УДК 629.7.064.54

В.И. Апасов, А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко

Исследование работы комбинированного понижающе-повышающего преобразователя для высоковольтной энергопреобразующей аппаратуры*

Разработана численно-аналитическая математическая модель комбинированного понижающе-повышающего преобразователя постоянного напряжения для анализа его работы в составе высоковольтной энергопреобразующей аппаратуры. Приведена схема рассматриваемого преобразователя, установлены номиналы компонентов силовой части устройства, обеспечивающие его функционирование на нагрузку не более 1 кВт. Показаны эпюры выходного напряжения в различных режимах работы, а также двухпараметрические бифуркационные диаграммы, позволяющие определить области нормальной работы устройства с минимальными пульсациями выходного напряжения, где исключено возникновение субгармонических колебаний.

Ключевые слова: комбинированный понижающе-повышающий преобразователь напряжения, математическая модель, двухпараметрическая бифуркационная диаграмма, область нормальной работы.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-1-89-94

Современные источники автономных систем электропитания строятся на основе различных схемотехнических решений, в большинстве своем – на основе DC-DC-преобразователей. Выбор структуры построения определяется требованиями конкретной разработки, а также параметрами входных источников и характером выходных потребителей. Чаще всего подобные преобразователи применяются в системах питания с мощностью до нескольких десятков киловатт. Также все более широко внедряются высоковольтные шины питания с уровнем стабильного выходного напряжения, равным 100 В. Такое увеличение питающего напряжения обусловлено требованиями уменьшения массогабаритных

показателей систем электропитания, а также снижения больших токов в проводящих цепях, что позволяет сократить тепловые потери мощности.

Рассматриваемый комбинированный понижающе-повышающий преобразователь напряжения (КППН) является одним из вариантов схемотехнического исполнения силовых устройств (рис. 1), относится к гальваносвязанным импульсным преобразователям постоянного напряжения и представляет собой последовательное соединение понижающего и повышающего преобразователей с общим накопительным дросселем [1]. В качестве входного источника выступает аккумуляторная или фотоэлектрическая батарея.

Рис. 1. Структурная схема КППН со стабилизацией выходного напряжения и ограничением тока дросселя

На рис. 1 приняты следующие обозначения: $U_{вх}$ – напряжение входного источника; $R_{вх}$ – сопротивление входного источника; $C_{вх}$, $C_{вых}$ – емкости входного и выходного фильтра соответственно; R_L – суммарное активное сопротивление обмотки дросселя и цепи; TA1 – датчик тока дросселя; L – индуктивность накопительного дросселя; R_H – сопротивление нагрузки; K1...K4 – ключевые элементы (ключи); K_{F1} ... K_{F4} – коммутационные функции соответствующих ключей K1...K4; СУ – система управления преобразователя; I_L – измеренный ток дросселя;

$U_{вых}$ – измеренное напряжение выходного напряжения; $U_{оп}$ – опорное напряжение; β – коэффициент преобразования обратной связи; a_U – коэффициент усиления сигнала ошибки.

Более подробно принцип работы устройства и способ построения системы управления рассмотрены ранее [2, 11], отметим только его важную особенность – получение выходного напряжения как выше, так и ниже по номиналу напряжения входного источника при одинаковой полярности. Благодаря этому КППН может найти широкое применение в

* Материал частично был представлен в диссертации В.И. Апасова [11].

различных системах вторичного электропитания. Наличие токовой связи позволяет обеспечить плавный запуск преобразователя в режиме повышения входного напряжения, а также исключить протекание токов большой амплитуды через ключ $K3$, что улучшает переходные процессы в устройстве [3–8].

Управление ключами осуществляется путем использования широтно-импульсного регулирования на основе двухзонного развращивающего напряжения: для понижающей (группа синхронных ключей – $K1$, $K2$) и повышающей (группа синхронных ключей – $K3$, $K4$) частей КПППН. Принцип работы системы управления, а также диаграммы ее работы подробно описаны в [9]. Ключи $K1$ – $K4$ могут переходить во включенное состояние только в начале периода коммутации.

Ранее было рассмотрено применение аналогичного преобразователя [10, 11] в низковольтных (до 30 В) системах электроснабжения и показана принципиальная возможность его использования в том случае, когда напряжение входного источника может изменяться в диапазоне от 0,5 до $1,5U_{\text{вых}}$. Дополнительно была определена экспериментальная зависимость коэффициента усиления сигнала ошибки звена обратной связи α_U от входного напряжения, тока нагрузки и емкости выходного фильтра как наиболее влияющих на характер выходного напряжения (m -циклы).

На основании полученной зависимости возможно очертить область допустимой работы КПППН в одноцикловых режимах, характеризующихся пониженными пульсациями выходного напряжения гармонической формы и обеспечивающих оптимальные энергетические характеристики. Именно поэтому необходимо провести подобное исследование применения КПППН в высоковольтных системах энергопитания (свыше 60 В), что позволит в дальнейшем расширить область его использования с учетом нелинейных динамических характеристик импульсных преобразователей.

Как сказано ранее, силовая часть КПППН представляет собой последовательное соединение понижающего и повышающего преобразователей постоянного напряжения. Расчет номиналов их компонентов ведется на основании известных методик [2, 12–15].

Исходные данные для расчета компонентов силовой части:

- изменение напряжения на входе преобразователя $U_{\text{вх}}$ от 50 В ($U_{\text{вх min}}$) до 150 В ($U_{\text{вх max}}$);
- изменение тока нагрузки $I_{\text{вых}}$ от 1 А ($I_{\text{вых min}}$) до 10 А ($I_{\text{вых max}}$);
- частота коммутации ключей f_{sw} 50 кГц;
- выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ (100,0±1,0) В.

В результате расчета получается, что для обеспечения требуемых выходных характеристик преобразователя параметры силовых элементов схемы должны быть следующими:

- индуктивность дросселя не менее $L=700$ мкГн;
- емкость входного фильтра не менее $C_{\text{вх}}=1$ мФ;

– емкость выходного фильтра не менее $C_{\text{вых}}=10$ мФ.

Коммутационная функция K_F зависит от функции обратной связи ξ , являющейся разностью сигнала ошибки и развращивающего напряжения (в данном устройстве – линейно нарастающее пилообразное). В результате напряжения коммутационных функций будут представлять собой широтно-импульсные модуляционные управляющие сигналы.

В проведенных исследованиях в качестве звена обратной связи КПППН применяется пропорционально-интегральный регулятор (с постоянной интегрирования $T_{\text{инт}}$ и граничной частотой интегрирования 2 кГц).

Математическая модель КПППН строится на основе обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка в базисе коммутационных разрывных функций $K_F(\xi)$:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(K_F(\xi))\mathbf{X} + \mathbf{B}(K_F(\xi)), \quad (1)$$

где $\mathbf{X}$ – вектор переменных состояний $\{i_L, U_{C_{\text{вх}}}, U_{C_{\text{вых}}}, U_{C_{\text{инт}}}\}$.

В свою очередь, i_L – ток в дросселе; $U_{C_{\text{вх}}}$ – напряжение на входном конденсаторе; $U_{C_{\text{вых}}}$ – напряжение на выходном конденсаторе; $U_{C_{\text{инт}}}$ – напряжение на конденсаторе пропорционально-интегрирующего звена в цепи обратной связи.

В ходе исследования рассмотрена работа КПППН на каждом тактовом интервале (I, II, III) – временной интервал, при котором ключи $K1$ – $K4$ преобразователя не изменяют свое состояние. Для этого построена схема замещения на тактовом интервале, после чего составлена система уравнений токов и напряжений в схеме и выражены основная матрица ($\mathbf{A}$) и матрица связи ($\mathbf{B}$) для трех интервалов работы (табл. 1). Более подробно с принципами получения матриц $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ схемы, а также получившимися дифференциальными уравнениями можно ознакомиться в работах [9, 11].

Анализ работы КПППН проведен, исходя из режима непрерывных токов, поскольку именно при этом режиме пульсации выходного напряжения будут минимальны. Режим прерывистых токов возможен при работе на малую нагрузку и не столь критичен, как режимы с оптимальной и максимальной нагрузками.

В соответствии с описанным функционированием КПППН в одноцикловом режиме может осуществляться по следующим алгоритмам (с учетом интервалов, представленных в табл. 1):

- режим понижения входного напряжения (интервалы: III-II-III-...);
- режим повышения входного напряжения (интервалы: II-I-II-...);
- переход между режимами понижения и повышения (интервалы: III-II-III-II-I-II-I-...);
- переход между режимами повышения и понижения (интервалы: II-I-II-III-II-III-II-...).

Возможны изменения указанных алгоритмов в связи с возникновением субгармонических колебаний, являющихся искомыми в данной работе. С учетом полученных матриц состояния, а также принципа работы устройства решение системы дифференциальных уравнений (1) представляет собой систему [11, 16]

$$\begin{cases} \mathbf{X}(t_{k2}) = e^{\mathbf{A}_I[t_{k2} - (k-1)\tau]} \mathbf{X}((k-1)\tau) - \mathbf{A}_I^{-1} \mathbf{B}_I; \\ \mathbf{X}(t_{k1}) = e^{\mathbf{A}_{II}[t_{k1} - t_{k2}]} \mathbf{X}(t_{k2}) - \mathbf{A}_{II}^{-1} \mathbf{B}_{II}; \\ \mathbf{X}(k\tau) = e^{\mathbf{A}_{III}[k\tau - t_{k1}]} \mathbf{X}(t_{k1}) - \mathbf{A}_{III}^{-1} \mathbf{B}_{III}. \end{cases} \quad (2)$$

В данной системе t_{k1} , t_{k2} – момент коммутации ключей K1, K2 и K3, K4 соответственно; τ – период тактового интервала; k – номер тактового периода.

Таблица 1

Матрицы А и В КППН						
Интервал	Матрица А				Матрица В	
$(K_{F1}=1, K_{F2}=0, K_{F3}=1, K_{F4}=0)$	$\frac{R_L}{L}$ $\frac{1}{C_{BX}}$ 0 0	$\frac{1}{L}$ $\frac{1}{C_{BX} R_{BX}}$ 0 0	0 0 $\frac{1}{C_{ВЫХ} R_{ВЫХ}}$ $\frac{1}{T_{ИНТ} \beta}$	0 0 0 $\frac{1}{T_{ИНТ}}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{ВХ}}{C_{ВХ} R_{ВХ}} \\ 0 \\ \frac{U_{ОП}}{T_{ИНТ}} \end{bmatrix}$	
$(K_{F1}=1, K_{F2}=0, K_{F3}=0, K_{F4}=1)$	$\frac{R_L}{L}$ $\frac{1}{C_{BX}}$ $\frac{1}{C_{ВЫХ}}$ 0	$\frac{1}{L}$ $\frac{1}{C_{BX} R_{BX}}$ 0 0	$\frac{1}{L}$ 0 $\frac{1}{C_{ВЫХ} R_{ВЫХ}}$ $\frac{1}{T_{ИНТ} \beta}$	0 0 0 $\frac{1}{T_{ИНТ}}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{ВХ}}{C_{ВХ} R_{ВХ}} \\ 0 \\ \frac{U_{ОП}}{T_{ИНТ}} \end{bmatrix}$	
$(K_{F1}=0, K_{F2}=1, K_{F3}=0, K_{F4}=1)$	$\frac{R_L}{L}$ 0 $\frac{1}{C_{ВЫХ}}$ 0	0 $\frac{1}{C_{BX} R_{BX}}$ 0 0	$\frac{1}{L}$ 0 $\frac{1}{C_{ВЫХ} R_{ВЫХ}}$ $\frac{1}{T_{ИНТ} \beta}$	0 0 0 $\frac{1}{T_{ИНТ}}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{ВХ}}{C_{ВХ} R_{ВХ}} \\ 0 \\ \frac{U_{ОП}}{T_{ИНТ}} \end{bmatrix}$	

На основании разработанной математической модели синтезированы алгоритмы подпрограмм определения вектора неизвестных $\mathbf{X}$ в пакете MATLAB. В работе КППН выявляются как одноцикловые режимы работы (рис. 2, а), так и m -цикловые режимы с субгармоническими колебаниями выходного напряжения (рис. 2, б).

Работа КППН в режимах с субгармоническими колебаниями приводит к повышенной загруженности емкостей выходного фильтра, что дополнительно обуславливает требования к их токовой нагрузке. Также в подобных режимах значительно ухудшаются энергетические характеристики преобразователя, которые снижаются примерно на 1–2% за счет протекания токов большей амплитуды через элементы схемы.

Расчетное значение КПД КППН в номинальном режиме составляет не менее 96%, при исполь-

зовании ключей с сопротивлением открытого канала не более 20 мОм и временами включения (отключения) не более 200 нс, а также материала сердечника дросселя на основе аморфного и нанокристаллического сплава с удельными потерями, не превышающими 5 Вт/см³.

Рис. 2. Выходное напряжение КППН при $U_{BX} = 150$ В, $I_{ВЫХ} = 1$ А, $C_{ВЫХ} = 0,05$ Ф в одноцикловом при $\alpha_U = 5$ (а) и m -цикловом при $\alpha_U = 30$ (б) режимах

Анализ поведения работы КППН возможно провести на основе бифуркационного исследования [16]. Наиболее наглядно о поведении рассматриваемого преобразователя можно судить по двухпараметрическим бифуркационным диаграммам, которые показывают состояние системы при одновременном изменении двух независимых параметров (рис. 3, 4), например, емкости выходного фильтра и коэффициента усиления сигнала ошибки напряжения обратной связи, при различных входных напряжениях и токах нагрузки с соответствующими коэффициентами пульсаций выходного напряжения (K_U). Отметим, что изменение параметров силовой части схемы, а также параметров системы управления может быть вызвано деградацией элементов под воздействием различных факторов (времени, температуры и др.).

По бифуркационным диаграммам определяются граничные значения коэффициента усиления $\alpha_{U_{ГР}}$ в зависимости от емкости выходного фильтра $C_{ВЫХ}$, при которых K_U составляет менее 5% (табл. 2) (менее 0,05 на рис. 3 и 4).

Анализ полученных диаграмм показывает, что зона аномальной работы КППН, при которой возникают субгармонические колебания выходного напряжения, четко выделена и распознаваема. В системе классифицированы следующие виды бифуркации: локальные бифуркации Андронова–Хопфа [16, 17] (на момент их возникновения в фазовом пространстве создается состояние, при котором новая

траектория сходится к траектории движения, ставшей неустойчивой) и С-бифуркации удвоения периода [16, 18] (при которых происходит расщепление исходной траектории на двухоборотную, определяющую субгармонические колебания выходного напряжения). Последний тип бифуркаций нельзя определить при помощи мультипликаторов, и зачастую их оценка может быть выполнена только на основании численного эксперимента.

Рис. 3. Двухпараметрические бифуркационные диаграммы при $U_{вх} = 50$ В и токе нагрузки 1 А (а) и 10 А (б)

Рис. 4. Двухпараметрические бифуркационные диаграммы при $U_{вх} = 150$ В и токе нагрузки 1 А (а) и 10 А (б)

Таблица 2
Граничные значения коэффициента усиления ($\alpha_{U_{гр}}$) в зависимости от емкости выходного фильтра ($C_{вых}$)

$U_{вх},$ В	$I_{вых},$ А	Значение коэффициента $\alpha_{U_{гр}}$ при $C_{вых},$ мФ				
		10	30	50	70	100
50	1	>50	>50	>50	>50	>50
	5	6	32	49	>50	>50
	10	3	15	35	>50	>50
150	1	30	>50	>50	>50	>50
	5	28	34	48	>50	>50
	10	24	26	28	>50	>50

По результатам численно-аналитического эксперимента, а также данных, полученных ранее [11], критическое значение коэффициента усиления КПППН наиболее явно зависит от напряжения входного источника, тока нагрузки, а также емкости выходного фильтра. В аналитической записи эта зависимость будет иметь следующий вид:

$$\alpha_{U_{гр}} = K_{\alpha} U_{вх} (200 C_{вых} + 0,41) \times \\ \times I_{вых} (1,37 U_{вх} C_{вых} - 27 C_{вых} - 0,1 U_{вх} + 1,85), \quad (3)$$

где K_{α} – поправочный коэффициент, определяемый экспериментально и зависящий от параметров элементов схемы, а также характера монтажа.

Таким образом, область работы КПППН находится в режимах с пульсациями выходного напряжения менее 5% при малых значениях коэффициента усиления α_U (не более 30) и емкости выходного фильтра более 50 мФ, достаточной для обеспечения мощности нагрузки не менее 1 кВт. Увеличение данной емкости позволяет расширить область допустимой работы, но при этом важно отметить рост массогабаритных показателей устройства.

Верификация результатов исследования проведена на экспериментальном силовом модуле, аналогичном по своему построению представленному ранее [11]. При практических экспериментах в работе КПППН также выявляются области как нормальной работы устройства, так и аномальной. Разница в определении границы области аномальной работы КПППН по сравнению с численно-аналитическим исследованием не превышает 10%.

Заключение

В результате проведенного исследования доказана возможность использования разработанной ранее численно-аналитической модели КПППН для анализа работы силовых преобразователей в составе высоковольтных систем электропитания с напряжением выходной шины 100 В. На основании модели возможно построение двухпараметрических бифуркационных диаграмм работы, что позволяет выявить области работы без возникновения субгармонических колебаний. Так, область допустимой работы КПППН с выходной мощностью, равной 1 кВт, находится при емкости выходного фильтра, превышающей 50 мФ, и коэффициенте усиления сигнала ошибки не более 30.

Литература

1. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению: пер. с англ. – М.: Изд дом «Додэка-XXI», 2008. – 272 с.
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
3. Hybrid buck-boost feedforward and reduced average inductor current techniques in fast line transient and high-efficiency buck-boost converter / P.-C. Huang, W.-Q. Wu, H.-H. Ho, K.-H. Chen // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, No. 3. – P. 719–730.
4. An on-chip high-speed current sensor applied in the current mode DC-DC converter / H. Wang, X. Hu, Q. Liu, G. Zhao, D. Luo // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, No. 9. – P. 4479–4484.
5. Adaptive Peak-Inductor-Current-Controlled PFM Boost Converter With a Near-Threshold Startup Voltage and High Efficiency / H.-H. Wu, C.-L. Wei, Y.-C. Hsu, R.B. Darling // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – Vol. 30, No. 4. – P. 1956–1965.
6. Yan Y. Analysis and design of average current mode control using a describing-function-based equivalent circuit model / Y. Yan, F.C. Lee, P. Mattavelli // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, No. 10. – P. 4732–4741.
7. Design of an average-current-mode noninverting buck-boost converter with reduced switching and conduction losses / C.-L. Wei, C.-H. Chen, K.-C. Wu, I.-T. Ko // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 12. – P. 4934–4943.
8. A Single-Inductor Multiple-output Auto-Buck-Boost DC-DC Converter With Autophase Allocation / Y. Zheng, M. Ho, J. Guo, K.-L. Mak, K.N. Leung // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31, No. 3. – P. 2296–2313.
9. Апасов В.И. Исследование унифицированного силового модуля на основе комбинированного преобразователя напряжения // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. акад. М.Ф. Решетнева (Вестник СибГАУ). – 2016. – Т. 17, № 4. – С. 916–922.
10. Апасов В.И. Влияние коэффициента усиления сигнала ошибки звена обратной связи на характер работы комбинированного преобразователя / В.И. Апасов, Ю.А. Шурыгин // Доклады ТУСУР. – 2016. – № 3(19). – С. 123–127.
11. Апасов В.И. Разработка и исследование комбинированного понижающе-повышающего преобразователя для системы электроснабжения автоматического космического аппарата: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2018. – 160 с.
12. Emadi A. Vehicular electric power systems / A. Emadi, M. Ehsani, J.M. Miller – Land, sea, air and space vehicles. – New York: Marcel Dekker, 2004. – 504 p.
13. A New Buck-Boost Converter with low-Voltage Stress and Reduced Conducting Components / H.-S. Son, J.-K. Kim, J.-B. Lee, S.-S. Moon, J.-H. Park, S.-H. Lee // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – Vol. 64, No. 9. – P. 7030–7038.
14. Wu F.-Y. Impact of PWM Duty Cycle Jitter on Switching-Mode Power Converter Efficiency / F.-Y. Wu, Y.-M. Chen // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 32, No. 11. – P. 8751–8762.
15. Chen J.-J. A high-efficiency positive buck-boost converter with mode-select circuit and feed-forward techniques / J.-J. Chen, P.-N. Shen, Y.-S. Hwang // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – Vol. 28, No. 9. – P. 4240–4247.
16. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиотехники, 2007. – 294 с.
17. Awrejcewicz J. Nonlinearity, bifurcation and chaos: Theory and applications / J. Awrejcewicz, P. Hagedorn. – Croatia: In TechOpen, 2012. – 355 p.
18. Dynamic Stability Analysis of Synchronverter-Dominated Microgrid Based on Bifurcation Theory / Z. Shuai, Y. Hu, Y. Peng, C. Tu, Z.J. Shen // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2017. – Vol. 64, No. 9. – P. 7467–7476.

Апасов Владимир Иванович

Вед. инженер-конструктор акционерного общества «Научно-производственный центр «Полус»
Кирова пр., 56в, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 55-46-94
Эл. почта: vovaap@mail.ru

Кобзев Анатолий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор каф.
промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУР
Вершинина ул., 74, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7 (382-2) 51-05-30
Эл. почта: akobzev@ie.tusur.ru

Михальченко Геннадий Яковлевич

Д-р. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУР
Вершинина ул., 74, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Apasov V.I., Kobzev A.V., Mikhalcenko G.Ya.

Study of the combined buck-boost DC-DC converter in the composition of high-voltage energy-converting equipment

The article is devoted to the development of a numerical-analytical mathematical model of a combined buck-boost DC-DC converter for the analysis of its work as part of high-voltage energy-converting equipment. The scheme of the considered DC-DC converter, the ratings of the components of the power part of the device, ensuring the operation of the device for a load of not more than 1 kW, are given. The output voltage diagrams in various operating modes are shown, as well as two-parameter device bifurcation diagrams, which allow determining areas of normal operation of the device, characterized by minimal output voltage ripples and excluding the occurrence of subharmonic oscillations.

Keywords: combined buck-boost DC-DC converter, mathematical model, two-parameter bifurcation diagram, area of normal operation.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-1-89-94

References

1. Mek R.A. *Impulsnye istochniki pitaniya, teoreticheskie osnovy proektirovaniya i rukovodstvo po prakticheskomu primeneniyu* [Switching power sources, theoretical design principles and practical application guidelines]. M., «Dodeka-XXI» Publ., 2008. 272 p. (in Russ.).
2. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [The transistor converting technics]. Moscow, Technosphere Publ., 2006, 632 p. (in Russ.).

3. Huang P.-C., Wu W.-Q., Ho H.-H., Chen K.-H. Hybrid buck-boost feedforward and reduced average inductor current techniques in fast line transient and high-efficiency buck-boost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no. 3, pp. 719–730.
4. Wang H., Hu X., Liu Q., Zhao G., Luo D. An on-chip high-speed current sensor applied in the current mode DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 9, pp. 4479–4484.
5. Wu H.-H., Wei C.-L., Hsu Y.-C., Darling R.B. Adaptive Peak-Inductor-Current-Controlled PFM Boost Converter With a Near-Threshold Startup Voltage and High Efficiency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no. 4, pp. 1956–1965.
6. Yan Y., Lee F.C., Mattavelli P. Analysis and design of average current mode control using a describing-function-based equivalent circuit model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 10, pp. 4732–4741.
7. Wei C.-L., Chen C.-H., Wu K.-C., Ko I.-T. Design of an average-current-mode noninverting buck-boost converter with reduced switching and conduction losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 12, pp. 4934–4943.
8. Zheng Y., Ho M., Guo J., Mak K.-L., Leung K.N. A Single-Inductor Multiple-output Auto-Buck-Boost DC-DC Converter With Autophase Allocation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 3, pp. 2296–2313.
9. Apasov V.I. Study of unified power unit based on combined voltage converter. *Vestnik SibGAU*, 2016, vol. 17, no. 4, pp. 916–922 (in Russ.).
10. Apasov V.I., Shurygin Y.A. The effect of the gain of the feedback link error signal on the operation of the combined converter. *Proceedings of TUSUR University*, 2016, vol. 19, no. 3, pp. 123–127 (in Russ.).
11. Apasov V.I. Razrabotka i issledovaniya kombinirovannogo ponigaushche-povyshayushhego preobrazovatelya dlya sistemy elektrosnabzheniya avtomaticheskogo kosmicheskogo apparata. Dissertation kand. nauk [Development and research of a combined buck-boost converter for the power supply system of an automatic spacecraft. Dissertation PhD]. Tomsk, 2018. 160 p. (in Russ.).
12. Emadi A., Ehsani M., Miller J.M. Vehicular electric power systems – Land, sea, air, and space vehicles. Marcel Dekker, New York, 2004, 504 p.
13. Son H.-S., Kim J.-K., Lee J.-B., Moon S.-S., Park J.-H., Lee S.-H. A New Buck-Boost Converter with low-Voltage Stress and Reduced Conducting Components. *Transactions on Industrial Electronics*, 2017, vol. 64, no. 9, pp. 7030–7038.
14. Wu F.-Y., Chen Y.-M. Impact of PWM Duty Cycle Jitter on Switching-Mode Power Converter Efficiency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 11, pp. 8751–8762.
15. Chen J.-J., Shen P.-N., Hwang Y.-S. A high-efficiency positive buck-boost converter with mode-select circuit and feed-forward techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 28, no. 9, pp. 4240–4247.
16. Kobzev A.V., Mihalchenko G.J., Mihalchenko S.G., Andriyanov A.I. Nelinyanaya dinamika poluprovodnikovyyh preobrazovateley [Nonlinear dynamics of semi-conductor converters]. Tomsk, Publ. Tomsk state university of control systems and radioelectronics, 2007, 224 p. (in Russ.).
17. Awrejcewicz J., Hagedorn P. Nonlinearity, bifurcation and chaos. Theory and applications. Croatia, 2012, p. 355.
18. Shuai Z., Hu Y., Peng Y., Tu C., Shen Z.J. Dynamic Stability Analysis of Synchronverter-Dominated Microgrid Based on Bifurcation Theory. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, vol. 64, no. 9, pp. 7467–7476.

Vladimir I. Apasov

Engineer-designer Stock Company
«Scientific & Industrial Centre «Polyus»
56v, Kirova pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 55-46-94
Email: vovaap@mail.ru

Anatoliy V. Kobzev

Doctor of Engineering, professor,
Department of Industrial Electronics, Tomsk State
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
74g, Vershinina st., Tomsk, Russia, 634045
Phone: +7 (382-2) 51-05-30
Email: akobzev@ie.tusur.ru

Gennadiy Ya. Mikhalcenko

Doctor of Engineering, professor,
Department of Industrial Electronics TUSUR
74g, Vershinina st., Tomsk, Russia, 634045
Phone: +7 (382-2) 41-32-32
Email: kpe-tusur@yandex.ru