

УДК 621.31

Леонид Григорьевич Зотов

НГТУ «Новосибирский государственный технический университет», доктор технических наук, профессор кафедры теоретических основ радиотехники, Россия, Новосибирск, e-mail: zotovlg@mail.ru

Иван Михайлович Большаков

НГТУ «Новосибирский государственный технический университет», магистрант кафедры электронных приборов, Россия, Новосибирск, e-mail: ivan_bolshakov_99@mail.ru

Энергоэффективный конденсаторный DC-DC преобразователь для автономной системы электроснабжения

Авторское резюме

Состояние вопроса. Главное требование, предъявляемое к автономным системам электроснабжения, – улучшенные массогабаритные и энергетические показатели. Перспективным направлением решения данной проблемы является применение преобразователей постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. Улучшение энергетических показателей преобразователя достигается за счет использования режима мягкой коммутации применяемых в них полупроводниковых элементов, обеспечивающего снижение динамических потерь мощности, и увеличения уровня напряжения первичного источника. Улучшение массогабаритных показателей преобразователя обеспечивается многотактным принципом построения, позволяющим значительно увеличить частоту преобразования до нескольких сотен килогерц благодаря кратному уменьшению установленной мощности полупроводниковых элементов; высокими удельными энергетическими показателями современных многослойных керамических конденсаторов, более чем на два порядка превышающими аналогичные показатели реакторов и трансформаторов; оптимизацией параметров полупроводниковых и реактивных элементов, способствующей дополнительному снижению массы и объема системы электроснабжения.

Материалы и методы. Анализ массогабаритных показателей повышающего преобразователя постоянного напряжения и оценка величины его КПД проведены в предположении пропорциональности массы и объема реактивных элементов преобразователя максимальной накапливаемой в них энергии и пропорциональности массы и объема полупроводниковых элементов их установленной мощности.

Результаты. Предложена и исследована схема разнополярного преобразователя постоянного напряжения на основе структур с переключаемыми конденсаторами, обладающая пространственной симметрией, обеспечивающей значительное улучшение массогабаритных показателей за счет двукратного снижения суммарной установленной мощности применяемых полупроводниковых элементов. Оценены объемные и энергетические показатели исследуемого преобразователя в составе системы электроснабжения. Предложен метод построения силовой цепи конденсаторного преобразователя с улучшенными энергетическими и массогабаритными показателями в составе автономной системы электроснабжения.

Выводы. Установлены наиболее эффективные способы улучшения массогабаритных и энергетических показателей преобразователей постоянного напряжения: улучшение массогабаритных показателей достигнуто двукратным снижением величины установленной мощности полупроводниковых элементов и оптимизацией параметров реактивных элементов; улучшение энергетических показателей достигнуто повышением уровня входного напряжения преобразователя и мягкой коммутацией его полупроводниковых элементов.

Ключевые слова: автономная система, установленная мощность полупроводниковых элементов, преобразователь постоянного напряжения, солнечные модули, структура с переключаемыми конденсаторами

Leonid Grigorievich Zotov

Novosibirsk State Technical University, Doctor of Engineering Sciences, Professor of Theoretical Foundations of Radio Engineering Department, Russia, Novosibirsk, e-mail address: zotovlg@mail.ru

Ivan Mikhailovich Bolshakov

Novosibirsk State Technical University, Master Degree Student of Electronic Devices Department, Russia, Novosibirsk, e-mail: ivan_bolshakov_99@mail.ru

Energy efficient capacitor DC-DC converter for autonomous power supply system

Abstract

Background. The main requirement for autonomous power supply systems is improved weight-size and energy parameters. A promising way to solve this problem is to use DC-DC converters based on resonant structures with switched capacitors. Improvement of energy indicators of the converter is achieved due to soft-switching mode of semiconductor

elements providing reduction of dynamic power losses and increasing the level of the primary source. Improvement of weight-size parameters of the converter is provided due to the following: multi-cycle principle of the design providing a significant increase of frequency conversion up to several hundred kHz due to multiple reduction of installed capacity of semiconductor elements; high specific energy indicators of modern multilayer ceramic capacitors, more than two orders of magnitude higher than similar indicators of reactors and transformers; optimization of parameters of semiconductor and reactive elements, which also contributes to significant reduction of weight and volume of power supply systems.

Materials and methods. The authors have conducted the analysis of weight-size parameters of the step-up DC-DC converter and the value of its efficiency under the assumption of proportionality of weight and volume of reactive converter elements to the maximum accumulated energy and proportionality of weight and volume of semiconductor elements to their installed capacity.

Results. The authors have proposed and studied the circuit of multipolar DC-DC converter based on structures with switched capacitors, which has the space symmetry. The space symmetry provides a significant improvement of weight-size parameters due to two-fold reduction of the total installed capacity of semiconductor elements. The volume and energy indicators of the converter under study as a part of power supply system have been evaluated. A method to design a power circuit of a capacitor converter with improved energy and weight-size parameters as a part of an autonomous power supply system is proposed.

Conclusions. The authors have established the most effective ways to improve the weight-size and energy indicators of DC voltage converters. The improvement of weight-size parameters is achieved due to a twofold reduction of the installed capacity of semiconductor elements and optimization of the parameters of reactive elements. Improvement of energy indicators is achieved due to increasing the input voltage level of the converter and soft switching of its semiconductor elements.

Key words: autonomous system, installed capacity of semiconductor elements, DC-DC converter, solar modules, structures with switched capacitors

DOI: 10.17588/2072-2672.2023.4.070-076

Введение. Главные требования к автономным системам электроснабжения (АСЭ) – улучшение энергетических и массогабаритных показателей.

Коэффициент полезного действия (КПД) современных преобразователей постоянного напряжения (ППН) в составе АСЭ с широтно-импульсным (ШИМ) регулированием в основном определяется динамическими потерями мощности вследствие жесткой коммутации транзисторных ключей (ТК). Поэтому перспективным направлением повышения энергоэффективности АСЭ является снижение динамических потерь мощности за счет применения режима мягкой коммутации ТК. Применение в АСЭ многотактных повышающих преобразователей постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами ППН (РСПК) обеспечивает не только повышение КПД, но и существенно снижает уровень создаваемых ею импульсных помех [1–10].

Методы исследования. Структура и принцип работы DC-DC преобразователя. Структурная схема описываемой АСЭ приведена на рис. 1.

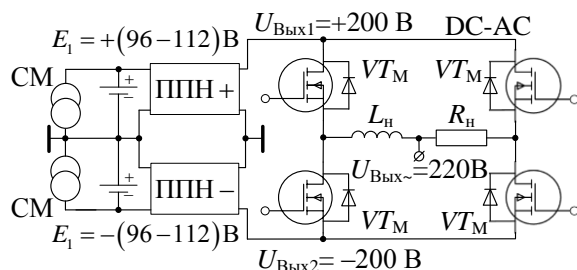


Рис. 1. Структурная схема автономной системы электроснабжения

В целях повышения КПД и упрощения силовой цепи в ней применен первичный источник, состоящий из двух групп, каждая из которых образована четырьмя соединенными последовательно солнечными модулями (СМ) RZMP 240-Т. Такое техническое решение позволяет применить разнополярную (относительно общей шины) аккумуляторную батарею (АБ) с достаточно высоким выходным напряжением $E_1 = \pm 96-112$ В.

Далее с помощью разнополярного ППН (РСПК), состоящего из блоков ППН+ и ППН–, это напряжение удваивается и подается на вход мостового однофазного инвертора с изолированной нейтралью и выходным действующим напряжением 220 В.

Разделение силовой цепи преобразователя на два блока с выходными напряжениями положительной и отрицательной полярности обеспечивает двукратное снижение величины установленной мощности применяемых в них полупроводниковых элементов. Благодаря этому достигается двукратное увеличение частоты преобразования ППН (РСПК) f_1 , обеспечивающее значительное снижение массы и объема АСЭ.

Блоки ППН+ и ППН– построены по многотактной схеме. Их силовая цепь ППН+ и ППН– состоит из $k = 5$ соединенных параллельно по входу и выходу повышающих преобразовательных модулей (ПМ) ПМ+ и ПМ– на основе РСПК. В результате достигается не только k -кратное снижение коэффициента гармоник входного и выходного токов, но и дополнительное увеличение частоты преобразования ППН (РСПК) [3]. Принципиальные схемы силовой цепи модулей ПМ+ и ПМ– представлены на рис. 2.

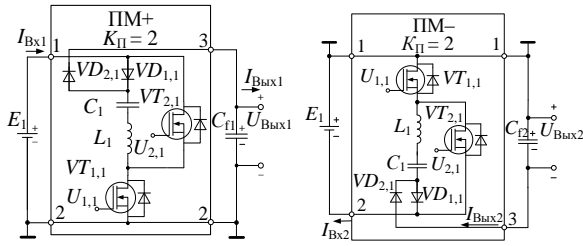


Рис. 2. Принципиальные схемы модулей ПМ+ и ПМ–

Работа ПМ основана на периодическом параллельном заряде конденсаторов C_1 от АБ с их последующим последовательным с ней разрядом на нагрузку через соответствующий разрядный ключ $VT_{2,1}$. В результате коэффициент преобразования K_{Π} ППН+ и ППН– оказывается равным двум.

На рис. 3 представлены принципиальные схемы модулей ПМ+ и ПМ– с напряжением первичного источника в диапазоне $E_1 = \pm 48-60$ В. Для достижения требуемого уровня выходного напряжения число индуктивно-конденсаторных цепочек равно $N = 3$, коэффициент преобразования равен $K_{\Pi} = 4$.

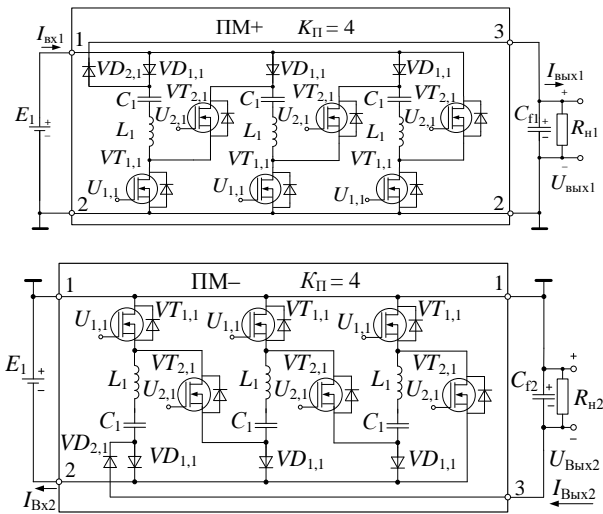


Рис. 3. Принципиальные схемы модулей ПМ+ и ПМ– при $E_1 = \pm 48-60$ В

Благодаря тому что заряд и разряд конденсатора C_1 происходят через последовательно соединенный с ним реактор L_1 , коммутация зарядных и разрядных диодов и ТК осуществляется в мягком режиме в моменты времени, когда их токи равны нулю.

Работа ПМ равномерно распределена по периоду T_{Π} частоты преобразования f_{Π} , т.е. импульсы управления ТК отдельных ПМ сдвинуты относительно друг друга на время $\Delta t = \frac{T_{\Pi}}{k} = \frac{1}{k f_{\Pi}}$.

Временные диаграммы, поясняющие работу блоков ППН+ и ППН–, приведены на рис. 4.

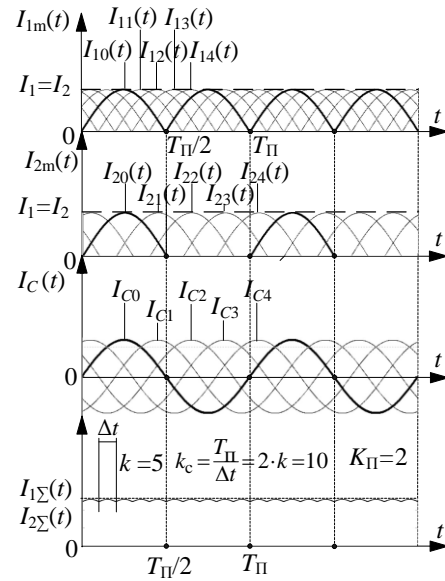


Рис. 4. Временные диаграммы токов ППН+ и ППН–

Параметры реактивных элементов силовой цепи многотактного ППН (РСПК) определяются из условия обеспечения заданной величины его максимальной выходной мощности и реализации мягкой коммутации полупроводниковых элементов с помощью следующих выражений [3]:

$$C_1 = \frac{P_V}{2(N+1) k f_{\Pi} (E_1^*)^2 \delta_{C1}}; \quad (1)$$

$$C_{r1} = C_{r2} \geq \frac{\alpha C_1}{k}; \quad L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_{\Pi}^2 C_1},$$

где $P_V = 5$ кВт – максимальная выходная мощность ППН (РСПК); $E_1^* = E_1 - E_{VD}$ – среднее значение напряжения на конденсаторах C_1 ППН (РСПК); E_{VD} – напряжение отсечки диода $VD_{1,1}$ в ППН+ и ППН–; f_{Π} – частота преобразования ПМ, равная частоте коммутации его ТК; $\delta_{C1} = \frac{\Delta U_{C1}}{E_1^*}$ – относительный коэффициент

пульсации напряжения на конденсаторах C_1 ; $\alpha = 3$ – для $k = 1$ и четных значений k , $\alpha = 1,5$ – для нечетных значений $k > 1$.

Массогабаритные показатели ППН (РСПК) дополнительно улучшаются оптимальным выбором параметров его реактивных элементов. При этом их массу и объем удобно оценить величиной максимальной суммарной накапливаемой конденсаторами и реакторами энергии $\varepsilon_{\Sigma C1}$ и $\varepsilon_{\Sigma L1}$ [3]:

$$\left(\begin{matrix} M_{\Sigma} \\ V_{\Sigma} \end{matrix} (k, \delta_C) \right) = 2 \cdot \left(\begin{matrix} k_{MC1} \\ k_{VC1} \end{matrix} \right) \varepsilon_{\Sigma C1}(k, \delta_{C1}) + 2 \cdot \left(\begin{matrix} k_{ML1} \\ k_{VL1} \end{matrix} \right) \varepsilon_{\Sigma L1}(k, \delta_{C1}), \quad (2)$$

где $k_{MC1} \left[\frac{\text{кг}}{\text{Дж}} \right]$, $k_{VC1} \left[\frac{\text{М}^3}{\text{Дж}} \right]$, $k_{ML1} \left[\frac{\text{кг}}{\text{Дж}} \right]$, $k_{VL1} \left[\frac{\text{М}^3}{\text{Дж}} \right]$ – удельные массообъемные показатели конденсаторов C_1 и реакторов L_1 .

Максимальная суммарная энергия, накапливаемая конденсаторами C_1 ППН (РСПК), определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} M_{\Sigma}(k, \delta_{C1}) \\ V_{\Sigma}(k, \delta_{C1}) \end{pmatrix} &= 2 \cdot \begin{pmatrix} k_{MC1} \\ k_{VC1} \end{pmatrix} \varepsilon_{\Sigma C1}(k, \delta_{C1}) + \\ &+ 2 \cdot \begin{pmatrix} k_{ML1} \\ k_{VL1} \end{pmatrix} \varepsilon_{\Sigma L1}(k, \delta_{C1}), \end{aligned} \quad (3)$$

где $U_{C1\max} = E_1^* + 0,5 \cdot \Delta U_{C1} = E_1^* (1 + 0,5 \delta_{C1})$ – величина максимального напряжения на конденсаторе C_1 .

Аналогично выражение для максимальной суммарной энергии, накапливаемой реакторами L_1 ППН (РСПК), имеет вид

$$\varepsilon_{\Sigma L1} = k L_1 I_{L1\max}^2 = \frac{I_H E_1^* \delta_{C1}}{4 k f_{\Pi}}, \quad (4)$$

где $I_{L1\max} = \frac{\pi}{k} \cdot I_H$ – амплитуда тока через реактор L_1 .

В результате выражение для массогабаритных показателей реактивных элементов ППН (РСПК) принимает вид

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} M_{\Sigma}(k, \delta_{C1}) \\ V_{\Sigma}(k, \delta_{C1}) \end{pmatrix} &= \left[\frac{I_H E_1^*}{k f_{\Pi}} \right] \times \\ &\times \left[\begin{pmatrix} k_{MC1} \\ k_{VC1} \end{pmatrix} \frac{(1 + 0,5 \cdot \delta_{C1})^2}{\delta_{C1}} + \begin{pmatrix} k_{ML1} \\ k_{VL1} \end{pmatrix} \frac{\delta_{C1}}{4} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

или после нормировки

$$\begin{pmatrix} \bar{M}_{\Sigma}(\delta_{C1}) \\ \bar{V}_{\Sigma}(\delta_{C1}) \end{pmatrix} = \frac{(1 + 0,5 \cdot \delta_{C1})^2}{\delta_{C1}} + \gamma_{M,V} \frac{\delta_{C1}}{4}, \quad (6)$$

где $\gamma_M = \frac{k_{ML1}}{k_{MC1}}$, $\gamma_V = \frac{k_{VL1}}{k_{VC1}}$ – относительные нормировочные коэффициенты.

Графические зависимости нормированных величин массы и объема DC-DC преобразователя $\bar{M}_{\Sigma}(\delta_{C1}), \bar{V}_{\Sigma}(\delta_{C1})$ представлены на рис. 5.

Оптимальные величины $\delta_{C1(opt)}$, доставляющие минимум функциям нормированных значений $\bar{M}_{\Sigma}(\delta_{C1}), \bar{V}_{\Sigma}(\delta_{C1})$, определяются из условия

$$\frac{\partial}{\partial \delta_{C1}} \begin{pmatrix} \bar{M}(\delta_{C1}) \\ \bar{V}(\delta_{C1}) \end{pmatrix} = \frac{0,25 \cdot \delta_{C1}^2 - 1}{\delta_{C1}^2} + 0,25 \gamma_{M,V} = 0.$$

Из этого следует, что оптимальная величина коэффициента пульсации напряжения на

конденсаторах C_1 в ППН (РСПК) определяется выражением

$$\delta_{C1(opt)}(\gamma_{M,V}) = 2 \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \gamma_{M,V}}}. \quad (7)$$

$\bar{M}(\delta_{C1}), \bar{V}(\delta_{C1})$

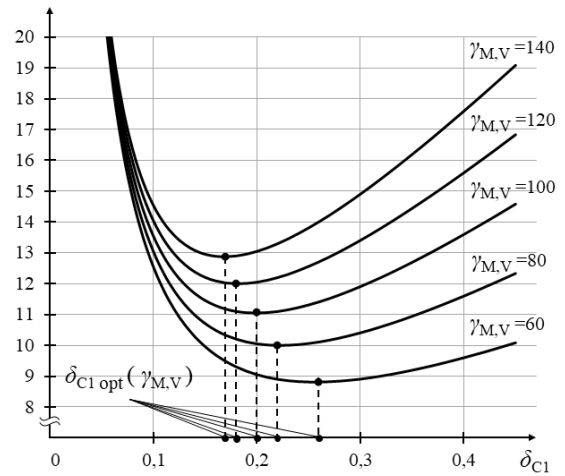


Рис. 5. Зависимости $\bar{M}_{\Sigma}(\delta_{C1}), \bar{V}_{\Sigma}(\delta_{C1})$

Результаты исследования. Цель исследования – подтверждение эффектов улучшения массогабаритных и энергетических показателей АСЭ за счет снижения величины суммарной установленной мощности применяемых полупроводниковых элементов и применения АБ с высоким выходным напряжением.

Двукратное снижение установленной мощности полупроводниковых элементов позволяет применить транзисторные ключи IPA075N15N3GXKSA1 с напряжением $U_{VT(max)} = 150$ В, максимальным током $I_{VT(max)} = 43$ А и сопротивлением сток-исток $R_{DS} = 5,9$ мОм. В однополярной схеме преобразователя применяются транзисторы FDA38N30 с напряжением $U_{VT(max)} = 300$ В, максимальным током $I_{VT(max)} = 38$ А и сопротивлением сток-исток $R_{DS} = 85$ мОм.

Максимальная частота коммутации транзисторов определяется выражением [1]

$$f_S = \frac{0,01}{t_{d(on)} + t_{d(off)}}, \quad (8)$$

где $t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$ – время включения и выключения транзистора.

Выражение (8) получено в предположении, что суммарное время ($t_{d(on)} + t_{d(off)}$) составляет 1 % от периода коммутации транзистора T_S .

Для IPA075N15N3GXKSA1 при токе 11 А $t_{d(on)} = 22$ нс, $t_{d(off)} = 50$ нс, $f_S = 139$ кГц. При этом транзистор FDA38N30 имеет $t_{d(on)} = 53$ нс, $t_{d(off)} = 118$ нс, т.е. его частота коммутации составляет $f_S = 58$ кГц. Частота коммутации транзисторного ключа IPA075N15N3GXKSA1 в 2,4 раза превышает аналогичную величину для FDA38N30, имеющего почти в 2 раза большую величину установленной мощности.

Объем IPA075N15N3GXSA1 составляет $V_{VT1} = 0,689 \text{ см}^3$, объем FDA38N30 – $V_{VT2} = 1,628 \text{ см}^3$

Напряжение отсечки примененных полупроводниковых диодов VS-150EBU02 имеет величину $E_{VD} = 0,68 \text{ В}$, а их дифференциальное сопротивление $R_D = 2,7 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$. Время обратного восстановления диодов составляет $t_{rr} = 45 \text{ нс}$, что говорит о возможности их функционирования на максимальной частоте $f_s = 200 \text{ кГц}$. Объем диода составляет $V_{VD} = 0,976 \text{ см}^3$.

В разнополярном преобразователе применены многослойные керамические конденсаторы K10-84 с максимальным напряжением $U_{C\max} = 150 \text{ В}$ и реакторы AMPLB1040 с максимальным током $I_{L\max} = 11 \text{ А}$ и удельными массо-объемными коэффициентами:

$$k_{VC1} = 2,756 \cdot 10^{-5} \left[\frac{\text{М}^3}{\text{Дж}} \right]; k_{VL1} = 2,81 \cdot 10^{-3} \left[\frac{\text{М}^3}{\text{Дж}} \right].$$

Оптимальная величина относительной пульсации на конденсаторах, согласно (7), составляет

$$\delta_{C1(opt)} = 2 \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{k_{VL1}}{k_{VC1}}}} = 0,2.$$

Согласно (1), величины параметров конденсаторов C_1 и реакторов L_1 оказываются равными соответственно:

$$C_1 = \frac{5 \cdot 10^3}{4 \cdot 5 \cdot 2 \cdot 10^5 (112 - 0,68)^2 \cdot 0,2} = 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 (2 \cdot 10^5)^2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}} = 12,66 \cdot 10^{-7} \text{ Гн};$$

$$C_{f1} = C_{f2} = \frac{1,5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{5} = 0,15 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

В однополярном преобразователе могут быть применены конденсаторы $C_1 = 0,25 \text{ мкФ}$ с максимальным напряжением $U_{C\max} = 250 \text{ В}$ и реакторы AMPLB1040 с максимальным током $I_{L\max} = 11 \text{ А}$.

Объем конденсатора и реактора в разнополярном преобразователе составляет $V_{C1} = 0,31 \text{ см}^3$ и $V_{L1} = 0,43 \text{ см}^3$ соответственно, в однополярном объеме конденсатора $V_{C1} = 0,62 \text{ см}^3$, объем реактора $V_{L1} = 0,43 \text{ см}^3$.

Суммарный объем полупроводниковых и реактивных элементов разнополярного преобразователя равен $V_{\Sigma} = 8,14 \text{ см}^3$. Для однополярной схемы суммарный объем в 2 раза больше и составляет $V_{\Sigma} = 16,82 \text{ см}^3$.

Работа DC-DC преобразователя ППН (РСПК) исследована экспериментально. Частота преобразования равна $f_1 = 200 \text{ кГц}$.

Поскольку выходное напряжение исследуемого преобразователя является разнополярным, то максимальная мощность каждого из блоков ППН+ и ППН– равна половине максимальной выходной мощности ППН (РСПК):

$$P_{V(Б)} = \frac{P_V}{2} = 2,5 \text{ кВт}. \quad (9)$$

Точное выражение для среднего значения выходного напряжения ППН+ и ППН– имеет вид

$$U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}} = \frac{E_1 (N+1) - N E_{VD11} - E_{VD21}^*}{1 + \frac{\pi^2}{4 \cdot R_H} \left[\frac{N (r_{VD11} + r_{VT11} + r_{VT21}) + r_{VD21}^*}{k_1} \right]}, \quad (10)$$

где $E_{D21}^* = E_{D11} (1 - \delta_{N,0})$, $r_{D21}^* = r_{D21} (1 - \delta_{N,0})$ – напряжение отсечки и дифференциальное сопротивление разрядных $VD_{2,1}$ диодов; $2 \cdot R_H$ – сопротивление нагрузки ППН (РСПК);

$\delta_{N,0} = \begin{cases} 1 & \text{для } N=0 \\ 0 & \text{для } N \neq 0 \end{cases}$ – символ Кронекера.

Среднее значение тока в нагрузке ППН (РСПК) равно среднему значению токов через его полупроводниковые элементы

$$I_H = \frac{P_{V(Б)}}{U_{\text{вых}}} = 11,22 \text{ А}. \quad (11)$$

Амплитуда тока через элементы силовой цепи блоков преобразователя определяется выражением

$$I_{L1\max} = 11,22 \frac{\pi}{5} = 7,05 \text{ А},$$

что соответствует его экспериментальному значению на осциллограмме рис. 6.

На рис. 7 представлена осциллограмма напряжения на отдельном конденсаторе силовой цепи преобразователя C_1 .

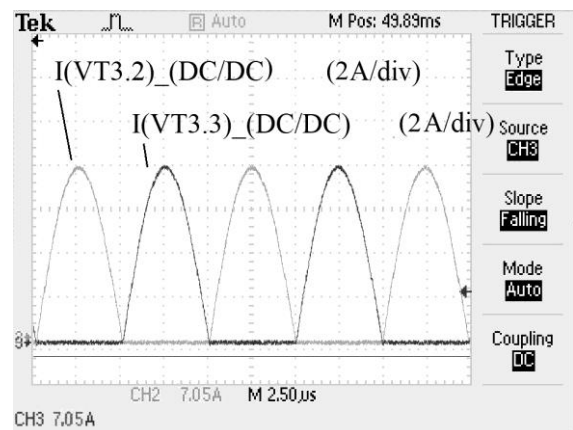


Рис. 6. Осциллограмма тока через зарядный и разрядный транзисторы

Анализ полученной осциллограммы (рис. 7) показывает, что экспериментальная величина относительного коэффициента пульсации напряжения на конденсаторах соответствует его оптимальному теоретическому значению

$$\delta_{C1(opt)} = \frac{\Delta U_{C1}}{E_1} = 0,2.$$

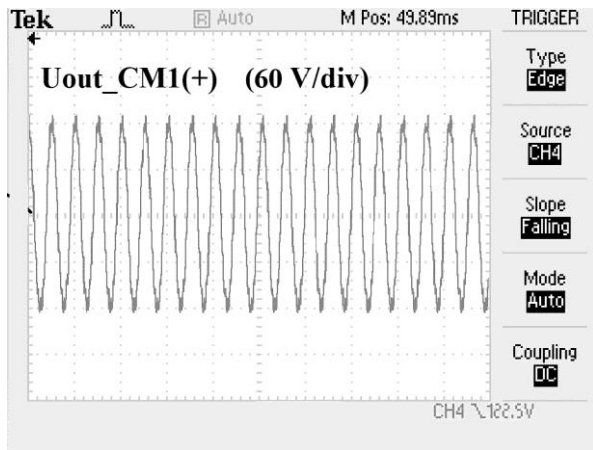


Рис. 7. Осциллограмма напряжения на конденсаторах

На рис. 8 представлена осциллограмма выходного напряжения ППН+ и ППН–.

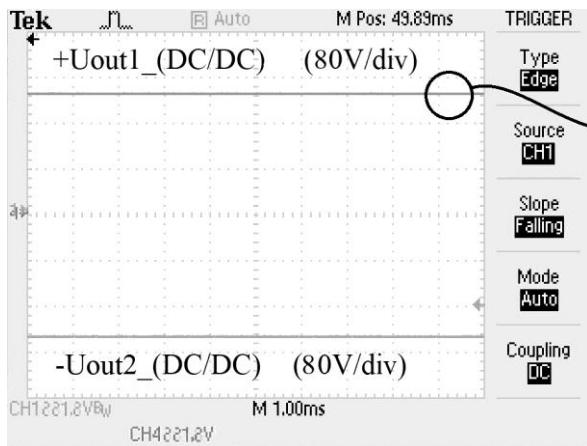


Рис. 8. Осциллограмма выходного напряжения ППН+ и ППН–

Эффект улучшения энергетических показателей при повышении уровня напряжения первичного источника E_1 иллюстрируется выражением для КПД силовой цепи преобразователя:

$$\eta = \frac{U_{\text{Вых}}}{E_1(N+1)} = \frac{K_{\text{П}}}{N+1}, \quad K_{\text{П}} = \frac{U_{\text{Вых}}}{E_1}, \quad (12)$$

где величина $U_{\text{Вых}}$ определяется выражением (10).

В схемах с напряжениями первичного источника $E_1 = 96$ В (рис. 2) и $E_1 = 48\text{--}56$ В (рис. 3) применены диоды VS-150EBU02 с $E_{\text{VD}} = 0,68$ В и дифференциальным сопротивлением $R_{\text{D}} = 2,7 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Для схемы с $E_1 = 96$ В (рис. 2) выходное напряжение и КПД соответственно равны:

$$U_{\text{Вых1}} = U_{\text{Вых2}} = 184,25 \text{ В};$$

$$\eta = \frac{U_{\text{Вых1}}}{E_1 K_{\text{П}}} = 96 \text{ \%}.$$

Для схемы с $E_1 = 48$ В (рис. 3) значения аналогичных показателей равны:

$$U_{\text{Вых1}} = U_{\text{Вых2}} = 178,56 \text{ В};$$

$$\eta = \frac{U_{\text{Вых1}}}{E_1 K_{\text{П}}} = 92,8 \text{ \%}.$$

Анализ приведенных выше результатов показывает, что улучшение энергетических и массогабаритных показателей АСЭ достигается за счет ее построения по разнополярной многотактной схеме, показанной на рис. 1.

Выводы. Предложенный метод построения многотактных АСЭ, содержащих возобновляемые источники и повышающие DC-DC преобразователи на основе РСПК, позволяет улучшить массогабаритные показатели систем электроснабжения и повысить их энергоэффективность.

Показано, что благодаря повышенному уровню напряжения АБ $E_1 = \pm 96\text{--}112$ В и мягкой коммутации полупроводниковых элементов ППН (РСПК) достигается повышение КПД АСЭ до величины $\eta = 96 \text{ \%}$.

Применение ППН (РСПК) с разнополярным выходом существенно улучшает его массогабаритные показатели за счет двукратного снижения величины установленной мощности применяемых в нем полупроводниковых элементов, обеспечивающего пропорциональное увеличение частоты преобразования.

Список литературы

1. Zotov L.G., Zinoviev G.S., Bolshakov I.M. Structural Synthesis of Capacitor DC-DC Converters // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2022. – P. 467–470. DOI: 10.1109/EDM55285.2022.9855184.
2. Folmer S., Stala R. DC-DC High Voltage Gain Switched Capacitor Converter With Multilevel Output Voltage and Zero-Voltage Switching // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 129692–129705. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3111546.
3. Zotov L.G., Bolshakov I.M. Optimum Choice of Reactive Elements Parameters for Step-up DC Voltage Capacitor Converter // 2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 2021. – P. 337–342. DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507712.
4. Roy T., Sadhu P.K. A Step-Up Multilevel Inverter Topology Using Novel Switched Capacitor Converters With Reduced Components // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2021. – Vol. 68, no. 1. – P. 236–247. DOI: 10.1109/TIE.2020.2965458.
5. Janabi A., Wang B. Switched-capacitor voltage boost converter for electric and hybrid electric vehicle drives // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 35, no. 6. – P. 5615–5624. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2949574.
6. Improved Bootstrap Methods for Powering Floating Gate Drivers of Flying Capacitor Multilevel Converters and Hybrid Switched-Capacitor Converters / Z. Ye, Y. Lei, W.-C. Liu, et al. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 35, no. 6. – P. 5965–5977. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2951116.

7. Xie H., Li R. A Novel Switched-Capacitor Converter With High Voltage Gain // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 107831–107844. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2931562.

8. **A Switched-Capacitor** DC–DC Converter With Variable Number of Voltage Gains and Fault-Tolerant Operation / R. Stala, Z. Waradzyn, A. Penczek, et al. // IEEE Trans. Ind. Electron., 2019. – Vol. 66, no. 5. – P. 3435–3445. DOI: 10.1109/TIE.2018.2851962.

9. **Nguyen M.-K., Duong T.-D., Lim Y.-C.** Switched-Capacitor-Based Dual-Switch High-Boost DC–DC Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2017. – Vol. 33, no. 5. – P. 4181–4189. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2719040.

10. **Efficiency** analysis of MOSFET-based air-choke resonant DC–DC step-up switched-capacitor voltage multipliers / Z. Waradzyn, R. Stala, A. Mondzik, et al. // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2017. – Vol. 64, no. 11. – P. 8728–8738. DOI: 10.1109/TIE.2017.2698368.

References

1. Zotov, L.G., Zinoviev, G.S., Bolshakov, I.M. Structural Synthesis of Capacitor DC-DC Converters. 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), 2022, pp. 467–470. DOI: 10.1109/EDM55285.2022.9855184.

2. Folmer, S., Stala, R. DC-DC High Voltage Gain Switched Capacitor Converter With Multilevel Output Voltage and Zero-Voltage Switching. IEEE Access, 2021, vol. 9, pp. 129692–129705. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3111546.

3. Zotov, L.G., Bolshakov, I.M. Optimum Choice of Reactive Elements Parameters for Step-up DC Voltage Capacitor Converter. 2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), 2021, pp. 337–342. DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507712.

4. Roy, T., Sadhu, P.K. A Step-Up Multilevel Inverter Topology Using Novel Switched Capacitor Converters With Reduced Components. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, vol. 68, no. 1, pp. 236–247. DOI: 10.1109/TIE.2020.2965458.

5. Janabi, A., Wang, B. Switched-capacitor voltage boost converter for electric and hybrid electric vehicle drives. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, vol. 35, no. 6, pp. 5615–5624. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2949574.

6. Ye, Z., Lei, Y., Liu, W.-C., Shenoy, P.S., Pilawa-Podgurski, R. Improved Bootstrap Methods for Powering Floating Gate Drivers of Flying Capacitor Multilevel Converters and Hybrid Switched-Capacitor Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, vol. 35, no. 6, pp. 5965–5977. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2951116.

7. Xie, H., Li, R. A Novel Switched-Capacitor Converter With High Voltage Gain. IEEE Access, 2019, vol. 7, pp. 107831–107844. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2931562.

8. Stala, R., Waradzyn, Z., Penczek A., Mondzik, A., Skala, A. A Switched-Capacitor DC–DC Converter With Variable Number of Voltage Gains and Fault-Tolerant Operation. IEEE Trans. Ind. Electron., 2019, vol. 66, no. 5, pp. 3435–3445. DOI: 10.1109/TIE.2018.2851962.

9. Nguyen, M.-K., Duong, T.-D., Lim, Y.-C. Switched-Capacitor-Based Dual-Switch High-Boost DC–DC Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, vol. 33, no. 5, pp. 4181–4189. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2719040.

10. Waradzyn, Z., Stala, R., Mondzik, A., Penczek, A., Skala, A., Pirog, S. Efficiency analysis of MOSFET-based air-choke resonant DC–DC step-up switched-capacitor voltage multipliers. IEEE Trans. Ind. Electron., 2017, vol. 64, no. 11, pp. 8728–8738. DOI: 10.1109/TIE.2017.2698368.