

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.57.042>

СПОСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ККД І ПОКРАЩЕННЯ ОСНОВНИХ ХАРАКТЕРИСТИК DC/DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІЗ ПОЗДОВЖНІМ КЛЮЧЕМ

І.В. Волков*, чл.-кор. НАН України, **В.В. Голубєв****, канд. техн. наук,**В.І. Зозульов*****, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: dep8ied@ied.org.ua

Представлено результати дослідження трьох нових варіантів імпульсних перетворювачів постійної напруги (ППН) з поздовжнім транзисторним ключем. Встановлено, що створення умов, за яких немає різкого обриву вхідного струму ППН, призводить до плавної зміни напруги на його ключі та до мінімізації діапазону зміни цієї напруги, що супроводжується зниженням втрат енергії на ключі та поліпшенням якості електроенергії на вході та виході ППН. Показано, що створення таких умов реалізується з використанням двообмоткових дроселів і вхідного буферного вузла. Наведено точні та наближені аналітичні вирази, що описують процеси на кожному інтервалі в таких перетворювачах, які добре узгоджуються з результатами комп'ютерного моделювання. З'ясовано найбільш прийнятні способи керування ключами ППН-1 ... ППН-3. Надано рекомендації щодо застосування ППН-1 ... ППН-3. Бібл.11, рис.11, табл.

Ключові слова: DC/DC перетворювач; поздовжній ключ; двообмотковий дросель; буферний вузол; якість електроенергії.

Вступ. Імпульсні перетворювачі постійної напруги (ППН або DC/DC перетворювачі) широко використовуються для регулювання і стабілізації напруги в різноманітних пристроях силової електроніки. Забезпечення максимально можливого ККД, високої якості електроенергії на їхньому вході й виході, м'якої комутації транзисторів є пріоритетними завданнями під час розроблення таких пристроїв. Особливо це стосується перетворювачів із поздовжнім ключем VT, який, крім основної, виконує також функцію захисту перетворювача від коротких замикань і перенапруг. Моделюванню, аналізу й розрахунку таких перетворювачів присвячена чисельна література [1-11]. У роботах [1, 2, 4, 5, 7] запропоновано схеми демпферних кіл (снаберів) у складі транзисторних перетворювачів постійної напруги та автономних інверторів, аналіз електромагнітних процесів у них і розрахунок їхніх елементів. У цих роботах вирішуються суперечливі завдання зниження комутаційних втрат у транзисторних ключах за виникнення активних втрат у демпферних колах. У [3], де демпфувальний конденсатор включений у мостовий тиристорний ключ зі штучною комутацією, й у перетворювачі Чука [6,11], що відрізняється низькими пульсаціями вхідного і вихідного струмів, цього недоліка немає, але мають місце інші. Зниження комутаційних втрат можливе також із застосуванням дозованої передачі енергії [10], однак з ускладненням схем перетворювачів або формуванням синусоїдальних напруги та струму [9]. Зрозуміло, що можливості вдосконалення ППН далеко не вичерпані.

Метою статті є опис нових схем та аналіз режимів роботи варіантів ППН із поздовжнім ключем, здатних новими способами забезпечити покращення спектрального складу вживаного струму, зменшення пульсацій вихідної напруги, зниження комутаційних втрат, а також розширення їхніх функціональних можливостей і сфер застосування,

наприклад, як більш ефективних входних вузлів високовольтних магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів струму (МНГІ).

Знижувальний DC/DC перетворювач із двообмотковим дроселем і поздовжнім транзисторним ключем (ППН -1).

Електрична схема дослідженого перетворювача (далі ППН-1) показана на рис.1. Найближчими до запропонованої схеми є перетворювач на основі тиристорного ключа з демпфувальним конденсатором [3] і резонансний перетворювач Чука [11]. У всіх цих перетворювачах у різній комбінації і з різною метою залучена класична схема «зарядного насоса» [9].

Однак у схемі з тиристорним ключем демпферний конденсатор, знижуючи напругу на мостовому ключі загалом, в умовах жорсткої комутації тиристорів не знижує напруги на них. А в перетворювачі Чука використовуються два ключі, що ускладнюють силову схему і схему системи керування, крім того, через обидва ключі протікають зарядний і розрядний струми, що знижують ККД, а зумовлена схемою робота ключів відбувається на зниженій частоті, що збільшує встановлену потужність двох дроселів і двох конденсаторів.

На рис. 2 наведено часові діаграми напруг і струмів, отриманих з використанням комп'ютерної програми OrCAD, що ілюструють роботу ППН-1. Моделювання проводилося для перетворювача з такими параметрами, вибраними як типовий приклад: напруга джерела живлення постійного струму $U_1 = 300$ В, $C1 = 10$ мкФ, $C2 = 100$ мкФ, дросель із первинної обмотки дроселя $L1$; напруга



Рис. 1

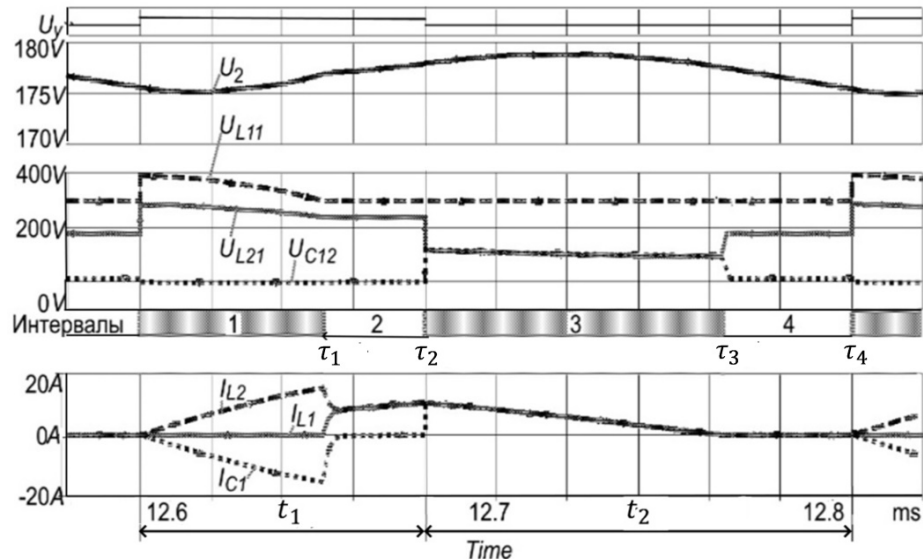


Рис. 2

U_{C12} на нижній обкладинці конденсатора $C1$; струм I_{L2} у вторинній обмотці дроселя $L2$; струм I_{L1} у первинній обмотці $L1$ дроселя; струм I_{C1} у конденсаторі $C1$. Як бачимо, на періоді T комутації ключа VT можна виділити чотири характерні інтервали незмінної структури схеми, два з яких за часом рівні ширині імпульсу $t_1 = \tau_1 + \tau_2$, а два інших – ширині паузи $t_2 = \tau_3 + \tau_4$ цифрового сигналу U_γ керування ключем. Причому другого і четвертого інтервалів може не бути за відповідного зменшення ширини імпульсу та/або паузи. Розглянемо особливості роботи перетворювача з наведеними параметрами на інтервалах сталості структури.

- **На першому інтервалі** після замикання ключа VT буферний конденсатор $C1$ струмом, що плавно наростає, через обмотку дроселя $L2$ заряджає вихідний конденсатор $C2$ і живить навантаження. Зі збільшенням навантаження тривалість інтервалу знижується, тому що швидше знижується зворотна напруга U_{L11} на діоді $VD1$, що блокує його відпирання. Струм конденсатора $C1$ у кінці інтервалу знижується до нуля.

- **На другому інтервалі** з відпиранням діода $VD1$ протікає струм через обидві обмотки дроселя, зменшений удвічі в зв'язку зі збільшенням індуктивності в 4 рази

(відповідно до закону збереження енергії, яка для індуктивності пропорційна квадрату струму).

- **На третьому інтервалі** після розмикання ключа VT його струм стрибком перетікає в конденсатор $C1$, заряджаючи його через обидві обмотки дроселя, лінійно знижуючись до нуля в кінці третього інтервалу. На цьому інтервалі накопичена в дроселі енергія передається у вихідний конденсатор $C2$ і навантаження R повністю або частково залежно від тривалості періоду комутації. Напряга на виході ключа й на початку вторинної обмотки дроселя U_{L21} після його розмикання не падає до нуля, а знижується стрибком до напруги нижньої обкладки буферного конденсатора U_{C12} , створюючи *другий рівень напруги* вихідного кола перетворювача, що складається з вторинної обмотки дроселя, вихідного конденсатора й навантаження.

- **Четвертий інтервал** незмінної структури починається після припинення протікання струму в обмотках дроселя, одночасно з цим напруга на виході ключа U_{L21} стрибком підвищується до величини напруги на навантаженні та зберігає це значення до кінця періоду комутації.

Фізичне моделювання підтвердило результати комп'ютерного моделювання, що дало змогу зробити такі висновки щодо особливостей роботи та переваг ППН-1:

1. Формування двох рівнів напруги на вторинній обмотці дроселя сприяє підвищенню якості вихідної напруги U_2 , а саме – зниженню рівня пульсацій із тим же фільтром.

2. Оскільки немає різкого обриву вхідного струму під час замикання ключа VT , це призводить до значного зниження генерування високочастотних перешкод без додаткових фільтрувальних засобів і до підвищення ККД перетворювача.

3. Вхідний діод $VD1$ блокує повернення енергії буферного конденсатора $C1$ у джерело живлення, що також сприяє підвищенню ККД перетворювача [10].

4. Наявність буферного конденсатора $C1$ й магнітного зв'язку між обмотками дроселя дають змогу зняти частину навантаження з ключа VT і захищають його під час аварійних і різко нестаціонарних режимів споживання електроенергії (пусковий струм двигуна, зварювання, к.з. тощо), оскільки у випадку перевищення струму навантаження ключ вимикається, а екстраструми бере на себе вхідний дросель і конденсатор $C1$ до його повного розряду й закінчення струму навантаження. У нормальному режимі роботи конденсатор $C1$ також бере частину навантаження на себе, зменшуючи діюче значення струму через ключ і нагрів останнього.

Нижче наводиться математичний опис і аналіз електромагнітних процесів у перетворювачі за схемою рис. 1, на основі яких можна розраховувати його елементи та оптимізувати параметри. Під час аналізу приймалися такі припущення: джерело живлення і всі елементи схеми ідеальні, а пульсації вихідної напруги досить малі, що дає змогу вважати її незмінною на всьому періоді комутації.

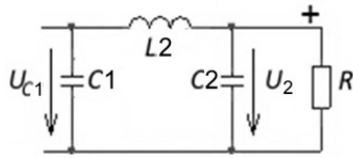


Рис. 3

На першому інтервалі комутації як еквівалентну розрахункову схему заміщення використовуємо схему, наведену на рис. 3.

Рівняння для струму дроселя в операторній формі (за Лапласом) має вигляд:

$$I_{L2}(p) = \frac{U_{C10} - U_2 \left(\frac{1}{RC_2} + p \right) + \frac{U_2}{RL_2C_2}}{p^3 + p^2 \frac{1}{RC_2} + p \frac{C_1 + C_2}{L_2C_1C_2} + \frac{1}{RL_2C_2C_1}}, \quad (1)$$

де U_{C10} – напруга на конденсаторі $C1$ на початку цього інтервалу.

Оскільки фільтрувальна ємність $C2$ набагато більша за ємність $C1$, третій член знаменника формули (1) можна записати у вигляді:

$$\frac{C_1 + C_2}{L_2 C_1 C_2} \cong \frac{1}{L_2 C_1}, \quad (2)$$

що за умови $L_1 = L_2 = L$ дає змогу звести (1) до вигляду, зручного для подальших перетворень:

$$I_L(p) = \frac{\frac{U_{C10} - U_2}{L}}{\left(p^2 + \frac{1}{LC_1}\right)} + \frac{\frac{U_2}{RLC_2}}{\left(p^2 + \frac{1}{LC_1}\right)\left(p + \frac{1}{C_2 R}\right)}. \quad (3)$$

У результаті зворотного перетворення (3) дістанемо вираз для струму дроселя в часовій області:

$$i_L(t_{(1)}) = \frac{U_{C10} - U_2}{\sqrt{L_2 / C_1}} \sin \omega_{(1)} t_{(1)} + \frac{U_2 C_1}{RC_2} + \frac{U_2}{\sqrt{L_2 / C_1}} \sin(\omega_{(1)} t_{(1)} - \varphi_{(1)}) \quad (4)$$

де $\omega_{(1)} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_1}}$.

З огляду на реальні співвідношення між параметрами моделі, рівняння (4) для струму дроселя на першому інтервалі можна наближено записати так:

$$i_L(t_{(1)}) \cong \frac{U_{C10} - U_2}{\sqrt{L_2 / C_1}} \sin \omega_{(1)} t_{(1)} - \frac{U_2}{\sqrt{L_2 / C_1}} \cos \omega_{(1)} t_{(1)}. \quad (5)$$

Звідси знайдемо кінцевий струм першого інтервалу

$$i_{L2}(\tau_1) \cong \sqrt{C_1 / L_2} \left[(U_{C10} - U_2) \sin \omega_{(1)} \tau_1 - U_2 \cos \omega_{(1)} \tau_1 \right]. \quad (6)$$

Операторний вираз для напруги на конденсаторі C_1 дістанемо з (1) за формулою:

$$U_{C1}(p) = \frac{U_{C10}}{p} - I_L(p) \frac{1}{pC_1} = \frac{U_1}{p} - \frac{\frac{U_{C10} - U_2}{L_2 C_1}}{p \left(p^2 + \frac{1}{L_2 C_1}\right)} - \frac{\frac{U_2}{RL_2 C_1 C_2}}{p \left(p^2 + \frac{1}{L_2 C_1}\right) \left(p + \frac{1}{C_2 R}\right)} \quad (7)$$

і після зворотних перетворень Лапласа (7) у часовій області дістанемо:

$$u_{C1}(t_{(1)}) = U_2 \left(1 - \frac{\omega_{0(1)}^2}{\omega_{(1)}^2} \cos \omega_{(1)} t_{(1)} \right) + U_1 \frac{\omega_{0(1)}^2}{\omega_{(1)}^2} \cos \omega_{(1)} t_{(1)} - U_2 + \frac{U_2}{\omega_{0(1)}} e^{-\delta_{(1)} t_{(1)}} + \frac{U_2}{RC_2 \omega_{(1)}} \frac{\omega_{0(1)}}{\omega_{(1)}} \cos(\omega_{(1)} t_{(1)} - \varphi_{(1)}), \quad (8)$$

де

$$\omega_{0(1)}^2 = \omega_{(1)}^2 + \delta_{(1)}^2; \quad \omega_{(1)}^2 = \frac{1}{L_2 C_1}; \quad \delta_{(1)} = \frac{1}{RC_2}; \quad \varphi_{(1)} = \arctg \frac{\omega_{(1)}}{\delta_{(1)}}. \quad (9)$$

Після спрощення (8) дістанемо наближену формулу:

$$u_{C1}(t_{(1)}) = (U_{C10} - U_2) \cos \omega_{(1)} t_{(1)}. \quad (10)$$

Напругу на дроселі L_2 в операторній формі знайдемо з (1) за формулою:

$$U_{L2}(p) = pL_2 I_L(p) = \frac{p^2 (U_{C10} - U_2) + p \frac{U_{C10}}{RC_2}}{p^3 + p^2 \frac{1}{RC_2} + p \frac{C_1 + C_2}{L_2 C_1 C_2} + \frac{1}{RL_2 C_2 C_1}}$$

або з урахуванням (2):

$$U_{L_2}(p) = \frac{p^2(U_{C10} - U_2) + p \frac{U_{C10}}{RC_2}}{\left(p^2 + \frac{1}{L_2 C_1}\right) \left(p + \frac{1}{C_2 R}\right)}. \quad (11)$$

У результаті зворотних перетворень Лапласа формули (11) знайдемо напругу на дроселі L_2 у часовій області:

$$u_{L_2}(t_{(1)}) = (U_{C10} - U_2) \left[\frac{\delta_{(1)}^2 e^{-\delta_{(1)} t_{(1)}}}{\omega_{0(1)}^2} + \frac{\omega_{(1)}}{\omega_{(1)}^2} \sin(\omega_{(1)} t_{(1)} - \varphi_{(1)}) \right] + \frac{U_{C10}}{RC_2} \left[-\frac{\delta_{(1)} e^{-\delta_{(1)} t_{(1)}}}{\omega_{0(1)}^2} + \frac{1}{\omega_{0(1)}} \cos(\omega_{(1)} t_{(1)} - \varphi_{(1)}) \right]. \quad (12)$$

Наближено формулу (12) можна записати в такому вигляді:

$$u_{L_2}(t_{(1)}) \cong \frac{U_2 - U_{C10}}{\omega_{(1)}} \cos \omega_{(1)} t_{(1)}. \quad (13)$$

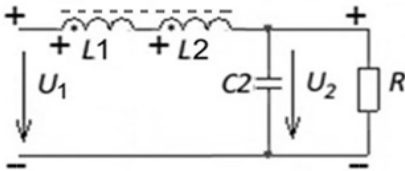


Рис. 4

На другому інтервалі комутації еквівалентна схема заміщення має вигляд, зображений на рис. 4, а формула для струму обмоток дроселя:

$$I_{L(2)}(p) = \frac{U_1}{RL_{12}C_2} + \frac{U_1 - U_2 + \frac{I_{L0(2)}}{RC_2}}{p^2 + p \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{L_{12}C_2}} + \frac{pI_{L0(2)}}{p^2 + p \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{L_{12}C_2}}. \quad (14)$$

Тут еквівалентна індуктивність $L_{12} = L_1 + L_2 + 2k_{зв} \sqrt{L_1 L_2}$, де $k_{зв}$ - коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками, і за умови $L_1 = L_2 = L$ й $k_{зв} = 1$ маємо $L_{12} = 2L(k_{зв} + 1) = 4L$

$$i_L(t_{(2)}) = \frac{U_1}{RL_{12}C_2} \left[\frac{1}{\omega_{0(2)}} - \frac{1}{\omega_{(2)}} e^{-\delta_{(2)} t_{(2)}} \sin(\omega_{(2)} t_{(2)} + \varphi_{(2)}) \right] + \left(\frac{U_1 - U_2}{L_{12}} + \frac{I_{L0(2)}}{RC_2} \right) \frac{1}{\omega_{(2)}} e^{-\delta_{(2)} t_{(2)}} \sin \omega_{(2)} t_{(2)} - I_{L0(2)} \frac{\omega_{0(2)}}{\omega_{(2)}} e^{-\delta_{(2)} t_{(2)}} \sin(\omega_{(2)} t_{(2)} - \varphi_{(2)}), \quad (15)$$

де $L_{12} = 4L$; $\omega_{0(2)}^2 = \frac{1}{L_{12}C_2}$; $2\delta_{(2)} = \frac{1}{RC_2}$; $\omega_{(2)}^2 = \omega_{0(2)}^2 - \delta_{(2)}^2$; $\varphi_{(2)} = \arctg \frac{\omega_{(2)}}{\delta_{(2)}}$.

Вираз (15) після спрощення набуває вигляду:

$$i_{L12(2)}(t_{(2)}) = I_{L0(2)} + \frac{U_1 - U_2}{\omega_{(2)} L_{12}} \sin \omega_{(2)} t_{(2)}. \quad (16)$$

У результаті підставлення початкового значення струму другого інтервалу, рівного половині кінцевого струму першого інтервалу, дістанемо вираз для струму в другому інтервалі в спрощеному вигляді:

$$i_{L12}(t_{(2)}) = \frac{U_{C10(2)} - U_2}{2L_2} \tau_1 + \frac{U_1 - U_2}{\omega_{(2)} L_{12}} \sin \omega_{(2)} t_{(2)}, \quad \tau_1 \leq t_{(2)} \leq \tau_2. \quad (17)$$

Звідси дістанемо струм у кінці другого інтервалу, що збігається з кінцем імпульсу сигналу, який керує:

$$I_L(T_1) = \frac{(U_{C10} - U_2) \sin \omega_{(1)} \tau_1 - U_2 \cos \omega_{(1)} \tau_1}{2\sqrt{L_2 / C_1}} + \frac{U_1 - U_2}{\omega_{(2)} L_{12}} \sin \omega_{(2)} \tau_2. \quad (18)$$

На третьому інтервалі еквівалентна схема заміщення має вигляд, показаний на рис. 5.

Операторний вираз для струму в обох обмотках дроселя та в буферному конденсаторі:

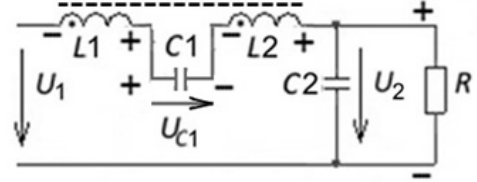


Рис. 5

$$I_{C2}(p) = \left(I_{L0(3)} - \frac{U_2}{R} \right) \frac{p^2}{\left(p^2 + \frac{1}{L_{12}C_1} \right) \left(p + \frac{1}{RC_2} \right)} + \frac{U_1 - U_{C1} - U_2}{L} \frac{p}{\left(p^2 + \frac{1}{L_{12}C_1} \right) \left(p + \frac{1}{RC_2} \right)} - \frac{\frac{U_2}{RL_{12}C_1}}{\left(p^2 + \frac{1}{L_{12}C_1} \right) \left(p + \frac{1}{RC_2} \right)}. \quad (19)$$

Після зворотного перетворення Лапласа дістанемо:

$$i_{C2}(t_{(3)}) = \left(I_{L0(3)} - \frac{U_2}{R} \right) \left[\frac{\delta_{(3)}^2 e^{-\delta_{(3)} t_{(3)}}}{\omega_{0(3)}^2} + \frac{\omega_{(3)}}{\omega_{0(3)}} \sin(\omega_{(3)} t_{(3)} - \varphi_{(3)}) \right] + \frac{U_1 - U_{C1} - U_2}{L_{12}} \left[-\frac{\delta e^{-\delta t_{(3)}}}{\omega_{0(3)}^2} + \frac{1}{\omega_{0(3)}} \cos(\omega_{(3)} t_{(3)} - \varphi_{(3)}) \right] - \frac{U_2}{RL_{12}C_1} \left[\frac{1}{\omega_{0(3)}^2} e^{-\delta t} + \frac{1}{\omega_{0(3)} \omega_{(3)}} \sin(\omega_{(3)} t_{(3)} - \varphi_{(3)}) \right], \quad (20)$$

де $L_{12} = 4L$; $\omega_{(3)}^2 = \frac{1}{L_{12}C_1}$; $\delta_{(3)} = \frac{1}{RC_2}$; $\omega_{0(3)}^2 = \omega_{(3)}^2 + \delta_{(3)}^2$; $\varphi_{(3)} = \arctg \frac{\omega_{(3)}}{\delta_{(3)}}$.

Наближено (20) можна записати у вигляді:

$$i_{C2}(t_{(3)}) \cong -I_{L0(3)} \cos \omega_{(3)} t_{(3)} + \frac{2U_2}{R} \cos \omega_{(3)} t_{(3)} + \frac{U_1 - U_{C1} - U_2}{\omega_{0(3)} L_{12}} \sin \omega_{(3)} t_{(3)} - \frac{U_2}{R}. \quad (21)$$

Струм в обмотках дроселя й конденсаторі C1 визначається формулою: $i_L = i_{C1} = i_{C2} + I_2$, або з урахуванням (21):

$$i_L(t_{(3)}) \cong I_{L0(3)} \cos \omega_{(3)} t_{(3)} + \frac{U_1 - U_{C1} - U_2}{\omega_{0(3)} L_{12}} \sin \omega_{(3)} t_{(3)}. \quad (22)$$

Якщо прийняти коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками дроселя рівним одиниці і врахувати, що спад струму в обмотках наближено має лінійний характер

$$i_L(t_{(3)}) = I_{0(3)} \left(1 - \frac{1}{\tau_3} t_{(3)} \right), \quad (23)$$

то напруги в обмотках на всьому інтервалі незмінні:

$$U_{L1(3)} = L_1 \frac{\Delta I}{\Delta t} = L_1 \frac{I_{0(3)}}{\tau_3}, \quad U_{L2(3)} = L_2 \frac{I_{0(3)}}{\tau_3}, \quad (24)$$

а напруга на конденсаторі $C1$ перед комутацією згідно з рис. 4 у кінці другого інтервалу визначається виразом

$$U_{C1(3)} = U_1 - U_{L1(3)}. \quad (25)$$

$$U_{L21(3)} = U_1 + U_{L1(3)} - U_{C1(3)} = 2U_{L1(3)}.$$

Це рівняння справедливе й на початку третього інтервалу (напруга на конденсаторі $C1$ миттєво не змінюється). Тому напруга на виході ключа після комутації відповідно до схеми рис. 4 з урахуванням (25) дорівнюватиме:

$$U_{L21(3)} = U_1 + U_{L1(3)} - U_{C1(3)} = 2U_{L1(3)}. \quad (26)$$

Цим визначається другий рівень вихідної напруги до фільтра. У разі рівного розподілу індуктивностей обмоток дроселя справедливе також співвідношення $U_{L21(3)} = U_{C1(3)} / 2$, але, якщо переважає індуктивність первинної (вторинної) обмотки, ця напруга збільшується (зменшується) відповідно до (26).

Другий рівень вихідної напруги зберігається тільки на третьому інтервалі. На четвертому ця величина падає до нуля. Тому задля підтримання підвищеної якості вихідної напруги у разі глибокого регулювання треба підтримувати режим нерозривного струму, за якого немає четвертого інтервалу.

Водночас регульовальна характеристика має вигляд:

$$U_2 = U_{C1} (1 + \gamma) 0.5, \quad (27)$$

де $\gamma = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T}$ – коефіцієнт заповнення.

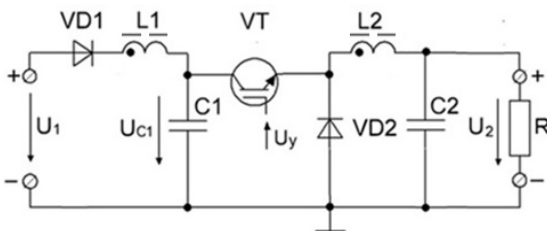


Рис. 6

2. Модифікований знижувальний DC-перетворювач із двообмотковим дроселем і поздовжнім транзисторним ключем (ППН-2).

Схема цього перетворювача (рис. 6) відрізняється від схеми ППН-1 тим, що немає діода $VD3$, і приєднанням нижньої обкладки конденсатора $C1$ до загальної мінусової шини. Це дає можливість використовувати вхідний вузол як буферний, що протидіє наслідкам

обриву вхідного струму під час замикання ключа VT .

Діаграми струмів і напруг, отримані в результаті комп'ютерного моделювання цього перетворювача, наведено на рис. 7.

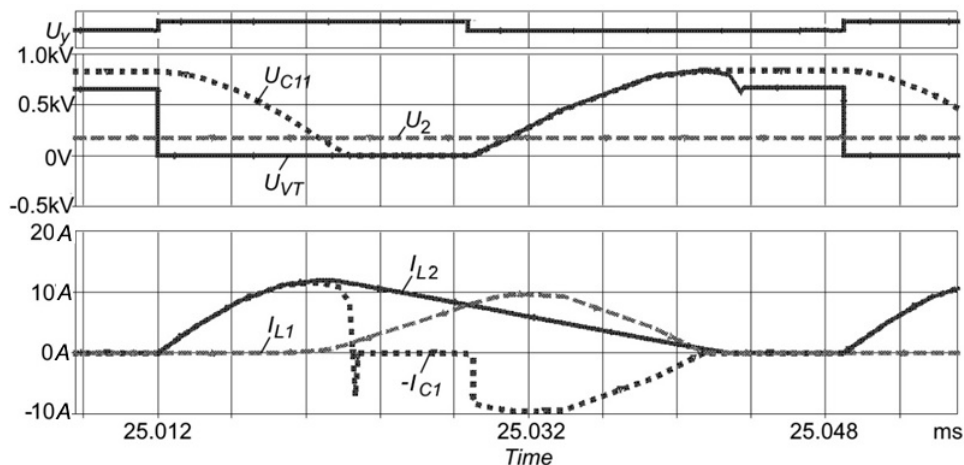


Рис. 7

Тут U_y – цифровий сигнал керування транзисторним ключем VT ; U_{C11} – напруга на першому (верхньому) виводі конденсатора $C1$ (пунктирна лінія); U_2 – вихідна напруга (штрихова лінія), U_{VT} – напруга(вхід-вихід) на ключі VT ; I_{L2} – струм в обмотці $L2$ дроселя

(суцільна лінія); I_{L1} - струм в обмотці L1 дроселя (штрихова лінія); I_{C1} - струм конденсатора C1 (пунктирна лінія). Діаграми отримано в результаті моделювання перетворювача з такими параметрами: $U_1 = 300$ В, $C_1 = 0.1$ мкФ, $C_2 = 100$ мкФ, $L_1 = L_2 = 300$ мкГн, $R = 30$ Ом, ширина імпульсу $t_1 = 17$ мкс, ширина паузи $t_2 = 20$ мкс.

З рис. 7 видно, що на одному періоді комутації можна виділити 4 характерні тимчасові інтервали роботи ППН -2.

Інтервал 1. На цьому інтервалі функціонують елементи C_1 , VT , VD_2 , C_2 , R . Під час відмикання ключа VT через нього й обмотку L_2 дроселя конденсатор C_1 плавно розряджається на конденсатор C_2 і навантаження R . Напруга U_{C1} знижується з величини U_{C10} (1) до U_{C10} (2). Коли напруга U_{C1} стає менше напруги U_1 , діод VD_1 відмикається, унаслідок чого розрядний струм I_{C1} , який описується тими ж формулами (1) – (5), що і для схеми рис.1, спадає до нуля.

Як випливає з діаграми (рис. 7), напруга на ключі після його відключення дорівнює напрузі на конденсаторі C_1 , а час його розряду до нуля становить $3/4$ розрахункового півперіоду коливаний у колі розряду. Отже, щоб забезпечити нульовий стрибок напруги на ключі після його відключення, треба витримувати мінімальну тривалість імпульсу згідно з формулою

$$\tau_{(1)min} \geq \frac{2\pi\sqrt{L_2 C_1}}{0.75\pi} = \frac{8\sqrt{L_2 C_1}}{3} . \quad (28)$$

Ця формула справедлива за умови дотримання емпіричного співвідношення (29), що визначає ширину мінімальної паузи в сигналі керування, яка забезпечує повний резонансний перезаряд конденсатора до подвійної напруги джерела живлення в третьому інтервалі і враховує параметри кола навантаження

$$t_{(2)min} \geq \frac{t_{(1)min}}{Q} = \frac{8}{3} RC_1, \quad (29)$$

де Q – добротність кола заряду конденсатора C_1 , яка визначається як

$$Q = \frac{\sqrt{L_2 / C_1}}{R} . \quad (30)$$

Отже, для забезпечення зазначеного режиму роботи ключа необхідно використовувати частотно-імпульсне регулювання за допомогою формування фіксованої ширини імпульсу і змінної паузи сигналу керування перетворювачем.

Інтервал 2. Інтервал починається з моменту припинення струму I_{C1} , тоді струм дроселя L_1 починає лінійно спадати, а струм дроселя L_2 – лінійно наростати. Упродовж усього інтервалу струми обмоток дроселя L_2 і L_1 протікають через діод VD_2 у протилежному напрямку, тобто $I_{L1} - I_{L2} = I_{VD2}$.

Другому інтервалу комутації відповідає еквівалентна схема розрахунку – рис. 8.

Струм в обмотці L_1 в операторній формі та в часовій області:

$$I_{L1}(p) = \frac{U_1}{p^2 L}, \quad (31)$$

$$i_{L1}(t_2) = \frac{U_1}{L} t_2. \quad (32)$$

Струм в обмотці L_2 в операторній формі:

$$I_{L2}(p) = \frac{\frac{I_{0(2)}}{RC_2} - \frac{U_2}{L}}{p^2 + p \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{LC_2}} + \frac{p I_{0(2)}}{p^2 + p \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{LC_2}} . \quad (33)$$

Після зворотного перетворення (33) дістанемо:

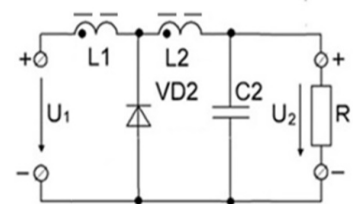


Рис. 8

$$i_{L_2}(t_{(2)}) = \left(\frac{I_{0(2)}}{RC_2} - \frac{U_2}{L} \right) \frac{1}{\omega_{(2)}} e^{-\delta_{(2)} t_{(2)}} \sin \omega_{(2)} t_{(2)} - I_{0(2)} \frac{\omega_{0(2)}}{\omega_{(2)}} e^{-\delta_{(2)} t_{(2)}} \sin(\omega_{(2)} t_{(2)} - \varphi_{(2)}). \quad (34)$$

Тут $L_1 = L_2 = L$; $\omega_{0(2)}^2 = \frac{1}{LC_2}$; $2\delta_{(2)} = \frac{1}{RC_2}$; $\omega_{(2)}^2 = \omega_{0(2)}^2 - \delta_{(2)}^2$; $\varphi_{(2)} = \arctg \frac{\omega_{(2)}}{\delta_{(2)}}$.

Вираз (34) після спрощення має вигляд:

$$i_{L_2}(t_{(2)}) \approx I_{0(2)} - \frac{U_2}{L} \tau_2. \quad (35)$$

Струм у діоді $VD2$ дорівнює різниці струмів у дроселях:

$$i_{VD2}(t_{(2)}) = i_{L_2}(t_{(2)}) - i_{L_1}(t_{(2)}). \quad (36)$$

Другий інтервал закінчується, коли ці струми стають рівними й розмикається ключ VT . Його може не бути, якщо ширину імпульсу зменшити до мінімальної, за якої кінцева на першому інтервалі напруга на конденсаторі $C1$ ще залишається нульовою.

Інтервал 3. Після замикання ключа VT струм конденсатора $C1$ стрибком зрівнюється зі струмом в обмотці $L1$, потім плавно наростає і спадає разом із ним до нуля, одночасно з цим струм в обмотці $L2$ і далі лінійно спадає до нуля через зворотний діод $VD2$ і вихідний RC -ланка. Напруга U_{VT} на ключі VT плавно наростає, починаючи з початкової напруги U_{VT} , яка залежить від ємності конденсатора $C1$ і алгоритму керування ключем згідно з (29) і (30).

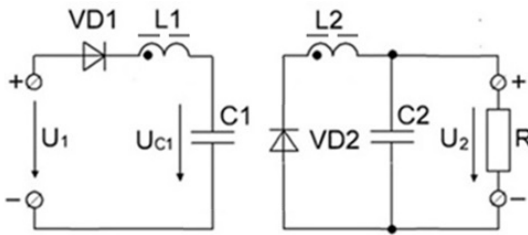


Рис. 9

На третьому інтервалі розрахункова еквівалентна схема заміщення розпадається на два незалежні контури, зображені на рис. 9.

Струм у дроселі $L1$ на третьому інтервалі в операторній формі визначається виразом:

$$I_{L_1}(p) = I_{C_1}(p) = \frac{U_1}{L} \frac{1}{\left(p^2 + \frac{1}{LC_1}\right)} + I_{L_0(3)} \frac{p}{\left(p^2 + \frac{1}{LC_1}\right)} \quad (37)$$

і в часовій області:

$$i_{L_1}(t_{(3)}) = \frac{U_1}{\omega_{(3)} L} \sin \omega_{(3)} t_{(3)} + I_{L_0(3)} \cos \omega_{(3)} t_{(3)}, \quad (38)$$

де $\omega_{(3)}^2 = \frac{1}{LC_1}$.

Напруга на конденсаторі $C1$ в операторній формі:

$$U_{C_1}(p) = \frac{1}{pC_1} I_{L_1}(p) = \frac{U_1}{LC_1} \frac{1}{p \left(p^2 + \frac{1}{LC_1}\right)} + \frac{I_{L_0(3)}}{C_1} \frac{1}{\left(p^2 + \frac{1}{LC_1}\right)}, \quad (39)$$

звідки після зворотного перетворення і спрощення дістанемо:

$$u_{C_1}(t_{(3)}) = U_1 (1 - \cos \omega_{(3)} t_{(3)}) + I_{L_0(3)} \sqrt{L/C_1} \sin \omega_{(3)} t_{(3)}. \quad (40)$$

Інтервал 4. Припиняється струм діода $VD2$ і другої обмотки дроселя, а конденсатор $C2$ і далі живить навантаження, розряджаючись до наступного замикання ключа та початку наступного періоду комутації.

Як зазначено вище, схема перетворювача на рис. 6 характеризується наявністю вхідної буферної ланки, де діод $VD1$ за будь-якої схеми вхідного джерела живлення постійного струму та вхідного фільтра служить для блокування розряду конденсатора $C1$. Характерно і важливо те, що ємність останнього дуже мала порівняно з конденсаторами фільтрів у класичних схемах перетворювачів постійної напруги, тому що він грає роль силового снабера, котрий формує режим роботи ключа, сприяє зменшенню динамічних втрат на ключі VT і підвищенню якості електроенергії на вході та виході ППН-2. Найкращим способом керування ключем VT у цій схемі є частотно-імпульсне регулювання, тобто регулювання частоти комутації через зміни ширини пауз у сигналі U_y , що керує, за незмінності ширини імпульсів.

3. DC/DC-перетворювач із поздовжнім ключем і додатковим дроселем (ППН-3). Електрична схема ППН-3 показана на рис. 10.

Тут двообмотковий дросель включений інакше, ніж у попередніх схемах, а також у буферному вузлі послідовно з діодом $VD1$ включено додатковий однообмотковий дросель. Результат його комп'ютерного моделювання зображений на часових діаграмах рис.11, де, крім попередніх позначень, штриховою лінією позначено струм I_{L2} другої обмотки двообмоткового дроселя.

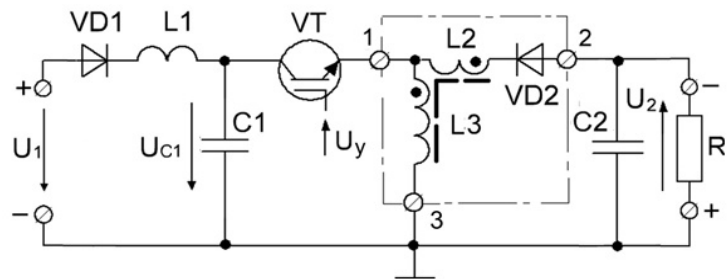


Рис. 10

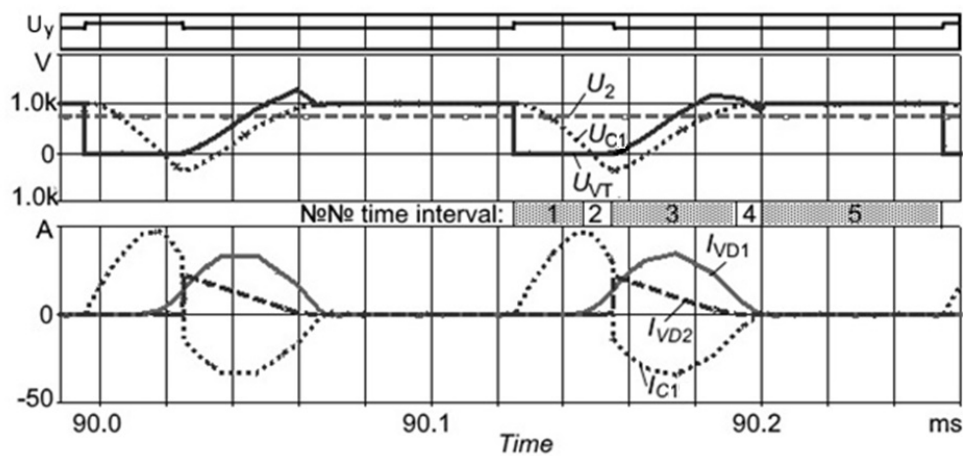


Рис. 11

На відміну від інших схем тут є 5 інтервалів комутації ключа, причому на інтервалі 1 енергію накопичує обмотка $L3$, а на інтервалі 5 енергію віддають магнітозв'язані обмотки $L2$ і $L3$ у конденсатор $C2$ і навантаження R , інвертуючи одночасно потенціал напруги на виході ключа VT .

За належного співвідношення між параметрами схеми вхідний струм і напруга на конденсаторі $C1$ змінюються плавно, практично за синусоїдою, напруга U_{VT} на ключі VT також наростає плавно до величини, трохи більшої напруги на конденсаторі U_{C2} (на виході ППН-3), що додатково сприяє поліпшенню якості енергії на вході і виході перетворювача і зниженню динамічних втрат енергії на його ключі.

У таблиці представлено результати порівняння розглянутих у статті схем DC/DC-перетворювачів, їхні переваги й недоліки залежно від налаштування й режимів роботи.

Таблиця

Позначення	Переваги	Недоліки
ППН-1	<p>Після вимкнення транзистора (за час паузи) частина струму навантаження проходить через буферний конденсатор, тому середній струм транзисторного ключа менше струму навантаження, а перетворювач у цей час працює в режимі джерела струму, і тому режим КЗ на виході для нього не є небезпечним. Напруга на ключі водночас не має стрибка, що перевищує вхідну напругу.</p> <p>Момент вимкнення транзистора не збігається з моментом відпирання зворотного діода (на відмінну від відомих ППН), що покращує умови комутації ключа й підвищує надійність його роботи.</p> <p>Напруга на вході фільтра <i>дворівнева</i>, що знижує вміст вищих гармонік у вихідній напрузі.</p>	<p>Напруга на ключі під час вимкнення наростає стрибком, тому потрібен снабер для пом'якшення комутації</p>
ППН-2	<p>Вхідний і вихідний струми перетворювача плавно наростають і спадають; струм ключа також наростає плавно. Це радикально знижує рівень електромагнітних завад.</p> <p>Напругу на ключі під час вимкнення можна оптимізувати через обирання величини буферної ємності й алгоритму керування.</p>	<p>Струм ключа різко спадає під час вимкнення.</p> <p>Напруга на ключі за час паузи наростає до величини, вищої від напруги живлення.</p>
ППН-3	<p>Вхідний струм плавно наростає і спадає; струм ключа наростає плавно; вихідний струм спадає плавно.</p> <p>Напругу на ключі під час вимкнення можна оптимізувати через обирання величини буферної ємності й алгоритму керування.</p>	<p>Струм ключа різко спадає під час вимкнення. Вихідний струм наростає стрибком. Напруга на ключі під час паузи наростає до величини, вищої від напруги живлення.</p>

Висновки.

1. Запропоновано модифікації схем двох знижувальних (ППН-1 і ППН-2) й одного підвищувального (ППН-3) *DC/DC*-перетворювачів з дроселями, що мають магнітозв'язані обмотки.

2. Наведено результати досліджень комп'ютерних і фізичних моделей цих перетворювачів і формули, які описують електромагнітні процеси в них, що дає змогу оптимізувати параметри реальних пристроїв, побудованих на їхній основі.

3. Показано, що ППН-1 дає змогу здійснити *дворівневе* регулювання напруги навіть з одним ключем, на відміну від наявних із декількома ключами – ємнісними або індуктивними дільниками напруги. Перетворювач такого типу може працювати в режимах джерела напруги та джерела струму, тому має підвищену стійкість у разі різко змінних технологічних навантажень.

4. Встановлено, що ППН-2 і ППН-3, завдяки використанню вхідних буферних вузлів дають змогу забезпечити рівень напруги на ключі в момент його вимикання, достатній для зниження на ньому комутаційних втрат.

5. Перетворювачі за схемою ППН-3 можуть успішно застосовуватися для живлення магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів та інших високовольтних пристроїв із різкозмінним навантаженням.

1. Угринов П. Ограничение напряжения на ключевом транзисторе. *Силовая электроника*. 2004. № 1. С. 62–65.
2. Глебов Б.А., Новакевич В. Построение устройств формирования траектории переключения при запираии силовых транзисторов. *Техн. Электродинамика*. 1985. № 2. С. 59–63.
3. Петросян Н. Н., Шитов В. А. Тиристорный ключ с демпфирующим конденсатором для питания электротехнологических установок. *Техн. Электродинамика*. 1985. № 2. С. 63–67.
4. Bhaskaran R., Paresh C. Voltage Clamp Circuits for a Power MOSFET PWM Inverter. *IEEE transact. on industrie appl.* 1987. Vol. IA–23. No 5. Pp. 911–920.
5. Rajashekara K. S., Vithyathil J., Rajagopalan V. Protection and switching–aid networks for transistor bridge inverters. *Transact. on industrial electronics*. 1986. Vol. IE–33. No 2. Pp. 185–192.
6. Данн М. Резонансный преобразователь Чука уменьшает индуктивности. *РадиоЛоцман*. 2018. № 5. С. 48–49.
7. Моисеев Е.А. Построение демпфирующих цепей для мощных импульсных преобразователей. Сборник науч. тр. НГТУ. 2006. № 1 (43). С. 147–152.
8. Русу А.П. Почему обмотки дросселя обратногоходового преобразователя могут иметь разное число витков. *РадиоЛоцман*. 2018. № 1. С. 26–31 (часть 1). № 2. С. 26–29 (часть 2).
9. Френцель Л. Зарядовые насосы как альтернатива стабилизаторам других типов. *РадиоЛоцман*. 2017. № 12. С.32–35.
10. Chashko M.V., Gusanov A.A. Harmonic analysis of pulsed energy transfer. *KDPU*. 2007. No 4 (45). Pp. 92–94.
11. Slobodan Cuk. A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics (Новый DC/DC-преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами). *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1980 Record*. Pp. 12–32.

УДК 621.314

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ КПД И УЛУЧШЕНИЯ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ПРОДОЛЬНОМ КЛЮЧОМ

И.В. Волков, чл.-корр. НАН Украины, **В.В. Голубев**, канд. техн. наук,

В.И. Зозулев, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

e-mail: dep 8 ied@ied.org.ua.

Представлены результаты исследования трёх новых вариантов импульсных преобразователей постоянного напряжения (ППН) с продольным транзисторным ключом. Установлено, что создание условий, при которых отсутствует резкий обрыв входного тока ППН, приводит к плавному изменению напряжения на его ключе и к минимизации диапазона изменения этого напряжения, что сопровождается снижением потерь энергии на ключе и улучшением качества электроэнергии на входе и выходе ППН. Показано, что создание таких условий реализуется с помощью двухобмоточных дросселей и входного буферного узла. Приведены точные и приближенные аналитические выражения, описывающие процессы на каждом интервале в таких преобразователях, которые хорошо согласуются с результатами компьютерного моделирования. Выяснены наиболее приемлемые способы управления ключами ППН-1...ППН-3. Даны рекомендации по применению ППН-1...ППН-3. Библи.11, рис.11, табл.

Ключевые слова: DC/DC преобразователь; продольный ключ; двухобмоточный дроссель; буферный узел; качество электроэнергии.

METHODS OF INCREASING EFFICIENCY AND IMPROVING THE MAIN PARAMETERS OF DC/DC CONVERTERS WITH A LONGITUDINAL SWITCH

I. V. Volkov, V. V. Golubev, V. I. Zozulev,

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

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

e-mail: dep8ied@ied.org.ua

The results of the study of three new variants of DC/DC-pulse converters (DCC) with a longitudinal transistor switch are presented. It is established that the creation of conditions in which there is no sharp break of the DCC input current, leads to a smooth change in voltage on its switch and to minimize the range of variation of this voltage, which is accompanied by reduced power losses on the switch and improved power quality at the DCC input and output. It is shown that the creation of such conditions is implemented using two-winding chokes and an input buffer node. Exact and approximate analytical expressions are presented that describe the processes in such converters, which are in

good agreement with the results of computer simulation. The most acceptable ways to control the switches of DCC-1...DCC-3 were found out. Recommendations for the use of DCC -1... DCC-3 are given. Ref. 11, Fig. 11, table.

Keywords: DC/DC-Converter; longitudinal switch; two-winding choke; buffer node; power quality.

1. Ugrinov P. Limiting the voltage on the key transistor. Power electronics. 2004. No. 1. Pp. 62–65. (Rus)
2. Glebov B. A., Novakevich V. Construction of devices for forming the switching path when locking power transistors.- *Tekhnichna Electrodynamika*, 1985. No. 2. Pp. 59–63. (Rus)
3. Petrosyan N. N., Shitov V. A. Thyristor key with damping capacitor for power supply of electrotechnological installations. *Tekhnichna Electrodynamika*. 1985. No. 2. Pp. 63–67. (Rus)
4. Bhaskaran R., Paresh C. Voltage Clamp Circuits for a Power MOSFET PWM Inverter. *IEEE transaction. on industry appl.* 1987. Vol. IA-23. No. 5. Pp. 911–920.
5. Rajashekara K. S., Vithyathil J., Rajagopalan V. Protection and switchingaid networks for transistor bridge inverters. *Transact. on industrial electronics*. 1986. Vol. IE–33, No 2. Pp. 185–192.
6. Dunn Michael. Resonant Converter reduces the inductance of the Chuck. *Radiolotsman*, 2018. No 5. Pp. 48–49. (Rus)
7. Moiseev E. A. Construction of damping circuits for high-power pulsed pregenerators. Collection of scientific Tr. NSTU. 2006. No 1(43). Pp. 147–152. (Rus)
8. Rusu A. P. Why the throttle windings of a reverse Converter can have a different number of turns. *Radiolotsman*. 2018. No 1, Pp. 26–31. (Part 1). No 2. Pp. 26–29 (Part 2). (Rus)
9. Frenzel Lou. Charge pumps as an alternative to stabilizers of other types. *Radiolotsman*. 2017. No. 12. Pp.32–35. (Rus)
10. Chashko M. V. Gusanov A.A. Features of pulsed power transmission. *KDPU*. 2007. No 4 (45). Pp. 92–94.
11. Slobodan Cuk. A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics (a New DC/DC Converter with zero ripples and integrated magnetic cores). *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1980. Record. Pp. 12–32.

Надійшла: 18.09.2020

Received: 18.09.2020