

Оптимизация энергетических характеристик понижающего преобразователя на основе buck-конвертора

И. Ю. Абдулхаков✉, К. М. Саргсян, А. В. Булович, Л. А. Соболева

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ abdulhakov.iljas@yandex.ru

Аннотация. Анализируются энергетические характеристики понижающего DC-DC преобразователя на основе buck-конвертора, вырабатываются критерии достижения максимума коэффициента полезного действия преобразователя. Рассматриваются также динамические и статические процессы полупроводниковых компонентов в преобразователе. Оптимизация энергетических характеристик достигается за счет взаимного согласования следующих параметров: частоты работы полупроводниковых элементов, их действующих и средних токов; входного и выходного напряжений; мощности нагрузки и величины фильтрующего дросселя. На основе численных решений дифференциальных уравнений происходящих в buck-конверторе процессов приводятся практически удобные формулы расчета оптимального режима его работы в статическом режиме.

Ключевые слова: buck-конвертор, оптимум энергоэффективности, выходная мощность

Для цитирования: Оптимизация энергетических характеристик понижающего преобразователя на основе buck-конвертора / И. Ю. Абдулхаков, К. М. Саргсян, А. В. Булович, Л. А. Соболева // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2024. Т. 17, № 8. С. 95–106. doi: 10.32603/2071-8985-2024-17-8-95-106.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

Optimization of the Energy Characteristics of a Step-Down Converter Based on a Buck Converter

I. Yu. Abdulkhakov✉, K. M. Sargsyan, A. V. Bulovich, L. A. Soboleva

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

✉ abdulhakov.iljas@yandex.ru

Abstract. In this work, we analyze the energy characteristics of a step-down DC-DC converter based on a buck converter. Criteria are developed for achieving the maximum efficiency. In addition, the dynamic and static processes of semiconductor components in a converter are considered. Optimization of energy characteristics is achieved by mutual coordination of the following parameters: the operational frequency of semiconductor elements, their operating and average currents; input and output voltages; the load power and the inductance of the filter inductor. The numerical solutions of differential equations describing the processes occurring in the buck converter are used to propose convenient formulas for calculating the optimal mode of its operation in static mode.

Keywords: buck converter, optimum energy efficiency, output power

For citation: Optimization of the Energy Characteristics of a Step-Down Converter Based on a Buck Converter / I. Yu. Abdulkhakov, K. M. Sargsyan, A. V. Bulovich, L. A. Soboleva // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2024. Vol. 17, no. 8. P. 95–106. doi: 10.32603/2071-8985-2024-17-8-95-106.

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

В современном мире электронных устройств, где энергопотребление играет ключевую роль, особое внимание уделяется эффективности преобразования электроэнергии. В этом контексте понижающие преобразователи DC-DC относятся к самым распространенным элементам в системах электропитания. Определению энергетического оптимума для таких преобразователей придается большое значение, поскольку это позволяет увеличить общую энергоэффективность и, соответственно, снизить издержки, связанные с потерей электроэнергии.

Понижающие DC-DC-преобразователи на основе buck-конверторов довольно широко изучены и подробно рассмотрены в [1]–[3] и даже приводятся рекомендации с выбором конкретных приборов и микросхем, например в [4], [5]. Однако в приведенных и подобных им работах отсутствуют практически значимые способы достижения оптимума применительно к энергоэффективности подобных преобразователей, а также формул, достаточных для расчета инженерным методом данного режима работы преобразователя.

Для исследования процессов, происходящих в преобразователе, в пакете LtSpice была разработана численная модель, структурное представление которой представлено на рис. 1. Модель состоит из источника постоянного напряжения, выходная характеристика которого имитирует выходную характеристику однофазного выпрямителя напряжения, подключенного к пониженной сети 220 В, со значительным емкостным фильтром; полевого транзистора VT, модель которого описывает характеристики реального транзистора; диода VD, модель которого описывает характеристики реального диода; фильтра нижних частот, построенных на L и C_{ϕ} – индуктивности и емкости соответственно; нагрузки в виде резистора, равной R_H ; источника импульсного напряжения управления транзистором с амплитудными

значениями напряжения, гарантирующими переход транзистора в крайние достижимые для него состояния (полностью открыт или полностью закрыт), и вручную изменяемым коэффициентом заполнения импульсов; затворного резистора R_g с сопротивлением 5 Ом, ограничивающего импульсный ток драйвера и скорость переключения транзистора. Модели полупроводниковых элементов учитывают паразитные параметры реальных диода и транзистора и позволяют полностью описать режимы их работы. Входное напряжение $U_{ВХ}$ неизменно и составляет 300 В, сопротивление нагрузки $R_H = 50$ Ом, емкость фильтрующего конденсатора $C_{\phi} = 100$ мкФ, частота импульсов управления $f = 100$ кГц.

На рис. 2–4 приведены расчетные эпюры разработанной модели: напряжений затвор–исток $U_{gs}(t)$, сток–исток $U_{ds}(t)$ и токов $I_d(t)$ транзистора VT; ток I_{VD} обратного диода VD; $I_L(t)$ – дросселя L .

Эпюры, приведенные на рис. 2, получены для случая неразрывного тока дросселя, т. е. случая, когда ток дросселя всегда строго больше нуля. Отличительной особенностью данного режима работы преобразователя служит значительный импульсный ток включения транзистора. Коммутационный импульс тока включения транзистора, значение которого достигает 25 А, т. е. в 17 раз больше среднего тока, вызван перезарядом паразитной емкости обратного диода преобразователя (диод VD рис. 1). Импульс тока включения определяется скоростью спада тока обратного диода VD, который в конкретном случае при 3 А среднего тока нагрузки и 1.5 А среднего тока транзистора превышает 3 кА/мкс. Высокие скорости изменения тока в режиме жесткой коммутации типичны для полевых транзисторов, особенно серий для маломощных приложений. В частности, для SiC- (карбид-кремниевых) диодов имеется зависимость импульса тока, времени и заряда

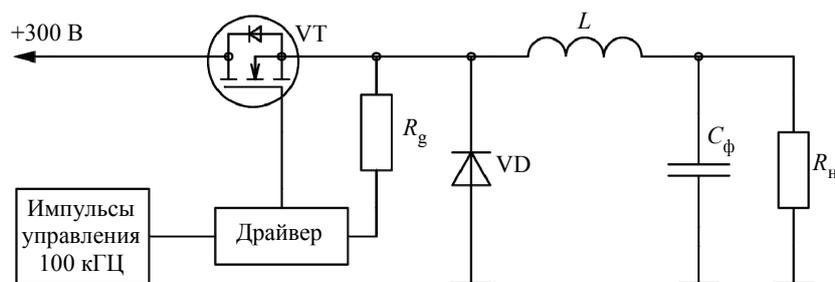


Рис. 1. Структурная схема Buck – конвертера
(без замкнутой системы управления)

Fig. 1. Block diagram of a Buck converter (without a closed control system)

обратного восстановления от скорости спада тока [6]–[8], и их применение при столь высоких скоростях переключения, с учетом определения потерь через заряд обратного восстановления и частоту коммутации транзистора [9], приведет к снижению КПД на 4.5 % (при данной частоте коммутации) на фоне 450 Вт полезной мощности и к увеличению тепловыделения на силовом транзисторе. Применение быстро восстанавливающегося кремниевого диода, как будет показано далее, приводит к еще большему снижению энергоэффективности.

Эпюры, приведенные на рис. 3, получены для случая разрывного тока дросселя, т. е. случая, когда значение тока дросселя достигает нуля. Параметры индуктивности подобраны таким образом, что до-

стигается максимум КПД (рис. 6, т. 2). Отличительной особенностью данного режима работы служит мягкий режим включения транзистора (нуль тока и напряжения). В момент выключения транзистора ток дросселя начинает спадать до достижения нулевых значений. После достижения током дросселя нуля он с той же скоростью изменения тока заходит в область отрицательных значений, перезаряжая паразитную емкость диода (диффузионную и барьерную), например, как показано в диапазоне времени от 8.2 до 9.2 мкс. При этом в момент перезаряда барьерной емкости диода, поскольку ток дросселя имеет некоторое отрицательное значение и мгновенно измениться не может – он начинает протекать через паразит-

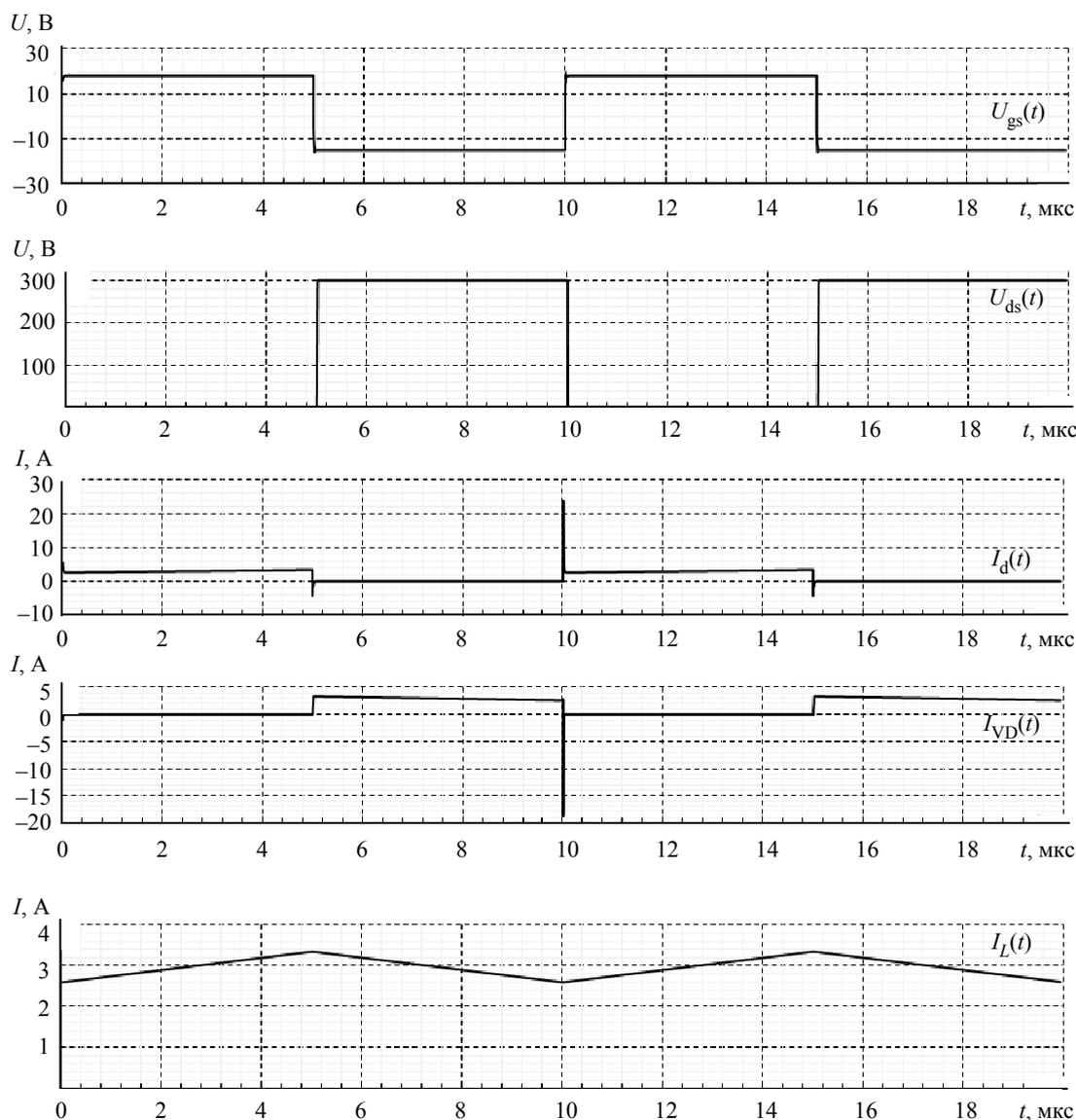


Рис. 2. Эпюры работы преобразователя при индуктивности дросселя $L = 1$ мГн и при коэффициенте заполнения $D = 0.5$

Fig. 2. Diagrams of the converter operation at inductance of the throttle $L = 1$ мH and at duty cycle $D = 0.5$

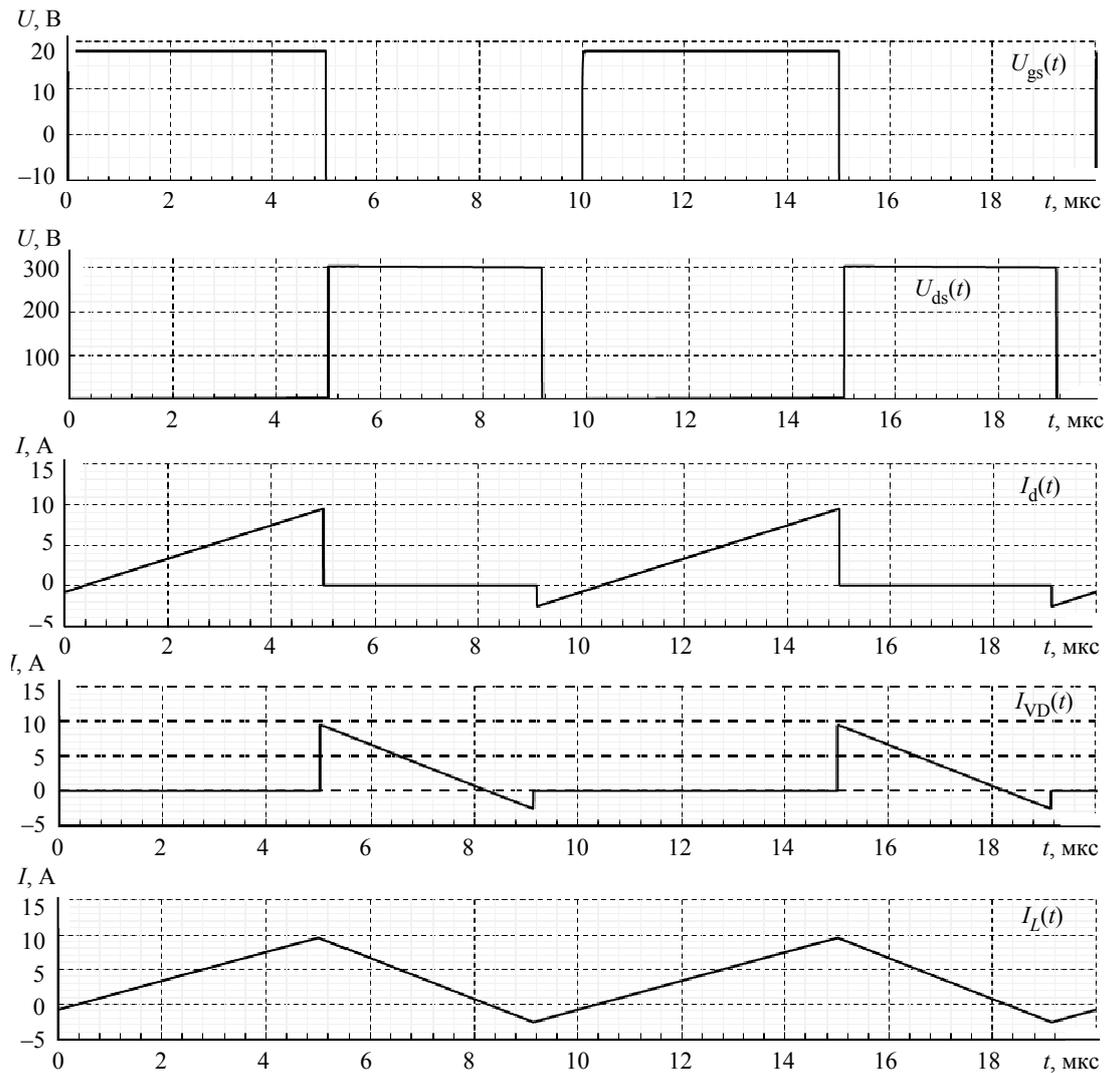


Рис. 3. Эпюры работы преобразователя при индуктивности дросселя $L = 80 \text{ мкГн}$ и при коэффициенте заполнения $D = 0.5$

Fig. 3. Diagrams of the converter operation at inductance of the throttle $L = 80 \text{ }\mu\text{H}$ and at duty cycle $D = 0.5$

ную емкость транзистора, разряжая ее до нулевых значений. После перезаряда паразитных емкостей транзистора и диода ток дросселя остается также в области отрицательных значений и начинает протекать через обратный диод транзистора, к дросселю при этом прикладывается разность входного и выходного напряжений преобразователя, соответственно, ток дросселя начинает возрастать. Во время протекания тока через обратный диод транзистор включается в режиме мягкого переключения, начиная новый цикл накачки дросселя энергией. Выключение транзистора во всех режимах на (рис. 2–4) происходит в жестком режиме.

Эпюры, приведенные на рис. 4, получены для случая разрывного тока дросселя, однако, в отличие от рис. 3, индуктивность дросселя уменьшена в 8 раз при сохранении всех остальных задавае-

мых параметров. К моменту включения транзистора диффузионная емкость обратного диода уже полностью перезаряжена, и так как транзистор не успевает включиться в момент, когда ток дросселя находится в области отрицательных значений, начинается колебательный процесс, вызванный взаимодействием паразитных емкостей полупроводниковых приборов с дросселем преобразователя. Таким образом, при включении транзистора он перезаряжает через себя собственную выходную емкость и барьерную емкость диода, если момент включения не попадает в точку, когда напряжения на паразитных емкостях при колебательном процессе примут минимальные значения. Однако с точки зрения коммутационных потерь данный режим гораздо благоприятнее, чем случай, рассмотренный на рис. 2.

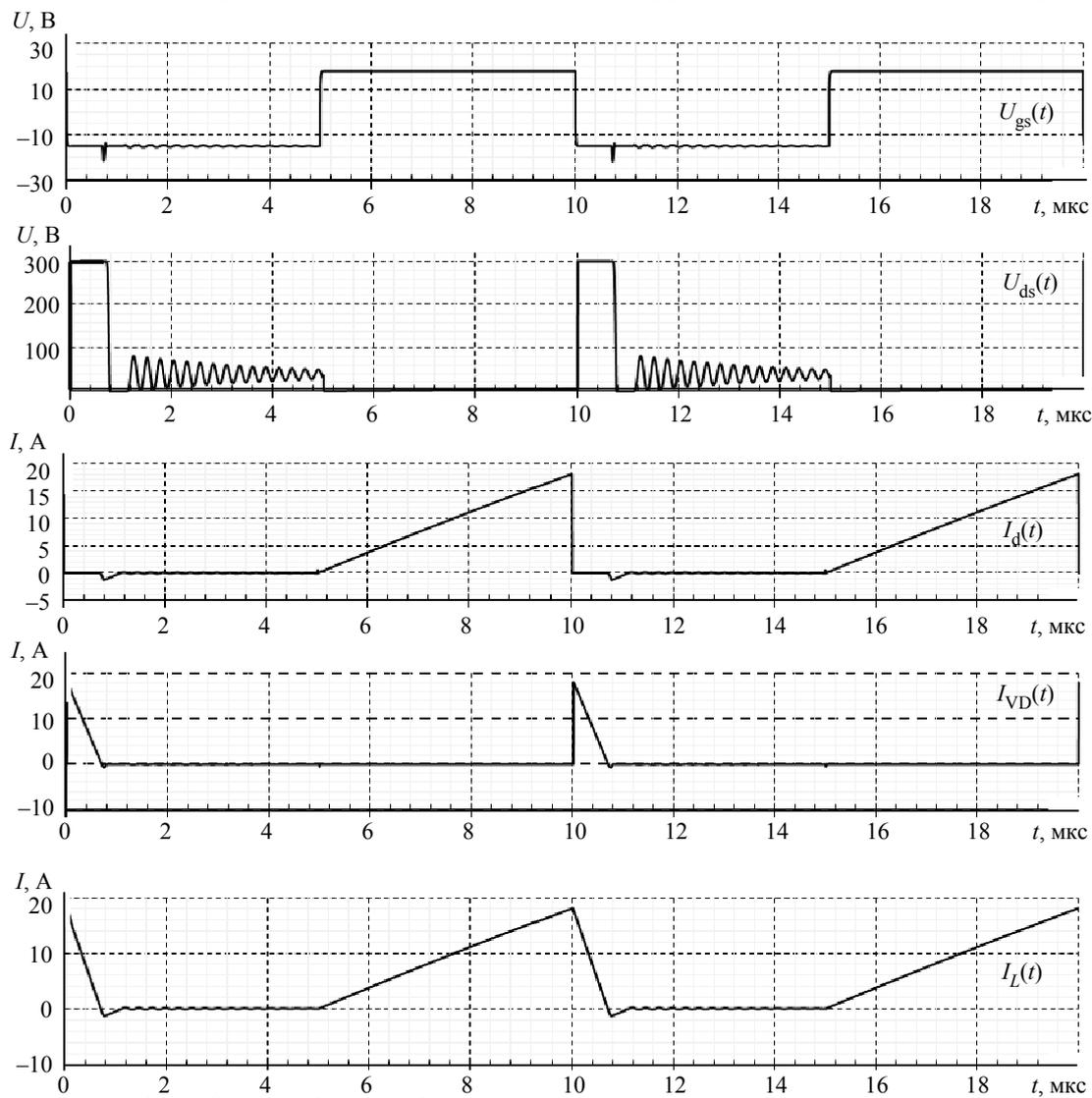


Рис. 4. Эпюры работы преобразователя при индуктивности дросселя $L = 10 \text{ мкГн}$ и при коэффициенте заполнения $D = 0.5$

Fig. 4. Diagrams of the converter operation at inductance of the throttle $L = 10 \text{ }\mu\text{H}$ and at duty cycle $D = 0.5$

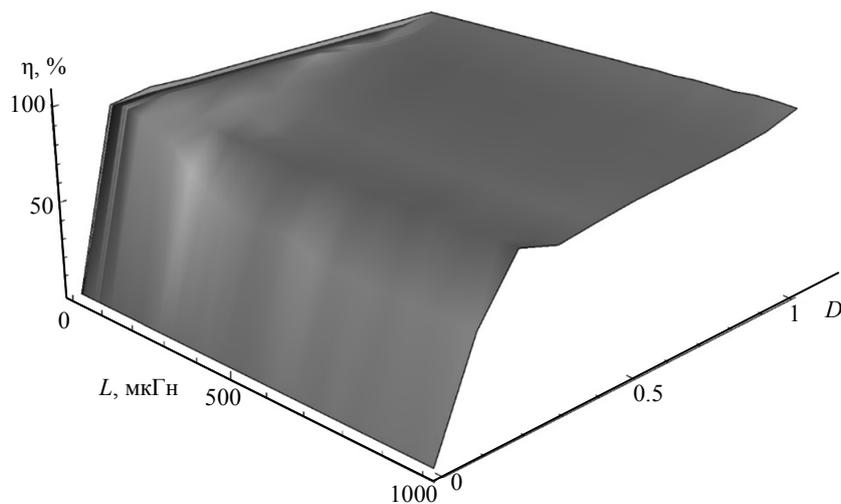


Рис. 5. Зависимость КПД от индуктивности L и коэффициента заполнения D
 Fig. 5. Dependence of efficiency on inductance L and duty cycle D

Ввиду уменьшения дросселя амплитудные значения его токовкратно возросли по сравнению со случаем, продемонстрированным на рис. 3, при этом возросли интегральные значения тока транзистора (действующее и среднее), что увеличивает в сравнении с рис. 2 и 3 потери проводимости.

При этом следует отметить, что выходное напряжение преобразователя возросло со 150 до 220 В, энергетический режим преобразователя тоже изменился.

На рис. 5 приведена зависимость КПД преобразователя от индуктивности при различных заполнениях импульсов управления транзистором. Наблюдаются локальные максимумы в области близких к нулю значений индуктивности и в области близких к 100 мкГн значений. Также следует отметить, что при коэффициенте заполнения импульсов D менее 0.18 КПД преобразователя

резко снижается до нулевых значений независимо от размера дросселя.

Для более детального рассмотрения зависимости КПД от индуктивности на рис. 6 представлена зависимость КПД от индуктивности при фиксированном значении коэффициента заполнения D , равного 0.5. На рис. 6 наблюдаются два ярко выраженных локальных максимума:

– первый локальный максимум (рис. 6, т. 1), при котором достигается максимальное значение КПД при минимальной индуктивности, характеризуется появлением резонансных процессов между дросселем и емкостью транзистора, т. е. обеспечивается мягкий режим коммутации – ZVS (переключения транзистора при нулевом напряжении на нем) и ZCS (переключение в нуле тока и напряжения). Однако на практике с применением автоматических систем регулирования выходных

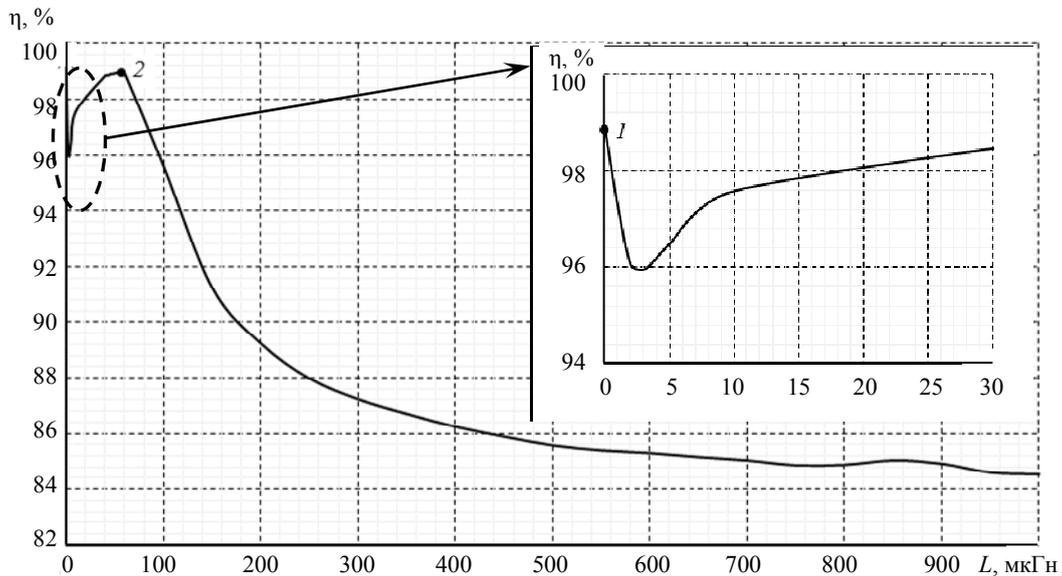


Рис. 6. Зависимость КПД от индуктивности дросселя L при коэффициенте заполнения $D = 0.5$
Fig. 6. Dependence of efficiency on the inductance of the throttle L at a duty cycle $D = 0.5$

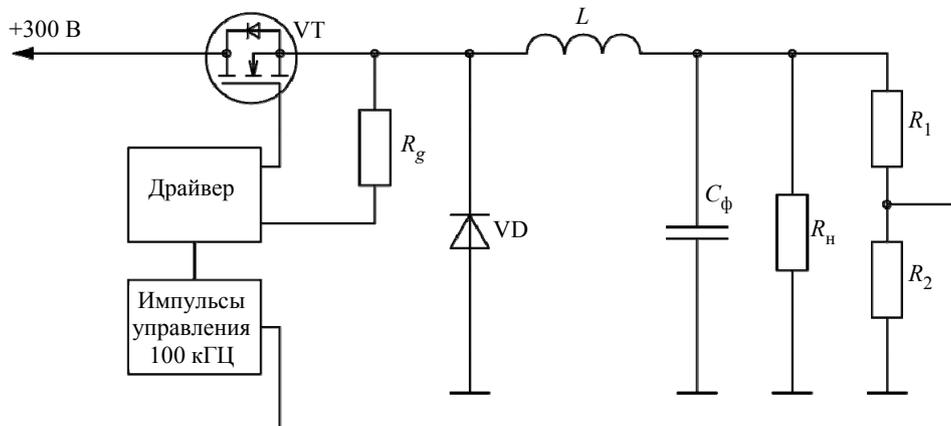


Рис. 7. Структурная схема Buck – конвертера (с замкнутой системой управления)
Fig. 7. Block diagram of a Buck converter (with a closed control system)

параметров преобразователя, как будет показано далее, может быть исключен;

– второй локальный максимум (рис. 6, т. 2) объясняется прерывистым по току режимом работы преобразователя, при котором транзистор включается без тока в момент, когда ток дросселя равен нулю (прерывистый режим работы). Уменьшение дросселя ниже точки второго локального максимума приводит к возрастанию действующих значений токов полупроводниковых приборов, из-за чего растут потери проводимости и, соответственно, снижается КПД.

Увеличение дросселя до значений, характеризующих непрерывный режим работы по току дросселя, приводит к существенному снижению КПД. При этом наблюдается экспоненциальное снижение КПД с увеличением дросселя. Плавное снижение КПД вызвано тем, что амплитуда тока коммутации, при соразмерной во всех случаях для непрерывного режима скорости изменения, при включении растет, увеличивается и амплитуда тока проводимости диода к моменту коммутации, из-за чего также возрастает заряд обратного восстановления [9] и, соответственно, увеличиваются потери.

Ввиду того, что при изменении индуктивности, особенно в области, соответствующей разрывному режиму тока дросселя, при фиксированном коэффициенте импульсов управления меняется выходное напряжение преобразователя и, соответственно, выходная мощность, то оценка энергоэффективности с таким управлением не отражает в должной мере энергетических процессов в преобразователе. Поэтому необходимо также рассмотреть энергетические параметры преобразователя с автоматической замкнутой си-

стемой управления [10], фиксирующей выходное напряжение и мощность преобразователя.

Структурное представление численной модели понижающего преобразователя с замкнутой системой управления, позволяющей автоматически стабилизировать выходное напряжение, представлена на рис. 7, где для организации цепи обратной связи по выходному напряжению вводится делитель на резисторах R_1 и R_2 .

На рис. 8 приведена зависимость КПД преобразователя с замкнутой системой управления от индуктивности при различном отношении выходного к входным напряжениям, изменен параметр зависимости, так как коэффициент заполнения импульсов подстраивается автоматически, в зависимости от заданного выходного напряжения. Наблюдается исчезновение максимума КПД в области низких значений индуктивности (рис. 6, т. 1). Также следует отметить, что при коэффициенте преобразования выходного напряжения (по отношению к входному) менее 0.2 КПД преобразователя резко снижается до 60 % независимо, но находится выше уровня рис. 5 (случай без автоматической системы). Таким образом, введенная в модель система управления, исключает возникающие нелинейности выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов управления и фиксирует его на заданном уровне, подстраивая импульсы управления в соответствии с заданием, и позволяет уточнить энергетические характеристики преобразователя. В частности, при низких значениях индуктивности система управления исключает самопроизвольное увеличение выходного напряжения, при этом КПД преобразователя в сравнении с рис. 5 существенно уменьшается.

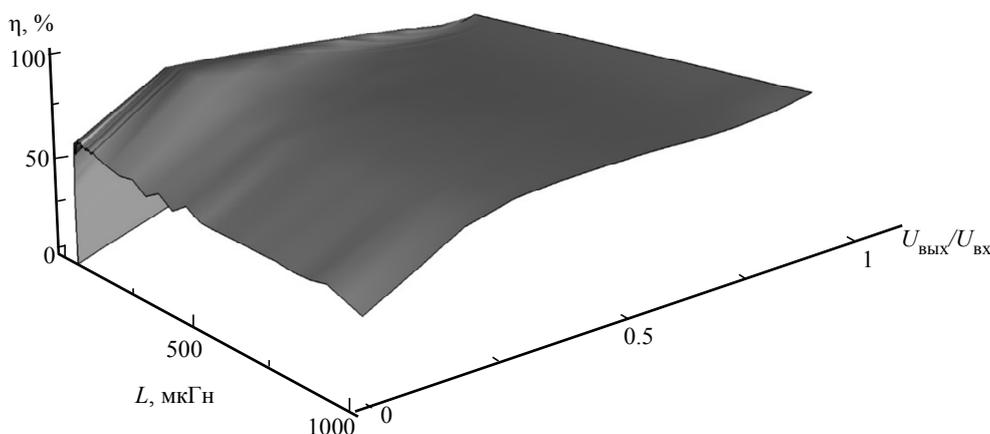


Рис. 8. Зависимость КПД от индуктивности L и отношения выходного напряжения к входному
Fig. 8. Dependence of efficiency on inductance L and the ratio of output voltage to input voltage

Для более детального рассмотрения зависимости КПД от индуктивности на рис. 9 представлена зависимость КПД от индуктивности при фиксированном значении коэффициента трансформации напряжения, равном 0.5, наблюдается ключевое различие по сравнению с аналогичной зависимостью в модели без замкнутой системы управления: наличие только одного глобального максимума на характеристике. При этом характер изменения зависимости правее максимума соответствует зависимости, представленной на рис. 6 правее т. 2.

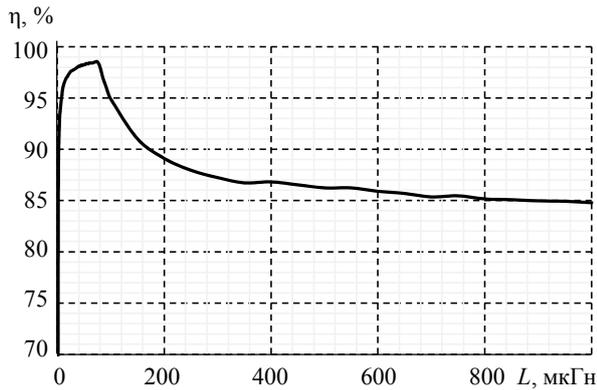


Рис. 9. Зависимость КПД от индуктивности дросселя L при выходном напряжении 150 В

Fig. 9. Dependence of efficiency on inductance of the throttle L at an output voltage of 150 V

Для оценки влияния потерь проводимости транзистора на рис. 10 приведена зависимость действующего значения тока транзистора от индуктивности для двух случаев: использованы модели реальных полупроводниковых элементов;

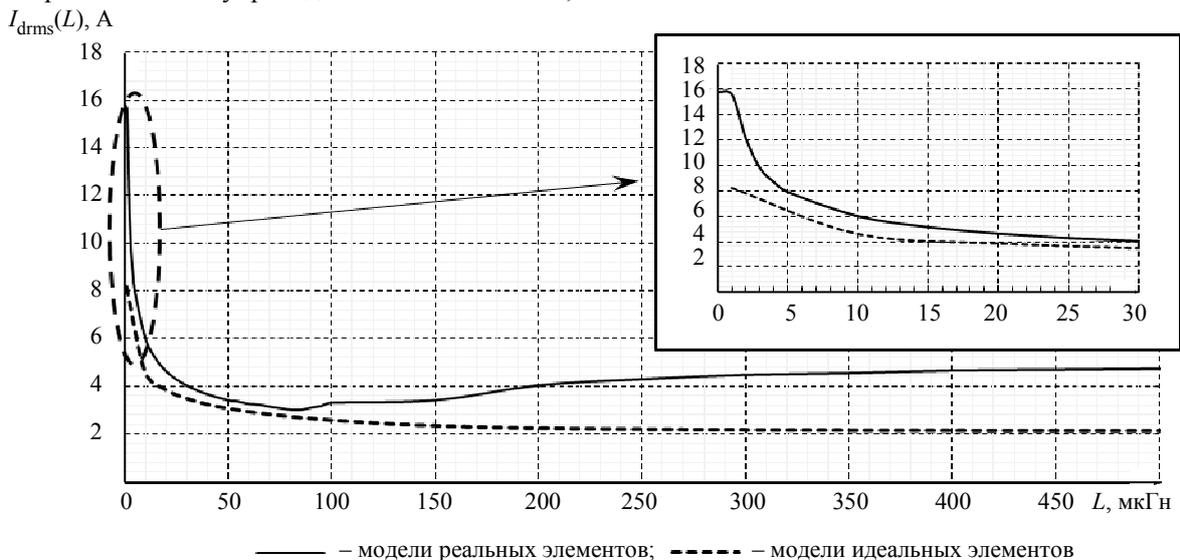


Рис. 10. Зависимость действующего значения тока транзистора от индуктивности дросселя L при выходном напряжении в ~ 150 В

Fig. 10. Dependence of the current value of the transistor on the inductance of the throttle L at an output voltage of ~ 150 V

использованы модели идеальных элементов, у которых отсутствуют паразитные емкости и потери проводимости. Следует отметить, что зависимость действующего значения тока для модели с реальными полупроводниковыми элементами имеет локальный минимум и наибольшее соответствие модели с идеальными элементами индуктивности в точке, соответствующей индуктивности максимума КПД на рис. 9. Расхождение моделей и увеличение действующего значения тока в модели с реальными элементами правее минимума вызваны следующими причинами: общим снижением КПД преобразователя, а также присутствием в токе транзистора значительных импульсов тока в момент включения, что вносит существенные гармонические искажения в форму тока и, соответственно, увеличение действующего значения в принципе. Увеличение действующего значения слева от точки минимума связано с изменением формы тока транзистора и увеличением амплитудного значения. Расхождение слева от точки минимума (30 мкГн) связано с компенсацией снижения КПД преобразователя системой управления.

Для вывода формул расчета оптимального режима работы преобразователя обозначим характерные величины в токе транзистора, на данном этапе пренебрегая особенностями протекания коммутационных процессов. Идеализированная форма тока транзистора представлена на рис. 11, на котором обозначены следующие величины: I_m – амплитудное значение тока транзисто-

ра; I_0 – значение тока транзистора в момент включения (равно нулю для случая разрывных токов); $t_{и}$ – время открытия транзистора, приблизительно равное времени нарастания тока дросселя; T – период следования импульсов.

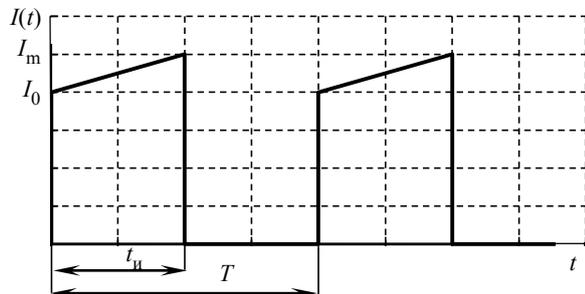


Рис. 11. Форма тока транзистора
Fig. 11. Transistor current shape

Описать аналитически в общем виде напряжение и ток дросселя buck-конвертора для дальнейшего описания параметров остальных элементов в случае режима разрывных токов – задача трудоемкая, поэтому опишем ток дросселя упрощенно, разделив на три перетекающих друг в друга интервала:

$$I_L(t) = \begin{cases} \frac{1}{L} \int_0^{t_{и}} (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) dt + I_0, VT = on; \\ I_m - \frac{1}{L} \int_{t_{и}}^{t_f} U_{ВЫХ} dt, VD = on; \\ C_{VT} \frac{dU_{VT}}{dt} + C_{VD} \frac{dU_{VD}}{dt}, VT \wedge VD = off, \end{cases}$$

где $t_{и}$ – время открытия транзистора; t_f – длительность спада тока дросселя до нуля; C_{VT} – паразитная емкость транзистора, напряжение на котором в установившемся режиме достигает разности входного и выходного напряжений; C_{VD} – паразитная емкость диода, напряжение на котором в установившемся режиме достигает выходного напряжения преобразователя; $U_{ВЫХ}$ – напряжение на выходе buck-конвертора.

Таким образом, когда транзистор находится в открытом состоянии ($VT = on$), происходит накачка энергией дросселя, к которому прикладывается разность входного и выходного напряжений, и его ток нарастает за время $t_{и}$ до I_m . Когда транзистор закрывается, происходит отдача энергии дросселя в нагрузку, и ток, протекая через обратный диод преобразователя, спадает до I_0

за время $t_{и}$. После достижения током дросселя нуля (случай разрывных токов) он принимает отрицательные значения, перезаряжая диффузионную и барьерную емкости диода, из-за чего наступает колебательный процесс, вызванный взаимодействием выходных емкостей транзистора и барьерной емкости диода с дросселем преобразователя до прекращения колебательного процесса.

Одна из основных величин, определяющих энергетический режим работы преобразователя, – это время открытия транзистора, за которое осуществляется накачка дросселя. Строго говоря, время открытия транзистора – нелинейный параметр, и ее определение, удобное с практической точки зрения, может быть осуществлено из выражения

$$t_{и} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2I_{ср}L}{f(U_{ВХ} - U_{ВЫХ})}}, I_0 = 0 \\ \frac{U_{ВЫХ}}{fU_{ВХ}}, I_0 > 0, \end{cases} \quad (1)$$

где $I_{ср}$ – среднее значение тока источника; f – частота импульсов управления.

Таким образом, для случаев прерывистого и непрерывистого режимов токов время открытия токов определяется по-разному. Для случая непрерывного тока дросселя коэффициент заполнения импульсов управления транзисторов близок к коэффициенту трансформации напряжения преобразователя. Для случая прерывистого тока дросселя время открытия должно быть тем меньше, чем меньше величина дросселя при сохранении одного и того же выходного напряжения, ввиду того, что накачка дросселя энергии при открытии транзистора ускоряется с его уменьшением.

Среднее значение тока источника и транзистора естественно определяется активной мощностью P , потребляемой преобразователем, при этом он также определяется параметрами импульсного тока потребления:

$$I_{ср} = \frac{P}{U_{ВХ}} = \frac{I_m + I_0}{2} \frac{t_{и}}{T}.$$

Определяющей величиной потерь проводимости транзистора, особенно в случае применения высокочастотных полевых транзисторов, служит действующее значение тока. С уменьшением индуктивности, как мы увидели на рис. 11, действующее значение тока транзистора, пренебрегая потерями и токами перезаряда паразитных емкостей, можно определить из выражения

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{и}}} \left(\frac{I_m - I_0}{t_{\text{и}}} t + I_0 \right)^2 dt} + \frac{Q_{\text{ГТ}}}{t_{\text{ГТ}}} \sqrt{D} =$$

$$= \sqrt{\frac{I_m^2 - I_0 I_m + I_0^2}{3} D} + \frac{Q_{\text{ГТ}}}{t_{\text{ГТ}}} \sqrt{D},$$

где D – коэффициент заполнения импульсов управления; $t_{\text{ГТ}}$ – время обратного восстановления диода при скорости изменения тока, равной $\frac{dI}{dt} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{L}$; $Q_{\text{ГТ}}$ – заряд обратного восстановления диода.

Наиболее энергоэффективный режим работы преобразователя достигается при выполнении следующих условий: должен быть обеспечен прерывистый режим работы преобразователя; действующее значение тока транзистора должно быть минимальным, при котором обеспечивается прерывистый режим работы преобразователя; диффузионная и барьерная емкость диода (в том числе синхронного) должна быть перезаряжена к моменту включения транзистора. Оптимальное значение индуктивности можно определить из системы

$$\begin{cases} t_{\text{и}} = \sqrt{\frac{2I_{\text{ср}}L}{f(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}})}} \\ L = \frac{1}{2} \frac{(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}})}{I_{\text{ср}}} (t_{\text{и}} - t_{\text{ГТ}}) t_{\text{и}} f. \end{cases} \quad (2)$$

Определение индуктивности по (2) с учетом первого уравнения для случая разрывных токов системы (1) позволяет достичь максимума КПД согласно рис. 8, при этом достигается минимум действующего значения тока силового транзистора согласно рис. 10.

Оптимальную индуктивность можно приблизительно определить из второго уравнения систе-

мы уравнений (2), приравняв время обратного восстановления диода к нулю, тогда оба условия сойдутся при первой итерации, а также упрощенно определить из следующего соотношения:

$$L = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{ВХ}}^2 - U_{\text{ВЫХ}} U_{\text{out}}}{PU_{\text{ВХ}}^3} \frac{U_{\text{out}}^2}{f} \eta,$$

где η – коэффициент полезного действия.

Заключение. Любой преобразователь – это сложная, многокомпонентная система, рассмотрение одних узлов в отрыве от других может приводить к искажению результирующей картины и недостоверности результатов в некоторых режимах преобразователя. В частности, в статье разработаны численные модели преобразователей и рассмотрена их энергоэффективность, при этом достижение целевого показателя в виде выходного напряжения за счет применения классической системы управления с замкнутой обратной связью свело на нет казавшийся перспективным резонансный режим работы преобразователя. Определены такие параметры системы, при которых КПД преобразователя достигает максимальных значений, при этом в статье приводятся формулы, достаточные для расчета этих параметров инженерным методом. Стоит отметить, что расчет проводится в одной точке для статических выходных параметров, что целесообразно проводить для случая максимальной выходной мощности, принимая при этом, что мощность потерь, а соответственно, и тепловыделение в элементах преобразователя при снижении мощности будет снижаться, что позволит минимизировать габарит итогового устройства.

Список литературы

1. Gupta M., Phulambrikar S. P. Design and analysis of buck converter // Int. J. of Engin. Research & Technol. (IJERT). 2014. Vol. 3, iss. 3. P. 2346–2350. URL: <https://www.ijert.org/research/design-and-analysis-of-buck-converter-IJERTV3IS031844.pdf> (дата обращения: 10.03.2024).
2. Белов Г. А., Абрамов С. В. Проектирование и исследование понижающих импульсных преобразователей с обратным диодом и синхронным переключателем // Силовая электроника. Источники питания. 2017. № 3. С. 42–51.
3. Шелл Д., Касторена Ж., Иоффе Д. Разработка понижающего преобразователя без секретов // Силовая электроника. Компоненты и технологии. 2007. № 4. С. 106–109.
4. Ejury J. Buck converter design. Infineon technologies north america (IFNA) Corp. 2013. 17 p. URL:

<https://cdn.badcaps-static.com/pdfs/2a997c023d0eda74b0a3c42d4b38ca9c.pdf> (дата обращения: 10.03.2024).

5. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. М.: СЛОН – Пресс, 2005. С. 179–196.

6. Полищук А. Высоковольтные диоды Шоттки из карбида кремния в источниках электропитания с преобразованием частоты // Компоненты и технологии. 2004. № 5. С. 20–23.

7. Исследования параметров и характеристик SiC-диодов Шоттки в гибридных IGBT-модулях / А. Бормотов, Т. Шапетько, М. Тогаев, В. Мускатиньев // Силовая электроника. 2016. № 5. С. 12–15.

8. Чжан Цунин. Выбор антипараллельных диодов для минимизации потерь SiC MOSFET // Электронные компоненты. 2018. № 9. С. 66–71. URL: [http://www.elcomdesign.ru/netcat_files/File/66\(5\).pdf](http://www.elcomdesign.ru/netcat_files/File/66(5).pdf) (дата обращения: 10.03.2024).

9. Болдырев А. Ю., Сурма А. М. Рекомендации по применению силовых полупроводниковых диодов и тиристоров. Орел: Протон-Электротекс. 77 с. URL: <http://ametex.inseo.site/userfls/ufiles/Рекомендации%20по%20применению%20биполярных%20приборов%20Протон-Электротекс.pdf> (дата обращения: 11.03.2024).

10. Горюнов А. Г., Ливенцов С. Н. Цифровой регулятор для системы управления с исполнительным механизмом постоянной скорости // Изв. ТПУ. 2004. Т. 307, № 6. С. 131–134.

Информация об авторах

Абдулхаков Ильяс Юсыфович – канд. техн. наук, доцент кафедры электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; начальник отдела перспективных разработок (ОПР) ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО», дор. на Металлострой, д. 3, к. 2, лит. А, п. Металлострой, Санкт-Петербург, 196641, Россия.

E-mail: abdulhakov.iljas@yandex.ru

Саргсян Карен Мисакович – студент бакалавриата кафедры электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; мл. инженер ОПР ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО», дор. на Металлострой, д. 3, к. 2, лит. А, п. Металлострой, Санкт-Петербург, 196641, Россия.

E-mail: k.sargsyan2@mail.ru

Булович Артемий Витальевич – магистрант кафедры электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; мл. инженер ОПР ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО», дор. на Металлострой, д. 3, к. 2, лит. А, п. Металлострой, Санкт-Петербург, 196641, Россия.

E-mail: mr14092000@gmail.com

Соболева Любовь Андреевна – студентка бакалавриата кафедры электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; мл. инженер ОПР ООО «НИИЭФА-ЭНЕРГО», дор. на Металлострой, д. 3, к. 2, лит. А, п. Металлострой, Санкт-Петербург, 196641, Россия.

E-mail: lubasoboleva@bk.ru

Вклад авторов:

Абдулхаков И. Ю. – общее руководство, разработка концепции.

Саргсян К. М. – проведение численных расчетов, подготовка иллюстрационного материала.

Булович А. В. – разработка методологии исследования, аналитические расчеты.

Соболева Л. А. – введение и заключение.

References

1. Gupta M., Phulambrikar S. P. Design and analysis of buck converter // Int. J. of Engin. Research & Technol. (IJERT). 2014. Vol. 3, iss. 3. P. 2346–2350. URL: <https://www.ijert.org/research/design-and-analysis-of-buck-converter-IJERTV3IS031844.pdf> (data obrashhenija: 10.03.2024).

2. Belov G. A., Abramov S. V. Proektirovanie i issledovanie ponizhajushhih impul'snyh preobrazovatelej s obratnym diodom i sinhronnym pereklyuchatelem // Silovaja jelektronika. Istochniki pitaniya. 2017. № 3. S. 42–51.

3. Shell D., Kastorena Zh., Ioffe D. Razrabotka ponizhajushhego preobrazovatelja bez sekretov // Silovaja jelektronika. Komponenty i tehnologii. 2007. № 4. S. 106–109. (In Russ.).

4. Ejury J. Buck Converter Design. Infineon Technologies North America (IFNA) Corp. 2013. 17 p. URL: <https://cdn.badcaps-static.com/pdfs/2a997c023d0eda74b0a3c42d4b38ca9c.pdf> (data obrashhenija: 10.03.2024).

5. Semjonov B. Ju. Silovaja jelektronika: ot prostogo k slozhnomu. M.: SLON – Press, 2005. S. 179–196. (In Russ.).

6. Polishhuk A. Vysokovol'tnye diody Shottki iz karbida kremnija v istochnikah jelektropitaniya s preobrazova-

niem chastoty // Komponenty i tehnologii. 2004. № 5. S. 20–23. (In Russ.).

7. Issledovanija parametrov i harakteristik SiC-diodov Shottki v gibridnyh IGBT-moduljah / A. Bormotov, T. Shapet'ko, M. Togaev, V. Muskatina'ev // Silovaja jelektronika. 2016. № 5. S. 12–15. (In Russ.).

8. Chzhan Cunin. Vybor antiparallelnyh diodov dlja minimizacii poter' SiC MOSFET // Jelektronnye komponenty. 2018. № 9. S. 66–71. URL: [http://www.elcom-design.ru/netcat_files/File/66\(5\).pdf](http://www.elcom-design.ru/netcat_files/File/66(5).pdf) (data obrashhenija: 10.03.2024). (In Russ.).

9. Boldyrev A. Ju., Surma A. M. Rekomendacii po primeneniju silovyh poluprovodnikovyh diodov i tiristorov. Орел: Протон-Электротекс. 77 с. URL: <http://ametex.inseo.site/userfls/ufiles/Рекомендации%20по%20применению%20биполярных%20приборов%20Протон-Электротекс.pdf> (data obrashhenija: 11.03.2024). (In Russ.).

10. Gorjunov A. G., Livencov S. N. Cifrovoy reguljator dlja sistemy upravlenija s ispolnitel'nym mehanizmom postojannoju skorosti // Izv. TPU. 2004. Т. 307, № 6. S. 131–134. (In Russ.).

Information about the authors

Ильяс Ю. Абдулхаков – Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor of the Department of Electrotechnology and Converter Engineering, Saint Petersburg Electrotechnical University; Head of DPD (Department of Promising Developments) LLC «NIEFA-ENERGO», rd. to Metallostroy, 3, build. 2A, St. Petersburg, 196641, Russia.
E-mail: abdulhakov.iljas@yandex.ru

Karen M. Sargsyan – undergraduate student of the Department of Electrotechnology and Converter Engineering, Saint Petersburg Electrotechnical University; Junior Engineer of DPD LLC «NIEFA-ENERGO», rd. to Metallostroy, 3, build. 2A, St. Petersburg, 196641, Russia.
E-mail: k.sargsyan2@mail.ru

Artemiy V. Bulovich – master's degree student of the Department of Electrotechnology and Converter Engineering, Saint Petersburg Electrotechnical University; Junior Engineer of DPD LLC «NIEFA-ENERGO», rd. to Metallostroy, 3, build. 2A, St. Petersburg, 196641, Russia.
E-mail: mr14092000@gmail.com

Lyubov A. Soboleva – undergraduate student of the Department of Electrotechnology and Converter Engineering, Saint Petersburg Electrotechnical University; Junior Engineer of DPD LLC «NIEFA-ENERGO», rd. to Metallostroy, 3, build. 2A, St. Petersburg, 196641, Russia.
E-mail: lbasoboleva@bk.ru

Author contribution statement:

Abdulhakov I. Yu. – general supervision, conception development.

Sargsyan K. M. – numerical calculations, illustrative material preparation.

Bulovich A. V. – research methodology development, analytical calculations.

Soboleva L. A. – introduction and conclusion.

Статья поступила в редакцию 04.06.2024; принята к публикации после рецензирования 16.06.2024; опубликована онлайн 24.10.2024.

Submitted 04.06.2024; accepted 16.06.2024; published online 24.10.2024.
