

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.53.065>ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРНИХ ВУЗЛІВ
МАГНІТНО-НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ ІМПУЛЬСІВ

І.В. Волков*, чл.-кор. НАН України, **В.І. Зозульов****, канд. техн. наук, **В.В. Голубєв**, канд. техн. наук,
В. В. Пашенко, **А.І. Сторожук**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: dep8ied@ied.org.ua

Представлено нові наукові результати, отримані на основі комплексних досліджень і оптимізації структурних вузлів магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів (МНГІ) мікро - і наносекундного діапазонів. Досліджено два типи DC/DC перетворювачів, орієнтованих на їх застосування з високим ККД в МНГІ і в інших пристроях перетворювальної техніки. Розроблено практичні схеми комбінованих випрямлячів однофазного живлення. Доведено, що ці випрямлячі мають найбільш широкий діапазон вихідних напруг (в межах ~ від 300 до 600 В) і вибору зовнішніх характеристик, оптимальних для різних навантажень. Показано, що спільне застосування розглянутих DC/DC перетворювачів і комбінованих випрямлячів у якості вхідної частини МНГІ найбільш сприяє підвищенню ККД і ефективності МНГІ. Запропоновано нові типи транзисторних ключів з чотирма електродами, ефективних для застосування не тільки в МНГІ, але і в багатьох пристроях перетворювальної техніки. Бібл. 11, рис.9, табл.2.

Ключові слова: знижувальні DC/DC перетворювачі, комбіновані випрямлячі, магнітно – напівпровідникові генератори імпульсів.

Вступ. Високовольтні магнітно-напівпровідникові генератори імпульсів (МНГІ) мікро - та наносекундного діапазонів широко використовуються для реалізації новітніх електротехнологій, наприклад, в експериментальній фізиці, в установках спеціального призначення [1]. Підвищення ефективності цих пристроїв силової перетворювальної техніки є важливим науково-технічним завданням. У процесі його вирішення, як правило, основні зусилля розробників були направлені на вдосконалення центральних вузлів таких генераторів, зокрема вузла компресії імпульсів, і в цьому напрямку було одержано наразі позитивні результати, близькі до теоретично можливих за сучасної елементної бази щодо напівпровідникових ключів та магнітних матеріалів. Проте залишається можливість покращення таких показників, як ККД, якість споживаної електроенергії, рівень електромагнітних завад, надійність, діапазон регулювання, багатофункціональність та ін. шляхом схемного удосконалення і оптимізації таких обов'язкових структур МНГІ, як випрямлячі, регулятори напруги (DC/DC перетворювачі), вихідні вузли формування спеціалізованих імпульсів, які найбільш відповідають вимогам сучасних навантажень МНГІ.

Метою статті є ознайомлення з результатами досліджень і розробок у цьому напрямку, виконаними у відділі систем стабілізованого струму в 2018 році, і обґрунтування напрямків подальшого удосконалення МНГІ.

1. Знижувальні DC/DC перетворювачі з двохобмотковими дроселями.

Знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги в постійну (ЗПН) є структурними вузлами, що забезпечують регулювання чи/та стабілізацію випрямленої напруги, яка подається на всі інші структурні вузли МНГІ в умовах живлення від стандартної однофазної мережі змінного струму. Наразі існує ряд ЗПН, що відповідають більшості вимог споживачів [2 – 5]. Найбільш простою з них є базова схема ЗПН [2], яка містить на вході напівпровідниковий ключ, з'єднаний послідовно з накопичувальним дроселем, зворотний діод та вихідний конденсатор. Наявність цього послідовного ключа – основна причина застосування в МНГІ саме DC/DC знижувального (а не підвищувального) типу, оскільки цей ключ виконує ще й функції захисного елемента. Перевагою зазначеної схеми, крім простоти, можна вважати також лінійну регульовальну характеристику (лінійну залежність вихідної напруги ЗПН від коефіцієнта заповнення керуючого імпульсу). Однак недоліком її є те, що напруга на вихідному електроді ключа після його розімкнення змінюється від вхідної напруги ЗПН до нуля, і водночас різко переривається вхідний струм. Внаслідок цього погіршується якість вхідної та вихідної електроенергії ЗПН, збільшуються динамічні втрати енергії на ключі, а також збільшуються статичні втрати енергії на ньому, оскільки за умов замкненого ключа через нього протікає весь накопичувальний струм дроселя.

Помітне покращення основних показників ЗПН досягнуто в резонансному DC/DC перетворювачі Чука [4]. Однак досягнуто воно за рахунок використання ще одного силового ключа, через який протікає весь зарядний та весь розрядний струми. Крім того, такі перетворювачі орієнтовані на відносно низьку частоту комутації ключів, що збільшує номінали двох дроселів і двох конденсаторів.

Цих недоліків позбавлений запропонований авторами перетворювач ЗПН-1 (рис.1), який, крім того, має підвищений ККД. ЗПН-1 містить вхідний конденсатор $C1$ – для згладжування пульсацій вхідної випрямленої напруги U_1 , дросель із автотрансформаторним увімкненням двох його магнітнозв'язаних обмоток з індуктивністю $L1$ і $L2$ (далі – дроселі

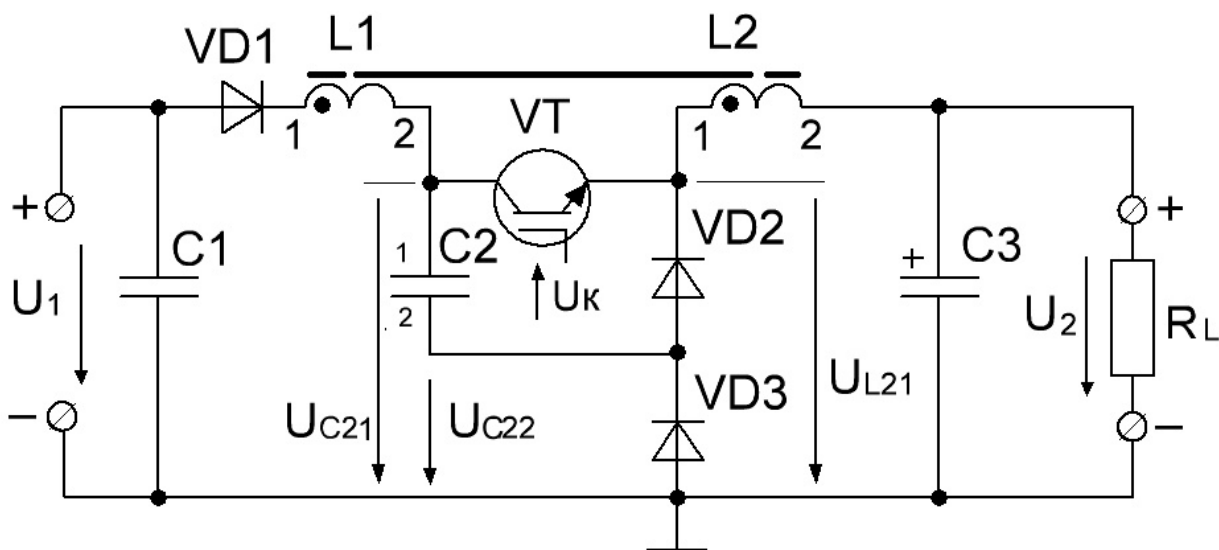


Рис. 1

$L1, L2$), зарядно-розрядний конденсатор $C2$ з зарядним діодом $VD2$, зворотний діод $VD3$, вихідний конденсатор $C3$, а також блокуючий діод $VD1$ та силовий транзистор VT . На рис. 2 зображено часові діаграми напруг і струмів, одержані з використанням комп'ютерної програми OrCAD, які ілюструють особливості роботи схеми рис.1 за загальноприйнятих припущень: транзистор і діоди є ідеальними ключами з часом перемикання, що дорівнює нулю; активні опори обмоток дроселів і внутрішній опір джерела електроживлення дорівнюють нулю; індуктивності $L1, L2$ – лінійні; навантаження R_L – постійне. Найменування часових діаграм і відповідні їм позначення показано зверху вниз, у відповідності до їх розміщення на рис. 2: цифровий сигнал керування U_K транзисторним ключем VT (далі в п.1 – VS); напруга U_{C21}

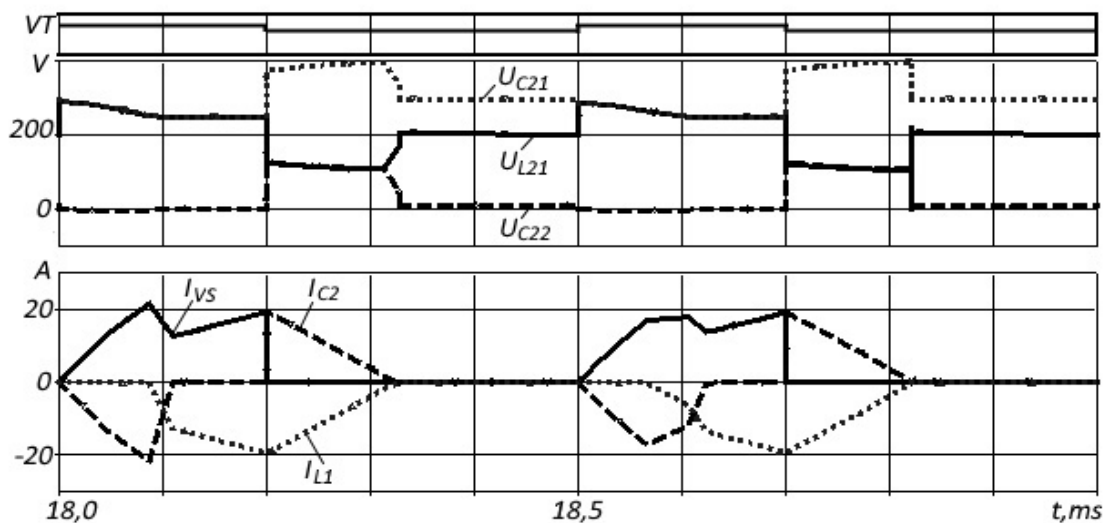


Рис. 2

на першому виводі конденсатора C2 (пунктирна лінія); напруга U_{L21} на першому виводі дроселя L2 (суцільна лінія); напруга U_{C22} на другому виводі конденсатора C2 (штрихова лінія); струм I_{VS} ключа VT (суцільна лінія); зарядний (негативний, через діод VD2) і розрядний (позитивний, через діод VD3) струм I_{C2} конденсатора C2 (штрихова лінія); струм I_{L1} у дроселі L1 (пунктирна лінія).

На основі цих діаграм, розглядаючи один період комутації, можна виділити 5 часових інтервалів (ЧІ), за яких функціонують визначені 5 структур ЗПН-1 (табл.1), що дає можливість аналізувати електромагнітні процеси на всіх ділянках схеми ЗПН-1.

Таблиця 1

№ ЧІ	Функціонуючі структури ЗПН – 1 (товсті лінії)	Примітки
1		Заряджений конденсатор C2 через увімкнений ключ VS (при струмі I_{VS}), дросель L1, діод VD3 частково розряджається на конденсатор C3.
2		Співвідношення між струмами ключа VS, дроселя L2, дроселя L1 та конденсатора C2 характеризується відповідно до виразу: $I_{VS} = I_{L2} = I_{L1} + I_{C2}$.
3		Спільний струм дроселя L1, ключа VS, дроселя L2 практично лінійно збільшується до моменту розімкнення ключа VS.

4		<p>Ключ VS розмикається, струм I_{L1} дроселя L1 через C2, VD2, L2 і, лінійно зменшуючись до нуля, дозаряджує конденсатори C2, C3, тобто $I_{L1} = I_{L2}$.</p>
5		<p>Напруга на виході L1 і на C2 вище вхідної напруги U_1, тобто $U_{L12} = U_{C12} > U_1$. При цьому конденсатор C3 розряджується на навантаження R_L.</p>

Умови переходу електромагнітних процесів із одного інтервалу в наступний залежать від можливого розвитку процесів у ділянці схеми даного інтервалу та від алгоритму керування ключем VS. Так, закінчення *першого інтервалу* співпадає з моментом перевищення вхідної напруги U_1 над напругою U_{C21} , що спадає, та відпирання діода VD1. В той же момент часу припиняється резонансний розряд конденсатора C2 та починається експоненціальний спад струму в ньому. Під час *другого інтервалу* відбувається плавний перехід розрядного струму I_{C2} конденсатора C2 (через ключ VS і діод VD3) до накопичувального струму I_{L1} дроселя L1 (через ключ VS і діод VD1). *Третій інтервал* починається після плавного спаду струму I_{C2} до нуля і закінчується розімкненням ключа VS. *Четвертий інтервал* характеризується тим, що струм I_{L1} різко не спадає, а плавно зменшується, дозаряджує конденсатор C2 до рівня, коли напруга на ньому U_{C21} стане більше вхідної U_1 . Відмітним для *п'ятого інтервалу* є те, що зберігається підвищена напруга на конденсаторі C2.

За результатами експериментальних досліджень та комп'ютерного моделювання виявлено такі особливості та переваги ЗПН-1:

1) напруга на першому виводі дроселя L2 (як і на виході ключа VS) дорівнює сумі спадів напруги на L2 і навантаженні $U_{L21} = U_{L2} + U_2$ і ніколи не зменшиться до нуля за умови розімкнутого ключа (що можливо в базовій схемі ЗПН [2] та в її подібних) внаслідок скидання енергії послідовного дроселя в навантаження через зворотний діод. Встановлено, що напруга U_{VS2} на виході ключа після його розмикання змінюється в межах $U_{VS2} < (U_{L21} \dots 0,5 U_{L21})$. За цим співвідношенням, завдяки зменшенню діапазону зміни напруги U_{VS2} , покращується якість вихідної напруги U_2 (за рівних умов у порівнянні з базовим ЗПН).

2) відсутність різкого обриву вхідного струму I_{L1} після розімкнення ключа VS, що виключає появу високочастотних випромінювань в оточуючому середовищі без додаткових заходів по їх усуненню, а також підвищує якість вхідної електроенергії. Ці властивості ЗПН-1 обумовлені наявністю магнітного зв'язку між дроселями L1 і L2, їх участю в одночасному формуванні вхідного струму та вихідної напруги перетворювача.

3) після розімкнення ключа VS він шунтується струмом через C2 і VD2, що зменшує втрати електроенергії на ключі та внаслідок чого підвищується ККД цього перетворювача.

4) за рахунок підвищеної напруги U_{C21} на конденсаторі C2 до моменту замкнення ключа VS (рис. 2) та узгодженої з магнітнозв'язаними дроселями L1, L2 віддачі електроенергії в конденсатор C3 напруга на ньому за максимальної довжини керуючих імпульсів U_K має значення $U_2 \approx 0,9U_1$, тобто значно більше, ніж у відомих перетворювачів аналогічного призначення.

Особливість ЗПН-1 полягає в тому, що в ньому керування ключем VS здійснюється способом модулювання довжини імпульсів та пауз на інтервалі комутації.

Макетні випробування ЗПН-1 підтвердили його працездатність, означені вище переваги та особливості, а також адекватність результатам комп'ютерного моделювання.

Модифікацією цього пристрою є перетворювач ЗПН-2 за схемою, що відрізняється від схеми на рис.1 тим, що в ній відсутній діод VD-3, а нижня обкладинка конденсатора C2 з'єднана з землею. Аналіз цієї схеми, виконаний за аналогією з аналізом ЗПН-1, показав приблизно такі ж характеристики, але в разі керування ключем VS шляхом зміни частоти імпульсів U_k за незмінної їх довжини.

2. Транзисторні ключі з чотирма електродами.

Запропоновано та проведено дослідження макетних зразків транзисторних ключів з чотирма електродами, виконаних на дискретних елементах згідно з їх традиційними еквівалентними схемами [1], в яких введено четвертий електрод. Це комплементарні транзистори типу IGBT та Дарлінгтона, що відповідно позначені як IGBT-4EL та ВТД-4EL (біполярний транзистор Дарлінгтона), а також транзистори з повним (включено-виключено) тиристорним керуванням, відповідно позначені як VTS-BT, VTS-MOS, VTS-IGBT. Пропозиції щодо інтегрального виконання даних приладів відправлено до компанії VISHAY.

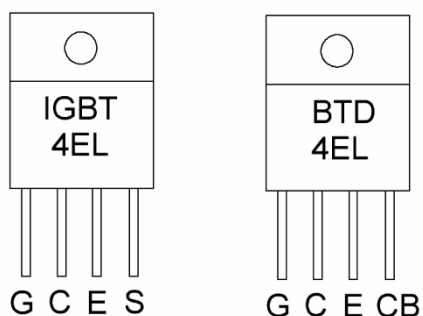


Рис. 3

2.1. Комплементарні транзисторні ключі з четвертим електродом.

Можливі варіанти інтегрального виконання цих транзисторів зображено на рис. 3 (прилади IGBT- 4EL та ВТД-4EL). В еквівалентній схемі IGBT-4EL від емітера E силового біполярного транзистора відокремлено витік S керуючого польового транзистора. А в еквівалентній схемі ВТД-4EL від колектора С силового біполярного транзистора відокремлено колектор СВ (колектор базовий) керуючого біполярного транзистора. Наявність четвертих відокремлених електродів S та СВ у цих приладах передбачає варіанти поєднання їх з навантаженням таким чином, що досягається зменшення втрат електроенергії на силових ключах:

статичних від 30 до 50 %; динамічних – від 25 до 30 %. Більш детальний опис ключів IGBT-4 EL та ВТД-4EL викладено в авторських публікаціях [1, 6, 7].

Як приклад на рис. 4 приведено застосування IGBT-4EL (ключ VT-4EL) у згаданому вище ЗПН-2 з метою збільшення його ККД. В еквівалентній схемі IGBT-4EL емітер E силового біполярного транзистора ключа відокремлено від витoku B керуючого польового транзистора і позначено як EB (рис.4). Це дає змогу використати спад напруги на діоді VD2 як напругу зміщення потенціалу EB відносно емітера E, що призводить до зменшення напруги U_{KE} ключа VT-4EL. За експериментами спад напруги U_{KE} зменшено до $\approx 50\%$. Слід відмітити, що діод VD2 є в більшості випадків необхідним для блокування зворотної напруги через IGBT, що має внутрішній діод. Також є можливість підключення електродів E і EB за іншими варіа-

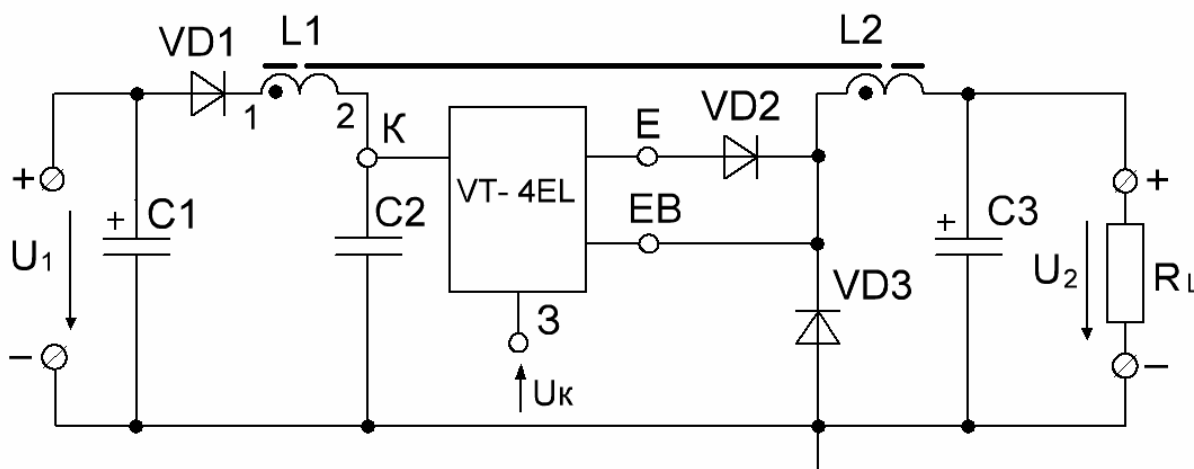


Рис. 4

нтами, згідно з якими збільшується напруга зміщення потенціалу EB, включаючи покращення умов комутації ключа VT - 4EL, що в цілому помітно розширює функціональні можливості

ключа IGBT-4EL та в перспективі робить вигідним його застосування в ряді інших пристроїв силової перетворювальної техніки.

2.2 Транзисторні ключі з повним тиристорним керуванням.

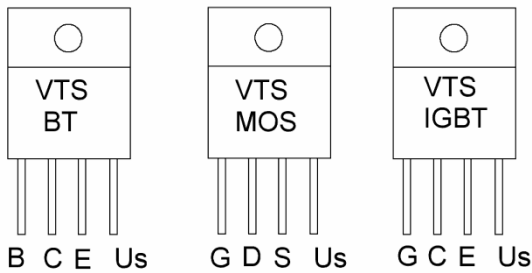


Рис. 5

Можливі варіанти інтегрального виконання цих транзисторів показано на рис. 5 (прилади VTS-BT, VTS-MOS, VTS-IGBT). В еквівалентних схемах регенеративного ключа, складеного із верхнього та нижнього комплементарних транзисторів, емітер верхнього транзистора типу р-п-р відокремлено від колектора нижнього транзистора типу п-р-п (в VTS-BT); сток нижнього польового транзистора (в VTS-MOS); колектора нижнього транзистора (VTS-IGBT). Це дає можливість підключити емітер верхнього транзистора до слабкострумового сервісного джерела живлення U_S та, зберігаючи регенеративність ключа, ввести до нього польовий та IGBT транзистори. Стосовно двох останніх транзисторів принципово неможливо їх введення до відомої регенеративної схеми тиристора. Така реконфігурація цієї схеми дозволяє підключити нижні силові транзистори до основного джерела живлення, а верхні транзистори, як слабкострумові, до окремого сервісного джерела живлення, використовуючи електроди U_S . За результатами експериментальних випробувань даних ключів, виконаних на дискретних елементах, підтверджено їх основні переваги перед тиристорами та GTO-тиристорами: зменшений спад напруги на ключах – від 30 до 50 %; помітно зменшений струм утримання ключів; керування короткими слабкострумовими імпульсами на включення та запирання ключів за умови збереження самозапирання ключів після зміни полярності напруги на них чи в момент відключення сервісного джерела живлення; запирання ключів в аварійних ситуаціях практично в будь-який момент незалежно від полярності основного джерела живлення; сумірна частота комутації ключів VTS-MOS та VTS-IGBT з частотними можливостями їх силових транзисторів. Виходячи з цих розширених функціональних можливостей ключів (рис. 5), опрацьовано перспективи їх вигідного застосування в ряді пристроїв силової перетворювальної техніки. Особливо доцільним воно є в зарядних LC-колах, працюючих при довгих зарядних імпульсах: ключі VTS розмикаються коротким слабкострумовим імпульсом і самозамикаються при нульовому струмі, коли напруга на них змінює полярність. Працездатність ключа VTS-IGBT в зарядно-накопичувальному вузлі МНПІ та його переваги підтверджено експериментально. Більш детально ключі (рис. 5) розглянуто в авторських публікаціях [1, 6, 7], а також в двох патентах на винахід, на які одержано позитивні рішення.

3. Комбіновані випрямлячі. З орієнтацією на вимоги до живлення магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів досліджено функціонування комбінованих випрям-

Таблиця 2

Криві рис.2	C1, C2 %	C3 %
1	0	100
2	40	60
3	80	20
4	100	0
5	20	90
6	40	80

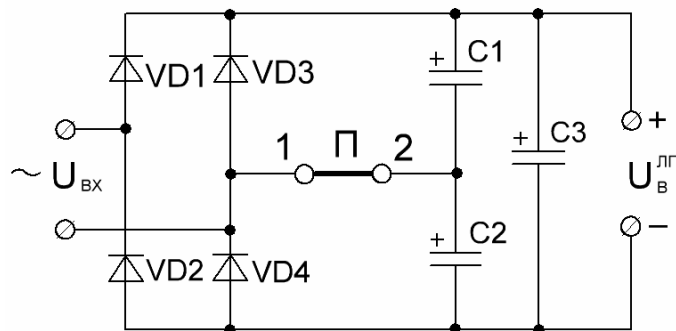


Рис. 6

лячів (КВ), побудованих шляхом поєднання традиційних схем випрямлення Латура та Греца [8] при забезпеченні стабілізації (керуваності) їх вихідних напруг. На рис. 6 показано схему такого КВ, де без перемички П він працює як випрямляч Греца, а з перемичкою – як випрямляч

Латура-Греца, тобто з можливістю подвоєння вихідної напруги U_B^{III} . На рис. 7 показано варіанти його зовнішніх характеристик 1 – 6, одержані шляхом вибору співвідношень між ємностями C_1 , C_2 та C_3 згідно з табл. 2 (у відсотках від варіанту, що забезпечує криву 1). Як видно, змінюючи ці співвідношення, можна виставляти напругу $U_B^{III} \approx 300; 400; 500; 600$ В (криві 1 – 4). Змінюючи також співвідношення C_1 , C_2 та C_3 на вибраному дискретному рівні, можна змінювати форму кривих, наприклад 5, 6 (рис. 7), наближуючи їх до необхідних вольт-амперних характеристик того чи іншого навантаження. Наведені характеристики (рис. 7) ще в більшій мірі можна змінювати у разі застосування в КВ керуючих ключів, якщо їх ввести замість перемички П. Досліджено три модифікації таких керованих випрямлячів. Виявлено доцільність та переваги способу керування часом заряду конденсаторів C_1 , C_2 [8] у порівнянні з відомими способами керування ключами, встановленими в силові ланцюги випрямлячів.

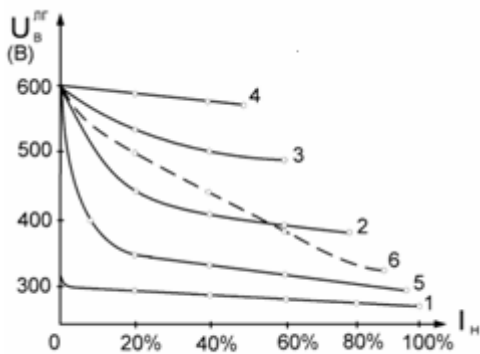


Рис. 7

Експериментально та моделюванням підтверджено такі основні особливості та переваги керованих КВ:

- регулювання (стабілізація) вихідної напруги здійснюється за її підвищених рівнів (від ≈ 300 до ≈ 600 В), а не за знижених, що властиво відомим аналогам;

- підвищення вихідної напруги КВ за тієї ж самої потужності має наслідком відповідне зменшення струму та втрат електроенергії в пристроях, що живляться від КВ, а також у самому КВ;

- можливості формування зовнішніх характеристик КВ, які задовольняють вимоги до електроживлення практично всіх видів навантаження; покращений спектральний склад вхідного струму та зменшення його крест-фактора (КФ), що встановлено за результатами математичного моделювання керованих КВ;

- можливість компенсації провалів вихідної напруги схеми Греца та зменшення пульсацій цієї напруги за допомогою схеми випрямлення Латура, оскільки перша перевищує другу;

- більш вигідне поєднання КВ із ЗПН-1, ЗПН-2, оскільки їхні верхні рівні вихідної напруги $U_B^{ЗПН} > (\approx 0,8... \approx 1,1)$, тобто більші, ніж у відомих ЗПН. Більш детально керовані КВ розглянуто в авторських роботах [8, 9].

Виходячи з особливостей та переваг керованих КВ, є підстава вважати, що вони мають перспективу застосування не тільки як окремих пристрій, але, що не менш важливо, у складі ряду пристроїв силової перетворювальної техніки, підвищуючи їх ефективність. Переконливість цієї тези підтверджується прикладом їх використання в МНГІ.

4. Основні способи підвищення ефективності магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів. Магнітно-напівпровідникові генератори високовольтних мікро- та наносекундних імпульсів широко застосовуються в різноманітних імпульсних технологіях [1]. Підвищення ефективності цих технологій у значній мірі залежить від покращення основних показників МНГІ. Для МНГІ основним проблемним показником є його ККД, оскільки він значно нижчий у порівнянні з іншими пристроями силової перетворювальної техніки. Вихідні імпульси МПГІ безпосередньо впливають на процеси імпульсних технологій. Тому адаптація параметрів цих імпульсів під вимоги їх навантаження є проблемною задачею у процесі побудови МНГІ.

Проведені дослідження показали, що підвищення ККД та зв'язаних з ним інших основних показників МНГІ в найбільшій мірі залежить від оптимальної побудови тієї його частини, що передує високовольтному трансформатору (т.зв. передтрансформаторної частини). Виходячи з цього, основними способами підвищення ККД та ефективності МНГІ є:

- 1) використання як вхідного випрямляча комбінованих випрямлячів (КВ), які розглянуто в п. 3 цієї статті, забезпечуючи у разі потреби їх керованість за допомогою ключів у за-

рядному колі конденсаторів $C1, C2$ (рис. 6) або знижувальних перетворювачів напруги ЗПН-1, ЗПН-2. КВ за схемою Латура-Греца в порівнянні зі схемою Греца дає змогу встановлювати вихідну напругу більшою майже в 2 рази. Це зменшує втрати енергії на діодах і ключах ЗПН та на ключах МНГІ за умов рівності (з альтернативними рішеннями) необхідної споживаної потужності МНГІ. Підвищення цієї напруги також квадратично зменшує ємності накопичувальних конденсаторів, за рахунок чого збільшується коефіцієнт компресії імпульсів МНГІ;

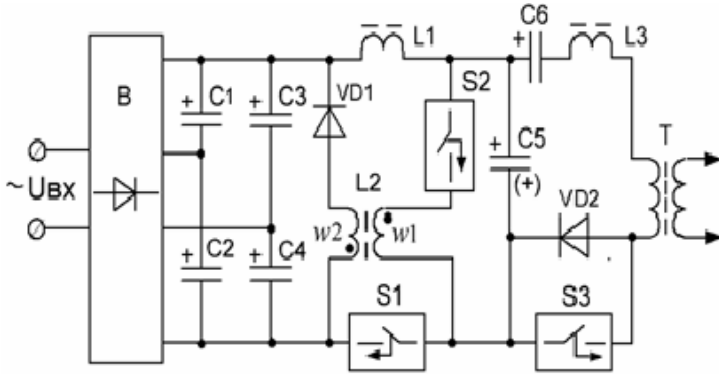


Рис. 8

3) застосування в передтрансформаторній частині МНГІ запропонованих ключів з четвертим електродом IGBT-4 EL, BTD-4EL (рис. 3) та транзисторів з повним тиристорним керуванням VTS-BT, VTS-MOS, VTS-IGBT (рис. 5). Це дозволяє зменшити втрати електроенергії, а завдяки транзисторам VTS, крім того, в порівнянні з відомими тиристорами досягти збільшення частоти вихідних імпульсів МНГІ та підвищення можливостей керування ними;

4) застосування в структурі МНГІ переривників струму не тільки в його вихідному вузлі компресії імпульсів, а також в його перед- та післятрансформаторних вузлах. Попередньо оцінено таку можливість через використання переривників струму: відомі діодні (SOS-діоди [10]), запропоновані магнітно-діодні та їх комбінації;

5) виконання кінцевого вузла компресії імпульсів МНГІ таким, щоб він сформував цуг із двох – трьох вихідних імпульсів. У роботі [11] показано, що збудження лазера на парах міді цугами імпульсів суттєво збільшує його ККД, що неможливо здійснити іншими способами. Такий вузол зображено на рис. 9. Перший імпульс U_{out} формується, як у відомій схемі

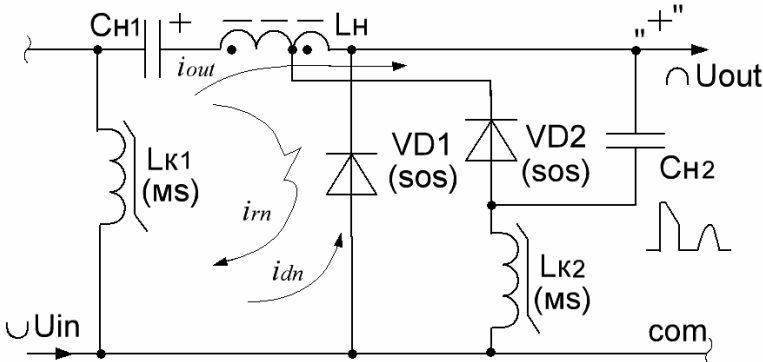


Рис. 9

закінченню якої за рахунок енергії в C_{n1}, C_{n2} формується другий імпульс U_{out} . Використання вузла за схемою рис. 9 у генераторах імпульсів лазерів на парах міді є пріоритетним способом підвищення їхньої ефективності.

2) подвоєння амплітуди напруги вхідних імпульсів високовольтного трансформатора, наприклад, згідно з запропонованою схемою рис. 8 [8]. Тут перезаряд конденсатора $C5$ ключем $S2$ призводить до подвоєння напруги на конденсаторах $C5, C6$ та на первинній обмотці трансформатора T . Таке збільшення напруги дозволяє зменшити коефіцієнт трансформації трансформатора та сприяє зниженню його ціни як найдорожчого елемента МНГІ;

[10]. При цьому накачується прямим струмом i_{dn} також $VD2$, а в зворотному напрямку за струмом i_{out} він включається з затримкою до насичення дроселя L_{k2} . У цей момент обривається імпульс U_{out} , оскільки струм i_{out} замикається через $VD2, L_{k2}$, і далі заряджається конденсатор C_{n2} через L_{k2} , визначаючи разом з часом переманічування L_{k2} паузу після першого імпульсу U_{out} , по

1. Волков И.В., Зозулев В.И., Шолох Д.А. Магнитно-полупроводниковые устройства преобразовательной техники. К.: Наук. думка, 2016. 230 с.
2. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1988. 294 с.
3. Русу А.П. Почему обмотки дросселя обратногоходового преобразователя могут иметь разное число витков. Часть 1. Радиолоцман. 2018. С. 1 – 8.
4. <https://www.radiolocman.com/review/artikle.html?di=532947> (Ćuks resonant buck slashes magnetic Michael Dunn).
5. Готтлиб. И.М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы. Пер. с англ. Москва: Постмаркет, 2002. 544 с.
6. Волков И.В., Зозулев В.И., Сторожук А.І. Комплементарний транзисторний ключ. Пат. №118904, МПК НОЗК 17/00. Заявник і патентовласник ІЕД НАН України. Заявл. 06.06.2017. Опубл. 25. 03. 2019, Бюл. № 6.
7. Зозулев В.И. Устройства преобразовательной техники на основе реконфигурации распределенных структур. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 46. С. 71 – 80.
8. Волков И.В., Зозулев В.И., Христо О.І. Підвищення ефективності пристроїв перетворювальної техніки шляхом керування часом заряду (перезаряду) їхніх ємнісних накопичувачів енергії. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 2. С. 15 – 18.
9. Зозулев В.И., Бондаренко А.Ф., Юрчишин В.Я. Комбинированные управляемые выпрямители однофазного электропитания. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 51. С. 75 – 81.
10. Рукин С.Н. Генераторы мощных наносекундных импульсов с полупроводниковыми размыкателями тока. Приборы и техника эксперимента. 1999. С. 5 – 36.
11. Герасимов В.А., Герасимов В.В. Исследование лазера на парах меди при накачке цугами затухающих синусоидальных импульсов возбуждения. *Журнал техн. физики*. 2011. 81. Вып. 1. С. 153 – 156.

УДК 621.314

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРНЫХ УЗЛОВ МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСОВ

И.В. Волков, чл.-корр. НАН Украины, **В.И. Зозулев**, канд. техн. наук, **В.П. Голубев**, канд. техн. наук, **В.В. Пащенко**, **А.И. Сторожук**

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

e-mail: dep8ied@ied.org.ua

Представлены новые научные результаты, полученные на основе комплексных исследований и оптимизации структурных узлов магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов (МППИ) микро- и наносекундного диапазонов. Исследовано два типа DC/DC преобразователей, ориентированных на их применение с высоким КПД в МППИ и в других устройствах преобразовательной техники. Разработаны практические схемы комбинированных выпрямителей однофазного питания. Доказано, что эти выпрямители имеют наиболее широкий диапазон выходных напряжений - в пределах ~ от 300 до 600 В и выбора внешних характеристик, оптимальных для различных нагрузок. Показано, что совместное применение рассмотренных DC / DC преобразователей и комбинированных выпрямителей в качестве входной части МППИ в наибольшей степени способствует повышению КПД и эффективности МППИ. Предложены новые типы транзисторных ключей с четырьмя электродами, эффективных для применения не только в МППИ, но и во многих устройствах преобразовательной техники. Библ.11, рис.9, табл.2.

Ключевые слова: понижающие DC/DC преобразователи, комбинированные выпрямители, магнитно-полупроводниковые генераторы импульсов.

OPTIMIZATION OF STRUCTURAL UNITS OF MAGNETIC - SEMICONDUCTOR PULSES GENERATORS

I.V. Volkov, **V.I. Zozulov**, **V.V. Golubev**, **V.V. Paschenko**, **A.I. Storozhuk**

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

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: dep8ied@ied.org.ua

The new scientific results, obtained on the basis of complex research and optimization of structural units of magnetic - semiconductor pulse generators (MSPG) of micro and nanosecond ranges, are presented. Two types of DC / DC converters, focused on their application with high efficiency in MSPG and other devices of power electronics were investigated. Practical schemes of combined single-phase power rectifiers have been developed. It is proved that these rectifiers have the widest range of output voltages - within $\sim (300 \dots 600)$ V and the choice of external characteristics that are optimal for different loads. It has been shown that the spin-use of the considered DC / DC converters and combined rectifiers as the input part of the MSPG most favor the increase the efficiency of MSPG. New types of transistor switches with four electrodes, effective for application not only in MSPG, but also in many devices of power electronics, are offered. References 11, figures 9, tables 3.

Keywords: DC / DC converters, combinedrectifiers, pulses generators

1. Volkov I.V., Zozulev V.I., Sholokh D.A. Magnetic-semiconductor devices of power electronics. К .; Naukova Dumka, 2016. 230 p. (Rus)
2. Severns R., Blum G. Pulsed DC/DC voltage converters for secondary power supply systems. Tr.. from English. М .: Energoatomizdat, 1988. 294 p. (Rus)
3. Rusu A.P. Why the windings of the choke of the flyback converter may have a different number of turns. Part 1. Radiolotsman. 2018. Pp. 1 – 8. (Rus)
4. <https://www.radiolocman.com/review/artikle.html?di=532947> (Ćuks resonant buck slashes magnetic, Michael Dunn.)
5. Gottlieb I.M. Power sources. Inverters, converters, linear and pulse stabilizers. Tr. from English. Moscow: Postmarket, 2002. 544 p. (Rus)
6. Volkov I.V., Zozulov V.I., Storozhuk A.I. Complementary transistor key. Pat. No. 118904, MPK NOZK 17/00. Publ. 25. 03. 2019. Bull. No 6. (Ukr)
7. Zozulev V.I. Transducer devices based on reconfiguration of distributed structures. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. No 46. Pp. 71 – 80. (Rus)
8. Volkov I.V., Zozulov V.I., Khristo O.I. Improving of power electronics devices efficiency by the charging timecontrol of their capacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 2. Pp. 15 – 18. (Ukr)
9. Zozulev VI, Bondarenko A.F., Yurchishin V.Ya. Combined controlled rectifiers of single-phase power supply. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2018. No 51 Pp. 75 – 81. (Rus)
10. Rukin S.N. Generators of powerful nanosecond pulses with semiconductor current breakers. Instruments and experimental technique. 1999. Pp. 5 – 36. (Rus)
11. Gerasimov V.A., Gerasimov V.V. Study of a copper vapor laser pumped by a train of damped sinusoidal excitation pulses. *Journal of Technical Sciences. physics*. 2011. 81. Vol. 1. Pp. 153 – 156. (Rus)

Надійшла 06. 06. 2019
Received 06. 06. 2019