

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ (05.09.03)

УДК 621.314

DOI: 10.24160/1993-6982-2020-4-113-121

Опыт разработки источника питания бортовой сети на перспективной элементной базе

В.Н. Остриров, М.С. Яковенко, Д.В. Репецкий, К.В. Мильский, В.В. Краснов

Рассмотрены источники питания бортовой сети и вспомогательных электроприводов на примере вагонов метро. Развитие полупроводниковой техники, в частности появление приборов, в основе которых лежит применение карбида кремния (SiC), открывает перспективы создания источников питания нового поколения с улучшенными технико-экономическими показателями. Проведен обзор доступных на сегодня SiC-приборов как в модульном исполнении, так и в дискретном корпусе. Ввиду высокой стоимости и ограниченного ассортимента модулей предпочтение отдано дискретным приборам в корпусе ТО-247. По результатам оценки потерь в полупроводниках, компоновочного и теплового моделирования определено оптимальное схемное решение для поставленной задачи.

Приведена оценка влияния параметров пассивных компонентов силового канала на потери в полупроводниковых приборах, по результатам которой удалось выбрать оптимальные величины индуктивностей LC-фильтров. Проанализирован эффект от введения временного сдвига в управлении параллельно включенных преобразователей, построенных по одинаковой схеме. Дана количественная оценка действующего значения тока конденсаторов выходного фильтра без временных сдвигов в управлении и со сдвигом на четверть периода широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Продемонстрированы осциллограммы переходного процесса напряжения сток–исток силовых SiC-транзисторов, полученные при испытаниях разработанного преобразователя при номинальной нагрузке. Предложено описание конструкции контейнера преобразователя и краткое описание компоновочных решений.

Анализ результатов проведенных испытаний макетного образца и сравнение с существующим прототипом показали, что КПД нового источника выше, а масса и габариты ниже.

Ключевые слова: источник питания, инвертор, импульсный понижающий преобразователь напряжения, широтно-импульсная модуляция, потери в полупроводниковых приборах.

Для цитирования: Остриров В.Н., Яковенко М.С., Репецкий Д.В., Мильский К.В., Краснов В.В. Опыт разработки источника питания бортовой сети на перспективной элементной базе // Вестник МЭИ. 2020. № 4. С. 113—121. DOI: 10.24160/1993-6982-2020-4-113-121.

Experience in Development of an On-Board Electric System Power Supply Based on Advanced Electronic Components

V.N. Ostrirov, M.S. Yakovenko, D.V. Repetsky, K.V. Milskiy, V.V. Krasnov

The power supplies for an on-board electric system and auxiliary electric drives are considered taking the subway trains as an example. The development of semiconductor technology, in particular, devices made using silicon carbide (SiC), opens the possibility for designing a new generation of power supplies with improved technical and economic characteristics. The currently available SiC devices made both as modular units and as discrete chips are reviewed. In view of the high cost and limited range of modules, preference is given to discrete devices in the TO-247 package. Based on the results

from estimating the losses in semiconductors and modeling their layout and thermal conditions, the optimal circuit solution for the stated problem has been determined. The effect the parameters of the power channel passive components have on the losses in semiconductor devices is evaluated. Based on the obtained evaluation results, the optimal inductances of the *LC* filters have been selected. The effect from introducing a time shift in the control of parallel-connected converters built according to the same scheme is analyzed. The effective values of the current through the output filter's capacitors are quantified for the cases without the time shift in the control and with the shift by a quarter of the PWM cycle. The oscillograms of the power SiC transistor drain-source voltage transient obtained in testing the designed converter at the nominal load are presented. A description of the design of the converter's container design is given along with a brief description of the layout solutions. An analysis of the mockup model test results and their comparison with the existing prototype have shown that the new power supply outperforms the prototype in having better efficiency and smaller weight and overall dimensions.

Key words: power supply, inverter, pulsed buck converter, pulse-width modulation, semiconductor losses.

For citation: Ostrirov V.N., Yakovenko M.S., Repetsky D.V., Milskiy K.V., Krasnov V.V. Experience in Development of an On-Board Electric System Power Supply Based on Advanced Electronic Components. Bulletin of MPEI. 2020;4:113—121. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2020-4-113-121.

Введение

Важнейшими системами вагонов метро, наряду с тяговым электроприводом, являются система электропитания собственных нужд (бортовой сети) и пневматическая система вагона. Исторически сложилось, что бортовая сеть вагона питается напряжением 80 В с резервированием от аккумуляторной батареи (АКБ). С развитием полупроводниковой техники на вагоны стали устанавливать статические преобразователи электроэнергии [1], задачи которых состояли в преобразовании напряжения контактной сети в напряжение бортовой сети и подзарядке АКБ прямо во время движения поезда на линии. Изначально мощность преобразователей достигала нескольких киловатт. Этого хватало для функционирования систем вагона и поддержания АКБ в норме. Однако техника развивается, в современных вагонах большое количество различных потребителей, и мощности одного АКБ уже недостаточно, питание бортовой сети забрал на себя статический преобразователь, мощность которого доросла до 18 кВт, а АКБ осталась, чтобы обеспечить питание вагона, когда преобразователь выключен или напряжение контактного рельса отсутствует.

Серьезные изменения произошли и в пневмосистеме вагона. Раньше для привода компрессора напорной магистрали использовали двигатель постоянного тока, получавший питание от высокого напряжения контактной сети, на смену ему пришел асинхронный электродвигатель, для питания которого понадобился трехфазный инвертор [2].

В настоящее время на вагонах московского метро, прошедших модернизацию и капитальный ремонт, эксплуатируются источники типа ИПП мощностью 6, 10, 16 кВт (зависит от модификации вагона), а для питания электродвигателя компрессора установлен ИПП-МК мощностью 7,5 кВт [3, 4]. Данные источники разработаны более 15 лет назад и в настоящее время уже не производятся. На вагонах «Ока», «Москва» (серии 81-760/761, 81-765/766/767) источники питания бортовой сети и электродвигателя объединены в единый блок — преобразователь собственных нужд (ПСН-24, ПСН-765, ПСН-775 производства ООО НПП «ЦИКЛ

ПЛИОС», разработаны при участии авторов), а также ПСН-01 (производства ЗАО «ЭЛСИЭЛ») [5].

Указанные ПСН имеют одинаковые габаритные размеры, но отличаются по своим схемотехническим, конструкторским решениям и массам. Так, последние модели весят: 158 кг (ПСН-775), не более 235 кг (ПСН-01).

В последние годы стали доступны серийно выпускаемые полупроводниковые приборы, в основе которых лежит применение карбида кремния (SiC) и нитрида галлия (GaN), динамические и статические потери в которых меньше, а рабочая температура кристалла выше, чем у приборов на кремнии (Si) [6, 7]. Авторы статьи на протяжении ряда лет инициативно исследовали данную элементную базу в поиске схемотехнических и конструкторских решений, позволяющих на практике реализовать ее преимущества, преодолевая проблемы, порождаемые существенно более высокими динамическими характеристиками новых ключей и связанным с этим высоким уровнем перенапряжений и электромагнитной эмиссии при их коммутации.

Полученный опыт может быть успешно применен при создании бортовых источников питания с улучшенными технико-экономическими и массогабаритными показателями.

Обзор элементной базы и выбор схемного решения

Цель разработки бортового преобразователя нового поколения заключалась в том, чтобы новый преобразователь при меньших потерях, массе, габаритах и как минимум при той же стоимости обладал всеми потребительскими характеристиками, что и аналогичный преобразователь предыдущего поколения.

Преобразователи собственных нужд вагонов метро (ПСН) получают питание от контактной сети, следовательно, требуются понижение и стабилизация напряжения, гальваническое разделение цепей, защита от перенапряжений в контактной сети, ограничение помехоэмиссии.

При первичном подходе к выбору схемного решения и элементной базы выполнен обзор доступных силовых полупроводниковых приборов на основе SiC. Рассмотрены различные варианты приборов, как в модульном исполнении, так и дискретные приборы в кор-

пусе ТО-247. От применения транзисторных модулей было решено отказаться по ряду причин, в первую очередь, из-за весьма ограниченного выбора, отсутствия альтернативных вариантов, высокой стоимости приборов (единственный существующий модуль на 1700 В CAS300M17BM2 фирмы Cree рассчитан на ток 300 А, что для данной задачи избыточно, и стоит около 1500 \$). Дискретные приборы SiC для поставленной задачи подходят больше по следующим причинам:

- параметры по току и напряжению оптимальны;
- имеется ряд альтернативных приборов у разных производителей;
- обладают приемлемой ценой.

Корпус ТО-247 предполагает монтаж на печатную плату, где помимо проводников установлены прочие элементы силовой части: конденсаторы, датчики, дроссели, разъемы. Таким образом, большая часть силового канала преобразователя представляет собой набор плат, соединенных между собой проводами, что упрощает монтаж и снижает количество конструктивных элементов. Не интегрированными в платы остаются лишь моточные изделия (трансформаторы и дроссели).

При выборе схемотехнического решения проанализированы различные варианты построения силового канала:

- импульсный понижающий *DC-DC* преобразователь;

— мостовой трансформаторный *DC-DC* преобразователь;

— полумостовой трансформаторный *DC-DC* преобразователь;

— каскадный мостовой трансформаторный *DC-DC* преобразователь (полученный за счет последовательного включения входной части мостовых преобразователей);

- резонансный преобразователь;
- различные комбинации преобразователей.

По результатам сравнения расчетных потерь в полупроводниковых приборах перечисленных выше вариантов схем и моделирования тепловых режимов работы в рациональных компоновках силовых каналов для дальнейшей реализации выбрано следующее схемное решение (рис. 1): два импульсных понижающих *DC-DC* преобразователя формируют стабильное напряжение промежуточного звена постоянного тока (ЗПТ) на уровне 550 В, от которого запитаны трехфазный инвертор электродвигателя компрессора и два мостовых преобразователя, работающих параллельно, для питания бортовой сети и заряда аккумуляторной батареи.

При подборе транзисторных ключей для трехфазного инвертора компрессора с целью унификации сборочных единиц преобразователя выбор сделан в пользу дискретных полупроводников в корпусе ТО-247. По-

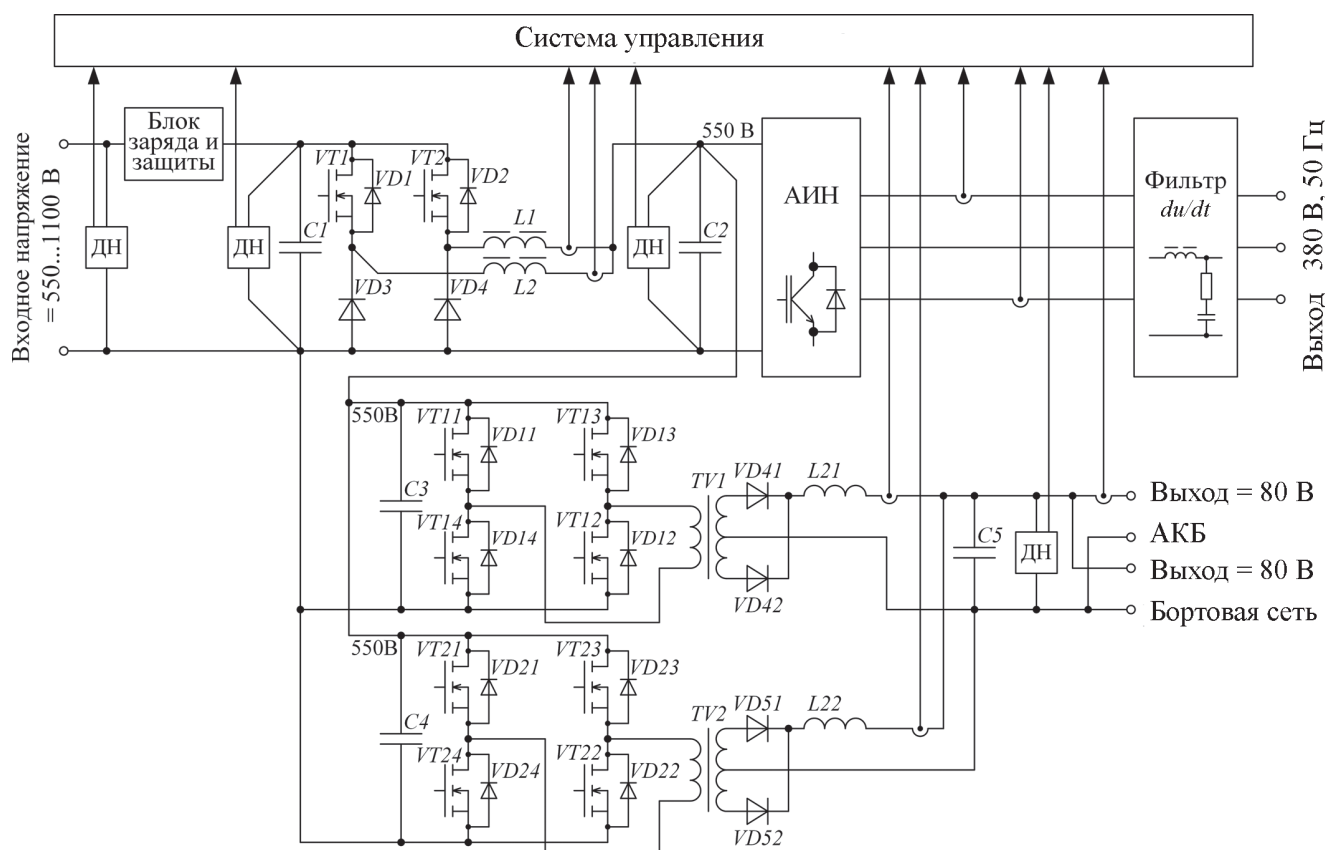


Рис. 1. Функциональная схема силовой части нового ПСН

сколькx асинхронный электродвигатель компрессора обладает значительной индуктивностью, то для нормальной работы инвертора не требуется высокая частота ШИМ, следовательно, целесообразно применение более дешевых транзисторов на кремнии.

Низкое энерговыделение при коммутации транзисторов на карбиде кремния (SiC) позволило перейти на более высокие частоты коммутации: импульсные DC–DC преобразователи коммутируются на частоте 40 кГц, а мостовые на 80 кГц. Повышение частот коммутации позволило значительно сократить размеры трансформаторов и дросселей. Сглаживающие дроссели на выходе выпрямителя мостовых преобразователей удалось выполнить вообще без магнитопровода и с малым числом витков. Уменьшение мощности каналов преобразования путем их дробления позволило снизить токи, потери проводящего состояния ключей, коммутационные перенапряжения, электромагнитную эмиссию.

Для управления транзисторными ключами на карбиде кремния (SiC) потребовалась разработка специальных драйверов, поскольку стандартные Plug&Play драйверы для этой задачи не подходят, главным образом, по уровню затворного напряжения. Как правило, стандартные драйверы имеют затворное напряжение +15/–8 В, в то время как для SiC транзисторов требуется напряжение +18...20/–5...0 В [8].

Блок заряда и защиты — «интеллектуальное» устройство, позволяющее плавно зарядить конденсатор CI до уровня напряжения контактной сети, а при недопустимых напряжениях на входе — безопасно отсоединить преобразователь, его эффективность подтверждена положительным опытом эксплуатации в ПСН-775 [9].

Автономный инвертор также является «интеллектуальным» устройством, которое, наряду с формированием трехфазного напряжения на выходе, выполняет функции активного фильтра запрещенных низких частот тока в контактной сети [2].

Влияние величины индуктивности дросселя на потери в полупроводниковых ключах

Поскольку наряду с исследованием новой элементной базы стояла задача увеличения КПД преобразователя, то было необходимо детально проанализировать факторы, влияющие как на суммарные потери в новом преобразователе, так и на потери в полупроводниковых ключах, как наиболее ответственных элементах. Одним из таких факторов стала величина индуктивности LC -фильтра. Задача рассмотрена для импульсного понижающего DC–DC преобразователя, поскольку в приведенном схемном решении она усложняется широким диапазоном изменения входного напряжения.

Потери в ключах импульсного DC–DC преобразователя вычисляются по следующим выражениям:

$$P_{VTst} = R_{Dson}(I_{VT})^2 D; \quad (1)$$

$$P_{VTsw} = [E_{on}(I_{VT}, U_{bx}) + E_{off}(I_{VT}, U_{bx})] f_{ШИМ}, \quad (2)$$

где P_{VTst} , P_{VTsw} — потери проводимости (статические) и на коммутацию (динамические); R_{Dson} — сопротивление перехода сток–исток в проводящем состоянии (паспортные данные прибора); I_{VT} — ток транзистора; $D = U_{vbx}/U_{bx}$ — коэффициент заполнения; E_{on} , E_{off} — энергия, выделяемая при включении и отключении (паспортные данные прибора); $f_{ШИМ}$ — частота коммутации.

В выражении (1) отражено, что сопротивление перехода сток–исток может зависеть от величины тока транзистора, характер зависимости индивидуален для каждого прибора и приведен в паспортных данных. В (2) отражено, что энергия, выделяющаяся при включении транзистора, меняется в зависимости от коммутируемого тока и уровня напряжения на звене постоянного тока. Эти кривые также приведены в паспорте прибора.

Поскольку в импульсном преобразователе ток дросселя имеет пилообразную форму, то включение транзистора происходит при токе, несколько меньшем, а отключение — при большем, чем ток нагрузки. Для удобства отклонение коммутируемого тока от тока нагрузки обозначим следующим образом:

$$k_{\Delta i} = (I_{max} - I_{ном})/I_{ном},$$

где I_{max} — максимальное значение тока в дросселе (мгновенное); $I_{ном}$ — номинальный выходной ток импульсного преобразователя.

С другой стороны, для импульсного DC–DC преобразователя справедливо следующее:

$$k_{\Delta i} = \frac{(U_{bx} - U_{vbx})U_{vbx}^2}{2PU_{vbx}f_{ШИМ}L}, \quad (3)$$

где P — выходная мощность преобразователя; L — индуктивность дросселя LC -фильтра.

Таким образом, выражение (2) примет вид:

$$P_{VTsw} = [E_{on}((1 - k_{\Delta i})I_{ном}, U_{bx}) + E_{off}((1 + k_{\Delta i})I_{ном}, U_{bx})] f_{ШИМ}. \quad (4)$$

Из выражений (3), (4) видно, что изменение индуктивности фильтра неизбежно ведет к изменению потерь в ключе, причем это влияние не поддается оценке в общем виде, поскольку данные по $E_{on}(I_{VT})$, $E_{off}(I_{VT})$ индивидуальны для каждого прибора.

На рис. 2 изображена поверхность потерь в транзисторах импульсного DC–DC преобразователя, полученная при аналитическом расчете при различных входных напряжениях и индуктивностях дросселя LC -фильтра. Частота ШИМ при расчете неизменна и составляет 40 кГц. Дальнейшее увеличение частоты приводит к еще большему росту потерь, что недопустимо. Величина индуктивности выбрана таким образом, чтобы при любом напряжении выполнялось условие $0,1 \leq k_{\Delta i} \leq 1$.

По рис. 2 определена величина индуктивности, обеспечивающая минимум потерь в полупроводниках

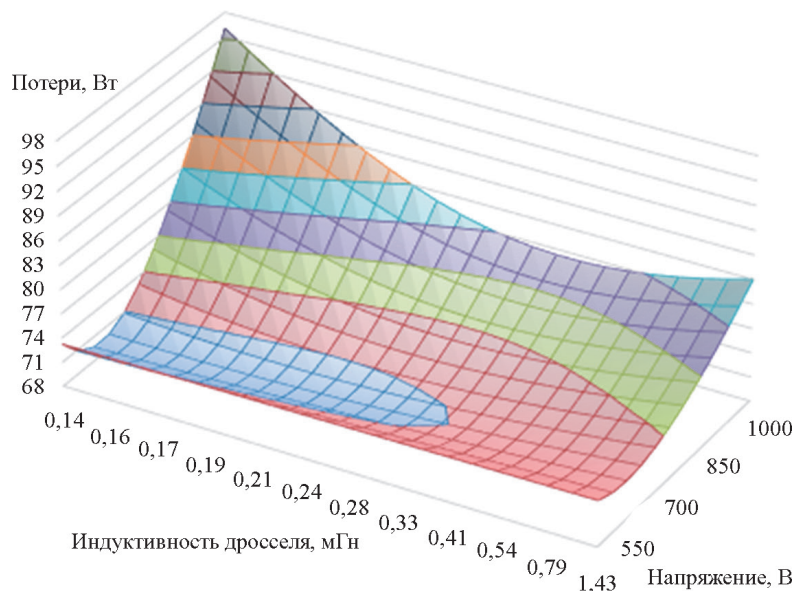


Рис. 2. Поверхность потерь в транзисторе импульсного DC–DC преобразователя

при заданном входном напряжении и выбранной частоте ШИМ. При весьма малых индуктивностях потери на низком уровне входного напряжения будут минимальны, однако с ростом напряжения потери существенно увеличиваются, что недопустимо. Из данных рис. 2 получен оптимум в районе 400 мГн.

Следует отметить, что предложенный метод оценки влияния величины индуктивности на потери в полупроводниках справедлив также для других типов преобразователей и использован при расчете мостовых трансформаторных преобразователей.

Минимизация габаритов и емкости конденсатора выходного LC-фильтра

Для достижения требуемого уровня пульсаций выходного напряжения канала питания бортовой сети в ПСН-765 заложен электролитический конденсатор емкостью около 20 мФ. Это дорогостоящий и крупногабаритный элемент, для использования которого потребовалось создание специального крепежа. В новом преобразователе емкость конденсатора удалось снизить как за счет увеличения частоты тока в конденсаторе, так и уменьшения его действующего значения путем введения временного сдвига между импульсами управления мостовыми преобразователями.

На рис. 3 приведена форма тока в дросселях мостовых DC–DC преобразователях и конденсаторе выходного фильтра (C5, рис. 1) для двух случаев:

— в импульсах управления мостовыми преобразователями нет сдвигов (рис. 3, а);

— между импульсами управления мостовыми преобразователями сдвиг на четверть периода ШИМ (рис. 3, б).

Для обоих случаев скважность управляющих импульсов равна 0,414, что соответствует рабочему значению при номинальной нагрузке канала питания бортовой сети.

Амплитуда пульсации тока в дросселях и конденсаторе фильтра зависит от величины индуктивности: с увеличением индуктивности амплитуда пульсации снижается. На рис. 3 рассмотрен случай, когда величина пульсации составляет $k_{\Delta i} = 0,4$ от номинального выходного тока.

С одной стороны, меньшее значение величины пульсации также снижает потери на коммутацию транзисторов мостового преобразователя, а с другой — увеличивает габариты дросселя, поэтому для каждого случая следует искать своего рода «компромисс» между потерями и габаритами.

Если мостовые преобразователи не имеют сдвига между импульсами управления, а токи дросселей совпадают по фазе, то амплитуда тока в конденсаторе составляет $k_{\Delta i} I_{ном}$, а частота тока равна удвоенной частоте ШИМ (рис. 3, а) При этом действующее значение тока в конденсаторе фильтра составит:

$$I_{CRMS} = \frac{I_{ном} k_{\Delta i}}{\sqrt{3}}. \tag{5}$$

На рис. 3, б показана форма тока в конденсаторе при наличии сдвига между импульсами управления мостовыми преобразователями. Она получена путем суммирования переменных составляющих токов дросселей. В сравнении с рис. 3, а на рис. 3, б ток конденсатора имеет меньшую амплитуду и вдвое большую частоту. Действующее значение тока для этого случая составит:

$$I_{CRMS} = \begin{cases} 2I_{ном} k_{\Delta i} \sqrt{\frac{(4D-1)^2}{48D^2 - 48D + 12}}, & \text{если } 0 \leq D \leq 0,25; \\ \frac{I_{ном} k_{\Delta i} \sqrt{3(4D-1)^2}}{6}, & \text{если } 0,25 \leq D \leq 0,5. \end{cases} \tag{6}$$

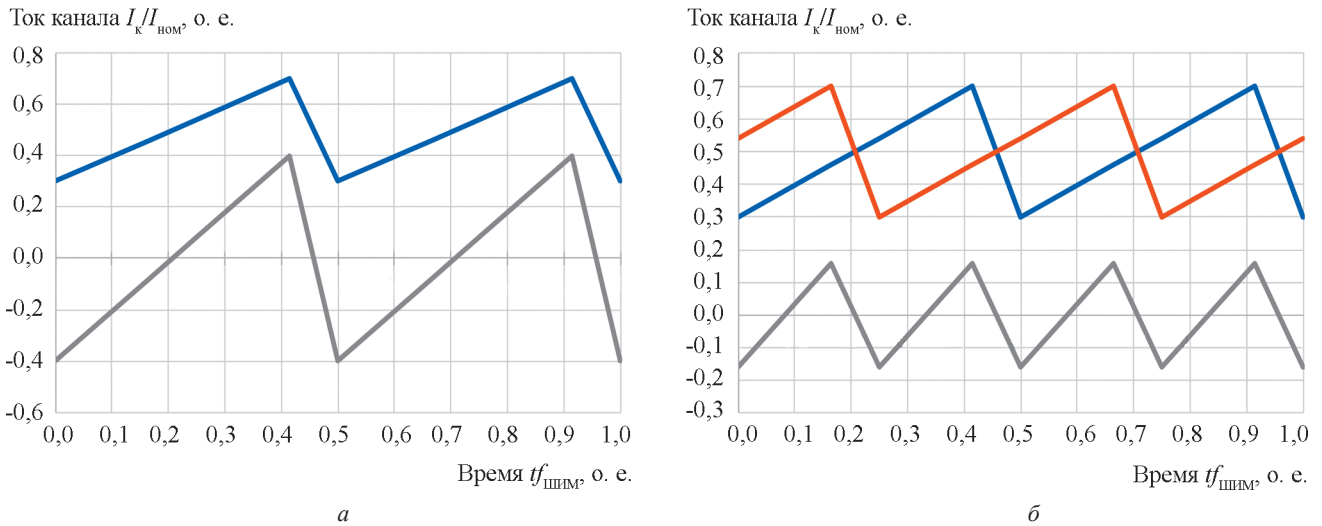


Рис. 3 Форма токов дросселей и конденсатора выходного фильтра мостовых $DC-DC$ преобразователей:

a — без сдвига в импульсах управления (— ток каналов 1, 2; — ток конденсатора); b — со сдвигом в импульсах управления (— ток канала 1; — ток канала 2; — ток конденсатора)

Из выражения (6) следует, что при коэффициенте заполнения $D = 0,25$ действующее значение тока конденсатора равно нулю. В этом случае интервалы нарастания и спада токов дросселей окажутся равными, а сумма их переменных составляющих даст нуль.

Таким образом, при $k_{\Delta i} = 0,4$ и $D = 0,414$ для случая без временного сдвига управляющих импульсов по (6) получим $I_{CRMS} = 0,23I_{ном}$, а при наличии сдвига — по (5) $I_{CRMS} = 0,183I_{ном}$.

Следует отметить, что применение схемы с двумя мостовыми $DC-DC$ преобразователями, работающими на высокой частоте, а также внесение сдвига между управляющими импульсами указанных преобразователей позволило значительно сократить емкость выходного фильтра (в сравнении с ПСН-765) и вместо громоздких электролитических применить пленочные конденсаторы, устанавливаемые на плату выпрямителей.

Введение сдвига между импульсами управления импульсными понижающими $DC-DC$ преобразователями приводит к такому же эффекту, и выражения (5), (6) остаются справедливыми.

Переходные процессы напряжения сток–исток при коммутации SiC транзисторов

Допустимые рабочие частоты транзисторов SiC достигают нескольких сотен кГц, а время их включения и выключения всего несколько десятков нс, следовательно, величины перенапряжений сток–исток при коммутации транзисторов, обусловленные наличием паразитных индуктивностей, имеют высокие значения и выводят транзисторы из строя. Минимизировать выбросы можно за счет применения схем с «мягким переключением», компоновочных решений, направленных на минимизацию паразитных индуктивностей, и выбо-

ра элементов (в первую очередь, конденсаторов звена постоянного тока) с соответствующими характеристиками.

На рис. 4 даны осциллограммы напряжения сток–исток транзисторов мостовых $DC-DC$ преобразователей, полученных при испытании прототипов силовых плат, впоследствии вошедших в состав нового преобразователя. По осциллограммам видно, что скорость нарастания напряжения сток–исток при выключении транзисторов составляет 50 нс, а величина перенапряжения не превышает 100 В, что является безопасным для полупроводниковых приборов силового канала выбранного схемного решения.

Конструкторские решения и устройство нового преобразователя

Традиционно большая часть вагонного электрооборудования выполняется в виде отдельных контейнеров, подвешиваемых снизу, под полом салона. Аналогичную конструкцию имеет и ПСН. Одна стенка его контейнера образована за счет алюминиевого радиатора, ребра которого выходят наружу для охлаждения окружающим воздухом. Противоположная стенка является съемной крышкой, через которую осуществляется доступ ко всем функциональным узлам. Новый преобразователь должен вписаться в общую концепцию построения вагона и также представлять собой подвесной контейнер.

Одна из задач усовершенствования ПСН — минимизация габаритов. Присоединительные размеры диктуются рамой вагона, поэтому глубину и ширину контейнера требовалось оставить прежними, а габариты уменьшить за счет снижения высоты.

Задача минимизации стоимости преобразователя решена за счет глубокой переработки внутренней

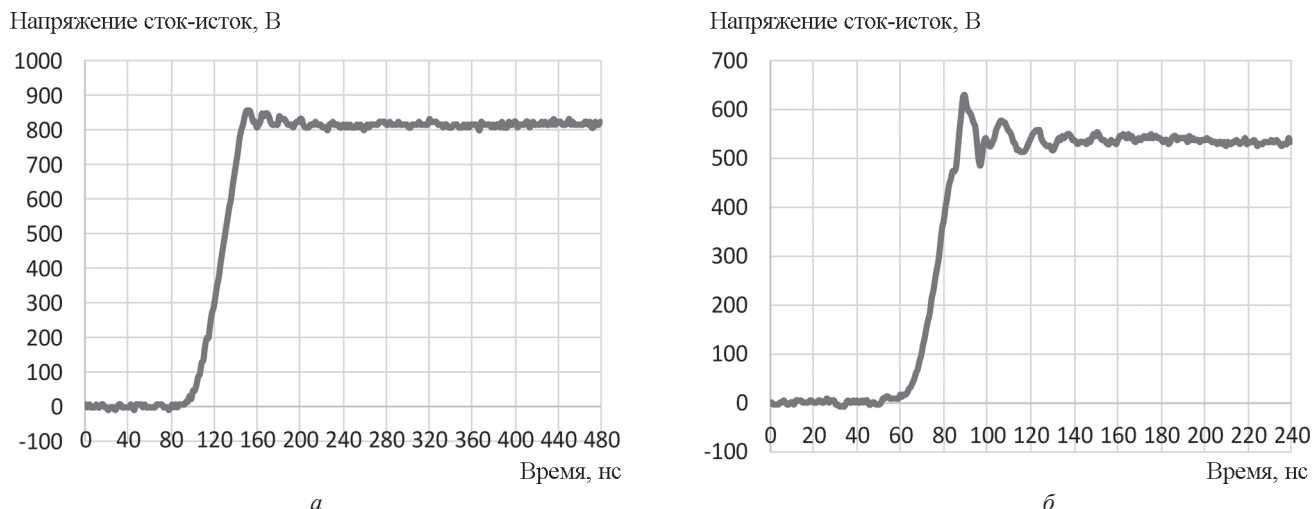


Рис. 4. Переходной процесс напряжения сток–исток при выключении транзисторов:
a — импульсного понижающего DC–DC; *б* — мостового трансформаторного DC–DC

конструкции: все функциональные узлы сделаны в виде печатных плат, устанавливаемых на стандартные резьбовые стойки. Платы, не требующие теплоотвода, расположены на стальных стенках и на дне контейнера. Платы силовой цепи находятся на алюминиевом радиаторе, а дискретные ключи ставят непосредственно на поверхности радиатора через изолирующие теплопроводящие прокладки. Кроме того, размер радиатора удалось уменьшить не только по высоте, но и почти на треть по длине, это серьезно снизило его массу и стоимость. На рис. 5 представлен внешний вид преобразователя с указанием основных функциональных узлов.

На правой стенке блока расположены разъемы для подключения к высокому напряжению контактной сети и электродвигателю компрессора. На левой стен-

ке блока — разъемы для подключения бортовой сети и аккумуляторной батареи, а также сигнальные разъемы управления: два интерфейса CAN, дискретные команды управления ПСН, сигнал температуры в отсеке АКБ и разъем подключения пожарного извещателя, установленного внутри ПСН.

Система управления преобразователя реализована на специализированном контроллере для железнодорожной техники МК 10.9 разработки и производства ООО «НПФ ВЕКТОР». Контроллер обладает необходимым количеством выходов ШИМ, входов АЦП, дискретных входов и выходов, а также интерфейсов. Его плата с помощью разъемов соединяется с платой управления, установленной на дне контейнера (на рис. 5 скрыта нижней частью лицевой стенки). На плате управления находятся все необходимые внутренние

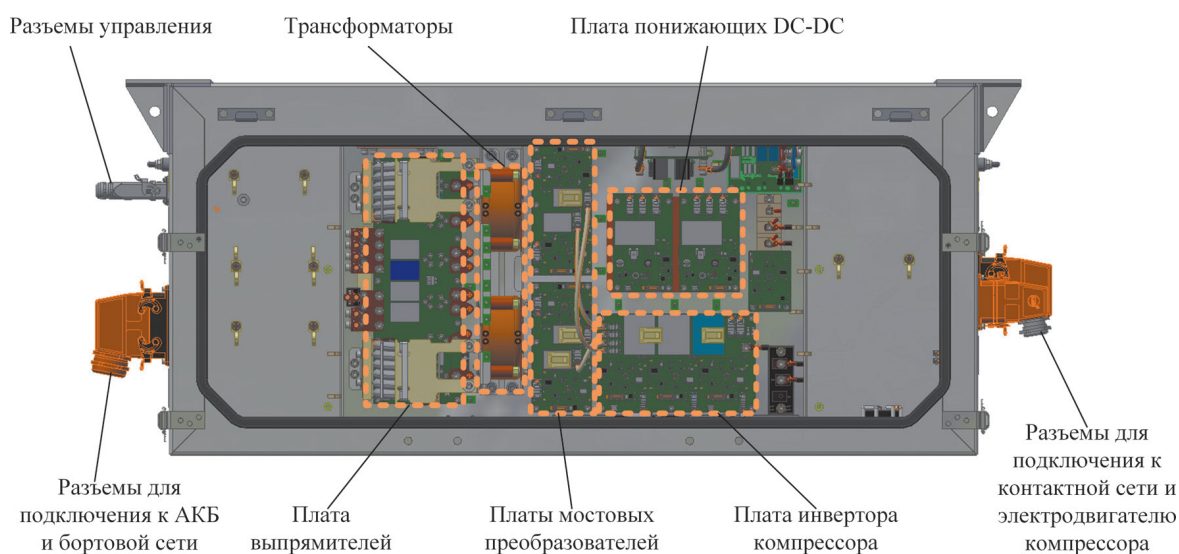


Рис. 5. Внешний вид макета нового преобразователя с обозначением основных функциональных узлов

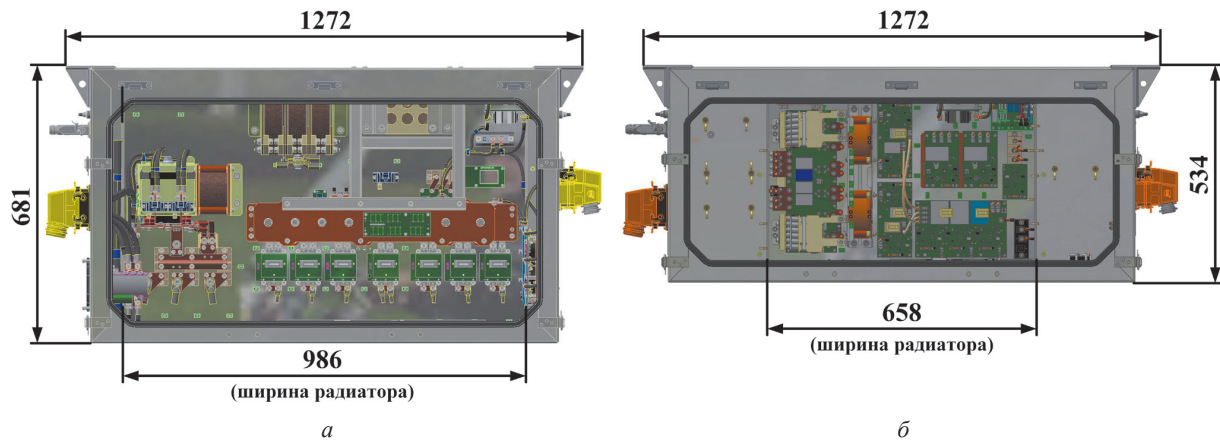


Рис. 6. Сравнение габаритных размеров блоков:

a — ПСН-765; *б* — новый преобразователь

источники питания, датчики напряжения, схемы согласования и обработки сигналов, разъемы для подключения к платам преобразователя.

Сравнение массогабаритных показателей

Внешний вид серийного ПСН-765 и вновь разработанного преобразователя при открытых крышках изображен на рис. 6. Для удобства сравнения нанесены габаритные размеры. Новый блок удалось уменьшить по высоте на 20%, по массе — на 47 кг (111 против 158 кг). В ходе испытаний макета преобразователя установлено, что потери в разработанном преобразователе при номинальных параметрах ниже на 8% (КПД нового преобразователя составляет 92,4%, КПД ПСН-765 при тех же условиях — 90,7%).

Литература

1. Сементовский Э.А., Богданов А.А., Гусев В.С., Могильнер Ю.Я. Устройство и ремонт электропоездов метрополитена. М.: Транспорт, 1991.
2. Яковенко М.С. и др. Активное подавление гармоник во входном токе силового преобразователя электропривода компрессора // Электричество. 2018. № 12. С. 41—46.
3. Коблов В. Вспомогательное оборудование вагонов моделей 81-740 и 81-760 // Мое метро. 2017. № 79. С. 9.
4. Остриров В.Н., Анучин А.С., Габидов А.А., Репецкий Д.В. Анализ особенностей эксплуатации частотно-регулируемого электропривода компрессора вагона метро // Промышленная энергетика. 2013. № 9. С. 14—18.
5. Данилов Е.Б. Вагоны метрополитена модели 81-765/766/767. М.: ИПЦ «Маска», 2018.
6. O'Neill M. Silicon Carbide MOSFETs Challenge IGBTs // Power Electronics Technology. 2008. V. 34(9). P. 14.
7. Ершов А. Полупроводниковые SiC приборы продолжают совершенствоваться // Электронные компоненты. 2018. № 11. С. 64—67.

Заключение

Разработаны схемотехнические и конструкторские решения, позволяющие эффективно применять перспективные карбид-кремниевые силовые полупроводниковые приборы в бортовых источниках питания собственных нужд, обеспечив лучшие массо-габаритные и технико-экономические показатели по сравнению с аналогами на кремниевых полупроводниковых приборах.

Установлено, что более высокие цены карбид-кремниевых полупроводниковых приборов компенсируются уменьшением затрат на материалы (медь, алюминий, ферромагнетики, изоляция, сталь) и снижением трудоемкости производства.

Полученные решения апробированы при разработке альтернативного ПСН для вагона метро.

References

1. Sementovskiy E.A., Bogdanov A.A., Gusev V.S., Mogil'ner Yu.Ya. Ustroystvo i Remont Elektropoezdov Metropolitena. M.: Transport, 1991. (in Russian).
2. Yakovenko M.S. i dr. Aktivnoe Podavlenie Garmolik vo Vkhodnom Toke Silovogo Preobrazovatelya Elektroprivoda Kompressora. Elektrichestvo. 2018;12:41—46. (in Russian).
3. Koblov V. Vspomogatel'noe Oborudovanie Vagovov Modeley 81-740 i 81-760. Moe Metro. 2017;79:9. (in Russian).
4. Ostrirov V.N., Anuchin A.S., Gabidov A.A., Repetskiy D.V. Analiz Osobennostey Ekspluatatsii Chastotno-reguliruemogo Elektropivoda Kompressora Vagovna Metro. Promyshlennaya Energetika. 2013;9:14—18. (in Russian).
5. Danilov E.B. Vagony Metropolitena Modeli 81-765/766/767. M.: IPTS «Maska», 2018. (in Russian).
6. O'Neill M. Silicon Carbide MOSFETs Challenge IGBTs. Power Electronics Technology. 2008;34:9:14.
7. Ershov A. Poluprovodnikovye SiC Pribory Prodolzhayut Sovershenstvovat'sya. Elektronnyye Komponenty. 2018;11:64—67. (in Russian).

8. **Mysiński W., Jakubas W.** Gate Driver for SiC MOSFET Transistors // Techn. Trans. 2016. V. 1. Pp. 113—122.

9. Пат. № 181943 РФ. Устройство для подключения статического преобразователя к источнику напряжения постоянного тока / В.Н. Остриров, М.С. Яковенко, К.В. Мильский, А.А. Габидов, М.К. Котельников // Бюл. изобрет. 2018. № 22.

8. **Mysiński W., Jakubas W.** Gate Driver for SiC MOSFET Transistors. Techn. Trans. 2016;1:113—122.

9. Пат. № 181943 RF. Ustroystvo dlya Podklyucheniya Statcheskogo Preobrazovatelya k Istochniku Napryazheniya Postoyannogo Toka. V.N. Ostrirov, M.S. Yakovenko, K.V. Mil'skiy, A.A. Gabidov, M.K. Kotel'nikov. Byul. izobret. 2018;22. (in Russian).

Сведения об авторах:

Остриров Вадим Николаевич — доктор технических наук, профессор кафедры автоматизированного электропривода НИУ «МЭИ», e-mail: ostrirovvn@cycle-p.ru

Яковенко Максим Сергеевич — ведущий инженер ООО НПП «ЦИКЛ ПЛЮС», e-mail: maksim-13@yandex.ru

Репецкий Дмитрий Васильевич — ведущий инженер ООО НПП «ЦИКЛ ПЛЮС», e-mail: repetskydv@yandex.ru

Мильский Константин Викторович — начальник отдела научно-технического развития НПП «ЦИКЛ ПЛЮС», e-mail: kostyanmls@mail.ru

Краснов Валерий Владимирович — главный эксперт ООО «ИЦ Технократия», e-mail: krasnov.vv@technocratiya.ru

Information about authors:

Ostrirov Vadim N. — Dr.Sci. (Techn.), Professor of Electric Drives Dept., NRU MPEI, e-mail: ostrirovvn@cycle-p.ru

Yakovenko Maksim S. — Leading Engineer, R&D Company «CYCLE PLUS», e-mail: maksim-13@yandex.ru

Repetsky Dmitriy V. — Leading Engineer, R&D Company «CYCLE PLUS», e-mail: repetskydv@yandex.ru

Milsky Konstantin V. — Head of Scientific and Technical Development Dept., R&D Company «CYCLE PLUS», e-mail: kostyanmls@mail.ru

Krasnov Valeriy V. — Chief Expert of LLC «IC Technocratiya», e-mail: krasnov.vv@technocratiya.ru

Конфликт интересов: авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

Conflict of interests: the authors declare no conflict of interest

Статья поступила в редакцию: 25.12.2019

The article received to the editor: 25.12.2019