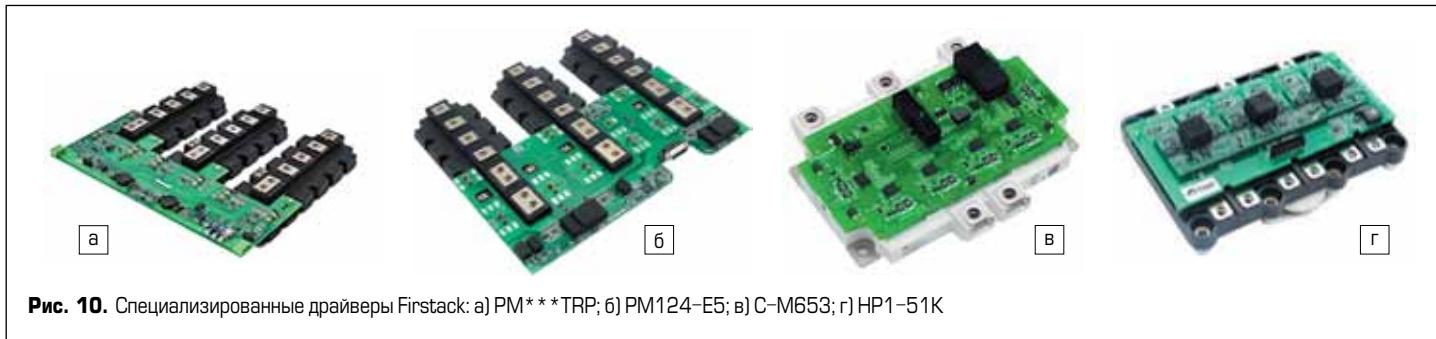


Рис. 10. Специализированные драйверы Firstack: а) PM\*\*\*TRP; б) PM124-E5; в) C-M653; г) HP1-51K

$L_{PE}$  и скорости изменения тока коллектора  $dV = L_{PE} \times dI_C/dt$ .

При нормальной работе IGBT скорость коммутации обычно составляет десятки ампер в микросекунду, но в состоянии КЗ величина  $dI/dt$  возрастает в сотни раз и достигает тысяч ампер в микросекунду. Поскольку градиент  $dV$  напрямую отслеживает скорость изменения тока, отпадает необходимость во времени блокировки  $T_{bl}$  (Blank Time), обязательном при мониторинге напряжения насыщения  $V_{CE(sat)}$  (защита DESAT).

Способ детектирования перегрузки по  $dI/dt$  обеспечивает быстрый отклик и лучшее соотношение сигнал/шум, что дает ему очевидные преимущества, особенно в многоуровневых приложениях.

### Специализированные драйверы Firstack

На рис. 10 показаны экзотические исполнения устройств управления затворами, разработанные по техническим заданиям. Например, плата PM\*\*\*TRP (рис. 10а) предназначена для управления двумя или тремя параллельными модулями Prime-PACK.

Использование технологии Firstack Driver Hub в сочетании с цифровым способом передачи данных позволяет обеспечить хороший баланс токов в параллельных цепях (в предельных режимах они отличаются не более чем на 3%). Практика показывает, что наращивание мощности за счет параллельного соединения стандартных силовых модулей

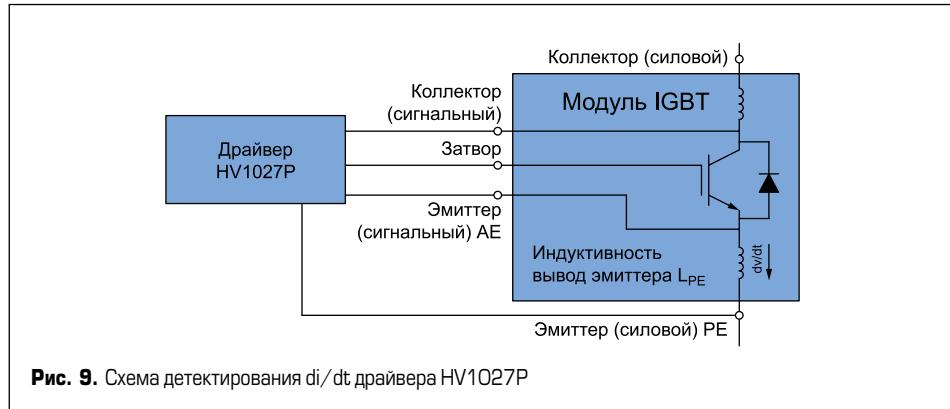


Рис. 9. Схема детектирования  $di/dt$  драйвера HV1027Р

во многих случаях дает наилучший результат как с точки зрения тепловых режимов, так и по стоимости решения. Такой вариант реализации инвертора оптимальен в наиболее сложных и ответственных приложениях, как тяговый привод или система передачи постоянного тока высокого напряжения (HVDC).

Плата PM124-E5 представляет собой устройство класса plug-and-play для фотоэлектрического трехуровневого преобразователя (NPC) с напряжением на DC-шине до 1500 В. Схема подключения PM124-E5 к силовому каскаду NPC инвертора показана на рис. 11, а практическая реализация с модулями Prime-PACK (например, FF1800R12IE5) — на рис. 10б.

Драйвер имеет встроенную интеллектуальную систему управления неисправностями (IFMS), формирующую безопасную последовательность блокирования силовых ключей

в аварийных режимах, а также их многоуровневое (иерархическое) отключение (MLTO) для подавления скачков напряжения, возникающих в длинных контурах коммутации. Подобные алгоритмы управления значительно повышают надежность трехуровневой NPC-системы и делают ее сравнимой с показателями стандартного двухуровневого инвертора.

На рис. 10в,г представлены драйверы plug-and-play, предназначенные для управления трехфазными транспортными модулями в корпусах HP1 и Econo (SKiM).

### Заключение

Разработка устройств управления изолированными затворами — сложная и ответственная задача, которая во многом упрощается благодаря наличию специализированных интегральных схем и ядер драйверов, обеспечивающих все необходимые функции. Использование ядер позволяет разработчику сосредоточиться на выборе модулей, тепловом расчете и проектировании силового каскада. В статье рассмотрены основные особенности устройств управления, даны рекомендации по их применению, приведены характеристики компонентов, выпускаемых компанией Firstack.

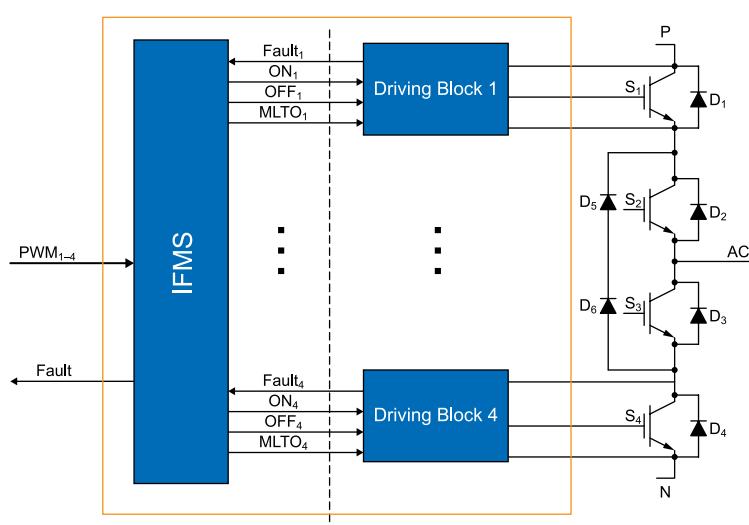


Рис. 11. Стойка инвертора 3L NPC с драйвером PM124-E5



Рис. 12. Многофункциональный цифровой генератор Firstack для проведения двухимпульсного теста

Специалисты понимают, что даже драйвер plug-and-play невозможно идеально настроить для всех возможных режимов работы конкретного изделия — это сложный и кропотливый процесс. Поиск оптимальных величин резисторов затвора, элементов схемы защиты и т. д. ведется в ходе тщательных лабораторных испытаний, наиболее информативным из которых является так называемый двухимпульсный тест (Double-pulse test) [4]. Прибор для проведения таких исследований, показанный на рис. 12, также производится компанией Firstack.

*Продолжение следует.*

### Литература

1. Колпаков А., Новоторженцев Д. Российская силовая электроника: разворот на Восток. Часть 2. Novosense // Силовая электроника. 2023. № 2.

2. Хоффштоттер Н. Параллельная работа IGBT при различных методах управления затворами // Силовая электроника. 2017. № 3.
3. Хермвиль М., Колпаков А. Управление изолированным затвором // Электронные компоненты. 2008. № 6, 8.
4. Weiss R. High voltage testing, AN 16-002, Rev. 02. SEMIKRON International GmbH, 2019.
5. Weiss R. Coordination of insulation. AN 1405, Rev. 03. SEMIKRON International GmbH, 2017.
6. Крапп Й. Защитные функции современных драйверов IGBT // Силовая электроника. 2010. № 5.
7. Крапп Й., Колпаков А. SKYPER 42 — развитие концепции ядра // Силовая электроника. 2011. № 1.
8. Колпаков А. Цифровые драйверы и адаптеры нового поколения // Силовая электроника. 2020. № 2.

## Серия преобразователей постоянного тока SKM30-N/DKM30-N от MEAN WELL



Компания MEAN WELL представляет новую серию SKM30-N/DKM30-N преобразователей постоянного тока.

Новая серия обеспечивает диапазон входных напряжений 4:1 в том же корпусе PCB 2"×1", что и предыдущая серия, рассчитанная на диапазон 2:1. Эти характеристики делают преобразователи SKM30-N/DKM30-N DC/DC более востребованными для электрических панелей промышленного управления, телекоммуникационного оборудования, архитектуры распределенного питания и транспортных приложений.

Одноканальная SKM30-N и двухканальная DKM30-N серия является логическим продолжением серии SKM30

Серия	SKM30	SKM30-N/DKM30-N
Диапазон входного напряжения, В DC	2:1 (9~18, 18~36, 36~75)	4:1 (9~36, 18~75)
Выходное напряжение, В	5, 12, 15	SKM30-N: 5, 12, 15 DKM30-N: ±12/±15
Рабочая температура, °C	-40...+75	-40...+90/+60 полная нагрузка без дрейфинга
I/O-изоляция, В DC	1,5K	3K
Гарантия	2 года	3 года

Серия SKM30-N/DKM30-N преобразователей постоянного тока обеспечивает следующие ключевые преимущества:

- соответствие стандарту EN55032 по электромагнитным помехам класса А без внешних компонентов;
- отсутствие требований к минимальной нагрузке;

- встроенное дистанционное включение/выключение;
- защита от короткого замыкания, перегрузки, перенапряжения;
- размеры (Д×Ш×В): 50,8×25,4×11,2 мм;
- гарантия: 3 года.

[www.eltech.spb.ru](http://www.eltech.spb.ru)

Уфа

Республика  
Башкортостан

## РОССИЙСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ФОРУМ

XXIX международная выставка

### ЭНЕРГЕТИКА УРАЛА

ВНИМАНИЕ! НОВЫЕ ДАТЫ ПРОВЕДЕНИЯ!

27-29 сентября 2023



ВДНХ ЭКСПО  
ул. Менделеева, 158

#### Организаторы



МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ,  
ЭНЕРГЕТИКИ И ИННОВАЦИЙ  
РЕСПУБЛИКИ БАШКОРТОСТАН

БВК  
Башкирская  
выставочная  
компания

#### Официальная поддержка

МИНПРОМТОРГ  
РОССИИ



#### ПО ВОПРОСАМ ВЫСТАВКИ:

Бронь стенда [www.energobvk.ru](http://www.energobvk.ru)  
+7 (347) 246-41-93  
energo@bvkexpo.ru

#### ПО ВОПРОСАМ ФОРУМА:

Регистрация на форум [www.refbvk.ru](http://www.refbvk.ru)  
+7 (347) 246-42-81  
kongress@bvkexpo.ru

@energobvk  
@energobvkufa, refbvk

# Силовые блоки на основе биполярных полупроводниковых приборов

**Продолжение цикла статей о силовых блоках на основе биполярных полупроводниковых приборов отечественного производства [1].**

**Представлены результаты последних разработок силовых блоков общепромышленного назначения, а также решения для импульсных применений.**

**Вячеслав Мускатиньев**  
**Алексей Сабешкин**  
**Наталия Мельникова**  
**Сергей Потапов**  
**Алексей Хапугин**

В настоящее время рынок полупроводниковых компонентов позволяет удовлетворить практически любые запросы разработчиков в части комплектации для создания новых преобразователей. Несмотря на многообразие способов реализации технических требований потребителей относительно конструкции преобразователей, алгоритмов управления и т. д., в ряде случаев выгодно не конструировать силовую часть или ее узлы самостоятельно, а получить готовое решение в виде законченных силовых блоков. Они представляют собой определенную комбинацию СПП и эффективных систем охлаждения, снабжеров, драйверов и других вспомогательных элементов, соединенных конструктивно по заданной электрической схеме в единый моноблок или несколько раздельных конструктивно, но связанных схемно субблоков. Силовые блоки в виде функционально законченных силовых схем могут применяться как самостоятельные изделия для решения технологических задач при наличии внешней системы управления, так и в виде узлов для комплектации преобразовательной техники (ПТ). К преимуществам блочно-узловой организации ПТ относится наличие унифицированных силовых блоков, гибкость их компоновки для различных диапазонов мощностей, высокая степень ремонтопригодности и оперативность замены в необходимых случаях.

Существует несколько основных типов схем, которые применяются при разработке преобразователей. Базовыми категориями являются:

- силовые выпрямители систем и средств электроснабжения, управляемые и неуправляемые выпрямители систем бесперебойного питания, преобразователи систем электротранспорта;
- бесконтактные коммутаторы (ключи) систем электропитания;
- бесконтактные коммутаторы систем импульсного электропитания;
- инверторы преобразователей электроэнергии;
- импульсные источники питания систем специальной силовой электроники;
- системы регулируемого электропривода на основе асинхронных двигателей — компенсаторы реактивной мощности в составе систем электроснабжения.

## Введение

Несмотря на возрастающее влияние IGBT- и MOSFET-технологий, биполярные СПП и устройства на их основе по-прежнему востребованы. В последние полтора года стал особенно актуальным вопрос импортозамещения, поэтому многократно возрастает важность представленных в данной статье разработок, выполненных на базе силовых полупроводниковых приборов российского производителя — ПАО «Электровыпрямитель».

## Управляемые выпрямители

Одной из последних разработок компании стал силовой блок трехфазного управляемого выпрямителя с воздушным принудительным охлаждением БВ6Т-4000-1,0-П (рис. 1, табл. 1). Блок имеет встроенные вентиляторы, что позволяет улучшить его нагрузочные характеристики. В устройстве использованы тиристоры прижимной конструкции, что, как уже неоднократно упоминалось, является неоспоримым преимуществом в части энерготермоциклостойкости и общей надежности изделия.

Для некоторых применений требуется естественное охлаждение. Типопредставитель подобного решения — блок БВ6М1Т-200-0,3-Е (рис. 2) — это сборка из шести беспотенциальных одноключевых тиристорных модулей М1Т-200, установленных на двух охладителях О55 (по три модуля на каждом охладителе) и изготовленных по технологии прижимного контакта, что также обеспечивает их высокую энерготермоциклостойкость при значительных токовых нагрузках. Медное основание обеспечивает высокую перегрузочную способность по току при естественном охлаждении. Воздушное охлаждение силового блока реализуется вертикальным рабочим положением сборки для обеспечения естественной конвекции воздуха вдоль ребер охладителей. Для защиты тиристорных модулей от коммутационных перенапряжений установлены RC-цепи. Также блок оснащен шестиканальным драйвером собственного производства. Драйвер выполнен на основе управляемого источника тока, формирующего импульсы тока управления с оптимальными для надежного включения тиристоров параметрами, включая форсирующий управляемый импульс. Параметры импульса тока управления слабо зависят от параметров цепи управления силовых тиристоров и соединительных цепей. Каждый канал



Рис. 1. Силовой блок БВ6Т-4000-1,0-П



Рис. 2. Силовой блок БВ6М1Т-200-0,3-Е



Рис. 3. Силовой блок БВ6Т-6000-0,1-В

Таблица 1. Основные параметры БВ6Т-4000-1,0-П

Максимальное выходное рабочее напряжение (среднее значение), кВ	1
Максимальный выходной рабочий ток (среднее значение) ( $T_a \leq 40^\circ\text{C}$ ), А	4000
Частота питающей сети, Гц	50
Габаритные размеры (длина×ширина×высота), мм	780×1000×535
Масса, кг	240

драйвера имеет собственную гальваническую развязку по питанию, а вся плата питается от одного внешнего источника постоянного напряжения +24 В. Электрическая прочность изоляции драйвера между первичными цепями питания и выходными цепями платы 3000 В.

Для защиты от теплового перегрева модулей силовой блок оснащен датчиками температуры нагрева охладителей — термостатами с нормально замкнутым контактом, размыкающимся при температуре выше  $+65^\circ\text{C}$  и замыкающимся при температуре ниже  $+55^\circ\text{C}$ , с коммутируемым током до 16 А при напряжении до 250 В.

При разработке силовых блоков исходят из ряда условий, удовлетворяющих требованиям надежности, простоты и стоимости законченного изделия. При необходимости увеличения мощности выпрямителей наиболее оптимальным вариантом становится организация силовых блоков с жидкостным охлаждением.

С использованием тиристоров таблеточного типа собственного производства, многоканального драйвера и защитных RC-цепей разработан силовой блок трехфазного выпрямителя БВ6Т-6000-0,1-В с жидкостным охлаждением на выходной ток до 6000 А (рис. 3).

### Неуправляемые выпрямители

В соответствии с техническими требованиями потребителей расширяется ряд силовых блоков неуправляемых выпрямителей на основе диодов модульной и таблеточной конструкции, выполненных в большинстве случаев по однофазной и трехфазной схемам. Существующий ряд выпрямителей рассчитан на диапазон напряжений 0,1–20 кВ. Максимальный выходной ток таких блоков достигает 15 000 А при жидкостном охлаждении.

Очередной разработкой стала диодная сборка БВ2Д-3500-0,1-В (рис. 4, табл. 2). Выпрямительный полумост из двух диодов ДЛ193-8000-20 с двусторонним охлаждением, собранных с жидкостными охладителями ОМ209, позволяет сформировать блоки на ток 3500 А в достаточно компактных габаритах.

Выпрямительные блоки с воздушным принудительным охлаждением на основе беспотенциональных модулей позволяют на основе базовой конструкции легко создавать ее различные моди-



Рис. 4. Силовой блок БВ2Д-3500-0,1-В

Таблица 2. Основные параметры БВ2Д-3500-0,1-В

Максимальный средний рабочий ток одного диода (при температуре охлаждающей жидкости $+65^\circ\text{C}$ и массовом расходе 12 л/мин), А	3500
Максимальный действующий рабочий ток блока (при температуре охлаждающей жидкости $+65^\circ\text{C}$ и массовом расходе 12 л/мин), А	7775
Рабочее напряжение (действующее значение), В	80
Максимальная амплитуда импульсного обратного напряжения, не более, В	1500
Рабочая частота, Гц	50
Габаритные размеры (длина×ширина×высота), мм	200×420×390
Масса, кг	45



Рис. 5. Силовой блок BV6M1D-600-0,4-П



Рис. 7. Силовой блок BK2T-1000-0,4-П



Рис. 6. Силовой блок BV6M1D-500-0,3-П

фикации. Например, блок BV6M1D-600-0,4-П (рис. 5) представляет типовую сборку трехфазного неуправляемого выпрямителя из шести беспотенциональных одноключевых тиристорных модулей M1D-400, установленных на двух охладителях О55 (по три модуля на каждом охладителе). Блок охлаждается двумя встроенными осевыми вентиляторами, обеспечивающими скорость потока охлаждающего воздуха не менее 6 м/с. Для защиты от коммутационных перенапряжений предусмотрены снабберные цепи. Для защиты от теплового перегрева модулей блок может быть оснащен датчиками температуры нагрева охладителей — термостатами с нормально замкнутым контактом, размыкающимся при температуре выше +65 °C.

При необходимости на основе базового блока может быть изготовлен ряд изделий с дополнительными компонентами, в частности с входными предохранителями (рис. 6).

### Ключи переменного тока

Ключи переменного тока — это основной силовой узел в статических компенсаторах переменного тока, устройствах плавного пуска и трансформаторных регуляторах мощности. В базовом варианте ключ переменного тока представляет собой два встречно-параллельно соединенных тиристора.

Среди серийно освоенных силовых блоков имеются однофазные и трехфазные ключи переменного тока с различными вариантами исполнения охлаждения: естественное, принудительное, жидкостное. Конструктивно однофазные ключи реализованы на основе тиристоров таблеточного и модульного исполнений, имеют максимальный рабочий ток до 2000 А, напряжение до 6,3 кВ. Также серийно освоен

Таблица 3. Основные параметры BK2T-1000-0,4-П

Рабочее напряжение (эфф. значение), кВ	0,4
Максимальный рабочий ток (эфф. значение) при угле проводимости тиристоров 180° эл., А	1000
Рабочая частота, Гц	50
Габаритные размеры (длина×ширина×высота), мм	300×465×290
Масса, кг	20

в производстве ряд силовых блоков на основе высоковольтных фототиристоров на рабочие токи до 600 А и напряжение до 12 кВ. Среди трехфазных ключей переменного тока имеются моноблочные конструкции на ток до 2000 А и напряжение 0,4 кВ, на основе которых строятся трехфазные ключи.

Например, блок однофазного ключа переменного тока BK2T-1000-0,4-П (рис. 7, табл. 3) с воздушным принудительным охлаждением представляет собой единую конструкцию на основе двух таблеточных тиристоров T243-1250-12. Блок оснащен платой согласования со встроенным в нее модулем регулировки мощности (МРМ).

На базе отработанной концепции выполнены разработка и изготовление ряда многоключевых блоков BK8T-2000-0,5-П и BK20T-1000-0,2-П (рис. 8), укомплектованных драйверами, RC-цепями и другими вспомогательными компонентами. Эти блоки являются практически готовыми изделиями, требующими только подключения внешней системы управления.

### Импульсные коммутаторы

В настоящее время в промышленности и научно-исследовательской аппаратуре все большее применение находят импульсные коммутаторы. Они служат для создания кратковременных импульсов тока большой величины (десятки и сотни килоампер). Сфера применения импульсных коммутаторов обширна:

- лазерная техника;
- аппаратура для исследования термоядерного синтеза;
- аппаратура для исследования грозовых разрядов;
- военная аппаратура;
- разрядно-импульсные технологии (то есть технологии, основанные на использовании эффектов взрывообразного преобразования электрической энергии в другие ее виды в момент разряда мощного импульса тока от высоковольтного накопителя).

Импульсные коммутаторы могут быть реализованы на тиристорах. Однако тиристоры в качестве быстродействующих ключей имеют целый ряд недостатков.

Во-первых, тиристор обладает ограниченной способностью выдерживать скорость нарастания тока при включении. Это связано с тем, что при подаче управляющего импульса включение тиристора происходит не одновременно по всей его площади, а лишь в ограниченной области вблизи его управляющего электрода. Это приводит к тому, что анодный ток тиристора, нарастающий со скоростью, определяемой параметрами



Рис. 8. Силовые блоки BK8T-2000-0,5-П и BK20T-1000-0,2-П

внешней электрической цепи, протекает не по всей площади структуры, а только по ее уже включившейся части. Плотность анодного тока тиристора, протекающего по уже включившейся площади его структуры, зависит как от скорости увеличения этой площади, так и от скорости нарастания анодного тока и, как правило, выше плотности тока в установившемся состоянии, когда структура включена полностью, а ток достиг допустимого значения. Повышенная плотность тока на начальной стадии процесса включения тиристора вызывает повышенный локальный перегрев первоначально включившейся области полупроводниковой структуры, что может привести к выходу прибора из строя. Поэтому критическая скорость нарастания тока при включении даже для быстродействующих тиристоров обычно не превышает 1600 А/мкс.

Второй недостаток тиристоров проявляется в случае, если для увеличения рабочего напряжения тиристоры соединены в столб последовательно друг за другом. Не включенный по какой-то причине один тиристор (например, вследствие обрыва в цепи управления) приводит к тому, что все коммутируемое напряжение прикладывается к этому тиристору, что может привести к его пробою.

Альтернативой тиристорам при создании импульсных коммутаторов могут служить реверсивно включаемые динисторы с обратной проводимостью (РВДД). По сравнению с тиристорами эти ключи обладают рядом преимуществ:

- в отличие от тиристора в РВДД происходит его включение одновременно по всей его поверхности вне зависимости от площади, благодаря чему можно производить коммутацию больших и коротких импульсов тока прямой и обратной полярности с высокими плотностью (до 104 А/см<sup>2</sup>) и скоростью нарастания (до 105 А/мкс), недостижимыми для лучших импульсных тиристоров;
- включение РВДД в столбе происходит одновременно, так как импульс управления всегда протекает через все РВДД, невключение одного РВДД невозможно.

Для включения РВДД необходимо пропустить через него кратковременный импульс тока обратной полярности. Для этой цели служит генератор запуска, который поставляется в комплекте с РВДД-коммутатором.

Функциональная схема импульсных коммутаторов на РВДД, поясняющая их принципы работы, показана на рис. 9.

Работает коммутатор следующим образом. При приходе импульса запуска блок управления (5) формирует сигнал, включающий тиристорный столб (3). Благодаря этому формируется импульс тока накачки, протекающий через столб РВДД (1) в обратном направлении. Параметры импульса определяются значениями L и C блока электрической связки (4). Ток накачки заканчивает заряд в РВДД, благодаря чему столб включается и начинает проводить силовой ток. Дроссель задержки (2) служит для предотвращения протекания тока накачки через силовую цепь. Через 1,5–5 мкс дроссель входит в насыщение и начинает пропускать силовой ток в тот момент, когда уже включен столб РВДД.

В настоящее время разработана серия импульсных коммутаторов, каждый из которых действует по вышеизложенному принципу. Благодаря применению РВДД они, по сравнению с тиристорными блоками, отличаются значительно лучшими характеристиками: высокой скоростью нарастания прямого тока (свыше 25 кА/мкс); высокой амплитудой прямого тока (до 100 кА); высокой плотностью мощности на единицу объема (22,5 МВт/дм<sup>3</sup>) и массы (31 МВт/кг).

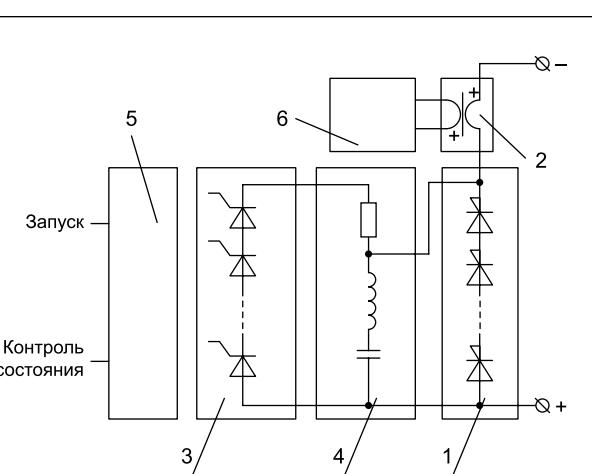


Рис. 9. Схема электрическая функциональная коммутатора на основе РВДД



**Рис. 10.** Общий вид коммутатора КПИ2Н-50-10

**Таблица 4.** Основные характеристики коммутатора КПИ2Н-50-10

Параметр	Значение
Максимальное неповторяющееся напряжение в закрытом состоянии, кВ	12
Диапазон рабочих напряжений, кВ	4–10
Амплитуда импульса коммутируемого тока, кА	50

Одна из последних разработок — импульсный коммутатор КПИ2Н-50-25.

Дальнейшим развитием КПИ2Н-50-25 является КПИ2Н-50-10 (рис. 10, табл. 4). В нем для увеличения скорости нарастания коммутируемого тока применена коаксиальная конструкция, в которой со-вмещены столб РВД и дроссель задержки.

### Заключение

Представленные изделия — это малая часть проектов, выполненных специалистами АО «Элпресс». Компания оснащена всем необходимым для сборки и испытаний оборудования. Перед сборкой в силовые блоки серийные СПП проходят 100%-ный контроль классификационных электрических параметров по программе приемосдаточных

испытаний, а также дополнительные испытания, подтверждающие их соответствие установленным в технических условиях требованиям и требованиям потребителя. При необходимости использования в блоках нестандартных приборов осуществляется разработка и изготовление СПП с оптимальной системой параметров для решения поставленных потребителем задач. Проводится комплекс испытаний готовых силовых сборок и блоков с учетом их особенностей и режимов эксплуатации у потребителя.

Индивидуальный подход к каждому проекту позволяет разрабатывать устройства, не имеющие аналогов, с функциональными параметрами, необходимыми потребителю.

### Литература

1. Толкачев С., Алешин В., Мускатиньев В., Сабешкин А., Гурвич А. Силовые полупроводниковые блоки компании ОАО «ЭлектроВыпрямитель» для мощных преобразователей электрической энергии // Компоненты и технологии. 2016. № 6.
2. [www.elvpr.ru](http://www.elvpr.ru)
3. [www.ao-elpress.ru](http://www.ao-elpress.ru)
4. Grishanin A., Martynenko V., Frolov O., Yantsen N., Nishchev K. Simulations and Experimental Investigations of High Voltage Semiconductor Stacks for Ultra-High Current Commutation. PCIM Europe 2014. 20–22 May 2014, Nuremberg, Germany.
5. Коженков Е.В., Арзев А.Г., Галахов И.В., Ганин Л.С., Гришанин А.В., Картаев В. Н., Костицкий С. И., Креков А. В., Лесков В. И., Мартыненко В. А., Наумов Д. А., Осин В. А., Свиридов В. В., Сеник Д. А., Фролов О. В., Хапугин А. А., Чистопольский М. В. Исследование коммутационных возможностей и рабочего ресурса РВД-коммутаторов на ток 250 кА и напряжение 25 кВ для системы питания мощной лазерной установки // Труды международной конференции «Харитоновские тематические научные чтения. Применение лазерных технологий для решения задач по физике высоких плотностей энергии», Саров, Нижегородская обл., Россия, 17–18 апреля 2018.
6. Коротков С. В., Хапугин А. А., Мартыненко В. А., Елисеев В. В., Жмодиков А. Л., Козлов А. К. Исследование реверсивно включаемых динисторов, модернизированных с целью уменьшения потерь энергии при коммутации импульсов обратного тока // Приборы и техника эксперимента. Электроника и радиотехника. 2018. № 3.
7. Мартыненко В., Мускатиньев В., Толкачев С., Пустыльняк И. Серия силовых интеллектуальных сборок на основе биполярных полупроводниковых приборов // Силовая электроника. 2012. № 3.
8. Воротницкий В. Э., Дементьев Ю. А., Лазарев Г. Б., Шакарян Ю. Г. Организация комплексного процесса управления качеством электроэнергии — перспективная задача энергетической стратегии развития России // XXVI конференция «Перспективы развития электроэнергетики и высоковольтного электротехнического оборудования. Коммутационные аппараты, преобразовательная техника, микропроцессорные системы управления и защиты». Москва, ноябрь 2017.

## Литий-сульфурилхлоридный элемент питания с номинальным напряжением 3,9 В от AkkuTronics

Компания AkkuTronics анонсировала запуск серийного производства литий-сульфурилхлоридных элементов питания (Li-SO<sub>2</sub>Cl<sub>2</sub>) — SC33112, которые отличаются повышенным номинальным напряжением и высокой безопасностью.

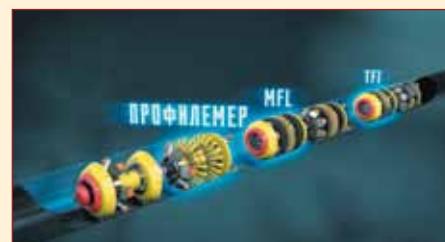
Сульфурилхлорид аналогичен по свойствам тионилхлориду, но при вступлении в реакцию с литием не образуется элементарная сера, которая в элементах из тионилхлорида участвует в определенных опасных процессах, поэтому сульфурилхлоридные элементы питания (Li-SO<sub>2</sub>Cl<sub>2</sub>) считаются более безопасной системой. Это наи-

более эффективное решение для приложений, требующих высокого уровня безопасности: оборудование диагностики трубопроводов, освоение морских нефтяных месторождений.

Элемент обладает высокой плотностью энергии, удельной мощностью и широким диапазоном рабочей температуры.

Особенности модели:

- высокая плотность энергии;
- высокое напряжение ячеек;
- высокая скорость;
- низкий уровень саморазряда;



- сертификат UN38.3;
- высокий уровень безопасности.

<https://macrogroup.ru/>

# Ликбез: 10 советов по проектированию с использованием высоковольтных резисторов

**Оптимальные стратегии проектирования определяют приоритеты в вопросах выбора и тестирования высоковольтных резисторов на ранних этапах процесса разработки. Термин «высоковольтный» может иметь несколько значений, но в данном случае автор рассматривает схемы с напряжением 1–100 кВ.**

**Стивен Оксли  
(Stephen Oxley)<sup>1</sup>**

**Перевод: Иван Сергеев**

Примером нижней границы этой шкалы является автоматический дефибриллятор, в котором конденсатор заряжается до 5 кВ, прежде чем обеспечить пациенту потенциально спасительный, точно откалибранный скачок напряжения.

На другом конце шкалы, относящейся к той же области здравоохранения, можно упомянуть рентгеновские лучи, которые генерируются путем ускорения электронов под напряжением около 70 кВ, а затем резкой остановкой металлической мишенью. Тщательно контролируемое изменение этого напряжения позволяет настраивать систему таким образом, чтобы получать изображение мягких тканей или костей различной толщины.

Это всего лишь два примера высоковольтных применений, в которых резисторы в общем случае — простейшие пассивные компоненты, которые играют важную роль в обеспечении критической защиты и точного управления в системах высокой сложности. В статье представлены десять советов, основанных на многолетнем опыте поддержки разработчиков, использующих высоковольтные резисторы не только в медицине, но и в промышленности, на транспорте и в научных исследованиях.

## 10 советов

### 1. Понимание термина «номинальное напряжение»

Номинальное «первичное» напряжение резистора определяется как предельное напряжение (LEV — Limiting Element Voltage), иногда также называемое рабочим. Это максимальное значение сигнала, которое может быть постоянно приложено к сопротивлению, чья величина больше или равна критической. Ниже этой величины максимальное напряжение ограничено номинальной мощностью ( $P_r$ ) на уровне

$U_{max} < \sqrt{P_r \times R}$ . Обычно рассматривается DC или AC(rms) сигнал, но в спецификациях высоковольтных компонентов зачастую определяется пиковое значение постоянного или переменного напряжения.

Сюда относится и номинальное напряжение перегрузки, которое обычно в 2 или 2,5 раза превышает LEV и прикладывается в течение 2–5 с. Допускаются и более высокие пиковые перегрузки в течение короткого промежутка времени, эти параметры определяются в разделе «Импульсные характеристики» спецификации. Конечным значением является напряжение изоляции — максимальное напряжение, которое может быть постоянно приложено между резистором и проводником, контактирующим с его изолированным корпусом.

### 2. Деление напряжения с помощью дискретных резисторов

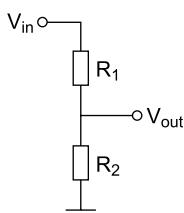
Цепь делителя напряжения состоит из высокоомного сопротивления  $R_1$ , подключенного последовательно с низкоомным сопротивлением  $R_2$ , как показано на рис. 1.

Коэффициент деления определяется по формуле:

$$V_{in}/V_{out} = (R_1 + R_2)/R_2 = R_1/R_2 + 1.$$

Как видно из формулы, отношение напряжений не эквивалентно отношению сопротивлений  $R_1/R_2$  и отличается от него на 1. Например, чтобы получить коэффициент деления 1000, необходимо иметь соотношение сопротивлений 999. Для дискретных резисторов предпочтительно использовать стандартный ряд номиналов, несколько примеров для коэффициентов деления, пропорциональных 10, приведено в таблице.

После выбора номиналов сопротивлений следует определить необходимый допуск. Допуск на со-



**Рис. 1.** Резистивный делитель напряжения

**Таблица.** Декадные делители с использованием стандартного ряда номиналов

К-т деления (целевой)	$R_1/R_2$	$R_1$ (E12)	$R_1$ (E24 или E96)	Коэффициент деления (реальный)	Ошибка
10	9	82 кОм	9,1 кОм	10,01	+0,1%
100	99	470 кОм	4,7 кОм	99,95	-0,05%
1000	999	1 МОм	1 кОм	1001	+0,1%
1000	999	6,8 МОм	6,81 кОм	999,5	-0,05%
10 000	9999	10 МОм	1 кОм	10,001	+0,01%

отношение резисторов представляет собой простую сумму их индивидуальных отклонений. Это не обязательно одно и то же; зачастую выгоднее выбрать более жесткий допуск для низковольтного элемента. Например, при отклонении высоковольтного  $R_1$  на 1% и низковольтного  $R_2$  на 0,1% допуск по коэффициенту деления составляет 1,1%. При коэффициенте деления, превышающем 50:1, допуск на соотношение напряжений фактически оказывается таким же, как и на соотношение сопротивлений.

### 3. Определение параметров интегральных делителей напряжения

Выпускаются высоковольтные делители, объединяющие  $R_1$  и  $R_2$  в один трехвыводный элемент, в частности, это серия HVD от TT Electronics (рис. 2). У такого подхода есть ряд преимуществ в плане точности. Например, целевое соотношение напряжений в этом случае может быть задано точно, без ограничения выбора стандартных номиналов.

Как правило, для интегральных делителей обычно определяют величину  $R_2$  и общее значение  $R_1 + R_2$ . Кроме того, допуск на соотношение напряжений может регулироваться непосредственно в процессе настройки, в результате чего он становится значительно более жестким, чем абсолютные допуски на резисторы. Например,  $R_1$  и  $R_2$  определяются с абсолютным разбросом в 2%, но отношение напряжений при этом корректируется с допуском 0,5%.

Аналогичное преимущество может быть получено и в отношении температурного коэффициента сопротивления (TKP или TCR), отслеживание этого параметра будет определять температурную стабильность отношения напряжений, потенциально меньшую, чем абсолютное значение TKP резисторов. К тому же появляется возможность проектировать делители, расширяющие данный показатель до уровня временной стабильности в течение срока службы и коэффициента сопротивления по напряжению (КСН или VCR), хотя обычно для этого требуется специализированный конструктив.

### 4. Определение ошибок TKP и KSN делителей напряжения

С учетом того что значение  $R_1$  достаточно высокое, а напряжение достаточно низкое, уровень саморазогрева делителя будет небольшим. Если это так, то независимое измерение эффектов TKP и KSN не представляет особой сложности. Влияние TKP анализируется с помощью термокамеры, и результирующий показатель качества определяется как

$$\begin{aligned} \text{Температурный коэффициент} \\ \text{отношения напряжений} = \\ = (1^{e+6}(V_{Rth} - V_{Rlt})/V_{Rth})/(H_T - H_L), \end{aligned}$$

в ppm/°C, где  $V_{Rth}$  и  $V_{Rlt}$  — соотношение напряжений при высокой ( $H_T$ ) и низкой ( $L_T$ ) температуре.

Если эффектом саморазогрева можно пре-небречь, то при проведении TKP-теста темпе-



Рис. 2. Интегральный делитель напряжения

ратуру в камере следует отрегулировать таким образом, чтобы получить корректное значение  $H_T$  и время должно быть достаточным для стабилизации теплового состояния. Тест КСН должен быть непродолжительным, чтобы минимизировать рост температуры. В качестве альтернативы можно использовать термокамеру для измерения низких напряжений при более высоких температурах и наоборот, тем самым устраняя изменения сопротивлений, связанные с температурой.

### 5. Расчет величины разрядных резисторов

Разрядные резисторы используются для разряда силовых конденсаторов до безопасного уровня напряжения после отключения питания. Такие компоненты либо подключаются к конденсаторам для быстрого разряда без рассеивания мощности только в дежурном режиме, либо они соединены постоянно для повышения надежности и снижения стоимости. В последнем случае необходим поиск компромисса между временем безопасной разрядки и потерями мощности в дежурном режиме. Наиболее подходящую величину максимального омического сопротивления можно получить на основе формулы экспоненциального разряда:

$$R_{\max} = -T_d/C \times \ln(V_t/V_o),$$

где  $T_d$  — время разряда;  $C$  — величина емкости с учетом максимального положительного допуска;  $V_t$  — безопасный уровень напряжения;  $V_o$  — начальное напряжение. Следует использовать самое высокое стандартное значение сопротивления, ближайшее к  $R_{\max}$ . Для выбранного номинала  $R$  начальная мощность рассчитывается по формуле:  $P_o = V_o^2/R$ . В варианте подключаемого разрядника эта мощность является пиковой. У постоянного соединенного разрядника эта мощность рассеивается постоянно, что следует учитывать при выборе резистора.

### 6. Выбор балансировочных (выравнивающих) резисторов

Любой алюминиевый электролитический конденсатор (ЭК) имеет утечку, которую можно смоделировать в виде параллельно подключенного к нему эквивалентного со-

противления. Это сопротивление является нелинейным, поскольку его величина зависит от приложенного напряжения. Величина тока утечки имеет большой разброс и сильно изменяется от одного конденсатора к другому. При разработке звена постоянного тока может возникнуть необходимость в последовательном соединении двух и более ЭК, каждый из которых рассчитан только на часть напряжения DC-шины. Если конденсаторы абсолютно идентичны, то напряжение в последовательной цепи распределится между ними поровну. Однако на практике сопротивления утечки различаются, что создает небаланс напряжений и приводит к критической перегрузке ЭК с более высоким сопротивлением утечки.

Решить такую проблему можно с помощью балансировочных (выравнивающих) резисторов (рис. 3), установленных параллельно последовательным конденсаторам. Это высокомоментные сопротивления, рассчитанные на соответствующее напряжение и имеющие небольшой допуск (единицы %). Они должны иметь максимально большой номинал, чтобы минимизировать рассеиваемую мощность. Однако для хорошего выравнивания напряжений значения выравнивающих резисторов обычно выбирают на уровне не более 10% от минимально возможного сопротивления утечки при номинальном напряжении конденсатора. Это позволяет скомпенсировать разброс параметров ЭК и обеспечить приемлемую балансировку напряжений при всех условиях эксплуатации.



Рис. 3. Резисторы серии PYP от TT Electronics разработаны для непосредственного монтажа на конденсаторы

## 7. Устойчивость к высоковольтным пикам напряжения

В некоторых случаях при проектировании схем, подверженных влиянию мощных переходных процессов, требуются высоковольтные резисторы. Если номинальное рабочее напряжение такого устройства достаточно низкое, то лучшим решением становится применение низковольтных, но устойчивых к перенапряжениям компонентов. Например, проволочные резисторы WH5S мощностью 5 Вт от TT Electronics не рассчитаны на постоянную работу при высоком напряжении, однако способны выдерживать пиковую всплески до 10 кВ длительностью 1,2/50 мкс. Также выпускаются чип-резисторы HDSC2512 типоразмера 2512 с номинальным напряжением 500 В, выдерживающие сигналы с пиковым уровнем до 7 кВ.



**Рис. 4.** Резисторы серии T44TUH от TT Electronics допускают установку в ёмкость с маслом, что удваивает их LEV до 28 кВ

## 8. Проектирование в соответствии со стандартами безопасности

При проектировании оборудования, отвечающего требованиям стандартов электробезопасности, таких как IEC 60664, необходимо с самого начала учитывать соответствующие требования к путям тока утечки и изоляционным зазорам. Это влияет не только на топологию печатной платы, но и в некоторых случаях на выбор компонентов. При использовании резистора в высоковольтной цепи важно проверить расстояние между его выводами, а при монтаже на радиатор — между резистором и металлической поверхностью теплостока.

Необходимо обратить внимание на два важных фактора. Во-первых, путь тока утечки — это кратчайшее расстояние по изолирующей поверхности. При попадании на нее влаги и грязи могут возникать поверхностные токи с энергией, достаточной для поверхностного разряда. Во-вторых, зазор — это самое короткое расстояние по воздуху, и он должен быть достаточным для минимизации риска тлеющего разряда. Оба параметра, если они не указаны в технических спецификациях, должны быть доступны у производителя.

Не менее важно знание свойств материала, из которого изготовлены изолирующие поверхности, поскольку он определяет сравнительный индекс отслеживания, или трекинг-индекс (CTI — Comparative Tracking Index),

который характеризует способность органического материала к трекингу, или отслеживанию. Это электрический пробой на поверхности изоляционного материала, при котором первоначальное воздействие тепла обугливает материал, то есть образует на нем карбонизированную дорожку. По ней начинает протекать ток, что приводит к дальнейшему перегреву и в конечном итоге — к полному отказу элемента.

Иногда резистор устанавливается параллельно изолирующему барьера устройству — например, для обеспечения гальванического соединения и предотвращения чрезмерного накопления электростатического заряда. Стандарт безопасности IEC 60065 предусматривал, чтобы такие резисторы были способны выдерживать высоковольтное перенапряжение определенного уровня. Поскольку этот документ устарел, подобная сертификация резисторов больше не актуальна. Тем не менее специалистам, соблюдающим инженерный подход к обеспечению безопасности по стандарту IEC 62368-1, полезно знать, что до сих пор выпускаются элементы, соответствующие требованиям IEC 60065.

## 9. Оптимизация топологии PCB

Топология печатной платы, на которой размещается высоковольтная схема, имеет решающее значение для обеспечения безопасности. Это особенно важно в тех случаях, когда высоковольтные резисторы имеют корпус для поверхностного монтажа (SMD).

Хорошим примером являются чип-резисторы серии HVC от TT Electronics типоразмера 2512 с номинальным напряжением 3 кВ. Следует избегать расположения печатных дорожек или переходных отверстий под такими компонентами или близко к ним, а также любых других элементов, которые могут способствовать ионному загрязнению во время изготовления или использования PCB. Одной из специальных мер, способствующих увеличению пути утечки и предотвращению загрязнений, является прорезание паза в печатной плате под компонентом.

## 10. Проектирование герметичных и маслонаполненных систем

К типовым ограничивающим факторам в высоковольтных системах можно отнести склонность загрязненных органических поверхностей поддерживать отслеживание, а также риск электрического разряда по воздуху, особенно вокруг поверхностей малого радиуса. Обе описанные проблемы могут быть решены с помощью заливки конструкции или погружения ее в минеральное масло, что предотвращает попадание загрязнений и заменяет воздух веществом с более высокой диэлектрической прочностью. Это, в свою очередь, снижает ограничения по длине пути тока утечки и зазорам и позволяет уменьшить размеры изделия.

При выборе резисторов для подобных конструкций важно обращать внимание на компоненты, имеющие соответствующую изоляцию, предотвращающую возможность утечки газов. Наличие остаточного воздуха в компонентах приводит к образованию пустот, в которых могут происходить частичные разряды, постепенно разрушающие изоляционные материалы. Это исключает использование деталей с изоляционной оболочкой или с шероховатым или пористым покрытием. Нанесение эпоксидного покрытия с помощью трафаретной печати или порошковым способом часто становится оптимальным решением. Как правило, производитель дает рекомендации по его применению.

## Заключение

Во многих случаях резисторы рассматриваются как простейшие компоненты схемы, не требующие особого внимания со стороны разработчиков (кроме выбора соответствующего сопротивления и номинальной мощности). Однако для применения в высоковольтных цепях часто требуются специализированные элементы от производителя, имеющего соответствующий опыт и экспертные знания. Разработчик должен расставить приоритеты в процессе выбора и тестирования критически важных компонентов на ранней стадии проекта, а также при необходимости определить требования к полностью или частично специализированным деталям.

## Литература

- Материалы с сайта [www.ttelectronics.com](http://www.ttelectronics.com)



## ООО ТЕХНО Токопроводящий силикон Токопроводящий клей-герметик EX-A302L

По своему составу клей-герметик аналогичен готовым токопроводящим силиконовым профилям и, после вулканизации, полностью совместим с ними по электрохимическим параметрам, обеспечивающих решение задач обеспечения ЭМС, герметизации и климатической защиты. Прокладки из токопроводящего силикона состоят из формообразующей эластичной вулканизированной силиконовой резины, наполненной токопроводящими микрограммами. Такая комбинация материалов позволяет решать задачи как по обеспечению требований ЭМС, так и по герметизации и климатической защите оборудования одновременно.

Тел.: (495) 735-4429  
<http://www.techno.ru>  
e-mail: [ywg@techno.ru](mailto:ywg@techno.ru)



4-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА И ФОРУМ

# RENWEX

«Возобновляемая энергетика  
и электротранспорт»

**20–22 ИЮНЯ 2023**

Россия, Москва, ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР»,  
павильон №3

## КЛЮЧЕВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ

-  Ветроэнергетика
-  Солнечная энергетика
-  Водородная энергетика
-  Гидроэнергетика
-  Биоэнергетика, биогаз и твердое биотопливо
-  Энерго- и ресурсосберегающие технологии
-  Электротранспорт и зарядная инфраструктура

12+



Реклама

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

При поддержке



МИНИСТЕРСТВО  
ЕНЕРГЕТИКИ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ



МИНПРОМТОРГ  
РОССИИ

Под патронатом



Организатор



ЭКСПОЦЕНТР

# Российские преобразователи напряжения ПИН

## в Госреестре СИ РФ

**В статье анализируются структурные изменения, произошедшие на российском рынке после ухода с него ведущих зарубежных компаний — изготовителей электротехнического оборудования и комплектующих. На примере ООО «НПО «Горизонт Плюс» показано, как специалистами решается вопрос замены импортных аналогов. Приведены основные технические и метрологические характеристики разработанных фирмой преобразователей напряжения серии ПИН, внесенных в Государственный реестр средств измерений РФ. Приведены рекомендации по использованию этих приборов, позволяющие облегчить потребителям выбор необходимой техники.**

**Олег Болотин  
Николай Гребенщиков  
Григорий Портной,  
к. т. н.  
Константин Разумовский  
Олег Яценко**

[sensor@gorizont-plus.ru](mailto:sensor@gorizont-plus.ru)

**С**введением санкций против российской экономики со стороны европейских стран и уходом с нашего рынка многих иностранных фирм-производителей возникли резкие изменения структуры рынка промышленных товаров и комплектующих к ним. Эти структурные изменения были связаны, прежде всего, с необходимостью реального замещения отсутствующих товаров и комплектующих.

Организация ООО «НПО «Горизонт Плюс» (г. Истра Московской области) далеко не самая крупная фирма, проектирующая и выпускающая промышленную продукцию, однако даже на ее примере легко проследить трудности, с которыми столкнулись в этих условиях отечественные разработчики многих приборов и систем.

Много лет ООО «НПО «Горизонт Плюс» специализируется на разработке приборов контроля тока, напряжения и мощности. С одной стороны, это достаточно узкая область техники, а с другой — датчики основных физических величин настолько прочно вошли в нашу жизнь, что без них уже немыслим дальнейший прогресс. Этим обусловлен интерес разработчиков техники к продукции фирмы.

Подробно с основной номенклатурой компании можно ознакомиться на сайте [3] или в публикациях [1, 2]. Более 20 лет деятельности на рынке электротехники позволили специалистам предприятия разработать и поставить на производство около 200 модификаций датчиков. Большинство этих приборов были внесены в Государственный реестр средств измерений РФ, а затем и в соответствующие реестры Республики Казахстан и Беларусь, что позволило наладить экспорт продукции фирмы в эти страны.

Однако в то же время многие крупные предприятия нашей страны использовали пусть и более дорогие, но надежные и отработанные датчики известных зарубежных фирм. Это самые разные предприятия судо- и самолетостроения, разработчики

карьерных экскаваторов и подвижной техники, создатели частотных электроприводов и других компонентов для РЖД и т. д. В чертежах и электрических схемах многочисленных устройств и систем, использующих зарубежные датчики, были не только состыкованы электрические параметры данных приборов, но и оптимизированы посадочные места и массогабаритные характеристики датчиков. Это делало невозможной автоматическую замену импортных приборов отечественными. Поэтому, когда встал вопрос реального импортозамещения зарубежных датчиков, на специалистов ООО «НПО «Горизонт Плюс» обрушился вал разнородных требований по замене приборов, причем с сохранением всех перечисленных условий.

В течение короткого времени в ООО «НПО «Горизонт Плюс» были перенастроены производственные цепочки, что позволило оперативно организовать выпуск современных преобразователей (датчиков) измерения тока, разъемных датчиков тока, напряжения и датчиков мощности. Значительно сложнее оказалась ситуация с подтверждением и формализацией различных метрологических данных этих приборов.

Поэтому в течение короткого времени специалистам НПО «Горизонт Плюс» пришлось не только разработать конструкцию новых приборов и соответствующую технологическую оснастку для их выпуска, но и выполнить все требования регулирующих органов, отвечающих за метрологическое обеспечение приборов. На сегодня продолжаются работы по корректировке технологической и конструкторской документации датчиков. В ближайшее время будет завершена работа по обеспечению метрологических требований и систематизации параметров преобразователей тока и датчиков активной мощности. Это позволит внести указанные приборы в Госреестр СИ и, соответственно, проводить их поверку в органах Госстандарта.

Однако уже сегодня завершена такая работа для другого класса приборов — преобразователей (датчиков) напряжения. Поскольку эти приборы сейчас активно используются, приведенные ниже технические и метрологические параметры этих датчиков, систематизация их буквенных обозначений и другие сведения могут представлять интерес и облегчить потребителям выбор необходимой техники.

### Серия преобразователей напряжений ПИН в Госреестре СИ РФ

Согласно приказу Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 3 сентября 2021 года № 1942 «Об утверждении государственной поверочной схемы для средств измерений переменного электрического напряжения до 1000 В в диапазоне частот от  $1 \times 10^{-1}$  до  $2 \times 10^9$  Гц», разработанные ООО «НПО «Горизонт Плюс» приборы внесены в Госреестр СИ РФ под регистрационным номером № 75210-19.

Преобразователи напряжения измерительные ПИН (далее — преобразователи) предназначены для преобразования напряжения постоянного и переменного тока в пропорциональные значения силы постоянного и переменного тока или напряжения, или соответствующие требованиям стандартного интерфейса «токовая петля 4–20 мА». Преобразователи работают в цепях, гальванически изолированных от питания и выхода, и относятся к классу масштабных измерительных преобразователей электрических величин.

Принцип действия преобразователей основан на использовании датчика Холла, который помещен в зазор магнитопровода и преобразует напряженность магнитного поля от протекающего тока в пропорциональный сигнал-напряжение соответствующего знака. Датчик Холла в конструкции прибора работает как элемент сравнения в очень узкой области характеристики преобразования (нуль-индикатор), благодаря чему достигается малая нелинейность преобразования и низкая зависимость от индивидуального разброса параметров датчиков Холла.

В преобразователях со стандартным интерфейсом «токовая петля 4–20 мА» используется детектор истинных среднеквадратических значений (True RMS). Входной сигнал преобразуется этим детектором в положительное напряжение, значение которого пропорционально истинному среднеквадратичному значению измеряемого напряжения. Ниже пометкой «Важно» будут маркироваться данные, которые помогут заказчикам правильно выбрать нужную модель преобразователя.

Каждый преобразователь содержит нагрузочный резистор.

**Важно.** Токозадающий резистор может размещаться как внутри прибора, так и вне его корпуса, что позволяет уменьшить нагрев схемы. Об этом, как правило, делается отметка в паспорте преобразователя. В этом же документе фиксируется дата поверки прибора.

**Важно.** Серия преобразователей включает следующие модификации:

- ПИН-\*\*\*-УА — преобразуют мгновенные значения напряжения постоянного и переменного тока в пропорциональные значения силы постоянного и переменного тока;
- ПИН-\*\*\*-У-4/20 — преобразуют среднеквадратичное значение напряжения постоянного и переменного тока в пропорциональное значение силы постоянного тока, соответствующее требованиям к стандартному интерфейсу «токовая петля 4–20 мА»;
- ПИН-\*\*\*-УТ-4/20 — преобразуют среднеквадратичное значение напряжения постоянного и переменного тока в пропорциональное значение силы постоянного тока, соответствующее требованиям к стандартному интерфейсу «токовая петля 4–20 мА», используя специализированные способы гальванической изоляции;
- ПИН-\*\*\*-Т-4/20 — преобразуют среднеквадратичное значение напряжения переменного тока в пропорциональное значение силы постоянного тока, соответствующее требованиям к стандартному интерфейсу «токовая петля 4–20 мА».

где \*\*\* — верхний предел преобразования напряжения в вольтах.

**Важно.** Ниже приведены и расшифрованы буквы и цифры, присутствующие в обозначении преобразователей:

- Б — преобразователь предназначен для монтажа в блок;
- Б1 — младшая модель преобразователей с литерой «Б»;
- Д — преобразователь предназначен для монтажа на DIN-рейку;
- М — преобразователь модернизированный;
- П — преобразователь предназначен для монтажа на печатную плату;



Рис. 1. Общий вид преобразователей:  
а) ПИН-\*\*\*-УА-ПЗОx30; б) ПИН-\*\*\*-УА-П-М



Рис. 2. Общий вид преобразователей:  
а) ПИН-\*\*\*-Т-4/20-П; б) ПИН-\*\*\*-УА-Д-М

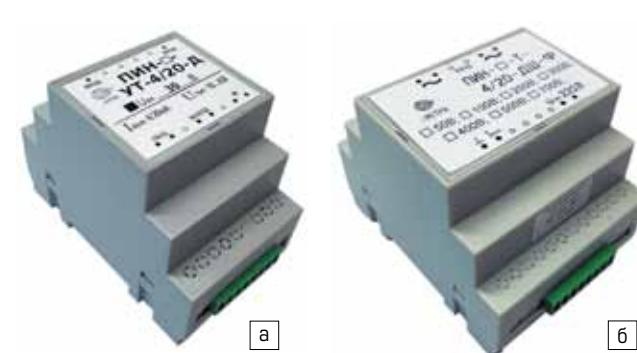


Рис. 3. Общий вид преобразователей:  
а) ПИН-\*\*\*-УТ-4/20-Д, ПИН-\*\*\*-УТ-4/20-Д-М;  
б) ПИН-\*\*\*-Т-4/20-ДШ-Ф



Рис. 4. Общий вид преобразователей:  
а) ПИН-\*\*\*-УА-Б1-М, ПИН-\*\*\*-У-4/20-Б1-М;  
б) ПИН-\*\*\*-УА-Б-М, ПИН-\*\*\*-У-4/20-Б-М

- Ф — питание преобразователя от однофазной сети переменного тока 220 В, 50 Гц;
- Х — в преобразователе используется прямое усиление сигнала с датчика Холла;
- Ш — исполнение преобразователя в расширенном корпусе;
- цифра 3 — трехфазное исполнение преобразователя.



**Рис. 5.** Общий вид преобразователей напряжения ООО «НПО «Горизонт Плюс»

**Таблица 1.** Пределы преобразования напряжения датчиков ПИН

Модификация	Верхний предел диапазона преобразования напряжения, В <sup>1</sup>
ПИН-***-УТ-4/20-Д, ПИН-***-УТ-4/20-Д-М	0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 400; 500
ПИН-***-УА-Д, ПИН-***-У-4/20-Д, ПИН-***-У-4/20-ДХ, ПИН-***-УА-П, ПИН-***-У-4/20-П	50; 100; 200; 300; 400; 500
ПИН-***-Т-4/20-П, ПИН-***-Т-4/20-Д, ПИН-***-Т-4/20-ДШ-Ф	50; 100; 200; 300; 400; 500; 700
ПИН-***-Т-4/20-ДЗ	120; 250; 400
ПИН-***-Т-4/20-ДШ	1000; 1500; 2000
ПИН-***-УА-Д-М, ПИН-***-УА-П30×30	50; 100; 200; 300; 400; 500
ПИН-***-УА-П-М	50; 100; 200; 300; 400; 500
ПИН-***-УА-Б1-М, ПИН-***-У-4/20-Б1-М	1000; 2000; 3000
ПИН-***-УА-Б-М, ПИН-***-У-4/20-Б-М	1000; 2000; 3000; 4000; 5000; 6000

#### Примечания.

\* \*\* — верхний предел диапазона преобразования напряжения, В;

1 — нижний предел диапазона преобразования напряжения 0 В;

частота преобразуемого напряжения переменного тока 50 Гц.

**Таблица 2.** Значения выходного сигнала преобразователей ПИН-\*\*\*-УА

Модификация	Сила постоянного и переменного тока на выходе при напряжении постоянного и переменного тока на входе, равном верхнему пределу преобразования, мА
от ПИН-50-УА-П до ПИН-500-УА-П	40
от ПИН-50-УА-Д до ПИН-500-УА-Д	40
от ПИН-50-УА-Д-М до ПИН-500-УА-Д-М	50
от ПИН-50-УА-П30×30 до ПИН-500-УА-П30×30	25
от ПИН-50-УА-П-М до ПИН-500-УА-П-М	50
от ПИН-1000-УА-Б1-М до ПИН-3000-УА-Б1-М	50
от ПИН-1000-УА-Б-М до ПИН-6000-УА-Б-М	50

**Таблица 3.** Значения выходного сигнала преобразователей ПИН-\*\*\*-У-4/20

Модификация	Сила постоянного тока на выходе при напряжении постоянного и переменного тока на входе, равном нижнему пределу преобразования, мА	Сила постоянного тока на выходе при напряжении постоянного и переменного тока на входе, равном верхнему пределу преобразования, мА
Все модификации	4	20

**Таблица 4.** Параметры электрического питания преобразователей ПИН

Параметры электрического питания	Значение
Напряжение постоянного тока (двуполярное), В	14,25–15,75; 14,25–25,22
Напряжение постоянного тока, В	10–36
Напряжение переменного тока, В	220
Частота переменного тока, Гц	50

**Таблица 5.** Массогабаритные параметры преобразователей ПИН

Модификация	Габаритные размеры, мм, (длина×ширина×высота)	Масса, кг
ПИН-***-УА-П30×30	33×33×22	0,05
ПИН-***-УА-П, ПИН-***-У-4/20-П, ПИН-***-Т-4/20-П, ПИН-***-УА-П-М	73,5×52,5×39	0,15
ПИН-***-УА-Д, ПИН-***-УА-Д-М, ПИН-***-У-4/20-Д, ПИН-***-Т-4/20-Д, ПИН-***-УТ-4/20-Д-М, ПИН-***-Т-4/20-Д3	95×54×65	0,25
ПИН-***-Т-4/20-ДШ, ПИН-***-Т-4/20-ДШ-Ф	100×70×65	0,35
ПИН-***-УА-Б1-М, ПИН-***-У-4/20-Б1-М	63×166×79	1
ПИН-***-УА-Б-М, ПИН-***-У-4/20-Б-М	208×107×95	2

Общий вид преобразователей представлен на рис. 1–5, а основные технические и метрологические характеристики сведены в таблицы. В табл. 1 указаны пределы преобразования напряжения для различных модификаций преобразователей.

В табл. 2 и 3 соответственно приведены параметры выходных цепей преобразователей ПИН-\*\*\*-УА и ПИН-\*\*\*-У-4/20, ПИН-\*\*\*-УТ-4/20 и ПИН-\*\*\*-Т-4/20.

Для устойчивой работы преобразователей необходимо обеспечить внешнее питание, параметры которого приведены в табл. 4.

Массогабаритные размеры преобразователей также существенно отличаются друг от друга: начиная от малых габаритов и массы 33×33×22 и 0,05 кг до больших 208×107×95 и 2 кг, соответственно, (ПИН-\*\*\*-УА-П30×30 и ПИН-\*\*\*-УА-Б-М).

В последующих статьях авторы предполагают представить аналогичные данные для серии измерительных преобразователей тока ПИТ и датчиков мощности ПИМ, разработанных в ООО «НПО «Горизонт Плюс».

#### Литература

- Болотин О. А., Портной Г. Я., Разумовский К. П. и др. Датчики измерения активной мощности и другие приборы контроля электрических параметров // Компоненты и технологии. 2022. № 1.
- Портной Г. Я. Новые датчики тока и напряжения НПО «Горизонт Плюс» // ИСУП. 2022. № 5 (101).
- [www.gorizont-plus.ru](http://www.gorizont-plus.ru)

## SiC MOSFET-дискреты и чипы от AMG Power

Компания AMG Power представляет SiC МОП-транзисторы 650–1700 В в корпусах для объемного и поверхностного монтажа, а также чипы в некорпусированном виде.

Параметры изделий:

- напряжение  $V_{ds}$ : 650, 1200 и 1700 В;
- ток  $I_d$ : до 100 А;

- корпуса: TO-247-3, TO-247-4, TO263-7, SOT227, DFN8\*8, DFN5\*6, кристаллы/чибы.

Преимущества SiC MOSFET:

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

Применение SiC МОП-транзисторов:

- импульсные источники питания;
- тяговые инверторы;
- источники бесперебойного питания;
- промышленные источники питания;
- солнечная энергетика.

<https://macrogroup.ru/>



Акционерное общество  
«Завод «Комета»

173003, Россия, г. Великий Новгород, ул. Великая, 20  
+7 (8162) 335 390, 225 482, 334 938  
market@kometa53.ru  
[www.комета53.рф](http://www.комета53.рф)

#### СТАНОК НАМОТОЧНЫЙ СНПУ-2-01МТ

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



#### 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



#### ДРОССЕЛИ СЕТЕВЫЕ И МОТОРНЫЕ

трехфазные на токи до 640 А и напряжение до 500 В



#### 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



Реклама



ЭЛЕКТРОНИКА  
ТРАНСПОРТ

**2023**

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

Проводится в рамках Российской недели общественного транспорта

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

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



[WWW.E-TRANSPORT.RU](http://WWW.E-TRANSPORT.RU)

Реклама

# К вопросу цифровых двойников судовых пропульсивных комплексов

**Выполнен анализ и приведены уравнения модели традиционного судового пропульсивного комплекса (ПК) на основе формирования САПР с использованием библиотек программ для различных судов. Для нетрадиционного ПК с использованием воздушной смазки типа ALS (Air Lubrication System), снижающей сопротивление судна, представлена структура модели и библиотека ее элементов. Эти элементы включают двигатель, корпус судна и гребной винт, систему распределения воздуха, трубопроводы и систему управления. Приведены результаты моделирования динамики интегрированной системы, которая может быть использована для формирования цифрового двойника нетрадиционного ПК водоизмещающего судна.**

**Роберт Шульга,  
к. т. н.<sup>1</sup>**

Проблема формирования цифровых двойников (ЦД) судовых пропульсивных комплексов весьма актуальна и связана с широким судовым строительством на основе новых технологий и оптимизации затрат. Последние обусловлены не только совершенствованием судового привода, но и радикальным снижением сопротивления судна. Для судов малого водоизмещения таким способом является использование воздушной подушки, а для крупных судов — воздушной смазки корпуса судна. В [5] сопоставляются две близкие технологии воздушной смазки: отечественная с применением каверн и зарубежная типа ALS, которые снижают сопротивление корпуса судна за счет пузырьков воздуха, погдаваемых под днище.

Методология формирования ЦД представлена в [1] на основе разработки физических моделей, а затем САПР с применением искусственного интеллекта и нейронных сетей. В [2–5] сформированы модели ПК судов разного типа. Библиография [6–10] посвящена вопросам моделирования и энергообеспечения ПК. Вопросы разработки САПР традиционных ПК освещены в [11–12], а в [13–20] анализируются вопросы моделирования и динамики нетрадиционных судовых ПК.

Цель настоящей статьи — анализ и сопоставление моделей традиционного и нетрадиционного ПК (с использованием технологии ALS), которые могут стать основой формирования ЦД судовых ПК.

## Проектирование традиционного ПК

Наряду с качественным расчетом и моделированием пропульсивного комплекса (ПК) в настоящее время получило широкое распространение его автоматическое проектирование с использованием САПР.

Применение комплекса программ TRIBON HYDRO (HYDRO) позволяет определить для судна заданного типа и водоизмещения сопротивление  $RT$ , коэффициенты взаимодействия, а также характеристики гребного винта (ГВ) при каждом из значений скорости, используя коэффициент упора  $KT$  и относительной поступи  $J$  в виде отношения  $KT/J$ . Определив  $J$  и коэф-

фициент момента в открытой воде  $KQO$  при каждом значении скорости судна, получают  $N$  — число оборотов ГВ, об./мин, и мощность на валу  $PS$ .

Сопротивление голого корпуса определяется по методу ITTC 1978 [11] в виде зависимости:

$$CT = CF(1 + K) + CR + CA + CAA,$$

где  $CT$  — коэффициент общего сопротивления судна;  $K$  — коэффициент формы.

Для учета сопротивления  $CAA$  от выступающих частей используют программы Holtrop@Mennen.

В программных комплексах используют коэффициенты взаимодействия:

- $t$  — коэффициент засасывания;
- $\omega$  — коэффициент попутного потока;
- $\eta R$  — коэффициент неравномерности поля скоростей в диске винта.

Эти коэффициенты определяются эмпирически или вводят постоянным значением для каждого из коэффициентов.

Система уравнений для расчета ПК имеет вид [12]:

$$\begin{aligned} PE &= RT \times V \times (1 + SVC/100), \\ \eta H &= (1 - t)/(1 - \omega), \\ \eta O &= (J \times KT)/(2\pi \times KQO), \\ \eta R &= KQO/KQB, \\ \eta D &= \eta O \times \eta H \times \eta R, \\ N &= 60 \times V \times (1 - \omega)/(J \times D), \\ PD &= PE/\eta D, \\ PS &= PD \times \eta T, \end{aligned}$$

где  $V$  — скорость судна;  $RT$  — общее сопротивление с учетом выступающих частей;  $SVC$  — срок службы;  $PE$  — действительная мощность;  $t$  — коэффициент засасывания;  $\omega$  — коэффициент попутного потока;  $J$  — относительная поступь;  $KT$  — коэффициент упора;  $KQO$  — коэффициент момента в открытой воде;  $KQB$  — коэффициент момента за корпусом;  $\eta H$  — коэффициент влияния корпуса;  $\eta O$  — КПД винта в свободной воде;  $\eta R$  — коэффициент неравномерности поля скоростей в диске винта;  $\eta D$  — квазипро-

<sup>1</sup> ВЭИ-филиал ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. академ. Е. И. Забабахина», Москва

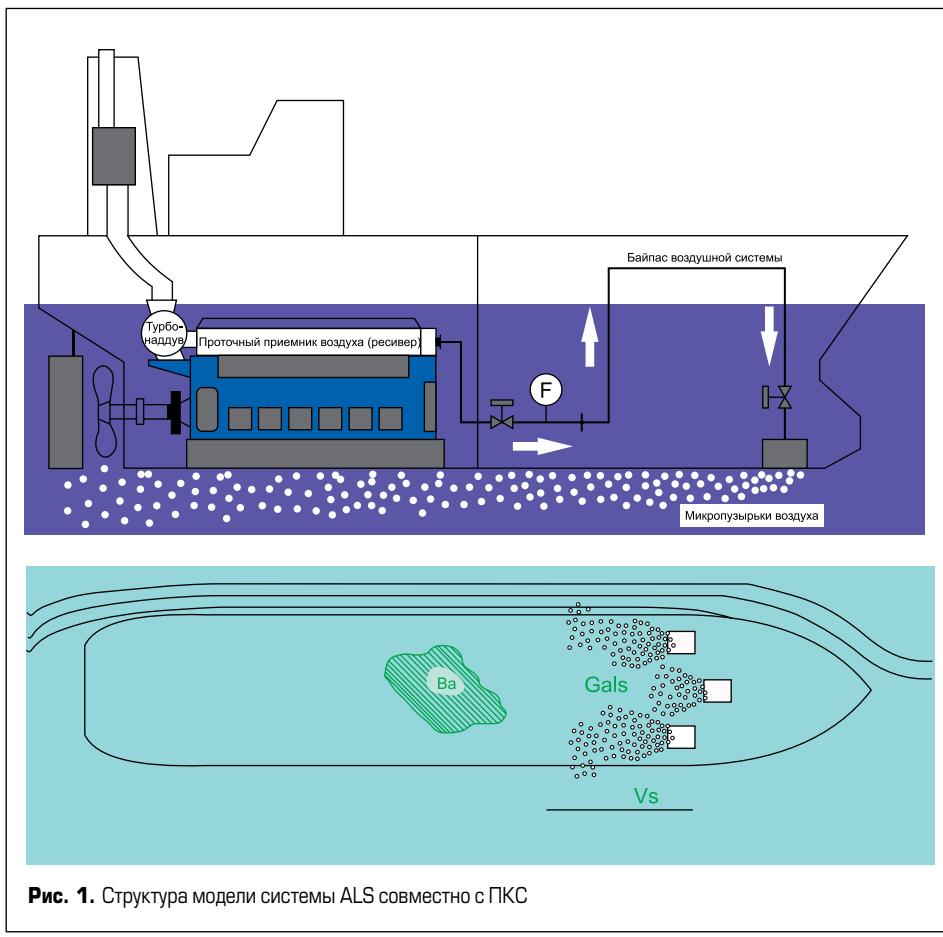


Рис. 1. Структура модели системы ALS совместно с ПКС

пульсивный коэффициент (QPC);  $\eta T$  — КПД передачи,  $N$  — число об./мин;  $PD$  — мощность, подаваемая на винт,  $PS$  — мощность, подводимая к валу ГВ.

Если пользователь вводит значения 1.0 для КПД передачи, мощность, подаваемая на вал в выводе данных, будет равна мощности, подаваемой на винт, что печатается в выводе результатов расчета.

Из известных программ расчета ПК: Prop Expert, SwiftCraft (для судов длиной до 75 м),

FREEship\_Plus — наиболее продвинутой является программа NavCad, включающая 10 типов движителей и большую библиотеку серийных испытаний моделей судов, в том числе 35 алгоритмов и серий судов. Эта программа обеспечивает полный расчет параметрического анализа ходкости и пропульсивных качеств судна. Рассматривается система: «корпус — двигатель — движитель — вода» на разных режимах работы, включая несудовые (волниение, ветер, мелководье, режимы буксировки/толкания).

Близким к указанной программе является отечественный комплекс PROPULSION EXPERT 3.0 разработки ЦНИИМФ. Пример расчета основной характеристики ПК в виде зависимости мощности винта от числа об./мин при разных скоростях движения приведен в [12].

### Проектирование нетрадиционного ПК

Настоящий раздел посвящен исследованию работы нетрадиционного пропульсивного комплекса (ПК). ПК судна совместно с системой воздушной смазки (ПКС) типа ALS исследуется для типового сухогруза дедвейтом 60 000 т на основе [19, 20].

На рис. 1 представлена структура модели системы ALS совместно с двигателем ПКС.

Модель позволяет:

- оценить совместную работу следующих разнородных систем: корпуса судна, оснащенного ALS, двигателя судна как источника воздуха и вспомогательной системы турбокомпрессора для компенсации отбора воздуха из двигателя;
- оценить систему управления и режимы работы ПКС.

### Структура модели системы

Разработка структуры модели предполагает декомпозицию системы в иерархию моделей и компонентов низкого уровня. С учетом структуры модели ПКС считается состоящей из четырех основных функциональных компонентов: корпус судна, гребной винт (ГВ), двигатель и ALS [14]. Такое разделение позволяет одновременно определить основные взаимодействия между компонентами.

Так, ГВ и двигатель объединены динамикой вращения вала винта, описываемого следующим уравнением:

- на основании второго закона Ньютона баланс сил сопротивления корпуса судна и упора гребного винта, связывающий корпус и винт, определяет изменение скорости корпуса судна:

$$2\pi I_e(dn_e/dt) = Q_e(n_e p_s, \dots, t) - Q_p(n_e V_s, t);$$

- на основании второго закона Ньютона баланс сил упора ГВ и сопротивления судна задает изменение скорости судна:

$$M_t(dV_s/dt) = [1 - t_p] T_p(n_e, V_s, t) - C_r \times R_t(V_s, t),$$

где коэффициент трения  $C_r$  зависит от толщины воздушного слоя под днищем судна:

$$C_r = R_{ALS}/R_t = f(V_s, t_a).$$

Модель системы воздушной смазки обеспечивает распределение потока воздуха от двигателя под днищем судна, что определяет эффективную толщину воздушного слоя  $t_a$ . Таким образом, модель ALS состоит из трубопроводной системы, регулирующего клапана отбора воздуха из системы двигателя и системы управления.

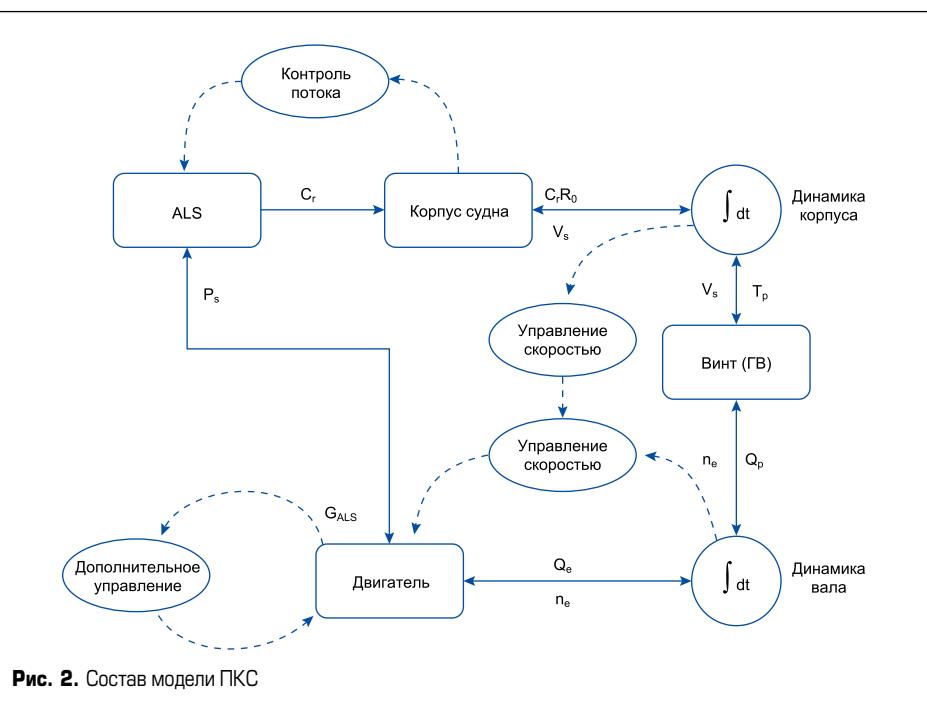


Рис. 2. Состав модели ПКС

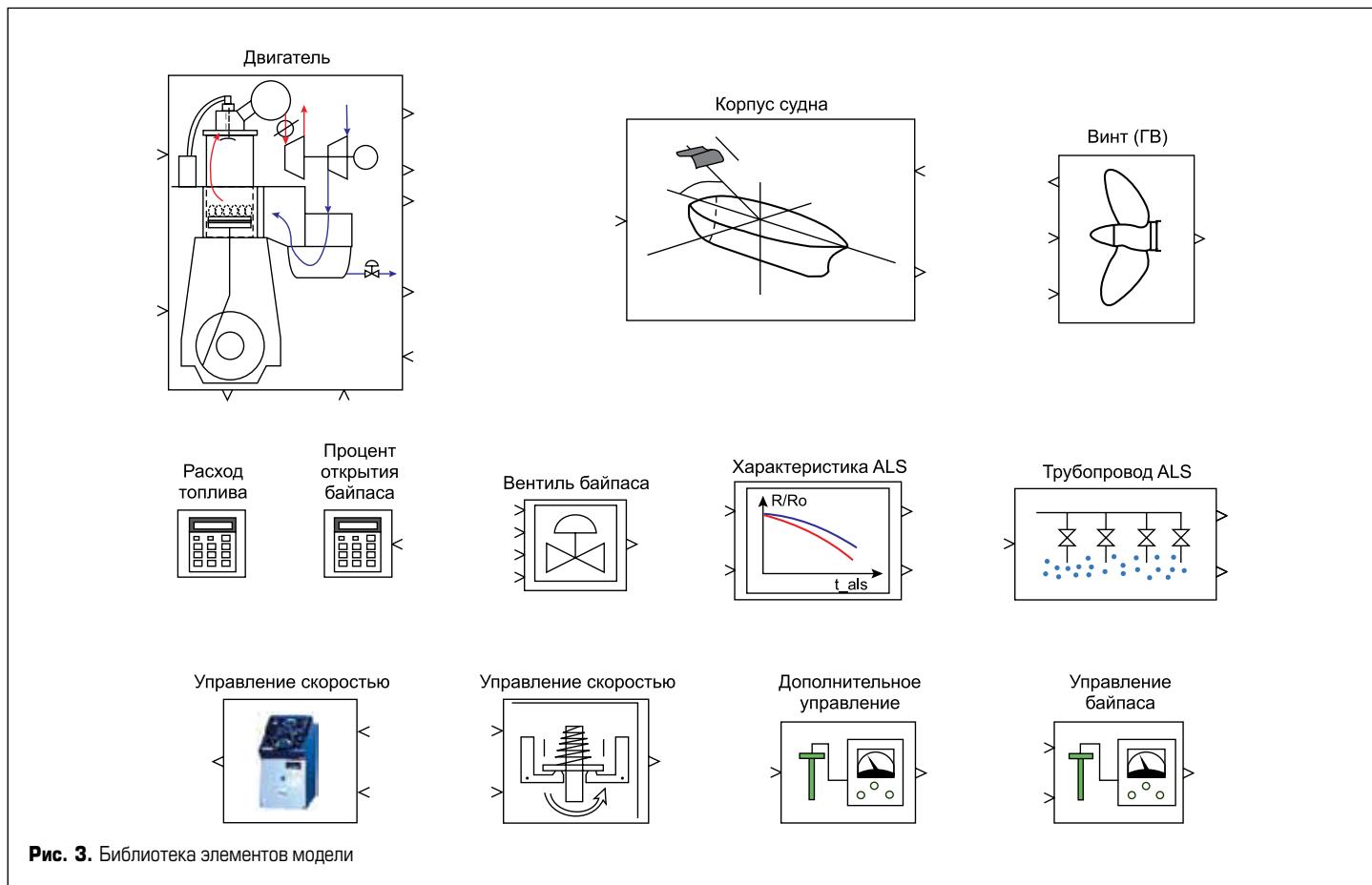


Рис. 3. Библиотека элементов модели

Функциональная диаграмма на рис. 2 показывает общие интерфейсы взаимодействия в рассматриваемой системе между объектом и системой управления.

Предыдущие шаги, выполненные в рамках методологии системного анализа, определяют требования к процессу моделирования. На этой стадии каждый функциональный элемент подвергается дальнейшей декомпозиции в структуру иерархических компонентов, а затем каждый компонент описывается математически с необходимой точностью для отображения физических процессов с учетом заданных исходных требований и однородности общей модели системы. В результате выполнения данного шага методики создается библиотека компонентов в выбранной программной платформе.

Общий вид библиотеки блоков представлен на рис. 3. Далее по тексту приводятся примеры детального математического описания функциональных элементов.

### Моделирование функциональных элементов

#### Двигатель

Основным требованием в математическом описании модели двигателя является достаточная точность этого описания для решения поставленной задачи в заданных границах системы. Модель должна описывать объект с приближением, обеспечивающим интеграцию его в общую функциональную диаграмму, и предоставлять достаточно информации для исследования процессов.

В последнее время метод моделирования по средним значениям набирает популярность в области динамических расчетов двигателей [15, 16]. Модель, созданная по такому методу (the Mean Value Engine Model — MVEM), позволяет рассчитать основные параметры (как термодинамические, так и механические) в виде осредненных значений по циклу работы двигателя, пренебрегая изменениями в рамках одного цикла двигателя.

Для обобщенного двигателя с турбонаддувом типовая модель MVEM состоит из четырех основных подсистем, которые описывают динамику ресиверов продувочного воздуха и выхлопных газов, блока цилиндров и турбокомпрессора. Кроме этого, с учетом наличия системы воздушной смазки дополнительно принимается во внимание возможность отбора воздуха и воздушного ресивера и энергия, потребляемая турбоком-

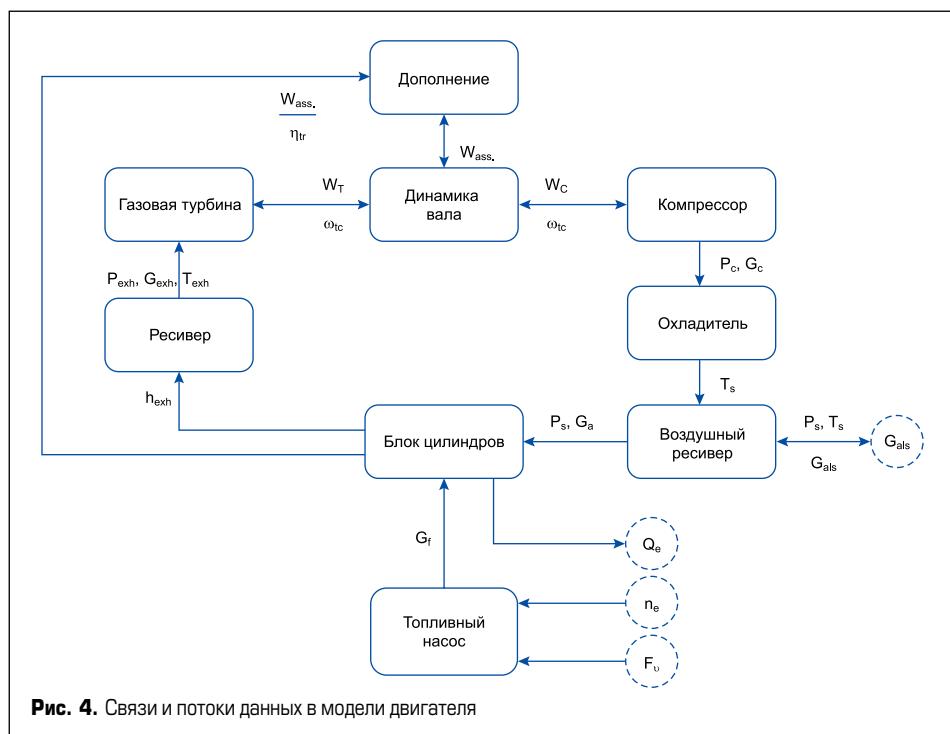


Рис. 4. Связи и потоки данных в модели двигателя

прессором. Диаграмма на рис. 4 показывает связи и потоки данных в модели двигателя.

Ключевые динамические уравнения, необходимые для описания термодинамики двигателя, могут быть получены из законов сохранения энергии, примененных к подсистемам двигателя. Параметры температуры и давления газа в воздушном ресивере и выхлопной системе могут быть получены из закона сохранения энергии и массы. Так, массовый баланс расходов в/из воздушного ресивера определяет изменение давления в нем согласно соотношению:

$$\frac{dP_s}{dt} = \frac{R_a T_s}{V_{a.r.}} [G_c - G_a - G_{ALS}].$$

Здесь принимается, что температура воздуха  $T_s$  в ресивере постоянна и определяется системой охлаждения. Следует отметить, что расход воздуха  $G_{als}$  определяется открытием или закрытием регулирующего клапана отбора воздуха согласно режимам работы этой системы.

Два дифференциальных уравнения для расчета массы —  $m_{e.r.}$  и температуры —  $T_{exh}$  в выхлопной системе двигателя приведены ниже с учетом допущения состояния идеального газа:

$$(dm_{e.r.})/dt = G_a + G_f - G_{exh}$$

$$P_{exh} = (m_{e.r.} R_{exh} T_{exh}) / V_{e.r.},$$

$$\frac{dT_{exh}}{dt} = \frac{k_e}{m_{e.r.} C_{p.e.}} \left[ h_{exh}(G_a + G_f) - C_{p.e.} T_{exh} G_{exh} - \frac{C_{p.e.} T_{exh}}{k_e} \frac{dm_{e.r.}}{dt} \right].$$

В принятом допущении моделирования по средним значениям двигатель рассматривается как последовательность соединенных сопловых отверстий, соответствующих цилиндрам и турбине турбокомпрессора. Таким образом, масса воздуха и выхлопных газов, проходящая через двигатель, может быть описана общим уравнением течения сжимаемой среды через сопло в следующей форме:

$$G = \mu \cdot \bar{A} \frac{P_{in}}{\sqrt{RT_{in}}} \sqrt{2 \frac{k}{k+1} \left[ \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right)^{\frac{2}{k}} + \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right)^{\frac{k+1}{k}} \right]},$$

где  $\mu \cdot \bar{A}$  — представляет собой эффективное проходное сечение эквивалентного сопла;  $P_{in}$ ,  $P_{out}$  — входное и выходное давление.

Массовый расход топлива через двигатель пропорционален позиции клапана подачи от топливного насоса  $F_p$ , который определяется системой управления скорости:

$$G_f = z_c m_{f.c} F_p n_e.$$

Расход воздуха через компрессор  $G_c$  в ресивер может быть вычислен с помощью уравнения изоэнтропийной работы, необходимой для сжатия воздуха:

$$W_c = \frac{C_{p.a.} T_a G_c}{\eta_{ica}} \left( \left( \frac{P_c}{P} \right)^{\frac{k_a-1}{k_a}} - 1 \right).$$

Мощность компрессора  $W_c$  моделируется как динамическая передача энергии между турбиной и компрессором, в приближении системы первого порядка в следующей форме:

$$(dW_c)/dt = (1/\tau_{tc}) [W_T - W_c],$$

где  $W_T$  — изоэнтропийная работа расширения газа в турбине, определяемая следующим уравнением:

$$W_T = C_{p.e.} T_{exh} G_{exh} \eta_{iT} \left[ 1 - \left( \frac{P_a}{P_{exh}} \right)^{\frac{k_a-1}{k_a}} \right].$$

Основным выходом из модели двигателя, необходимым для интеграции в общую модель, является момент двигателя на валу, определяемый уравнением:

$$Q_e = (V_c z_c / 2\pi) (IMEP - FMEP),$$

где  $IMEP$  и  $FMEP$  — это индикаторное среднее эффективное давление цикла и среднее эффективное давление трения соответственно.  $FMEP$  рассматривается как эмпирическая функция, зависящая от скорости и положения топливной рейки.  $IMEP$  является величиной, пропорциональной подаче топлива и коэффициенту (также называемому относительной тепловой эффективностью), который отражает нелинейную зависимость между создаваемым моментом, подачей топлива и подачей воздуха:

$$IMEP = \eta_c \times IMEP_{MCR} \times F_p, \quad \eta_c = f(Ga/Gf).$$

В свою очередь, модель двигателя на вход требует следующих переменных: скорость вращения вала, положение топливной рейки и расход воздуха на систему воздушной смазки.

### Корпус судна и гребной винт

Для моделирования корпуса судна и гребного винта ГВ используется упрощенная модель регрессии и(или) интерполяции. Сопротивление воды корпусу судна представляет собой модель регрессии, полученную из дискретных экспериментальных точек. Полученная сила сопротивления изменяется с использованием коэффициента снижения трения, представленного в уравнении:

$$R_t = k_1 V_s + k_2 V_s^2 + k_3 N_s^3.$$

Модель для тяги  $T_p$  и момента гребного винта  $Q_p$  восстанавливается с помощью регрессионного анализа коэффициентов, полученных в результате тестирования ГВ на открытой воде:

$$T_p = K_T(J_p) \rho \times n_e^2 \times D_p^4; J_p = U_p / (n_e D_p),$$

$$Q_p = K_Q(J_p) \rho \times n_e^2 \times D_p^5; U_p = [1 - w_p] V_s.$$

Система воздушной смазки ALS связывает корпус, ГВ судна и модель двигателя. Количество воздуха, забираемое от компрессора, определяет снижение трения корпуса. И наоборот, мощность на ГВ и момент на валу влияют на работу двигателя. Эти влияния могут значительно отличаться в зависимости от задачи системы управления движением. Целью управления может быть задание скорости движения судна или задание оборотов двигателя. Таким образом, модель системы управления в общей модели судна играет важную роль в достижении общей эффективности.

### Система распределения воздуха

Система распределения воздуха предназначена для управления отбором воздуха от двигателя, транспортировки воздуха от двигателя, расположенного в корме, к распределительным устройствам на корпусе судна, расположенным в носовой части и районе киля. Таким образом, система ALS состоит из регулирующего клапана отбора воздуха и распределительных трубопроводов. Клапан моделируется как дроссель с переменным сечением. Массовый расход описывается моделью течения сжимаемой среды через сопло и определяется следующей зависимостью:

$$G_{bp} = \mu \cdot \bar{A} \frac{P_s}{\sqrt{R_a T_s}} \sqrt{7 \left[ \left( \frac{P_{bp}}{P_s} \right)^{\frac{2}{k_a}} + \left( \frac{P_{bp}}{P_s} \right)^{\frac{k_a+1}{k_a}} \right]};$$

$$G_{bp} = G_{ALS},$$

где  $\mu \cdot \bar{A}$  — представляет собой изменяемое проходное сечение эквивалентного сопла;  $\mu = f(P_{bp}/P_s)$  — коэффициент расхода, который представляет собой эмпирическую зависимость, получаемую из данных производителя клапана.

$A = f(\theta)$  — проходное сечение в зависимости от положения штока или другого исполнительного механизма, в зависимости от конструкции клапана, управляемого из системы управления.

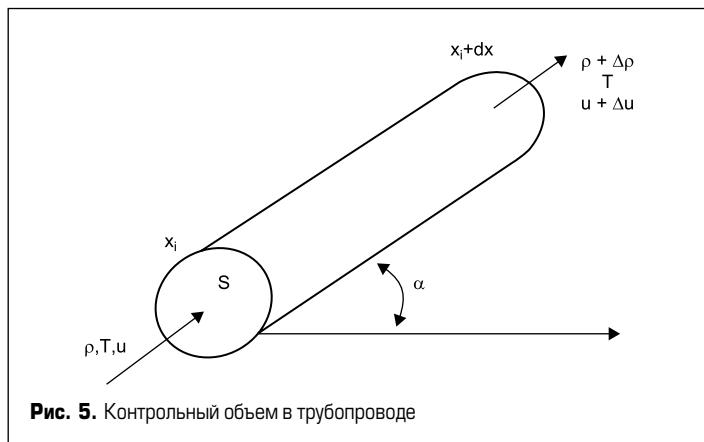
Поток газа, проходящий через клапан, определяется параметрами площадью раскрытия клапана, давлением в точке отбора в ресивере, давлением на входе в систему распределения воздуха. Когда воздух проходит через разветвленную систему трубопроводов, происходит потеря давления на трение и возникает задача определить давление после клапана для корректного расчета расхода воздуха. Осадка корпуса судна определяет давление на выходе из системы:

$$P_{out} = P_a + \rho \times g \times draft.$$

## **Модель трубопровода**

Математическая модель течения газа в трубопроводной системе может быть получена из уравнений Навье — Стокса для сжимаемого газа, с рассмотрением уравнения сохранения массы, импульса, энергии в применении к контрольному объему, показанному на рис. 5. Для сокращения уравнения применяются следующие допущения: поток изотермический ( $T = \text{const}$ ); уравнения интегрируются по круглому сечению для снижения размерности.

Результирующая система дифференциальных уравнений в частных производных, описывающая поток газа в одномерном приближении, приведена на рис. 5.



**Рис. 5.** Контрольный объем в трубопроводе

Для включения модели течения газа в общую структуру модели системы уравнений в частных производных, описанных выше, должна быть преобразована в систему обыкновенных дифференциальных уравнений. Для этого используется метод линий с дискретизацией по двум точкам и центру. Одновременно необходимо преобразовать уравнения к переменным, которые определяют массовый расход и давление.

$$\frac{dP}{dt} \Big|_i = -\frac{R_a T_a}{2A\Delta x} [-Q_{i-1} + Q_{i+1}]; \quad i = 2 \dots N-1$$

$$\frac{dQ}{dt} \Big|_i = -\frac{A}{2\Delta x} [-P_{i-1} + P_{i+1}] - \frac{2f_p R_a T_a}{\pi \times d^3 P_i} Q_i; \quad \Delta x = \frac{l_p}{N-1}$$

Давление определяет условия на границах системы со стороны корпуса и ресивера двигателя, расход определяется через зависимость для клапана. Коэффициент трения вычисляется по формуле Колбрюк — Уайта в следующем виде:

$$\frac{1}{\sqrt{f_r}} = -\frac{2}{3} \log \left[ \left( \frac{1,547}{R_e \sqrt{f_r}} \right)^{2,8335} + \left( \frac{k_s}{3,7 d_p} \right)^3 \right].$$

Благодаря гибкости платформы и возможности создавать свои блоки модель системы распределения воздуха была создана в виде отдельного блока.

## **Система управления**

Одной из главных целей системного моделирования является оценка динамического поведения системы и взаимодействия компонентов. Поэтому интеграция системы управления и процессов ручного управления в общую модель приобретает особую важность.

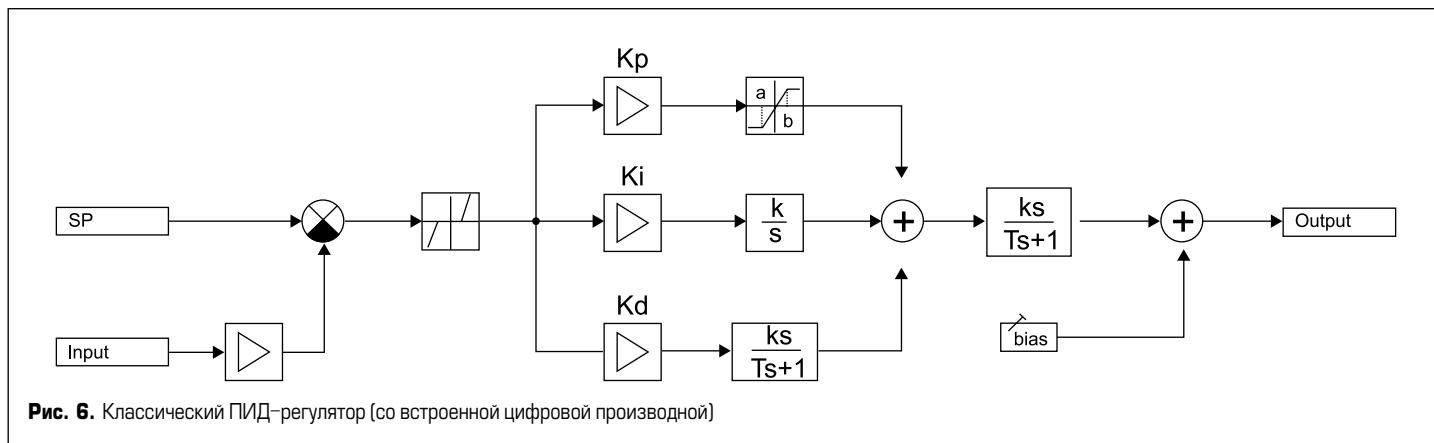
Из функциональной диаграммы, полученной на шаге композиции, очевидно, что можно выделить четыре контура управления. Первый контур — это обязательный контур для любого ПК — контур управления оборотами двигателя. Три других контура связаны с применением системой воздушной смазки судна (ALS). Требуемый поток воздуха для ALS управляется клапаном отбора воздуха от ресивера и образует первый контур. В результате работы ALS и отбора воздуха давление в ресивере падает, поэтому необходима добавочная энергия от турбокомпрессора для компенсации, что образует второй контур управления. Третий контур организует управление непосредственно скоростью движения судна путем установления необходимой скорости вращения двигателя. Кроме задачи стабилизации, система управления должна обеспечивать возможность непрерывного изменения заданной скорости, задаваемой оператором.

Несколько вариантов алгоритмов управления были разработаны с использованием стандартной библиотеки блоков. Типовая структура пропорционально-интегрально-дифференциального ПИД-регулятора приведена на рис. 6 в форме пространства состояний с учетом различных нелинейных компонентов, которые были добавлены в управляющие алгоритмы, такие как мертвая зона, ограничитель и т. п.

**Моделирование динамики интегрированной системы**

После разработки индивидуальных компонентов модели, компоновки общей модели, определения всех интерфейсов модель системы объединяется в единую расчетную схему путем соединения входов с выходами, представленную на рис. 7а. Одновременно для упрощения проведения расчетов, анализа и управления самими расчетами создан простой видео-кадр управления с пользовательским интерфейсом, который приведен на рис. 7б. Целью последующего моделирования было определение взаимного влияния друга на друга регуляторов управления.

Достоверность общей модели (рис. 7а) обеспечивается точной формализацией процессов, протекающих в модельных блоках. Достоверность отдельных блоков в компонентах основывается на хо-



**Рис. 6.** Классический ПИД-регулятор (со встроенной цифровой производной)

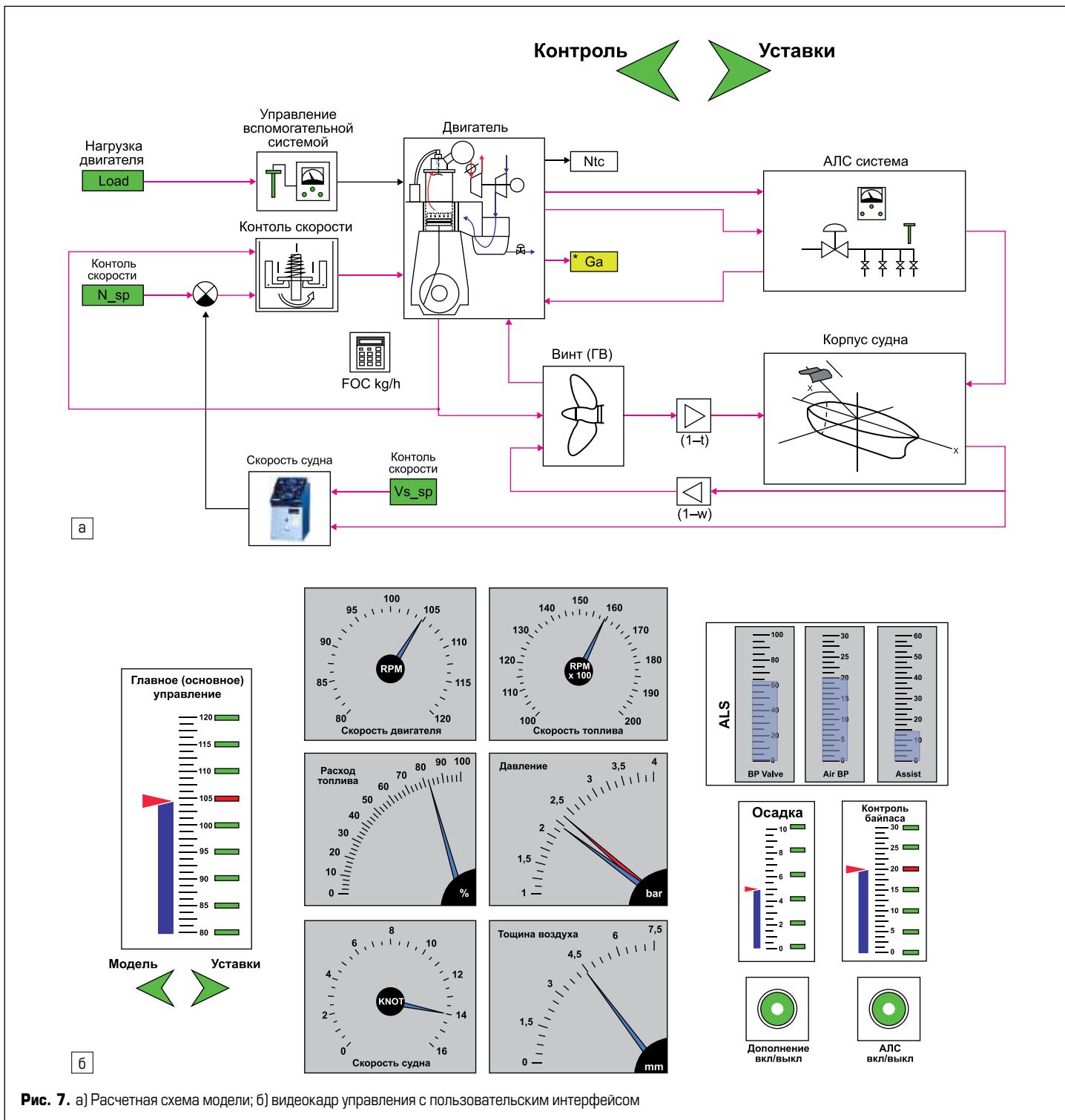


Рис. 7. а) Расчетная схема модели; б) видеокадр управления с пользовательским интерфейсом

роша известных и широко используемых методологиях. Так, модель двигателя, используемая в статье, была подтверждена путем сравнения с реальными данными эксплуатации и заводскими характеристиками. Результаты сравнения приведены в источниках [13, 16, 19]. Достоверность модели корпуса и модели гребного винта, так же как эффекта от воздушной смазки, подтверждается численными расчетами и полномасштабными экспериментами.

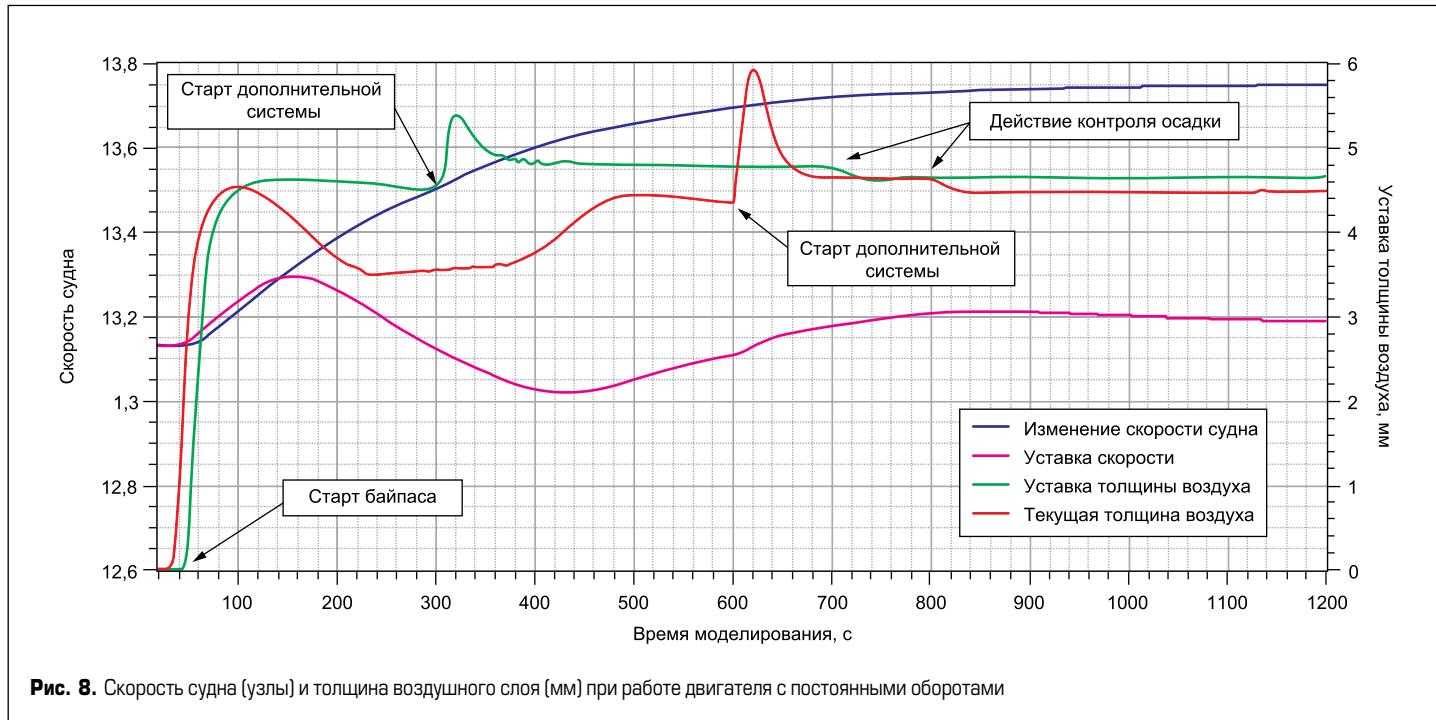
В процессе моделирования двигатель работал на 75% от максимальной долговременной мощности, которая соответствует проектной скорости 13 узлов. Затем клапан отбора воздуха получает команду обеспечить отбор 20% воздуха от номинального расхода на двигатель на данном режиме. После этого были использованы два варианта управления движением:

- В первом варианте поддерживались постоянные обороты двигателя. В этом случае скорость судна определяется сопротивлением корпуса судна.

- Во втором варианте поддерживалась постоянная скорость движения судна. В этом случае меняются обороты двигателя для поддержания заданной скорости.

Переходные процессы в первом варианте представлены на рис. 8, где показан режим с постоянными оборотами двигателя. Красная и синяя кривые соответствуют скорости судна. Зеленая и оранжевая кривые соответствуют толщине воздушного слоя относительно корпуса судна. Стоит отметить, что система позволяет отображать любые параметры модели.

Основная проблема в совместной работе пропульсивного комплекса с системой воздушной смазки корпуса заключается в том, что существенный отбор воздуха вместе со значительным снижением трения серьезно влияет на эффективность двигателя за счет снижения давления продувочного воздуха на входе в цилиндры. Это происходит потому, что отбор воздуха работает так же, как отбор мощности компрессора, в то время как мощность турбины остается постоянной или даже снижается. Таким образом, для восстановления баланса мощности



**Рис. 8.** Скорость судна (уэлы) и толщина воздушного слоя (мм) при работе двигателя с постоянными оборотами

на валу турбокомпрессора необходим дополнительный подвод энергии, что обеспечивается вспомогательной системой, подключенной к турбокомпрессору.

Регулятор вспомогательной системы настроен на поддержание давления воздуха после турбокомпрессора на заданном проектном уровне. При таком астатичном режиме управления дополнительные затраты энергии прямо пропорциональны расходу воздуха на систему воздушной смазки, и желательный уровень экономии энергии за счет ALS может быть не достигнут. Как было показано в [15], решение данной проблемы — в использовании наклонной характеристики регулятора, который поддерживает давление продувочного воздуха ниже, чем требуемое на данном рабочем режиме.

## Выводы

Выполнен анализ и приведены уравнения модели традиционного судового пропульсивного комплекса (ПК) на основе формирования САПР с использованием библиотек программ для различных судов. Для нетрадиционного ПК с использованием воздуш-

ной смазки типа ALS, снижающей сопротивление судна, приведена структура модели и библиотека ее элементов. Эти элементы включают двигатель, корпус судна и гребной винт, систему распределения воздуха, трубопроводы и систему управления. Приведены результаты моделирования динамики интегрированной системы, которая может быть использована для формирования цифрового двойника нетрадиционного ПК водоизмещающего судна.

## Литература

- Шульга Р. Н. 3D-модели и цифровые двойники в электроэнергетике // Энергоэксперт. 2021. № 4 (80).
- Шульга Р. Н. Тяговые характеристики судового электропривода // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2022. № 1.
- Шульга Р. Н. Тяговые характеристики винторулевых колонок и водометов // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2023. № 3.
- Шульга Р. Н. Пропульсивный комплекс ледокола и судов ледового класса В // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2023. № 3.
- Шульга Р. Н. Привода судов с воздушной подушкой и с кавернами // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2023. № 4.
- Иванченко А. А., Шишкун В. А., Окунев В. Н. Обзор опыта совершенствования конструкции и применения движительных систем в современном судостроении // Вестник ГУМРФ им. С. О. Макарова. 2016. № 4 (28).
- Шульга Р. Н., Петров А. Ю., Хренников А. Ю. Энергетические платформы с использованием цифровых модульных подстанций и энергоблоков // Энергия единой сети. 2020. № 3 (52).
- Шульга Р. Н. Применение распределенного электродвижения с использованием винто-рулевых колонок // Энергоэффективность и водоподготовка. 2020. № 4 (126).
- Сахновский Б. М. Модели судов новых типов. М.: Судостроение, 1987.
- Шульга Р. Н., Смирнова Т. С. Использование судовой энергетики для жизнеобеспечения арктических объектов // Российская Арктика. 2020. № 1.
- Report of the performance committee. ITTC, 1978.
- Цуренко Ю. И. Автоматизация проектирования пропульсивного комплекса. Учеб. пос. Северодвинск, 2009.
- Stefanatos I., Zymaris A., et al. Assessment of LNG Carriers Electric Propulsion Configuration via Process Modelling. Proc. of the CIMAC Congress, 2016.
- SimInTech. [www.simintech.ru/?page\\_id=398](http://www.simintech.ru/?page_id=398)
- Bondarenko O., Fukuda T. Consideration of Propulsion Engine Operation in Combination with Ship Hull Air Lubrication // Far Eastern Federal University: School of Engineering Bulletin. 2015. Vol. 1.
- Bondarenko O., Kashiwagi M. 2010, Dynamic Behaviour of Ship Propulsion Plant in Actual Seas // Journal of the Japan Institute of Marine Engineers. 2010. Vol. 45.
- Theotokos G. P. A Comparative Study on Mean Value Engine Modeling of Two-Stroke Marine Diesel Engine. The 2<sup>nd</sup> International Conference on Maritime and Naval Science and Engineering, 2009.
- Bondarenko O., Fukuda T. et al. Development of Diesel Engine Simulator for Use with Self-Propulsion Model // Journal of the Japan Institute of Marine Engineers. 2013. Vol. 48.
- Fukuda T., Bondarenko O. Combination of Propulsion Engine with Air Lubrication System for Ultimate Ship Efficiency // Journal of the Japan Institute of Marine Engineers. 2018. Vol. 53. No. 3.
- Fukuda T., Bondarenko O. Интегральная оценка пропульсивной установки судна с помощью моделирования. [www.habr.com](http://www.habr.com)



# Специализированные источники вторичного электропитания для космической промышленности

**Специфика функционирования космических аппаратов требует особых подходов в разработке и применении высоконадежной элементной базы, что обусловлено требованиями по обеспечению сроков активного существования, отсутствием возможности ремонта и замены компонентов, а также малой серийностью выпускаемых изделий. Особенно остро данный вопрос стоит для энергопреобразующей аппаратуры, в частности для источников вторичного электропитания. В статье подробно описаны подходы к разработке и применению данного класса устройств в бортовой аппаратуре космических аппаратов.**

**Михаил Краснов<sup>1</sup>,  
к. т. н.  
Евгений Лукьянов<sup>1</sup>  
Денис Авсякевич<sup>1</sup>  
Иван Надоров<sup>1</sup>**

## Введение

Космические аппараты (КА) представляют собой сложные электротехнические устройства, состоящие из сотен блоков и тысяч компонентов. В большинстве случаев именно система энергоснабжения аппарата (СЭП), а также режимы электропитания компонентов будут определять основные технические характеристики КА, схемотехнические и компоновочные решения (геометрию, конструкцию, массу и т. п.). Выход из строя любого из элементов СЭП может привести к отказу всего аппарата, поскольку бортовая аппаратура (БА) в процессе функционирования КА на орбите находится в условиях жесткой ограниченности энергетических ресурсов и отсутствия возможности ремонта.

В состав СЭП обычно входят первичный и вторичный источники питания, преобразующие, зарядные устройства и автоматика управления.

В качестве первичных источников электропитания используют генераторы электроэнергии разного типа: электромеханические генераторы, электрохимические источники — аккумуляторы или гальванические элементы, фотоэлектрические генераторы — солнечные батареи и фотоэлементы, термоэлектрические источники и другие. В состав первичного источника, помимо генератора электроэнергии, входят и все обслуживающие его системы, например система ориентации солнечных батарей. Практически всегда источники энергии комбинируют, совмещая, в частности, солнечные батареи и химические аккумуляторы.

Питание аппаратуры не может осуществляться непосредственно через первичные источники питания, поскольку, во-первых, все питаемые ком-

поненты в составе аппаратуры КА имеют индивидуальные требования к режимам электропитания, а во-вторых, выходные напряжения первичных источников в большинстве случаев не поддаются регулировке, при недостаточно высокой стабильности. Большинство микросхем в составе КА требуют максимально стабильного питания с номинальными значениями напряжения в широком диапазоне от единиц до нескольких сотен вольт и отклонением не более 1%.

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) необходимы для преобразования выходного напряжения первичного источника к характеристикам, требуемым аппаратуре. Применение ИВЭП в составе БА КА обычно тяжело поддается унификации, поскольку схемотехнический и конструкционный состав определенных узлов аппаратуры требует особых режимов питания, а иногда и обеспечения дополнительных функций. Дополненная этой малой количественной потребностью, свойственной изделиям космического применения, разработка таких устройств в рамках ОКР Минпромторга России нецелесообразна. В результате возникает необходимость разработки специализированных ИВЭП под конкретную аппаратуру с индивидуальным набором требований.

## Общие принципы построения ИВЭП

ИВЭП могут быть выполнены как в виде отдельных блоков, так и элементов в составе различных функциональных узлов БА. Их основной задачей является преобразование подводимой к микросхемам энергии СЭП КА к необходимым для обеспечения заданных режимов функционирования характеристикам.

<sup>1</sup> АО «Российские космические системы»

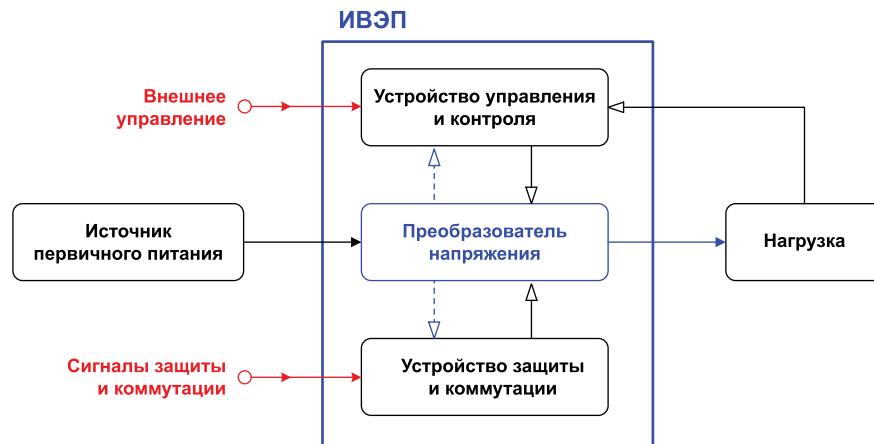


Рисунок. Общая структурная схема ИВЭП

Обобщенная структура ИВЭП приведена на рисунке.

В составе ИВЭП космического применения часто присутствуют дополнительные служебные блоки — устройство управления и контроля, а также устройство защиты и коммутации. Как показано на рисунке, ИВЭП всегда включаются между первичными источниками и нагрузкой, а наличие служебных блоков позволяет компенсировать изменения в характеристиках первичного источника и нагрузочных схем в результате внешнего воздействия, сохраняя тем самым работоспособность аппаратуры. Так, при скачках выходного напряжения первичного источника, его резкому увеличению или понижению ИВЭП должны обеспечивать штатное функционирование питаемой ими нагрузки.

Устройство управления и контроля, входящее в состав ИВЭП, применяется для изменения характеристик ИВЭП при различных сигналах внешнего или внутреннего управления: дистанционного включения или выключения, перевода в ждущий режим, формирования сигналовброса. Указанные меры изменения режимов питания на практике показали себя эффективной мерой борьбы с нарушениями функционирования микросхем в результате космического радиационного воздействия.

В остальных случаях при возникновении нестандартных ситуаций работоспособность ИВЭП позволяют сохранить устройства защиты и коммутации. К таким ситуациям в космосе можно отнести короткие замыкания в нагрузке, ее внезапные отключения, резкие повышения окружающей температуры и т.д. Эти устройства обычно имеют собственные

автономные источники электропитания, такие как резервные аккумуляторы или гальванические элементы.

Как показывают натурные испытания радиационного и акустического воздействия, надежность аппаратуры часто определяется именно надежностью применяемых ИВЭП. В то же время опыт эксплуатации устройств в условиях космического пространства подтвердил, что одним из наиболее часто встречающихся дефектов становится выход из строя функциональных узлов ИВЭП. Это обусловлено несовершенством применяемой элементной базы и сбоями, к которым они могут приводить под воздействием внешних факторов космического пространства.

С другой стороны, к ИВЭП именно космического применения предъявляются особые требования по минимизации массогабаритных характеристик и увеличению надежностных показателей при заданном уровне выходной мощности. Анализ разработанной аппаратуры КА показывает, что в ряде узлов 40% суммарной массы и габаритов составляют именно источники питания. При этом 25% массы и объема ИВЭП космического применения составляют дискретные полупроводниковые элементы (таблица) в металлокерамических корпусах, превалирующих в космической промышленности.

Разработка БА КА требует обеспечения стойкости всей применяемой элементной базы к радиационному воздействию. С точки зрения ЭКБ это возможно только за счет разнесения элементов по площади и применения металлокерамических корпусов. Возрастающие при этом в десятки раз по сравнению с не ра-

диационно стойкими элементами массогабаритные характеристики не позволяют эффективно осуществить миниатюризацию радиационно стойких ИВЭП из-за обилия дискретных элементов.

В то же время миниатюризации препятствуют следующие факторы:

- ИВЭП являются силовыми преобразователями, а следовательно, формируются на базе мощных силовых полупроводниковых приборов и содержат громоздкие реактивные (конденсаторы, фильтры) и электромагнитные (дроссели, трансформаторы, магнитные усилители) элементы;
- возрастающие требования к качеству питающего напряжения в космической технике, а именно к стабильности, уровню пульсаций, к электрической изоляции питающих цепей друг от друга и от первичного источника;
- современные и перспективные интегральные микросхемы требуют для питания низких напряжений постоянного тока, получение которых в ИВЭП при значительных токах нагрузки невозможно, особенно при высоком КПД и малых габаритах;
- большие потери мощности ИВЭП приводят к необходимости теплоотвода, меры по организации которого крайне ограничены из-за отсутствия конвекции в вакууме;
- многолетний опыт разработки и применения источников питания в БА показал, что задача разработки миниатюрных радиационно стойких ИВЭП может быть эффективно решена только комплексно, посредством уменьшения массы и габаритов одновременно всех входящих в его состав компонентов.

Таблица. Базовые узлы ИВЭП и их особенности

Наименование узла	Описание
Сглаживающий фильтр	Роль сглаживающих фильтров часто выполняют непрерывные стабилизаторы.
Помехоподавляющие фильтры	Выполняются на основе дросселей, конденсаторов и резисторов.
Трансформатор	Трансформатор — единственное устройство, обеспечивающее гальваническую развязку питаемых микросхем от источника электрической энергии. Представляет собой сердечники с намотанной проволокой.
Инвертор	Выполняется на ключевых элементах (транзисторах).
Стабилизатор напряжения	Представляет собой миниатюрные микросхемы стабилизатора.
Стабилизатор тока	Обеспечивают стабильность характеристики тока, проходящего через нагрузку. При снижении тока в нагрузке подкачивается дополнительная мощность, при превышении тока — мощность понижается.

## Особые подходы к применению ИВЭП в космической технике

Сравнительный анализ основных электрических и массогабаритных характеристик применяемых в космической технике ИВЭП (в том числе входящих в их состав компонентов) показывает, что при приблизительно одинаковых характеристиках общепромышленных отечественных и иностранных ИВЭП первые достаточно сильно уступают по массогабаритным характеристикам. Анализ продемонстрировал, что для каждого номинала (выходная мощность — входное/выходное напряжение) имеется широкая номенклатура отечественных аналогов, которые с первого взгляда соответствуют зарубежным аналогам, а по некоторым параметрам и превосходят их.

Если сконцентрировать внимание на конструкции отечественных ИВЭП, то можно отметить приблизительно одинаковую применяемую элементную базу, что говорит об унификации разрабатываемых решений. Но, с другой стороны, к унификации необходимо подходить аккуратно, поскольку за этой тактикой всегда следует некоторая избыточность. Разработка унифицированных ИВЭП под большое число потребителей автоматически задает ограничения на объем служебных функций, возможных к реализации в рамках допустимых габаритных характеристик.

Одним из таких примеров является отсутствие (за редким исключением) в большинстве отечественных ИВЭП входа синхронизации, позволяющего каскадировать источники питания для получения необходимой выходной мощности. Применение таких ИВЭП в космической технике требует разработки дополнительных схем синхронизации и дополнительных связывающих элементов, что также сказывается на массогабаритных характеристиках БА. В результате наилучшие показатели ИВЭП могут быть достигнуты только при разработке индивидуальных решений под конкретную схемотехнику аппаратуры и под специфику первичного источника питания и нагрузки.

Поскольку изделия космического назначения обладают малой количественной потребностью, то ИВЭП для БА КА лучше всего разрабатывать именно на базе существующих дизайн-центров.

Такой подход, при наличии всей требуемой номенклатуры отечественных силовых компонентов, позволит проектировать ИВЭП под индивидуальные требования аппаратуры и формировать баланс между предъявляемыми требованиями к максимальной надежности и КПД при обеспечении минимальных массы и габаритов.

Поскольку ИВЭП в КА находится в жестких условиях космического пространства в рамках всего САС, то обязательно наличие в источнике целого комплекта схем защиты: от повышенного и пониженного входного напряжения, от превышения выходного напряжения, от КЗ в нагрузке, от тепловой перегрузки, от обрыва цепи обратной связи и т. д. В преобладающем числе ИВЭП такие функции отсутствуют, а сле-

довательно, применение их в БА КА предполагает наличие огромного числа внешних элементов связи и дополнительных микросхем, реализующих требуемые функции. По этой причине применение иностранных ИВЭП даже несколько оправдано, ведь их меньшая масса по сравнению с отечественными аналогами позволяет компенсировать дополнительную массу внешних элементов.

В настоящее время разработана огромная номенклатура отечественных пассивных и дискретных полупроводниковых компонентов, но из-за отсутствия основных пленочных технологий задача снижения массы ИВЭП зашла в некий тупик. Единственным существенным подходом к «космическим ИВЭП» является внедрение дополнительных служебных функций и элементов непосредственно в конструкцию источников питания, а также организация схемотехники таким образом, чтобы сократить общее число применяемых отдельных дискретных компонентов в тяжелых и громоздких металлокерамических корпусах.

До недавнего времени в РФ существовали сложности с разработкой качественных керамических конденсаторов. Сейчас эта проблема решена и АО «НИИ «Гиреконд» производит широкую линейку керамических конденсаторов, как однослойных, так и многослойных монолитных в различных конструктивных исполнениях: выводные в полимерном корпусе, выводные оккупленные полимерным компаундом и безвыводные — в так называемом чип-исполнении для поверхностного автоматизированного монтажа. Диапазон емкостей варьируется в пределах 0,22 пФ — 100 мКФ, а диапазон напряжений составляет 6,3 В — 10 кВ. Переход на такие конденсаторы планируется в новых разработках ИВЭП.

Одним из наиболее тяжелых и энергоемких компонентов, используемых в ИВЭП, остаются сердечники магнитопроводов трансформаторов и дросселей. Основные требования, предъявляемые к сердечникам, — это работа на повышенных частотах, высокая удельная мощность, работа при повышенной температуре окружающей среды, малые потери и высокая индукция.

На качество трансформаторов влияют форма и размер сердечника. В ИВЭП широкое применение нашли ферритовые сердечники, обладающие высоким удельным сопротивлением и имеющие низкие потери. Технология изготовления ферритов позволяет получить сердечники любой конфигурации. В средних и особенно сильных полях применяются марганцево-цинковые ферриты. Они отличаются низкими потерями, высокой стабильностью к воздействию механических нагрузок. Применение в трансформаторах этих ферритов увеличивает рабочую частоту, вследствие чего повышаются удельные показатели трансформаторов.

Применение в ИВЭП ферритов с индексом НМ позволяет уменьшить массу и габариты трансформатора на 15%, а при сохранении прежних типоразмеров — увеличить мощность почти на 20%. Хорошо себя зарекомендовали и сердечники из магнитодиэлектри-

ков — аморфных материалов. Они имеют малые потери, большую индукцию и более технологичны.

## Заключение

ИВЭП являются неотъемлемым компонентом СЭП БА КА. Задачи по созданию перспективных КА формируют тренды по снижению массы и габаритов применяемой элементной базы при единовременном обеспечении требуемых параметров стойкости и надежности. Реализуемая в настоящее время в космической отрасли практика по унификации используемой элементной базы однозначно показала свою эффективность.

В случае с источниками питания применение унифицированных общепромышленных решений не всегда бывает оправданно, поскольку, несмотря на унификацию компонентов, ввиду ограниченности допустимых массогабаритных характеристик они не могут обеспечить выполнение функций, требуемых каждому из потребителей. А в случае с ИВЭП космического назначения такие служебные функции уникальны и обычно не реализованы в общепромышленных отечественных источниках.

В этом случае, если говорить от импортонезависимости и применении в аппаратуре только отечественных изделий ЭКБ, единственным выходом становится разработка ИВЭП индивидуально, под конкретные требования с сопутствующим внедрением всех необходимых служебных функций и элементов непосредственно в конструкцию. Такой подход позволяет компенсировать увеличение массы за счет перехода на отечественные компоненты, а в ряде случаев при аналогичных характеристиках и повысить КПД до 90% и более.

Описанный подход уже показал свою эффективность для унифицированных ИВЭП, разработанных в рамках проекта «ИБИС» дизайн-центром АО «Российские космические системы» непосредственно под космические требования. Данные источники уже имеют широкое распространение в аппаратуре, создаваемой предприятием по заказам госкорпорации «Роскосмос».

## Литература

- Жаднов В. В., Мазница Е. М. Анализ и обеспечение электрических режимов ЭРИ ИВЭП. Методы оценки и повышения надежности РЭС. Пенза, 1990.
- Афанасьев А. А. Проблемы при проектировании радиационно-стойких ИВЭП для систем электропитания космической аппаратуры // Решетневские чтения. Материалы конференции. 2018. Т. 1.
- Самарин П. А. Методика выбора топологии ИВЭП на основе потерь в полупроводниковых элементах // Радиоэлектроника, электроника и энергетика. Материалы конференции, 2021.
- Мизина Е. В., Светлакова В. А. Источники вторичного электропитания как система автоматического управления // Ракетно-космическая техника. 2015. Т. 1. № 2 (6).

# Высоковольтные источники питания для монтажа на печатную плату

**В статье представлен краткий обзор деятельности отечественного производителя высоковольтных источников питания, высоковольтных коммутаторов и высоковольтных генераторов импульсов ООО «ПАРАМЕРУС».**

**Приведено описание малогабаритных серий высоковольтных блоков питания для крепления на раму или печатную плату, описаны основные достоинства, указанны габаритные размеры и другие критически важные параметры, позволяющие разработчикам приборов, имеющих в своем составе высоковольтные модули, оценить качество изделий, выпускаемых под торговой маркой «ПАРАМЕРУС».**

**Андрей Руцкой,  
к. т. н.  
Михаил Моисеев**

info@paramerus.com

Обеспечение качественного электропитания в XXI веке является базовой задачей при разработке и производстве практически любого оборудования. Особенно остро этот вопрос стоит для приборостроителей аналитического, испытательного, радиолокационного оборудования,

а также оптических систем, которым требуется высокое напряжение.

Высоковольтный источник питания, в зависимости от применения, оценивается такими критически важными параметрами, как пульсации выходного напряжения, КПД, скорость переходных процессов, ЭМИ, температурная и временная нестабильность, погрешность.

Компанией «ПАРАМЕРУС», основанной в 2019 году, на данный момент серийно выпускаются высоковольтные блоки питания мощностью 0,5 Вт – 6 кВт и напряжением 65 В – 150 кВ. Вся разрабатываемая продукция проектируется с учетом требований рынка ЕС, США и Китая и позиционируется не только как ориентированная на импортозамещение, но в первую очередь как экспортно ориентированная.

Высоковольтные источники питания, производимые компанией «ПАРАМЕРУС», условно можно разделить на маломощные/малогабаритные, предназначенные для крепления на раму или пайку на печатную плату, с входным питанием 12 или 24 В, и стационарные, предназначенные для установки в серверную стойку или на лабораторный стол, с питанием от сети 220 или 380 В.

Модельный ряд малогабаритных высоковольтных блоков питания показан на рис. 1, сравнительные технические параметры по моделям приведены в таблице, графическое отображение представлено на рис. 2.

HVULP — серия ультракомпактных высоковольтных источников питания мощностью до 2 Вт и напряжением до 2 кВ, предназначенных для питания ФЭУ. Данные блоки питания могут быть использованы и как источники опорного напряжения в оборудовании, где не требуется большой функционал, прямой мониторинг выходных параметров и важны габаритные размеры. Основное достоинство приборов этой серии — ультразвуковые пульсации (<50 мВ),

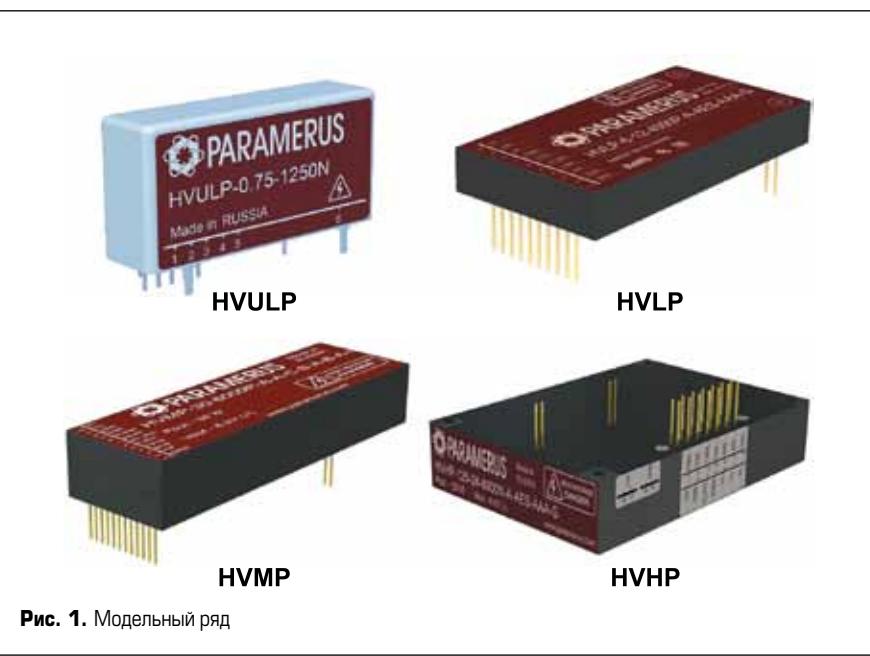


Рис. 1. Модельный ряд

**Таблица.** Сравнительные технические данные по моделям

Параметр/Модель	HVULP	HVLP	HVMP	HVHP
Диапазон мощностей, Вт	0,1–2	1–6	10–40	65–250
Диапазон входных напряжений, В	12–15	11,5–15	23–28	23–28
Диапазон выходных напряжений, кВ	0,1–2	0,25–6	1–40	0,125–30
Пульсации напряжения Vп-п, %	0,003	0,05	0,1	1
КПД, %	65–70	74–82	84–86	85–92
Нестабильность выходного напряжения при регулировке, %			0,1	

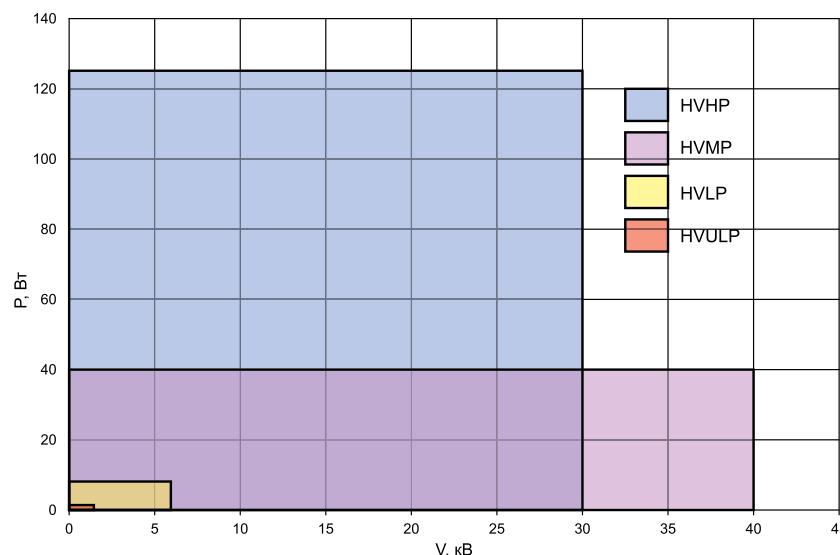


Рис. 2. Диаграмма параметров модельного ряда

предельно низкий уровень ЭМИ, малые вес и размеры (рис. 3). Все устройства выпускаются в металлических корпусах с ножками для крепления корпуса на плату.

HVLP — серия компактных высоковольтных источников питания мощностью 1–6 Вт, напряжением 250 В – 6 кВ. Корпуса выполнены из высококачественного пластика, дополнительно доступен металлический корпус. Полный комплекс защищает по входу и выходу, пульсации <0,05%, превосходные стабильность, точность и динамические параметры (рис. 4).

HVMP — серия высоковольтных источников питания мощностью 10–50 Вт и напряжением 250 В – 40 кВ. Блоки питания данной серии имеют два корпусных исполнения: для моделей до 8 кВ и для моделей 10–40 кВ. Пульсации <0,1%, стабильность и точность установки выходных параметров позволяют использовать устройства в самом ответственном аналитическом и тестовом оборудовании (рис. 5).

HVHP — серия высоковольтных источников питания мощностью 65, 125 и 250 Вт, напряжением 125 В – 30 кВ. Блоки в стандартном исполнении имеют выходные пульсации менее 1% и могут использоваться как для формирования DC стабильного высокого напряжения, так и для работы на импульсную нагрузку. Самый высокий КПД в своем классе на мировом рынке (до 92%) позволяет использовать пластиковый корпус и не требует никакого специального охлаждения при работе с температурой окружающей среды до +55 °C (рис. 6).

Материал пластиковых корпусов соответствует требованиям UL94-V0, не подвержен деформации в вакуме и обладает прекрасными изоляционными и теплопроводными характеристиками. Заливка компаундом осуществляется в вакуумной среде, что исключает появление пустот и образование пузырей при затвердевании.

Высоковольтные регулируемые блоки питания в зависимости от применения и требований

заказчика по способу установки выходного напряжения могут быть выполнены одним из следующих способов:

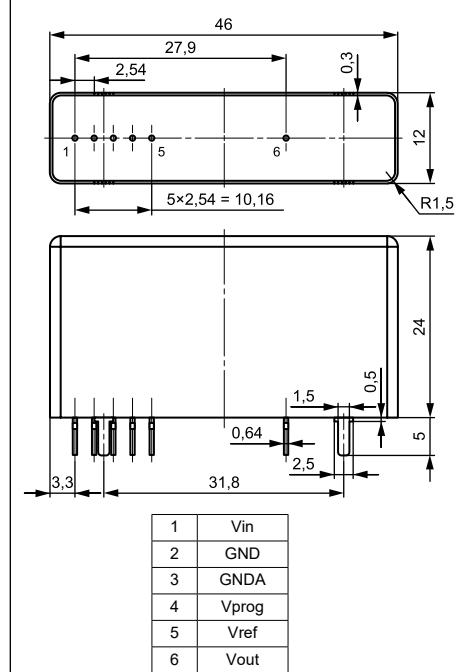


Рис. 3. Внешний вид и габаритные размеры источников питания серии HVULP

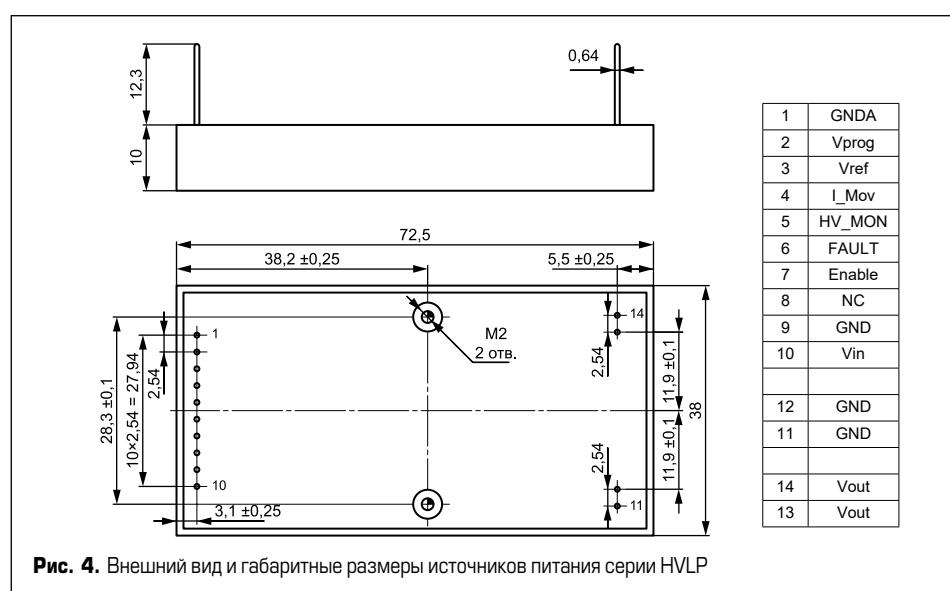


Рис. 4. Внешний вид и габаритные размеры источников питания серии HVLP

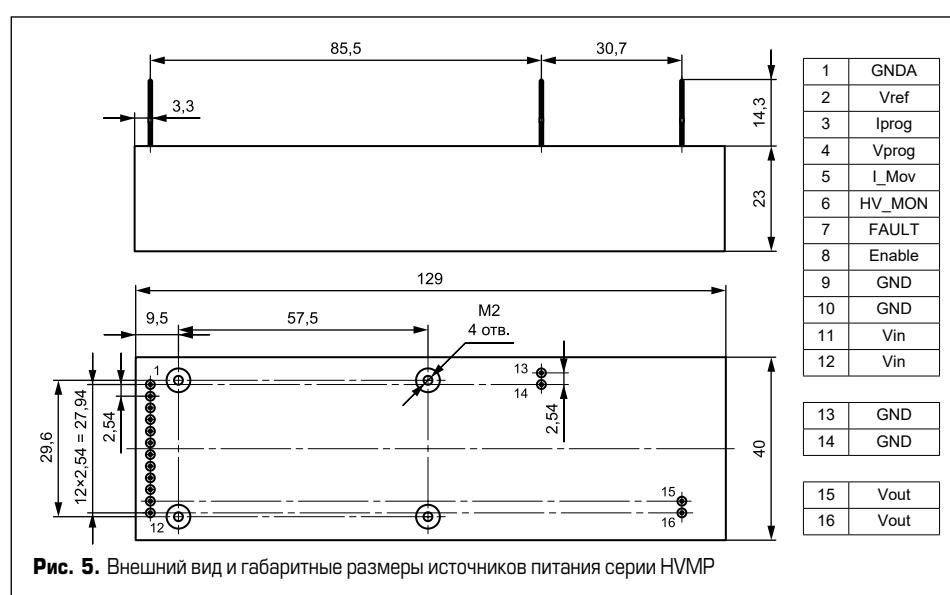


Рис. 5. Внешний вид и габаритные размеры источников питания серии HVMP

- пропорционально управляющему сигналу;
- пропорционально входному напряжению;
- посредством одного из цифровых интерфейсов: USB, RS-232, RS-485.

На рис. 7 и 8 показаны зависимости выходного напряжения и тока от управляющего сигнала.

Источники серий HVLP, HVMP, HVHP имеют выводы для мониторинга выходного напряжения и тока, что существенно облегчает работу с устройствами — нет необходимости в дорогостоящих высоковольтных и токовых пробниках. Графики зависимости параметров изображены на рис. 9, 10.

Источники серий HVLP, HVMP, HVHP обладают защитами от пониженного и повышенного входного напряжения, защитой от подачи напряжения обратной полярности, короткого замыкания внутри схемы, превышения рабочей температуры внутри корпуса источника питания. Защиты по выходу включают:

- защиту от короткого замыкания на выходе;
- защиту от превышения выходного тока;
- защиту от превышения выходного напряжения.

Данные решения позволяют безопасно использовать эти источники в научно-исследовательских применениях.

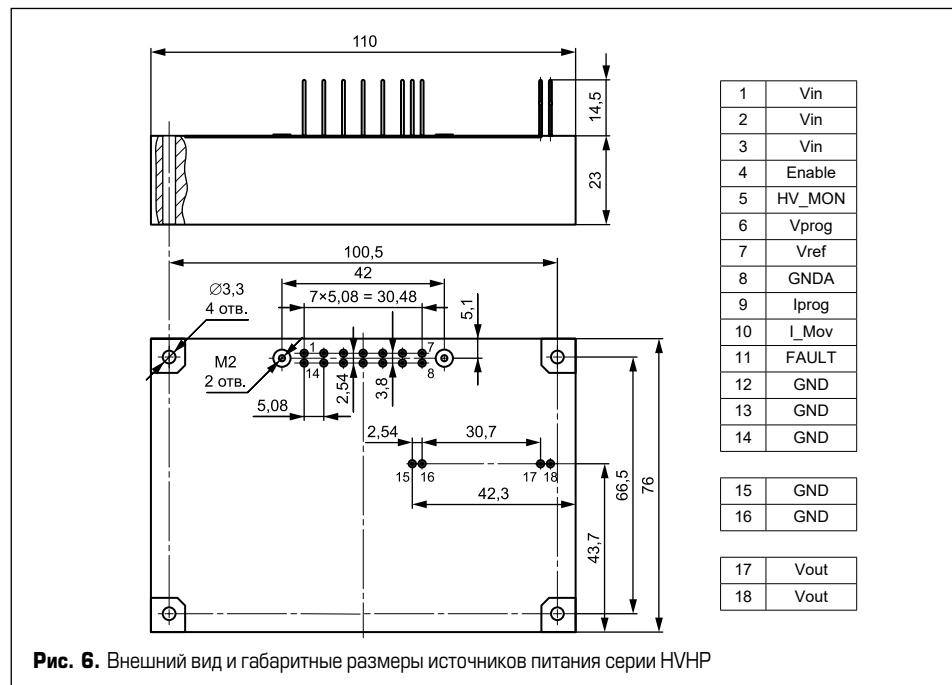


Рис. 6. Внешний вид и габаритные размеры источников питания серии HVHP

Подобрать высоковольтный блок под задачу, помочь согласовать систему с высоковольтным каскадом, обеспечить стабильность выходных характеристик высоковольтных

импульсных устройств — все эти и многие другие проблемы уходят от разработчиков оборудования при сотрудничестве со специалистами ООО «ПАРАМЕРУС».

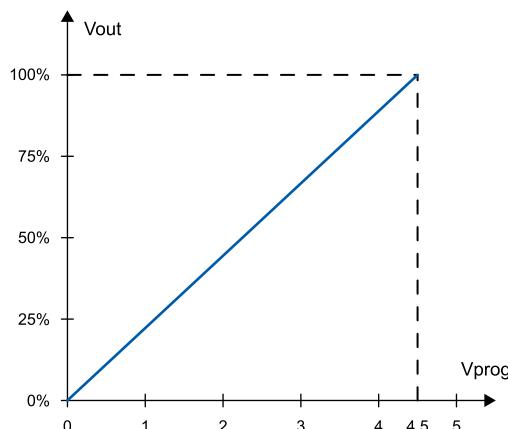


Рис. 7. Зависимость выходного напряжения  $V_{out}$  от управляющего напряжения на выводе  $V_{prog}$

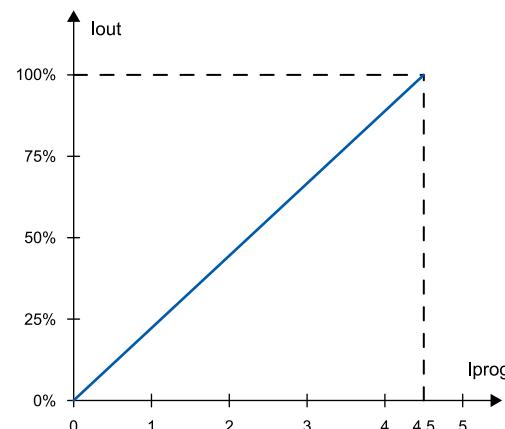


Рис. 8. Зависимость выходного тока  $I_{out}$  от управляющего напряжения на выводе  $I_{prog}$

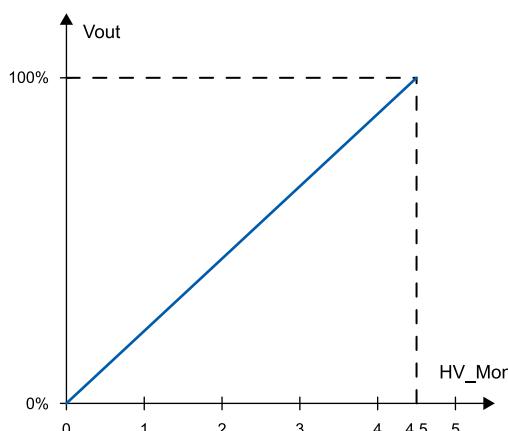


Рис. 9. Зависимость напряжения на выводе  $HV\_Mon$  от выходного напряжения  $V_{out}$ , для мониторинга выходного напряжения

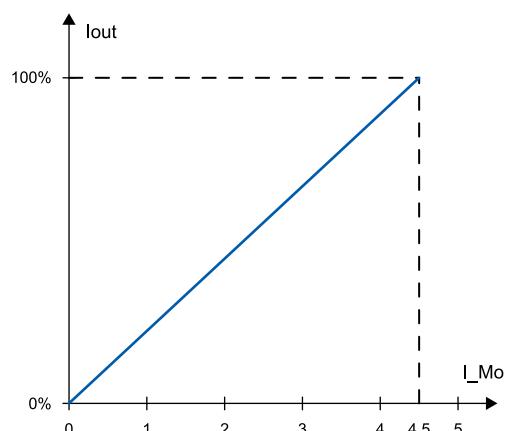


Рис. 10. Зависимость напряжения на выводе  $I_{Mon}$  от выходного тока  $I_{out}$ , для мониторинга выходного тока



# Testing & Control *20 лет*

24–26 октября 2023

Москва, Крокус Экспо

20-я юбилейная Международная  
выставка испытательного  
и контрольно-измерительного  
оборудования



Забронируйте стенд  
**testing-control.ru**



Организатор



Международная  
Выставочная  
Компания

+7 (495) 252 11 07  
control@mvk.ru

# Импульсный источник питания с КПД более 96%

на основе транзисторов GaN

**Последние десятилетия отмечены стремительным развитием различных отраслей силовой электроники. В первую очередь это связано с появлением новых сверхбыстрых полупроводниковых ключей, применение которых позволяет сокращать размеры пассивных компонентов, накапливающих электрическую энергию, таких как конденсаторы и индуктивности. В сочетании с повышенной эффективностью это позволяет уменьшить габариты импульсных блоков питания и DC/DC-конвертеров.**

**Себастьян Фисчер  
(Sebastian Fischer)<sup>1</sup>**  
**Эрик Хинтерлейтнер  
(Erich Hinterleitner)<sup>2</sup>**

**Перевод: Иван Сергеев**

**В** последние десятилетия характеристики силовых ключей постоянно совершенствуются. Новейшие полупроводниковые приборы, такие как SJ MOSFET (Super Junction MOSFET), MOSFET-транзисторы на основе карбида кремния (SiC) и нитрида галлия (GaN), имеют время коммутации почти в 10 раз меньше, чем у традиционных MOSFET. Это приводит к заметному снижению динамических потерь, что, в свою очередь, дает возможность перейти на более высокие частоты переключения. Данный фактор в сочетании с повышением эффективности позволяет уменьшить габариты импульсных источников питания.

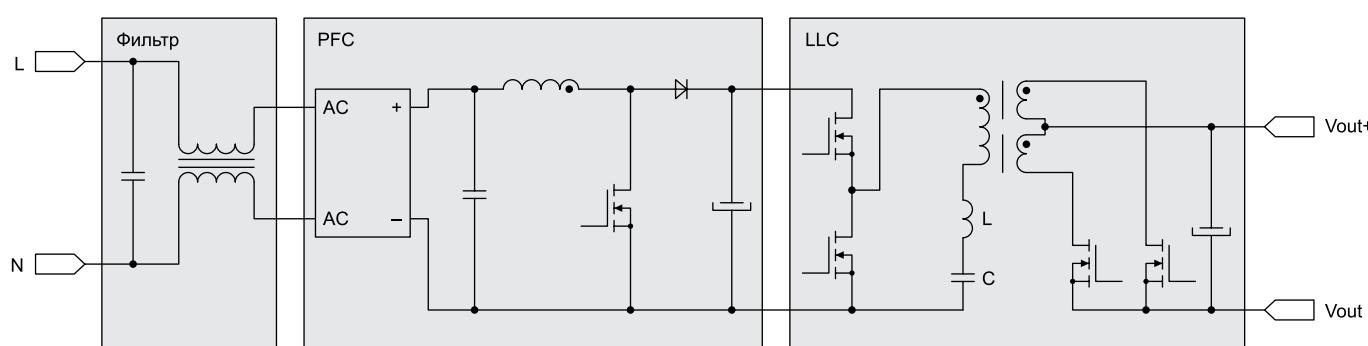
Однако следует учесть, что описанные преимущества применимы не ко всем топологиям, используемым при проектировании источников питания и DC/DC-конвертеров. Наличие эффективных и недорогих специализированных контроллеров помогает реализовать различные концепции резонансных преобразователей, которые характеризуются тем, что в момент включения или выключения силового ключа ток или напряжение на нем равны нулю, что предотвращает любые потери энергии.

Такие режимы работы носят название ZVS (коммутация с нулевым напряжением) и ZCS (коммутация с нулевым током).

Поскольку эти концепции, используемые в преобразователях с «истинным» резонансом, в принципе исключают потери мощности, не следует ожидать дальнейшего снижения динамических потерь при переходе на более быстрые ключи. На рис. 1 показана принципиальная схема типового промышленного блока питания Traco Power с корректором коэффициента мощности (KKM или PFC) на входе и резонансным преобразователем на выходе. Вся электрическая энергия протекает через элементы  $L$  и  $C$ , а значения емкости и индуктивности, по существу, определяют рабочую частоту преобразователя, основанную на значении резонансной частоты.

На входе блока питания находится повышающий DC/DC-конвертер, который формирует квазисинусоидальный входной ток для коррекции коэффициента мощности. Расположенный далее резонансный преобразователь служит для регулировки уровня выходного сигнала, обеспечения гальванической развязки и компенсации изменений сетевого напряже-

<sup>1</sup> Traco Power Germany  
<sup>2</sup> Traco Power



**Рис. 1.** Типовая схема импульсного источника питания Traco с повышающим конвертером на входе для формирования синусоидального входного тока и резонансным преобразователем для разделения потенциалов и регулирования напряжения

ния и нагрузки. Поскольку резонансный или полурезонансный ККМ-конвертер является достаточно сложным изделием, использование новейших сверхбыстрых транзисторов в качестве активных ВЧ-ключей становится хорошим вариантом практической реализации повышающего преобразователя.

Для кардинального увеличения эффективности импульсного источника питания за счет снижения динамических потерь быстрых ключей необходимо также уменьшить потери проводимости в диодах и выпрямителях. В связи с этим для построения повышающего преобразователя рекомендуется двухтактная топология схемы (в англоязычной литературе — *totem pole*). Это позволяет исключить традиционно используемый сетевой выпрямитель на четырех или двух диодах с его относительно высокими потерями проводимости. Соответствующая схема (рис. 2) была разработана и протестирована с применением транзисторов GaN. Преимущества и недостатки данного решения, а также связанные с ним технические проблемы описаны ниже.

### Почему GaN?

Транзисторы SJ MOSFET (Super Junction) переключаются очень быстро, их легко заменить, они недороги и достаточно доступны. К недостаткам этих ключей можно отнести относительно большую мощность управления на высоких частотах и высокие динамические потери, а также длительное время восстановления тельного диода при его запирании.

Карбидокремниевые SiC MOSFET коммутируются быстрее, чем SJ MOSFET, имеют более высокую блокирующую способность и лучшую стойкость к лавинному пробою, а их тельный диод отличается очень малым временем обратного восстановления. Однако управление этими транзисторами несколько сложнее из-за очень высокого коэффициента модуляции.

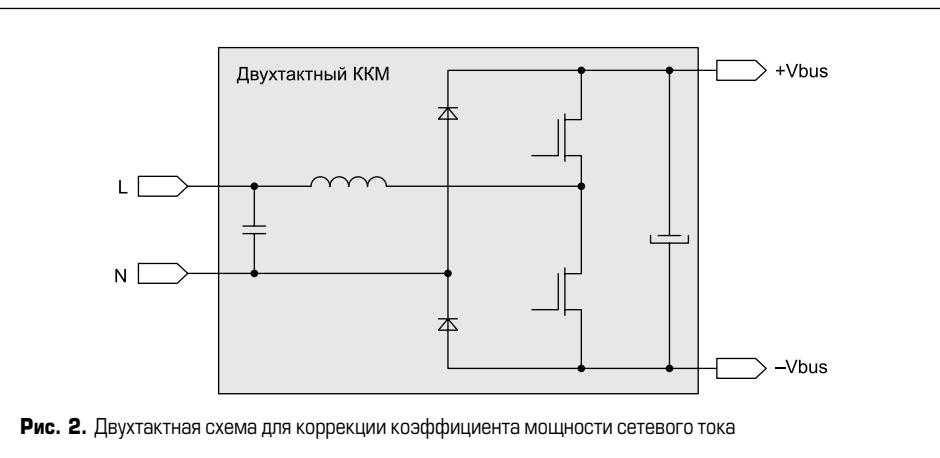


Рис. 2. Двухтактная схема для коррекции коэффициента мощности сетевого тока

Приборы на основе нитрида галлия (GaN) выпускаются в двух исполнениях: самопроводящие (self-conducting) и самоблокирующиеся (self-blocking). В зависимости от типа транзистора и производителя это обуславливает различные требования к управлению затворами. К основным преимуществам GaN-приборов относятся меньшее время переключения (примерно в десять раз) и отсутствие тельного диода. В определенных условиях работы эти факторы могут оправдать дополнительные сложности, связанные с применением нитрид-галлиевых ключей. Чтобы в полной мере использовать все преимущества GaN-транзисторов, требуется более сложная схема контроля затвора, зачастую уже интегрированная в чип управления. К недостаткам можно причислить тот факт, что компоненты разных производителей, как правило, не совместимы и не взаимозаменяемы.

выходное напряжение в такой топологии всегда выше входного. В зависимости от полярности входного сигнала два транзистора поочередно работают как активный ключ или активный оппозитный диод, замыкающий ток дросселя. Эти транзисторы поочередно управляются в соответствии с рабочим циклом D и (1-D).

При использовании сверхбыстрых GaN-ключей в обоих плечах силовой каскад может работать с непрерывным током дросселя. Это означает, что ток индуктивности не обязательно должен быть равен нулю при включении или выключении транзистора, поскольку результатом будут очень низкие коммутационные потери. Таким образом, накопительный дроссель может использоваться при значительно меньшем значении высокочастотного AC-тока.

С точки зрения системы управления ток через дроссель и выпрямительные диоды контролируется надлежащим образом, поэтому для дальнейшего снижения потерь выпрямительные диоды также следует заменить на SJ MOSFET, которые имеют очень низкое сопротивление канала. Это обеспечи-

### Повышающий ККМ-конвертер на GaN-транзисторах

На рис. 3 показан повышающий преобразователь, выполненный по двухтактной схеме,

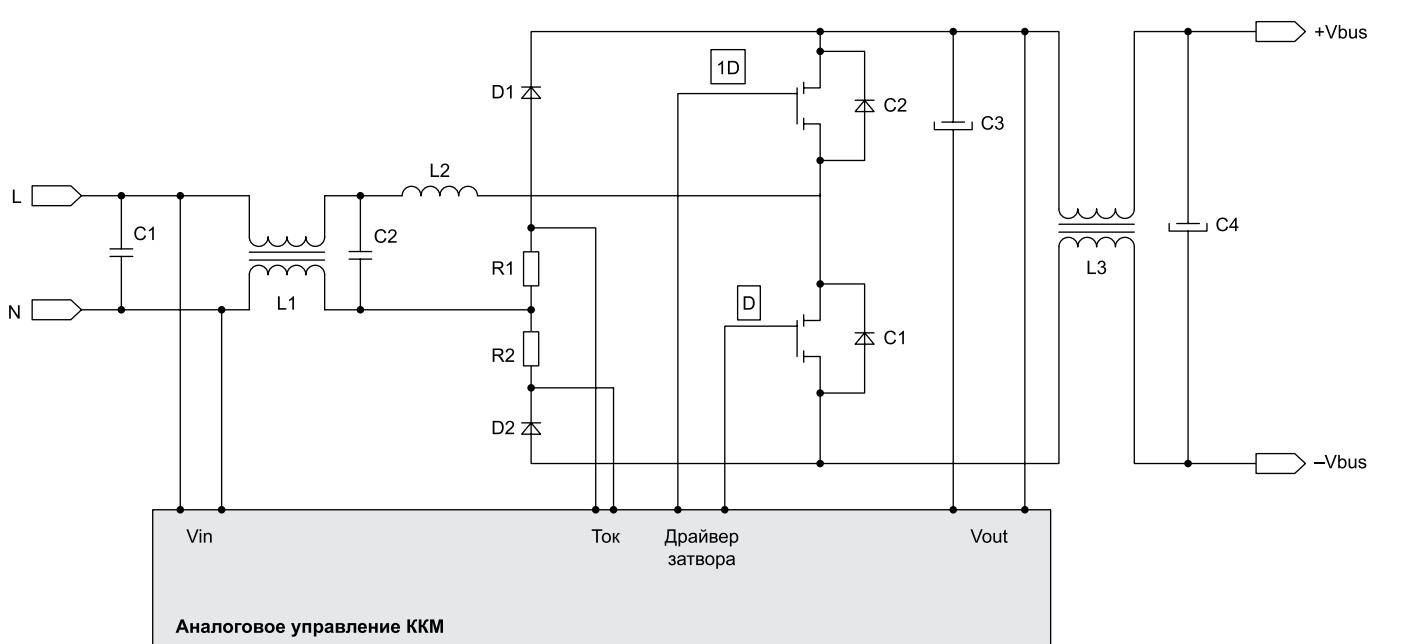
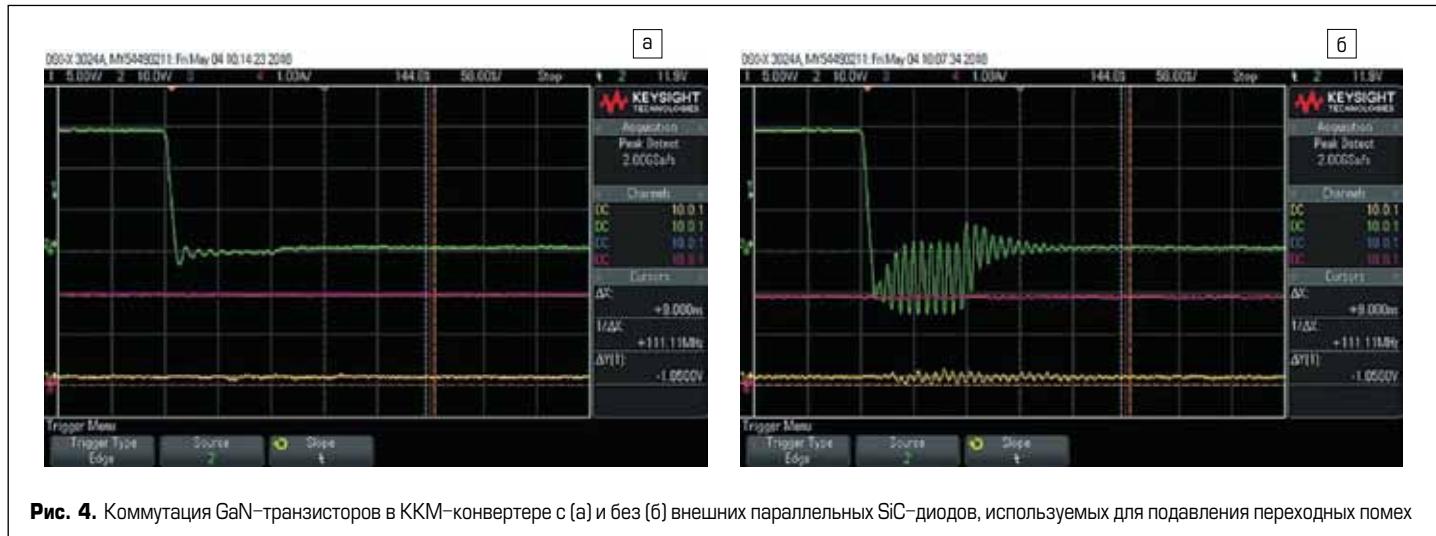
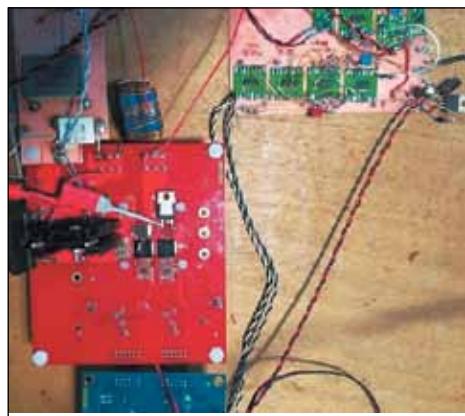


Рис. 3. Двухтактный конвертер с входным и выходным фильтром для подавления радиопомех



**Рис. 4.** Коммутация GaN-транзисторов в ККМ-конвертере с [а] и без [б] внешних параллельных SiC-диодов, используемых для подавления переходных помех



**Рис. 5.** Измерительная установка

вает уменьшение общих потерь мощности и, следовательно, повышение эффективности преобразования.

Поскольку время коммутации GaN составляет всего несколько наносекунд, наличие паразитных индуктивностей и емкостей приводит к генерации сверхвысокочастотных колебаний, что создает ощущимые помехи на входе и выходе и отрицательно влияет на результаты измерений. Для решения этой проблемы применялись фильтры, показанные на рис. 3. Формы сигналов, измеренных во всех случаях между выводами стока и истока GaN, пред-

ставлены на рис. 4, а соответствующая схема контроля — на рис. 5. Исследования показали, что использование транзисторов GaN требует установки SiC-диодов (D3 и D4) параллельно цепи сток-исток для подавления осцилляций в течение «мертвого времени» (GaN проводит в обратном направлении, затвор в положении «выключен»).

Эпюры напряжения сток-исток при отключении GaN с внешними параллельными диодами и без них показаны на рис. 4. Процесс коммутации занимает менее 7 нс, то есть он проходит примерно в 10 раз быстрее, чем у обычных MOSFET. Примерно в таком же соотношении снижается уровень динамических потерь GaN в сравнении с MOSFET.

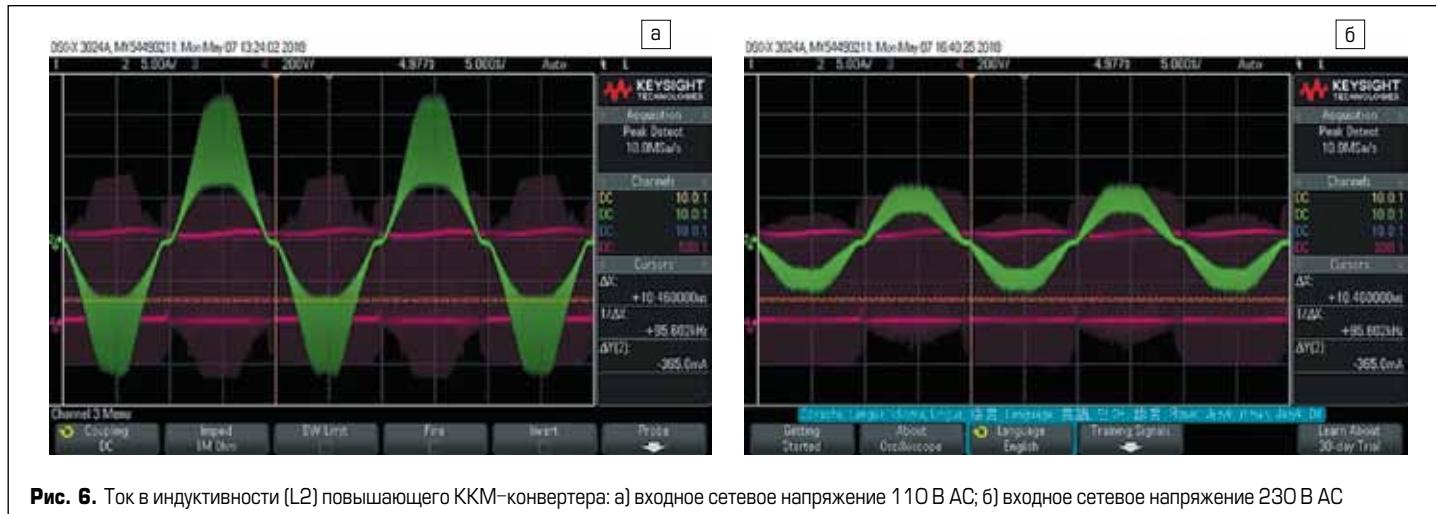
### Снижение индуктивности при использовании приборов GaN

Потери и величина индуктивности оказывают значительное влияние на эффективность работы повышающего ККМ-преобразователя. Запасенная в индуктивности энергия пропорциональна квадрату амплитуды тока при коммутации; точно так же омические потери находятся в квадратичной зависимости от среднего тока. С другой стороны, гистерезисные потери в индуктивности зависят от размера магнитопровода и переменной составляющей

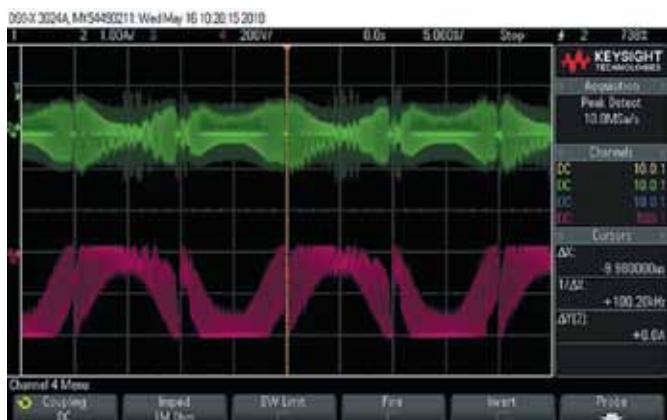
тока, следовательно, от скорости изменения плотности магнитного потока и частоты переключения. В исследуемом устройстве использовалась средняя частота коммутации 100 кГц. Результаты измерений тока дросселя при входном напряжении 110 и 230 В AC показаны на рис. 6.

Поскольку уровень пульсаций тока зависит от разницы между входным и выходным (повышенным) сигналом, при снижении входного напряжения (рис. 6а) наблюдается увеличение амплитуды пульсаций и наоборот — она падает с ростом входного напряжения (рис. 6б). Тепловые потери в магнитном материале дросселя намного больше при низком входном сигнале, этот факт должен приниматься во внимание при определении рабочих режимов.

В связи с тем что потери в сердечнике уменьшаются вместе с уровнем пульсаций тока в индуктивности, в дросселе конвертера ККМ на транзисторах GaN можно использовать магнитные материалы с очень высокой плотностью потока магнитного насыщения, несмотря на относительно высокие удельные потери на гистерезис. Это позволяет работать на частотах в несколько сотен килогерц без заметного увеличения уровня динамических потерь. Соответственно, уменьшаются и конструктивные размеры индуктивности.



**Рис. 6.** Ток в индуктивности (L2) повышающего ККМ-конвертера: а) входное сетевое напряжение 110 В AC; б) входное сетевое напряжение 230 В AC



**Рис. 7.** Ток синфазной помехи (зеленый график) и напряжение синфазной помехи (красный) в ККМ-конвертере при полной нагрузке 1000 Вт и сетевом напряжении 230 В AC

единительным линиям или посредством излучения. Труднее всего фильтровать синфазные помехи, результаты соответствующих измерений показаны на рис. 7.

Детальный анализ показывает, что синфазное напряжение с частотой 100 Гц очень быстро меняет свою полярность; высокочастотная составляющая вызвана процессом восстановления повышающего диода. При этом ток не может пройти через диоды D1 и D2, поэтому он поступает обратно в сеть через Y-конденсатор в виде синфазной помехи. Использование интеллектуального алгоритма управления активным повышающим диодом и замена выпрямительных диодов D1 и D2 на MOSFET-транзисторы позволяет заметно снизить уровень синфазного тока.

### Повышение эффективности и уменьшение габаритов за счет использования GaN-транзисторов

Эффективность ККМ-конвертера определяется статическими и динамическими потерями полупроводниковых ключей, а также омическими потерями индуктивности и потерями на намагничивание. Результаты измерений общего значения рассеиваемой мощности и отдельных составляющих отображены на рис. 8.

Из-за повышения тока при низком входном напряжении и соответствующего роста потерь в магнитном материале дросселя эффективность в значительной степени зависит от входного напряжения сети. Итоговое соотношение представлено на рис. 9.

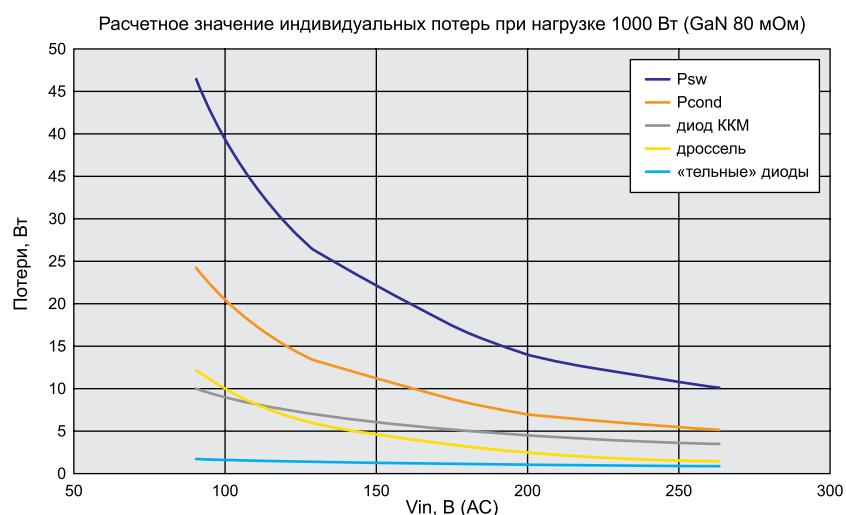
### Заключение

Подводя итог, можно констатировать, что использование GaN-приборов в корректно спроектированном ККМ-конвертере может обеспечить очень высокий КПД (более 99%). Однако сопротивление канала коммерчески доступных GaN-транзисторов при малом входном сетевом напряжении остается слишком высоким, поэтому в качестве выпрямительных диодов лучше использовать MOSFET-ключи. Результирующая эффективность преобразования оказывается на 3–5% выше, чем у ККМ-конвертера с обычными MOSFET-транзисторами и диодным выпрямителем. Совместное применение описанного ККМ-каскада и резонансного преобразователя в импульсном источнике питания может повысить общий КПД до 96%.

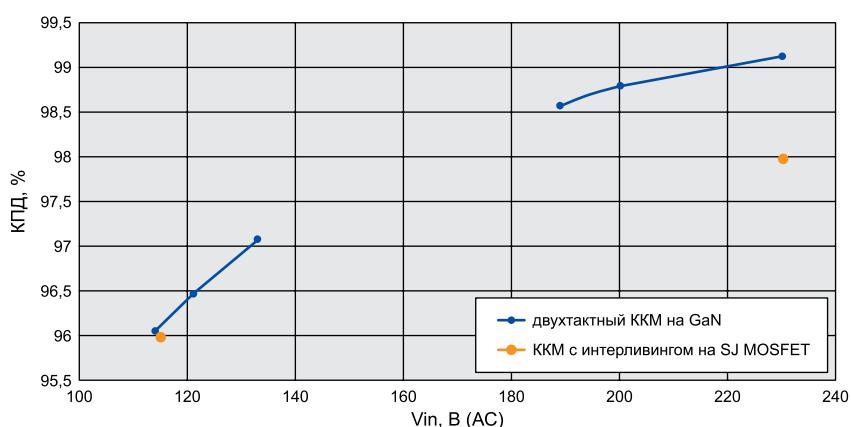
Применение GaN-приборов в импульсных источниках питания открывает новые возможности в части повышения рабочей частоты, эффективности преобразования и уменьшения габаритов. Однако необходимым условием для получения экономического эффекта от внедрения GaN-технологии в импульсных источниках питания и DC/DC-конвертерах мощностью до 1000 Вт является снижение стоимости этих силовых ключей.

### Литература

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



**Рис. 8.** Распределение общих потерь по отношению к входному напряжению сети между отдельными компонентами при сетевом напряжении 230 В AC



**Рис. 9.** Общая эффективность двухтактного ККМ-конвертера с транзисторами GaN (синий) по отношению к входному напряжению сети по сравнению с ККМ с «интерлинигом» на основе SJ MOSFET (оранжевый)

### Подавление коммутационных помех

Чрезвычайно высокая скорость переключения GaN-транзисторов приводит к формированию импульсных прямоугольных токов и напряжений с чрезвычайно крутыми фронтами,

что в свою очередь служит источником высокочастотных помех. Эти помехи крайне нежелательны и должны быть надлежащим образом отфильтрованы, чтобы исключить генерацию EMI от импульсного источника питания в окружающее оборудование по со-

# Способ улучшения свойств мостового резонансного DC/DC-преобразователя

**В статье рассматривается влияние на свойства и характеристики резонансного мостового DC/DC-преобразователя величины уровня ограничения напряжения на конденсаторе резонансной LC-цепи.**

**Борис Глебов**

Известен резонансный DC/DC-преобразователь, в котором реализуется фазовый принцип управления транзисторами мостовой схемы [1]. В нем напряжение на конденсаторе резонансной LC-цепи, содержащей два дросселя и конденсатор, ограничивается на уровне, равном напряжению питания преобразователя.

С помощью дополнительного трансформатора, первичная обмотка которого включена параллельно конденсатору резонансной LC-цепи, а вторичная обмотка через выпрямитель подключена к шинам питания схемы [2], обеспечивается возможность установления уровня ограничения на любом выбранном значении.

Мостовая схема резонансного типа, в которой реализован фазовый принцип управления силовыми транзисторами, представлена на рис. 1. Управление обеспечивается двумя последовательностями парофазных импульсных сигналов. Вторая последовательность сдвинута относительно первой на регулируемое время, равное  $(T/2) \times D$ . Здесь  $T = (1/f)$  — период повторения импульсных сигналов, следующих с частотой, равной  $f$ ,  $D$  — параметр управления.

Регулирование выходной мощности производится изменением параметра  $D$  в пределах 0–1.

В схеме резонансная LC-цепь образована дросселем  $L_3$  и конденсатором  $C_7$ , а мощность в нагрузку передается силовым трансформатором  $TV_2$ . Коэффициент трансформации  $TV_2$  соответствует рекомендациям, приведенным в [1]. Значение его выбирают таким образом, чтобы напряжение, передаваемое в первичную обмотку, незначительно превышало 90% от величины напряжения питания.

Уровень ограничения в схеме на рис. 1 определяется выбором коэффициента трансформации в дополнительном трансформаторе  $TV_1$  ( $n_1 = w_{21}/w_{11}$ ). Значение этого уровня определяется приближенным равенством  $U_{\text{lim}} \approx U_e/n_1$ .

## Влияние величины $U_{\text{lim}}$ на свойства схемы

Напряжение на конденсаторе  $C_7$  резонансной LC-цепи плавно изменяется между отрицательным и положительным значениями уровня ограничения. Это происходит в положительном направлении

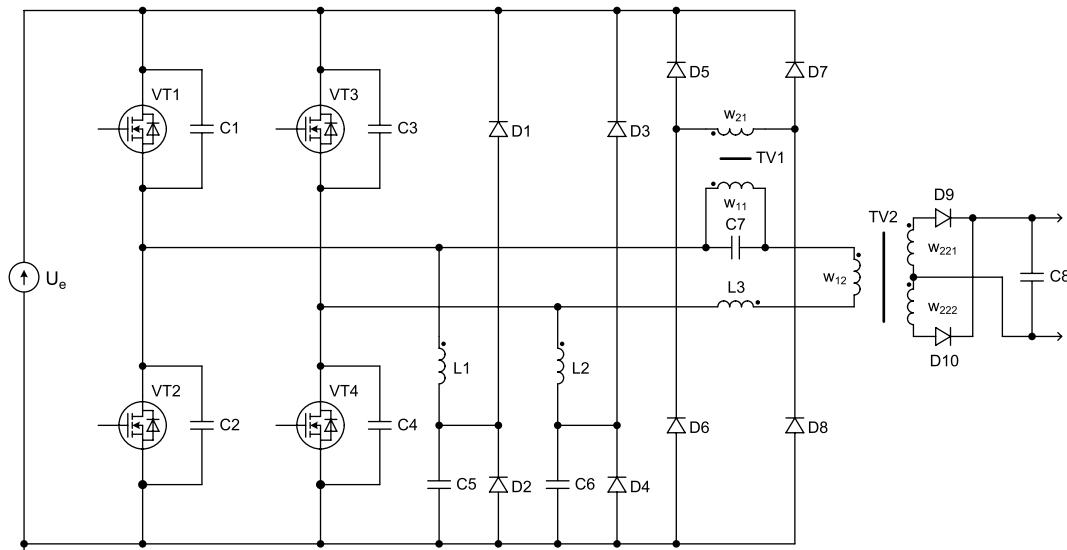
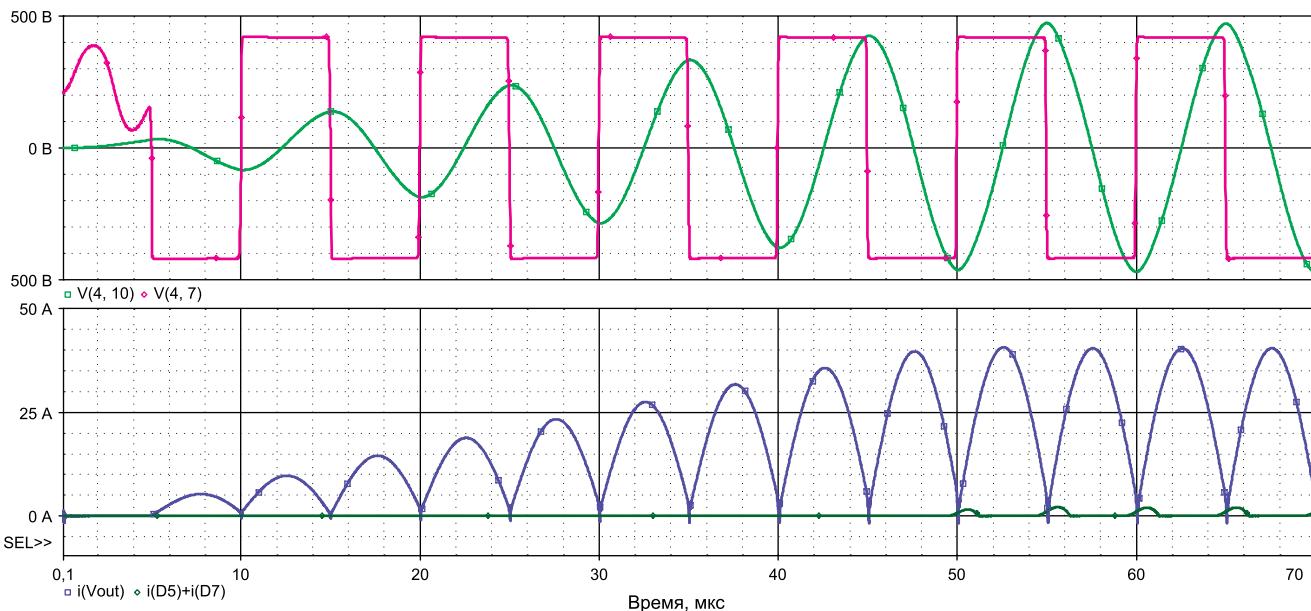
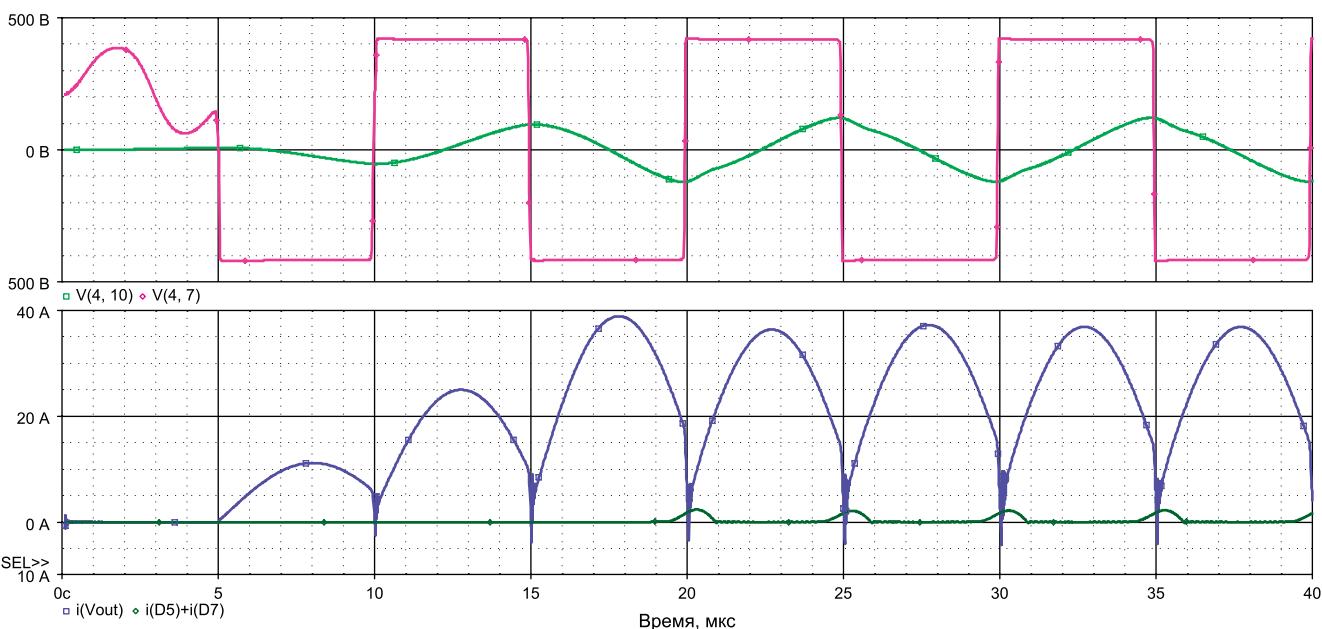


Рис. 1. Схема преобразователя с дополнительным трансформатором  $TV_1$

Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и токов схемы, где  $n_1 = 1$  в режиме максимума ее выходной мощностиРис. 3. Временные диаграммы напряжений и токов схемы, где  $n_1 = 4$  в режиме максимума ее выходной мощности

во время нечетных (первых) тактов работы схемы и в отрицательном направлении во время четных (вторых) тактов. Соответственно, плавно изменяется напряжение на вторичной обмотке. Когда модуль напряжения на этой обмотке незначительно превысит напряжение питания, отпираются диоды выпрямителя вторичной обмотки. Выпрямленный ток протекает короткое время и поступает в источник питания, возвращая в него часть ранее потребленной из него энергии. Рассмотренный процесс иллюстрируется временными диаграммами, показанными на рис. 2 и 3 для режима максимума выходной мощности схемы преобразователя, то есть при  $D \rightarrow 1$ .

Диаграммы построены на основе моделирования процессов в схеме [3–5]. В ней транс-

форматор TV1 и дроссель L3 используют сердечники типа RM 14i, а трансформатор TV2 — сердечник типа PQ 35/35. Все сердечники выполнены из магнитного материала N87 (EPCOS).

На рис. 2, 3 красным цветом обозначено напряжение на выходе транзисторной мостовой цепи, светло-зеленым — напряжение на конденсаторе резонансной LC-цепи, синим — ток выходной цепи схемы, темно-зеленым — выпрямленный ток вторичной обмотки трансформатора TV1.

Из представленных диаграмм следует, что промежуток времени от момента запуска схемы и до момента, когда мощность, передаваемая в нагрузку ее выходной цепью, достигает максимального значения (3200 Вт), уменьша-

ется при возрастании коэффициента трансформации  $n_1$ . Это означает, что с ростом  $n_1$  снижается инерционность процесса регулирования мощности устройством.

Кроме того, из диаграмм следует, что трансформатор TV1 работает преимущественно в режиме холостого хода. При этом он передает незначительную энергию лишь на коротком интервале. Это позволяет выполнять TV1, используя для такой цели небольшой типоразмер магнитного сердечника, что способствует улучшению массогабаритных показателей схемы.

В режиме передачи в нагрузку максимальной мощности преобразователем временные диаграммы тока его выходной цепи представляются в виде непрерывной последова-

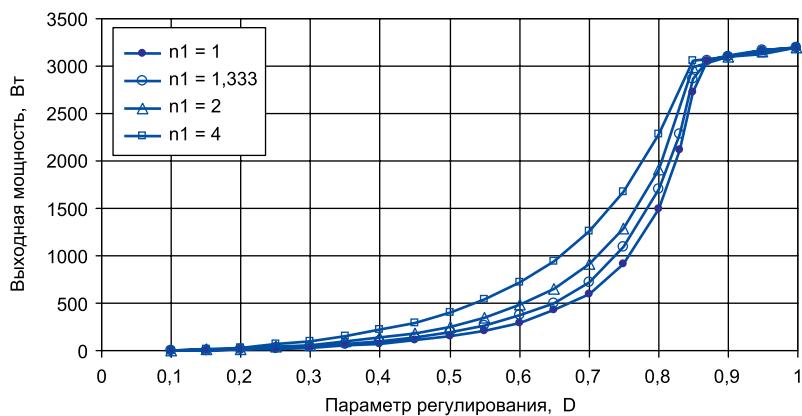


Рис. 4. Семейство регулировочных характеристик DC/DC-преобразователя, отвечающих ряду значений коэффициента трансформации  $n1$

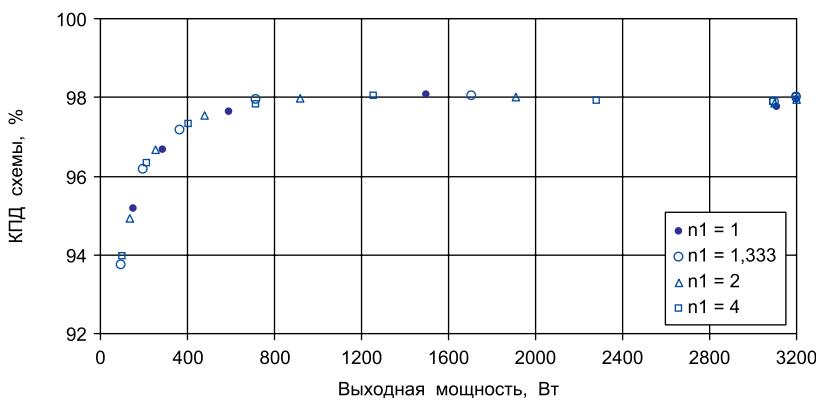


Рис. 5. Зависимость КПД схемы от уровня ее выходной мощности, отвечающая ряду значений коэффициента трансформации  $n1$

тельности импульсов выпрямленного тока вторичной обмотки, который близок по форме к синусоиде (выпрямленной). Создание заданного максимума выходной мощности DC/DC-преобразователя при изменении уровня ограничения напряжения на конденсаторе резонансной LC-цепи возможно только при условии, что максимальное (и, соответственно, среднее) значение выходного тока не зависит от величины уровня ограничения  $U_{lim}$ .

Максимум выходного тока  $I_{out,max}$  связан со значением этого уровня известным соотношением:

$$I_{out,max} \approx U_{lim}/\sqrt{L_{res}/C_{res}}$$

в котором  $L_{res}$ ,  $C_{res}$  — параметры резонансной цепи (в схеме на рис. 1  $L_{res} = L_3$ ,  $C_{res} = C_7$ ).

Частота коммутации  $f$  силовых транзисторов схемы совпадает с резонансной частотой  $f_{res}$ , то есть  $f_{res} = f$ , причем  $\sqrt{L_{res}C_{res}} = 2\pi f_{res}$ .

Из записанных выражений следует, что снижение  $U_{lim}$ , чему отвечает увеличение зна-

чения  $n1$ , означает как уменьшение  $L_{res}$ , так и возрастание  $C_{res}$ . Это иллюстрируется таблицей, построенной на основе моделирования схемы, изображенной на рис. 1.

Уменьшение значения индуктивности  $L_{res}$  дросселя L3 дает возможность снизить его массу и габариты. При этом возрастание емкости  $C_{res}$  конденсатора C7 происходит одновременно с уменьшением амплитуды напряжения на нем. Для формирования емкости  $C_{res}$  это позволяет использовать менее высоковольт-

ные и поэтому меньшие по габаритам конденсаторы. В целом снижение величины  $U_{lim}$  способствует улучшению массогабаритных показателей схемы.

От значения  $U_{lim}$  зависят регулировочная и энергетическая характеристика DC/DC-преобразователя, что иллюстрируется рис. 4 и 5.

Как следует из зависимостей, приведенных на рис. 4, при повышении значения  $n1$ , чему соответствует снижение параметра  $U_{lim}$ , возрастает плавность нарастания регулировочных характеристик схемы в рабочем диапазоне выходной мощности (0–3 кВт). Это способствует облегчению процесса регулирования мощности и повышению его устойчивости.

Согласно рис. 5, на котором приведены значения КПД схемы, отвечающие ряду величин  $n1$ , КПД практически не зависит от  $n1$  (в диапазоне 1–4). Поэтому с учетом изложенного при конструировании схемы значение коэффициента трансформации  $n1$  следует выбирать в соответствии с соотношением  $n1 \geq 4$ .

Во всех вариантах схем, результаты моделирования которых отражены на рис. 2–5, а также в таблице, было принято:

- Напряжение питания:  $U_e = 420$  В.
- Выходное напряжение:  $U_{out} = 120$  В.
- Транзисторы мостовой цепи: типа IRFP38N60L.
- Модель кремниевого диода: .model SilD D ( $R_s = 5$  м $\Omega$   $C_{jo} = 0,3$  нФ  $Tt = 28$  нс  $I_s = 1$  А) [3].
- Все магнитные элементы сделаны из магнитного материала N87 (EPCOS).
- Силовой трансформатор TV2 выполнен на сердечнике типоразмера PQ 35/35. Параметры трансформатора:  $w_{12} = 26$ ;  $w_{221} = 8$ ;  $w_{222} = 8$ ;  $Lw_{12} = 0,00304$  Гн;  $Rw_{12} = 0,0261$  Ом;  $Rw_{221} = 0,00839$  Ом;  $Rw_{222} = 0,00927$  Ом.
- Трансформатор TV1 и дроссель L3 ( $L_{res}$ ) в вариантах схемы, которые отличаются друг от друга значением параметра  $n1$ , выполнены на сердечнике одинакового типоразмера RM14i. Число витков во вторичных обмотках всех вариантов одинаково — по 40. Числа витков первичных обмоток TV1: 40 ( $n1 = 1$ ), 30 ( $n1 = 1,333$ ), 20 ( $n1 = 2$ ), 10 ( $n1 = 4$ ).

На рис. 6 для ряда схем, различающихся конструктивными данными трансформаторо-

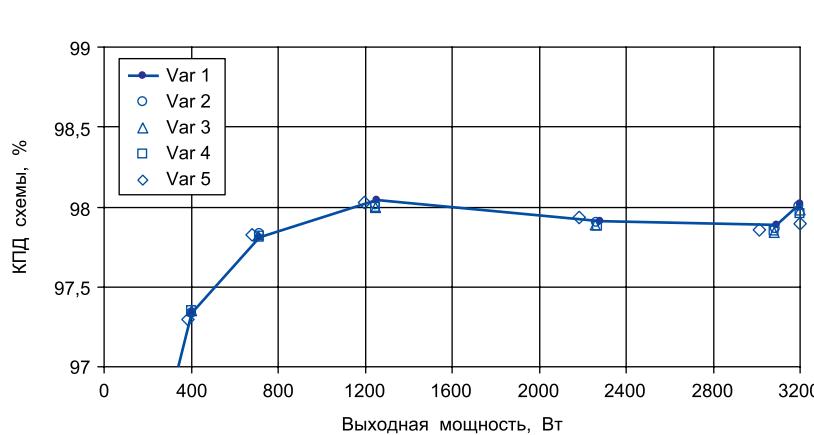


Рис. 6. Зависимости КПД ряда схем, отличающихся конструктивно, от уровня их выходной мощности

ра TV1 и дросселя L3 ( $L_{res}$ ), приведены зависимости КПД этих схем от уровня их выходной мощности. Моделирование проводилось при параметрах схемы, которые описаны выше. При этом во всех вариантах схемы трансформатор TV1 выполнен с одинаковым коэффициентом трансформации вторичной обмотки, равным 4. В первом варианте трансформатор TV1 и дроссель L3 реализованы на одинаковых сердечниках типоразмера RM14i, во втором варианте схемы — на сердечниках PQ 32/30, в третьем варианте схемы — на сердечниках PQ 26/25, в четвертом варианте — на сердечниках PQ 32/20. В пятом варианте схемы трансформатор TV1 выполнен на сердечнике типоразмера RM8i, а дроссель L3 — на сердечнике PQ 32/20.

Согласно рис. 6, при значительном снижении габаритов трансформатора TV1 и дросселя L3 эффективность преобразования энергии схемой сохраняется почти на неизменном уровне.

Таким образом, применение трансформатора в цепи ограничения амплитуды знакопеременного напряжения на конденсаторе резонансной LC-цепи позволяет улучшить свойства мостового резонансного

DC/DC-преобразователя, включая возможность снижения его массы и габаритов.

## Литература

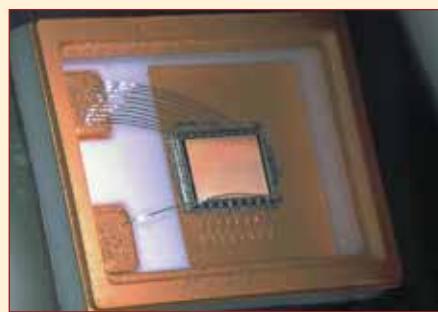
- Глебов Б. А. Определение параметров элементов силовой схемы мостового резонансного DC/DC-преобразователя // Силовая электроника. 2023. № 1.
- Глебов Б. А., Жигачев В. А. Патент на изобретение РФ № 2564679. Преобразователь напряжения резонансного типа. Патентообладатели — авторы изобретения. Госреестр изобретений РФ, 9 сентября 2015 г.
- Разевич В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: СОЛОН-Р, 2001.
- Глебов Б. А. Процессы перемагничивания ферромагнетиков и их моделирование. Учебн. пособие. М.: Издательство МЭИ, 2015.
- Ferrites and Accessories. EPCOS Data Book 2013. EPCOS AG A Member of TDK-EPC Corporation.

## Силовые GaN-транзисторы серии ТНГ-К от НИИ Электронной техники

Воронежский НИИ электронной техники запустил в производство серийно выпускаемые силовые транзисторы серии ТНГ-К на основе нитрида галлия в металлокерамических и пластиковых корпусах.

Нитрид-галлиевая технология — одно из наиболее перспективных и быстроразвивающихся направлений в силовой и СВЧ-электронике в мире. Причина этого заложена в свойствах нитрида галлия, значительно превосходящего традиционный для полупроводниковой промышленности кремний по ряду ключевых параметров, таких как ширина запрещенной зоны, критическая напряженность поля и дрейфовая скорость насыщения электронов. Благодаря этому GaN-транзисторы могут работать при более высоких температурах, на более высоких частотах, с большей плотностью мощности и энергоэффективностью, чем кремниевые.

НИИЭТ развивает данное направление уже более 10 лет, а в феврале 2021 года институт анонсировал доступность тестовых образцов новых GaN-транзисторов серии ТНГ-К, предназначенных для работы в качестве ключей в зарядных устройствах потребительской электроники, электромобилях, преобразователях энергии альтернативных ис-



точников и схемах электропитания аппаратуры различного назначения. В состав серии входило пять типов приборов (ТНГ-К 10030, ТНГ-К 20040, ТНГ-К 20020, ТНГ-К 45020, ТНГ-К 45030) в металлокерамических корпусах КТ-94. Одним из преимуществ серии, уникальным для российского рынка производства ЭКБ, является то, что данные транзисторы — нормально закрытые. Это упрощает схемотехнику драйвера затвора, поскольку приборы такого типа не требуют отрицательного смещения на затворе для перевода транзистора в закрытое состояние. В сочетании с тем, что нитрид-галлиевые транзисторы, работая на более высоких частотах переключения, позволяют применять в конструкциях импульс-

ных источников питания конденсаторы меньшей емкости, более простая схемотехника управления делает возможным существенное сокращение габаритов устройства при сохранении его энергетических параметров. Этому способствуют и высокие значения КПД GaN-транзисторов, в случае серии ТНГ-К достигающие 97–98%.

Транзисторы ТНГ-К неоднократно демонстрировались на крупнейших российских выставках электронной и радиоэлектронной промышленности, где вызывали большой интерес со стороны посетителей. В апреле прошлого года образцы этой серии — уже в пластиковых корпусах — получили официальное признание со стороны экспертов отрасли: они принесли АО «НИИЭТ» первое место в конкурсе Electronica-2022 в категории «Силовая электроника».

Теперь предприятие освоило серийное производство транзисторов серии ТНГ-К как в металлокерамических, так и в пластиковых корпусах, причем за прошедшее время специалистам НИИЭТ удалось увеличить напряжение пробоя сток-исток приборов до 900 В, тогда как данный параметр в указанной серии изначально ограничивался 450 В.

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

## Суперконденсаторы повышенной емкости от Weet



Компания Weet расширила линейку производимых суперконденсаторов (ионисторов) серии WUC, включив модели высокой емкости (до 3000 Ф), а также новые форм-факторы.

Технические характеристики серии WUC:

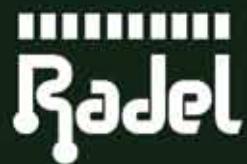
- тип корпуса: для ТНТ-монтажа, Snap-In и с винтовым креплением;
- напряжение: 2,7/3 В;

- емкость: 0,1–3000 Ф;
- срок службы: 1000 ч;
- диапазон рабочих температур:  $-40\dots+65/70$  °C.

Возможные области применения:

- электротранспорт;
- зеленая и традиционная электроэнергетика;
- источники бесперебойного питания;
- электронные устройства для сфер деятельности с пиковыми либо критическими нагрузками;
- накопители энергии;
- частотно-регулируемый электропривод.

<https://macrogroup.ru/>



САМОЕ ПОСЕЩАЕМОЕ ОТРАСЛЕВОЕ  
МЕРОПРИЯТИЕ СЕВЕРО-ЗАПАДА  
РОССИИ!\*

XXIII МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА  
**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА  
& ПРИБОРОСТРОЕНИЕ**

**27-29  
СЕНТЯБРЯ  
2023**

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ  
КВЦ ЭКСПОФОРУМ



\*Выставку 2022 года  
посетили более 9700 специалистов,  
прирост по сравнению с 2021 годом составил 26%



**FarEXPO IFE®**  
PROFESSIONAL EXHIBITION & CONGRESS ORGANIZER

[www.radelexpo.ru](http://www.radelexpo.ru)  
(812) 718-35-37

реклама

ОРГАНИЗATOR



МИНИСТЕРСТВО ОБОРОНЫ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ВЫСТАВОЧНЫЙ ОПЕРАТОР



MKB

МЕЖДУНАРОДНЫЕ  
КОНГРЕССЫ И ВЫСТАВКИ



МЕЖДУНАРОДНЫЙ  
ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКИЙ  
ФОРУМ «АРМИЯ-2023»

14–20 АВГУСТА  
ПАТРИОТ ЭКСПО

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

# 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 ЮниРЭК осуществляет прямые поставки модулей IGBT Xiner, Leapers, Fusemi, Jiaensemi, драйверов Firstack, Novosense, диодно-тиристорных модулей Zenli, TechSem

**ЮНИРЭК**

[info@unirec.ru](mailto:info@unirec.ru)

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