

ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ С ДОЗИРОВАННЫМ ОТБОРОМ И ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ

И.В. Волков^{1*}, чл.-корр. НАН Украины, **С.В. Подольный^{2**}**, канд.техн.наук

¹ Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,

e-mail: ig.volkov@ukr.net

² Sentinel Power Quality FZE, UAE.

Описан новый импульсный резонансный преобразователь напряжения понижающего/повышающего типа с дозированным отбором энергии из сети постоянного (выпрямленного) тока и дозированной ее передачей в нагрузку. Исследованы электромагнитные процессы во входном и выходном контурах преобразователя с учетом потерь энергии в его транзисторах, диодах и электромагнитных элементах. Найдены зависимости между параметрами, при которых обеспечивается его работоспособность с минимальными статическими и динамическими потерями. Предложена методика его расчета, ориентированная на достижение максимального КПД. Библ. 5, рис. 7.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, конвертор, вторичное электропитание.

Введение. Импульсные транзисторные преобразователи постоянного напряжения (DC/DC преобразователи, конверторы) являются в настоящее время одними из наиболее распространенных узлов систем вторичного электропитания. Многочисленные схемы преобразователей такого типа хорошо изучены и описаны в научно-технической литературе [1, 2]. Тем не менее, возрастающие требования к массогабаритным, энергетическим, надежностным и другим технико-экономическим показателям устройств силовой электроники, обновление элементной базы, развитие цифровых систем управления и расширение областей применения стимулируют совершенствование схемотехники и методов расчета преобразователей постоянного напряжения [3, 4].

Ниже излагаются результаты исследования разработанного в ИЭД НАН Украины [5] нового импульсного резонансного преобразователя напряжения понижающего/повышающего типа с дозированным отбором и передачей энергии из сети постоянного (выпрямленного) тока в нагрузку. Особенностью преобразователя является его повышенная надежность, обусловленная разделением во времени процессов накопления энергии в дозирующем конденсаторе и передачей ее в нагрузку.

Целью работы является нахождение точного аналитического описания переходных и установившихся электромагнитных процессов в преобразователе и его использование для определения зависимостей между параметрами, при которых осуществляется цикл работы транзисторных ключей, обеспечивающий дозированный отбор и передачу энергии при минимальных потерях в его силовых элементах.

Схема силовой части устройства показана на рис. 1. Она содержит выпрямитель (однофазный или трехфазный) с фильтровым конденсатором C_{in} , являющимся входным для анализируемой ниже схемы; изолирующий трансформатор с коэффициентом трансформации n (обязательный для мощных конверторов) с транзисторным ключом $T1$ в первичной обмотке; дозирующий конденсатор C_0 , резонансно заряжаемый через дроссель L_{13} и диод D_0 ; (C_0, L_{13}, D_0 образуют

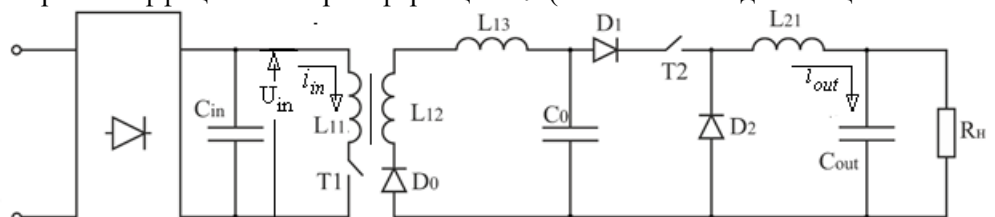


Рис. 1

© Волков И.В., Подольный С.В., 2020

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-0696-0382>, ** <https://orcid.org/0000-0001-8111-0858>

первый – зарядный – контур); выходной конденсатор C_{out} , резонансно заряжаемый через дроссель L_{21} , подключенный параллельно нагрузке R_n (C_0 , L_{21} , C_{out} образуют второй – зарядный для C_{out} и разрядный для C_0 – контур) и узел из двух диодов D_1 , D_2 и транзисторного ключа $T2$, роль которых будет ясна из дальнейшего.

При анализе работы схемы будем исходить из допущения, что ток намагничивания трансформатора пренебрежимо мал, а индуктивности рассеяния его первичной и вторичной обмоток L_{11} , L_{12} совместно с дополнительной индуктивностью L_{13} образуют эквивалентную индуктивность первого (зарядного) контура $L_0 = L_{11} + n^2(L_{12} + L_{13})$, включенную последовательно с дозирующим конденсатором емкостью C_0 . На первом этапе рассмотрения резистивными потерями в элементах схемы пренебрегаем. В случае, когда резонансные частоты зарядного и разрядного контуров конденсатора C_0 одинаковы, должно соблюдаться равенство $L_0 = L_{21}$, поскольку $C_{out} \gg C_0$.

Первый этап цикла начинается с включения $T1$ и заряда дозирующего конденсатора до напряжения, приблизительно равного удвоенному напряжению вторичной обмотки трансформатора за время, равное полупериоду $T/2$ резонансной частоты $f_r = 1/T$ первого контура.

При нулевом начальном напряжении конденсатора C_0 ток через L_{11} [6] $i_{L_{11}} = i_{in} = (\tilde{U}_0 / Z) \sin \omega t$, где $\omega = 1/f_r$, \tilde{U}_0 – приведенное к первичной обмотке максимальное напряжение на C_0 , а Z – волновое сопротивление первого контура.

В момент $t_1 = T/2$ заряд прекращается, и диод D_0 предотвращает разряд C_0 в обратном направлении (на вход). Таким образом, имеем

$$\begin{aligned} T &= 1/f_r = 2\pi\sqrt{L_0 C_0}, & C_0 &= W_{C_0} (2n^2 U_{in}^2)^{-1}, \\ L_0 &= (4\pi^2 f_r^2 C_0)^{-1}, & u_{C_0}(T/2) &= 2n U_{in}, \end{aligned} \quad (1)$$

где U_{in} – входное (выпрямленное) напряжение; W_{C_0} – энергия, накопленная в дозирующем конденсаторе за полупериод резонансной частоты входного контура. Эта энергия должна быть передана во второй контур за оставшееся время τ цикла ΔT . С другой стороны, за это же время в нагрузку должна быть передана энергия

$$W_{out} = W_{C_0} = P_{av} \tau = I_m U_m \tau, \quad (2)$$

где W_{out} – энергия, необходимая для обеспечения средней мощности нагрузки P_{av} ; I_m , U_m – ток и напряжение нагрузки в предположении малого их изменения за малое время τ . Соотношений (1) и (2) достаточно для выбора параметров системы при заданных тактовой частоте импульсов $1/\Delta T$ и резонансной частоте, а также мощности нагрузки P_{av} . Определение значения τ будет видно из дальнейшего. Временные диаграммы работы схемы показаны на рис. 2, где верхние два графика соответствуют сигналам управления ключами, а t_d – времени задержки включения второго ключа.

Второй этап цикла начинается с включения транзисторного ключа $T2$ и разряда конденсатора C_0 . Поскольку $1/\omega C_{out} \ll R_n$, эквивалентную схему второго этапа можно представить в виде, роказанном на рис. 3, ибо практически весь ток разряда C_0 будет проходить через C_{out} , а нагрузка, подключенная к зажимам 1-2 (непоказанная на рисунке), затем будет отбирать энергию этого конденсатора в последующий промежуток времени τ_{C_0} .

Ток через выходной дроссель L_{21} характеризуется двумя интервалами. На первом интервале этот ток $i_{L_{21}}$ имеет ту же частоту ω , что и $i_{L_{21}}$, а длительность интервала τ_{C_0} зависит от разности напряжений U_0 соответственно на конденсаторах C_0 и C_{out} в начале этого интервала

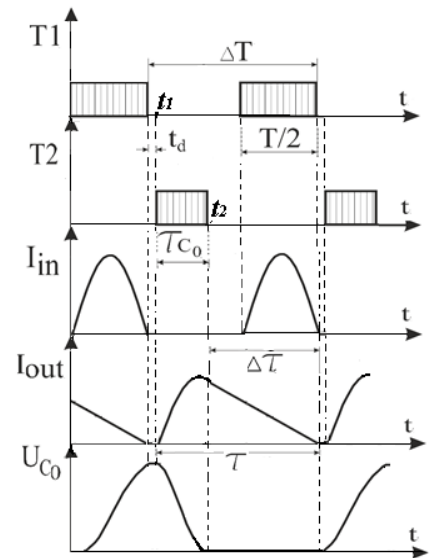


Рис. 2

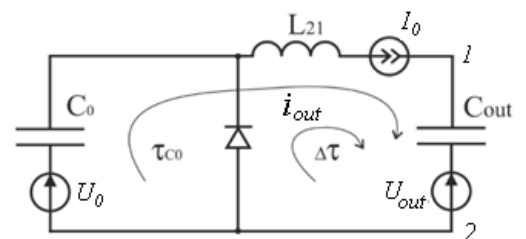


Рис. 3

$$I_{L_{21}} = i_{out} = (U_0 - U_{out})Z^{-1} \sin \omega t. \quad (3)$$

Напряжение на C_0 до момента прекращения его разряда и начала разряда накопленной индуктивностью магнитной энергии через диод D_2 $u_{C_0}(t) = U_{out} + \alpha_C (U_0 - U_{out})(1 - \cos \omega t)$, где $\alpha_C = C_0 / (C_0 + C_{out})$.

С момента t_2 частота тока второго контура меняется на $\tilde{\omega} = (\sqrt{L_{21}C_{out}})^{-1}$, а $i_{out} = i_{L_{max}} \sin(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi})$, где $I_{L_{max}} = i_{L_{21}}(t_2)$ берется из уравнения (3), а $\tilde{\varphi} = \pi / 2 + a \sin(\tilde{Z}I_0(I_0^2\tilde{Z}^2 + U_{out}^2)^{-1/2})$.

Здесь $\tilde{\varphi}$ – фаза тока из уравнения $i_{out} = I_0 \sin(\omega t + \tilde{\varphi})$, являющегося решением дифференциального уравнения второго контура с ненулевым начальным током I_0 . При отсутствии источников напряжения $\tilde{\varphi} = \pi / 2$, в противном случае угол находится в диапазоне $[\pi/2 \dots \pi]$.

Время τ_{C_0} , через которое происходит переключение на второй интервал

$$\tau_{C_0} = \omega^{-1} a \cos[1 - U_0(U_0 - U_{out})^{-1}],$$

суммарное время протекания тока τ

$$\tau = \tau_{C_0} + \Delta\tau = \omega^{-1} a \cos[1 - U_0(U_0 - U_{out})^{-1}] + \tilde{\omega}^{-1} a \sin[\tilde{Z}I_0(I_0^2\tilde{Z}^2 + U_{out}^2)^{-1/2}],$$

где $\Delta\tau = \tilde{\omega}^{-1} a \sin[\tilde{Z}I_0(I_0^2\tilde{Z}^2 + U_{out}^2)^{-1/2}]$ – время разряда выходной индуктивности в «большой» конденсатор.

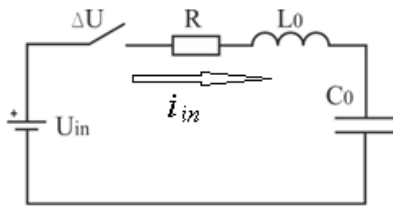


Рис. 4

Входной контур с потерями. Запишем уравнение для тока входного контура в операторной форме (Лапласа) с учетом резистивных потерь в дросселе и проводниках и статических потерь в полупроводниковых элементах (учет потерь в трансформаторе требует особого рассмотрения). На эквивалентной схеме (рис. 4) их символизируют соответственно резистор R и элемент с независимым от тока (таково принятое допущение) падением напряжения ΔU

$$i_{in}(p) = \frac{U_{in}/p - U_0/p - \Delta U/p}{1/pC_0 + pL_0 + R} = \frac{\Sigma U}{L_0} \cdot \frac{1}{p^2 + 2\delta p + \omega_0^2}, \quad (4)$$

где $\delta = R / 2L_0$, $\omega_0^2 = 1 / L_0C_0$, $\Sigma U = U_{in} - U_0 - \Delta U$.

Корни характеристического уравнения $p^2 + 2\delta p + \omega_0^2 = 0$, при которых существует резонанс [6]

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = \delta \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \quad (5)$$

Следовательно, круговая частота системы с потерями

$$\tilde{\omega} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \quad (6)$$

Применив обратное преобразование Лапласа к (6), находим входной ток

$$i_{in}(t) = \frac{\Sigma U}{2L_0} \cdot \frac{1}{p_1 + \delta} e^{p_1 t} + \frac{\Sigma U}{2L_0} \cdot \frac{1}{p_2 + \delta} e^{p_2 t}. \quad (7)$$

Это выражение преобразуется к виду

$$i_{in}(t) = \frac{\Sigma U}{2L_0} \left[\frac{1}{j\tilde{\omega}} e^{(-\delta + j\tilde{\omega})t} - \frac{1}{j\tilde{\omega}} e^{(-\delta - j\tilde{\omega})t} \right] = \frac{\Sigma U}{L_0\tilde{\omega}} e^{-\delta t} \sin \tilde{\omega} t. \quad (8)$$

Волновое сопротивление контура с учетом потерь

$$\tilde{Z} = L_0\tilde{\omega} = \sqrt{(1/L_0C_0 - R^2/4L_0^2)L_0^2} = \sqrt{Z_0^2 - R^2/4}, \quad (9)$$

где $Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$ – волновое сопротивление контура без потерь.

При наличии активных потерь $i_{in}(t)$ становится несимметричным относительно момента времени, при котором $\tilde{\omega} = \pi / 2$ из-за присутствия множителя $e^{-\delta t}$

$$i_{in}(t) = \frac{\Sigma U}{\tilde{Z}} e^{-\delta t} \sin \tilde{\omega} t = \tilde{I}_m e^{-\delta t} \sin \tilde{\omega} t. \quad (10)$$

Напряжение на конденсаторе C_0 изменяется по закону

$$u_{C_0}(t) = \frac{1}{C_0} \int i(t) dt = \frac{I_m}{C_0(\delta^2 + \tilde{\omega}^2)} [\tilde{\omega} - e^{-\delta t} (\delta \sin \tilde{\omega} t + \tilde{\omega} \cos \tilde{\omega} t)]. \quad (11)$$

В момент $t = \tau = \pi / \omega$ перехода тока через ноль напряжение на C_0

$$u_{C_0}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = \frac{I_m \tilde{\omega}}{C_0(\delta^2 + \tilde{\omega}^2)} (1 + e^{-\delta \pi / \omega}). \quad (12)$$

Суммарные потери энергии W_Σ на резистивных компонентах W_R и полупроводниках $W_{\Delta U}$ найдем следующим образом. Резистивные потери за время от 0 до момента перехода тока через ноль

$$W_R = \int_0^\tau i_{in}^2(t) R dt = \int_0^\tau (\tilde{I}_m e^{-\delta t} \sin \tilde{\omega} t)^2 R dt = \frac{\tilde{I}_m^2 R}{4} \cdot \frac{\tilde{\omega} (1 - e^{-2\delta \pi / \omega})}{(\delta^2 + \tilde{\omega}^2)}. \quad (13)$$

За это же время потери в полупроводниках составили

$$W_{\Delta U} = \int_0^\tau i_{in}(t) \Delta U dt = \tilde{I}_m \Delta U \frac{e^{-\delta t}}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} (\tilde{\omega} \cos \tilde{\omega} t - \sin \tilde{\omega} t) \Big|_0^\tau = \frac{\tilde{I}_m \Delta U \tilde{\omega}}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} (1 - e^{-\delta \pi / \omega}).$$

Если же переключение происходит при некотором $t = t_{end} < \pi / \omega$, то аналогично интегрируя, получаем следующее выражение для потерь в полупроводниках:

$$W_{\Delta U} = \frac{\tilde{I}_m \Delta U}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} [e^{-\delta t_{end}} (-\tilde{\omega} \cos \tilde{\omega} t_{end} - \delta \sin \tilde{\omega} t_{end}) + \tilde{\omega}]. \quad (14)$$

Аналогично, за то же время t_{end} резистивные потери таковы

$$W_R = \frac{\tilde{I}_m^2 R}{4} \left[\frac{1}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} (\delta e^{-2\delta t_{end}} \cos 2\tilde{\omega} t_{end} - \tilde{\omega} e^{-2\delta t_{end}} \sin 2\tilde{\omega} t_{end} - \delta) - \frac{1}{\delta} (e^{-2\delta t_{end}} - 1) \right]. \quad (15)$$

Энергия, запасенная в «малом» конденсаторе C_0 за время $\tau = \pi / \tilde{\omega}$

$$W_{out} = C_0 \frac{u_{C_0}^2(\pi / \tilde{\omega})}{2} = \frac{1}{2C_0} \left[\frac{\tilde{I}_m \tilde{\omega}}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} (1 + e^{-\delta \pi / \omega}) \right]^2. \quad (16)$$

За то же время энергия, отобранная от входа,

$$W = W_{out} + W_R + W_{\Delta U} = U_{in} \int_0^\tau i_{in}(t) dt = \frac{\tilde{I}_m U_{in} \tilde{\omega}}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} (1 + e^{-\delta \pi / \omega}). \quad (17)$$

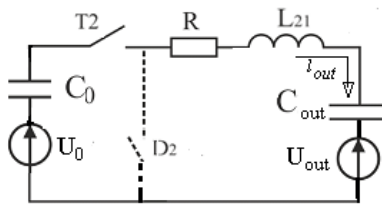


Рис. 5

выходного тока

$$i_{out}(p) = \frac{-U_{out} / p - \Delta U_1 / p + L_0 I_0}{1 / p C_{out} + p L_0 + R} = \frac{\Sigma U + p L_0 I_0}{L_0 p^2 + R p + 1 / C_{out}}. \quad (18)$$

Выходной контур с потерями. Как и в случае контура без потерь, выходной контур с потерями характеризуется двумя интервалами работы. На первом интервале потери описываются аналогично вышеприведенному уравнению (15) при условии $t = t_{end} < \pi / \tilde{\omega}$. Второй интервал характеризуется наличием ненулевого начального тока I_0 в индуктивности L_0 , потери в транзисторном ключе T_2 и диоде D_1 отсутствуют, зато появляются в шунтирующем диоде D_2 (пунктир на рис. 5). Запишем уравнения Лапласа для второго интервала

Это уравнение имеет такую же структуру, как и уравнение (4), и подобное решение во временной области

$$i_{out}(p) = \frac{1}{2L_0} \left(\frac{\Sigma U + p_1 L_0 I_0}{p_1 + \delta} e^{p_1 t} + \frac{\Sigma U + p_2 L_0 I_0}{p_2 + \delta} e^{p_2 t} \right),$$

которое после ряда преобразований можно привести к виду

$$i_{out}(t) = \frac{1}{2jL_0\tilde{\omega}} B(t), \quad (19)$$

$$\text{где } B(t) = \left[\Sigma U + (-\delta + j\sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2}) L_0 I_0 \right] e^{(-\delta + j\sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2})t} - \dots - \left[\Sigma U + (-\delta - j\sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2}) L_0 I_0 \right] e^{(-\delta - j\sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2})t}. \quad (20)$$

Выражения в квадратных скобках можно представить векторами на комплексной плоскости

$$V_r = \Sigma U + (-\delta + j\sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2}) L_0 I_0 = |V_r| e^{j\Theta},$$

$$\bar{V}_r = \Sigma U + (-\delta - j\sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2}) L_0 I_0 = |V_r| e^{-j\Theta},$$

$$\text{где } |V_r| = \sqrt{(\Sigma U - L_0 I_0 \delta)^2 + (\omega_0^2 - \delta_0^2) L_0^2 I_0^2} = \sqrt{(\Sigma U)^2 - 2\Sigma U L_0 I_0 + \omega_0^2 L_0^2 I_0^2}, \quad \Theta = a \tan \left(\frac{L_0 I_0 \sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2}}{\Sigma U - L_0 I_0 \delta} \right).$$

Поскольку процесс происходит в промежутке $\pi/2 \leq \tilde{\omega}t \leq \pi$, необходимо внести поправку

$$\Theta = \frac{\pi}{2} + a \tan \left(\frac{L_0 I_0 \sqrt{\omega_0^2 - \delta_0^2}}{\Sigma U - L_0 I_0 \delta} \right).$$

$$B(t) \text{ можно записать также в виде } B(t) = |V_r| e^{-\delta t} (e^{j\Theta} e^{j\tilde{\omega}t} - e^{-j\Theta} e^{-j\tilde{\omega}t}) = |V_r| e^{-\delta t} 2j \sin(\tilde{\omega}t + \Theta).$$

Тогда выходной ток с учетом вышеуказанных преобразований и уравнения (19) можно представить так

$$i_{out}(t) = \frac{1}{L_0 \tilde{\omega}} |V_r| e^{-\delta t} \sin(\tilde{\omega}t + \Theta) = \tilde{I}_m e^{-\delta t} \sin(\tilde{\omega}t + \Theta), \quad (21)$$

а волновое сопротивление равно

$$\tilde{Z} = L_0 \tilde{\omega} = \sqrt{L_0 / C_{out} - R^2 / 4} = \sqrt{Z_0^2 - R^2 / 4}; \quad Z_0 = \sqrt{L_0 / C_{out}}.$$

Момент перехода тока через ноль или граница между двумя интервалами во временной области

$$\tilde{\omega}t_{off} + \Theta = \pi \rightarrow t_{off} = (\pi/2 + \Theta)\tilde{\omega}^{-1}. \quad (22)$$

Найдем потери на полупроводниках на втором интервале путем смещения момента начала интегрирования $t_{on} = 0$ к фазе Θ , воспользовавшись выражениями (21) и (22),

$$W_{\Delta U} = \int_0^{t_{off}} i_{out}(t) \Delta U dt = \frac{\tilde{I}_m \Delta U}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} \left[\tilde{\omega} (\cos \Theta + e^{-\delta t_{off}}) + \delta \sin \Theta \right]. \quad (23)$$

Аналогично находятся и резистивные потери энергии W_R

$$W_R = \int_0^{t_{off}} i_{out}^2(t) R dt = \int_0^{t_{off}} (\tilde{I}_m e^{-\delta t} \sin \tilde{\omega}t)^2 R dt =$$

$$= \tilde{I}_m^2 R \left[\frac{1}{4(\delta^2 + \tilde{\omega}^2)} \left(\delta e^{-2\delta \frac{\pi - \Theta}{\tilde{\omega}}} - \delta \cos 2\Theta + \tilde{\omega} \sin 2\Theta \right) + \frac{1}{4\delta} \left(1 - e^{-2\delta \frac{\pi - \Theta}{\tilde{\omega}}} \right) \right]. \quad (24)$$

Таким образом, уравнения (19), (20), (23), (24) представляют собой систему уравнений, позволяющую определить суммарные потери энергии как в первом, так и во втором контуре преобразователя за все интервалы цикла его работы. Эта система является достаточной для проектирования устройства с заданной величиной КПД. Поскольку значения КПД однозначно зависят от двух вели-

чин – резистивных потерь в дросселях и потерь в полупроводниковых элементах – нижний допустимый предел КПД предопределяет пару значений ΔU и Q на 3D-графике этих зависимостей.

На рис. 6 и 7 показаны такие поверхности 1, построенные по уравнениям (16), (17), (23), (24), где плоскость 2 задает нижний предел допустимого значения КПД для преобразователя с параметрами: входное напряжение – $U_m=515$ В; номинальная мощность нагрузки – $P_n=10$ кВт; резонансная частота обоих контуров – $f_r=50$ кГц; номинальное напряжение на нагрузке – $U_{out}=100$ В (рис. 6) и $U_{out}=200$ В (рис. 7); коэффициент трансформации трансформатора – $n=w_2/w_1=1/3$; добротность дросселей – $Q \geq 100$; диапазон падений напряжения на полупроводниках – 1...2 В. Рассчитанные по приведенным выше формулам необходимые параметры преобразователя

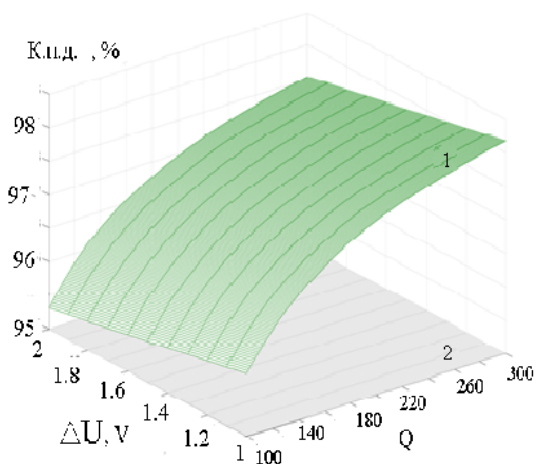


Рис. 6

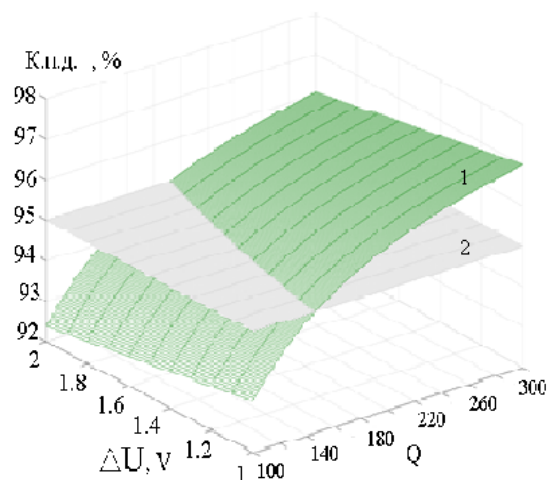


Рис. 7

таковы: $L_0 = L_{21} = 2,95$ мкГ; $C_0=3,4$ мкФ, $C_{out}=8000$ мкФ.

Можно показать, что такого вида графики инвариантны к величине мощности нагрузки, но необходимые параметры дросселей, конденсаторов и сопротивления нагрузки, естественно, от них зависят и могут быть вычислены с использованием приведенных выше уравнений. Существенное влияние на КПД оказывает величина выходного стабилизированного напряжения. Например, при одном и том же $\Delta U = 1,5$ В при $Q = 100$ КПД = 92%, а при вдвое большем $Q = 200$ КПД увеличивается до 96%, т.е. до уровня лучших современных образцов [4]. Имея набор таких графиков для разных номинальных значений выходного стабилизированного напряжения и задаваясь нижним допустимым пределом КПД, легко определить ту пару значений ΔU и Q , которую необходимо обеспечить при выборе полупроводниковых и электромагнитных элементов проектируемого преобразователя.

Заключение.

Полученное точное аналитическое описание электромагнитных процессов в преобразователе позволяет определить зависимости между параметрами, при которых осуществляется цикл работы транзисторных ключей, обеспечивающий дозированный отбор и передачу энергии при минимальных потерях в его силовых элементах.

Отличительной особенностью такого преобразователя является повышенная надежность за счет разделения во времени процессов накопления энергии в дозирующем конденсаторе и передачей ее в нагрузку: короткое замыкание в выходном контуре практически мгновенно блокируется прекращением поступления энергии из сети в дозирующий конденсатор.

КПД рассмотренного преобразователя достаточно высок (95–98%), чтобы конкурировать с преобразователями аналогичного функционального назначения [4].

Приведенные соотношения, связывающие токи, напряжения и параметры элементов преобразователя, достаточны для проектирования преобразователей как понижающего, так и повышающего типов с заданной величиной КПД.

Изложенные в статье результаты получены при выполнении бюджетной НИР «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення електротехнологічних комплексів (шифр СИГМА - Ш4)».

1. Севернс Р, Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. 296 с.
2. Rashid M.H. Power Electronics. N.Y.: Academic Press, 2002. 895 p.
3. Asadi F., Eguichi K. Dynamics and Control of DC/DC Converters. N.Y.: M.C.Publishers, 2018. 230 p.
4. <https://vdmairs.ua/dc-dc-preobrazovatel-s-kpd-do-97/> (accessed 15.06.2019)
5. Volkov I.V., Podolny S.V. Controllable resonant type converter development for capacitor charging loads. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 11-18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.011>
6. Демирчян К., Нейман Л. Теоретические основы электротехники. Т.2. СПб.: Питер, 2006. 576 с.

УДК 621.314

ІМПУЛЬСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ З ДОЗОВАНИМ ВІДБИРАННЯМ ТА ПЕРЕДАВАННЯ ЕНЕРГІЇ

I.V. Volkov¹, чл.-кор. НАН України, **С.В. Подольний²**, канд.техн.наук

¹Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: ig.volkov@ukr.net

²Sentinel Power Quality FZE, UAE.

Описано новий резонансний перетворювач напруги понижувального/підвищувального типу з дозованим відбиранням енергії з мережі постійного (випрямленого) струму і дозованим її передаванням у навантаження. Досліджено електромагнітні процеси у вхідному і вихідному контурах перетворювача з урахуванням втрат енергії в його транзисторах, діодах і електромагнітних елементах. Знайдено залежності між його параметрами, за яких забезпечується його працеспроможність із мінімальними статичними і динамічними втратами. Запропоновано методику його розрахунку, орієнтовану на досягнення максимального ККД. Бібл. 5, рис. 7.

Ключові слова: резонансний перетворювач, конвертор, вторинне електроживлення.

DC/DC CONVERTER WITH METERED ENERGY EXTRACTION AND TRANSMISSION

I.V. Volkov¹, **S.V. Podolny²**

¹Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: ig.volkov@ukr.net

²Sentinel Power Quality FZE, UAE.

Described is a new resonant voltage converter of buck/boost type with metered extraction of energy from the direct (rectified) current network and its metered transfer to the load. Electromagnetic processes in the input and output circuits of the converter are investigated taking into account the energy losses in its transistors, diodes and electromagnetic elements. Dependences between its parameters are found, at which its working capacity is ensured with minimal static and dynamic losses. The method of its calculation, aimed at achieving the maximum efficiency, is proposed. References 5, figures 7.

Key words: resonant converter, power transmitter, secondary power supply.

1. Severns R.S., Blum G. Pulse DC voltage converters for secondary power supply. Moskva: Energoatomizdat, 1988. 296 p. (Rus)
2. Rashid M.H. Power Electronics. N.Y.: Academic Press, 2002. 895 p.
3. Asadi F., Eguichi K. Dynamics and Control of DC/DC Converters. N.Y.: M.C.Publishers, 2018. 230 p.
4. <https://vdmairs.ua/dc-dc-preobrazovatel-s-kpd-do-97/> (accessed 15.06.2019)
5. Volkov I.V., Podolny S.V. Controllable resonant type converter development for capacitor charging loads. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 6. Pp. 11-18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.011>
6. Demirchian K., Neiman L. Theoretical basis of electrotechnic. Vol. 2. Sankt-Peterburg: Piter, 2006. 576 p. (Rus)

Надійшла 18.07.2019

Остаточний варіант 19.11.2019