

К. т. н. О. Ф. БОНДАРЕНКО, О. П. ГОЛУБЕНКО, О. С. ЯМА, А. Ю. ЗІНЧЕНКО

Україна, м. Київ, Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
E-mail: bondarenkoaf@gmail.com

ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЗІ ЗНИЖЕНОЮ ПУЛЬСАЦІЄЮ ВИХІДНОГО СТРУМУ

Показано актуальність дослідження імпульсних перетворювачів з метою отримання вихідного струму з низькими пульсаціями для живлення чутливих навантажень і наведено огляд методів зниження пульсацій та найпоширеніших топологій перетворювачів. Представлено результати практичного застосування розробленого експериментального стенда та проаналізовано отримані залежності величини пульсацій вихідного струму від об'ємів силових частин перетворювачів різних топологій за умови однакової потужності та частоти. Наведено рекомендації щодо обрання типу перетворювача у кожному конкретному випадку з точки зору зменшення пульсацій.

Ключові слова: імпульсні перетворювачі електроенергії, пульсація вихідного струму, згладжування пульсацій, топології перетворювачів, перетворювач з компенсуючою фазою.

Перетворювачі, що працюють в імпульсному режимі, забезпечують вищий коефіцієнт корисної дії (ККД) порівняно з перетворювачами у в безперервному режимі. Вихідний струм імпульсних перетворювачів має не тільки постійну складову, але й змінну — високочастотну пульсацію. Для деяких типів застосувань імпульсних перетворювачів, зокрема в складі джерел живлення для контактного зварювання металів, зварювання біологічних тканин, електролізерів, лазерів, обчислювальної та акустичної техніки тощо, необхідно забезпечувати дуже низький рівень пульсацій вихідного струму. Забезпечення необхідного рівня пульсацій зазвичай здійснюється шляхом використання згладжувальних фільтрів. Зниження рівня пульсацій струму потребує збільшення номіналів елементів і, відповідно, габаритних розмірів фільтра. В результаті у джерелах живлення, які зазвичай працюють як замкнені системи зі зворотним зв'язком, погіршуються динамічні характеристики — збільшується інерція контуру регулювання і знижується статична і динамічна точність регулювання, збільшується вартість елементів фільтра. З іншого боку підвищення частоти перемикання силових транзисторів імпульсних перетворювачів, хоча і дозволяє знизити розміри елементів фільтра, проте призводить до збільшення динамічних втрат, і у відповідних силових транзисторах, і в елементах фільтра [1].

Таким чином в процесі розробки імпульсних перетворювачів для забезпечення низького рівня пульсації вихідного струму необхідно шукати компроміс між габаритними розмірами елементів і прийнятними втратами в них з урахуванням дина-

мічних характеристик джерел живлення як замкнених систем зі зворотним зв'язком. Використання багатofазних імпульсних перетворювачів може сприяти розв'язанню зазначеної проблеми, але не забезпечує низький рівень пульсацій вихідного струму в широкому діапазоні зміни коефіцієнта заповнення імпульсів управління.

Метою цієї роботи є визначення топології імпульсного перетворювача, яка б забезпечувала зниження пульсації вихідного струму за умови збереження потужності та об'єму конструкції.

Аналіз найпоширеніших топологій імпульсних перетворювачів і шляхів зниження пульсацій вихідного струму

Для досягнення зазначеної мети проведемо аналіз шляхів зменшення пульсацій вихідного струму в імпульсних перетворювачах різного типу та оберемо найефективніший.

Наразі широке розповсюдження отримав знижувальний імпульсний перетворювач постійної напруги. Він належить до базових перетворювачів і складається з транзистора, діода, котушки індуктивності та конденсатора. Слід зазначити, що чим більше пряме падіння напруги на діоді, тим більшими є втрати, тому зазвичай використовують діод Шоттки, в якого пряме падіння напруги є меншим. За великого струму навантаження потужність втрат на діоді можна знизити, якщо використати замість нього синхронний транзистор, який функціонує в протифазі з основним транзистором. Регулювання вихідної напруги такого перетворювача здійснюється зміною співвідношення тривалостей відкритого та закритого станів основного силового транзистора [2]. На виході

такого імпульсного перетворювача формується напруга у вигляді послідовності прямокутних імпульсів, яку можна використовувати для живлення нечутливих до пульсацій струму навантажень, наприклад електричних нагрівачів. Для живлення переважної більшості пристроїв, яким необхідний струм з невеликою пульсацією, до схеми перетворювача потрібно додати LC-фільтр [3, 4]. Схему описаного перетворювача та форми струмів на його елементах наведено на **рис. 1, 2**.

З представлених на **рис. 3** залежностей відносного габаритного розміру фільтра (*RFS*) від пульсацій вихідного струму видно, що відповідно до конкретних вимог до перетворювача існує оптимальний діапазон відносних габаритних розмірів фільтра.

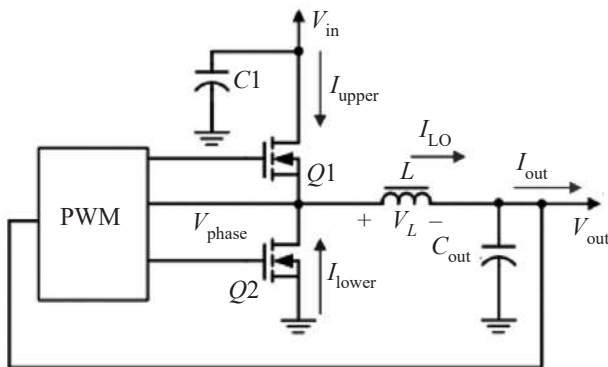


Рис. 1. Схеми імпульсного знижувального перетворювача постійної напруги з синхронним транзистором [5]

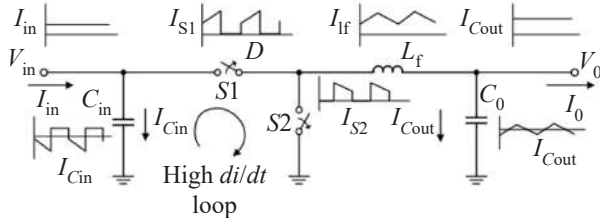


Рис. 2. Форма струму на елементах перетворювача [5]

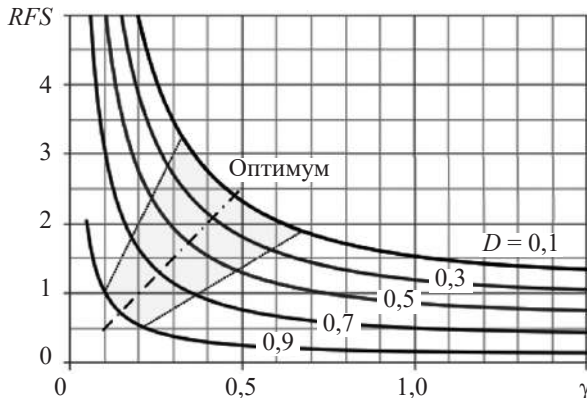


Рис. 3. Залежність відносного габаритного розміру фільтра *RFS* від пульсацій вихідного струму для різних значень коефіцієнта заповнення імпульсів управління *D* [6]

Один зі шляхів мінімізації пульсацій вихідного струму полягає у збільшенні кількості витків котушки індуктивності, що своєю чергою призводить до збільшення її габаритних розмірів і підвищує собівартість перетворювача в цілому [6]. Інший підхід полягає у збільшенні частоти комутації силових транзисторів. Необхідно відзначити, що силові транзистори, які розраховані на роботу з великими струмами, мають велику ємність затвор – виток, і для їх переходу із закритого у відкритий стан і навпаки витрачається більше часу, при цьому також необхідно використовувати потужні драйвери для забезпечення великого струму перезаряду цих ємностей. В процесі переходу із закритого стану у відкритий і навпаки транзистор перебуватиме у лінійному режимі й сильно нагріватиметься. Тобто наслідком збільшення частоти імпульсів управління буде збільшення відносного часу перебування транзистора в лінійному режимі та збільшення динамічних втрат.

Однофазні знижувальні імпульсні перетворювачі постійної напруги добре працюють зі струмами навантаження приблизно до 25 А, подальше збільшення значень цих струмів призводить до зниження коефіцієнта корисної дії (ККД). Одним з можливих рішень є використання багатофазного перетворювача. На **рис. 4** наведено схему багатофазного знижувального імпульсного перетворювача постійної напруги з трьома паралельними фазами, а також імпульси управління силовими транзисторами відповідних фаз.

Багатофазний перетворювач являє собою декілька синхронних перетворювачів, з'єднаних між собою паралельно. Всі фази функціонують з однаковим коефіцієнтом заповнення імпульсів, але з відповідним часовим зсувом, який залежить від кількості фаз. Струм у всіх фазах є однаковим, а у спільному вихідному вузлі струми фаз додаються, що дозволяє в таких перетворювачах нарощувати потужність до необхідних значень. Частота пульсацій вихідного струму визначається перемноженням частоти імпульсів управління на кількість використовуваних фаз, а це своєю чергою дозволяє перетворювачу працювати на відносно низьких частотах, тобто динамічні втрати в перетворювачі будуть меншими [1].

Наведені на **рис. 5** діаграми пульсації струму в трифазному перетворювачі ілюструють ситуацію, коли вихідний струм у три рази більший, ніж у кожній окремій фазі, а пульсації приблизно у три рази менші.

Теоретичні криві на **рис. 6** вказують на те, що залежно від кількості фаз та коефіцієнта заповнення імпульсів існують точки, де пульсації струму знижуються до нуля, оскільки окремі пульсації струмів кожної фази повністю компенсують одна одну. Однак реалізувати це на практиці заважають шуми, перехідні процеси та інші фактори, під впливом яких

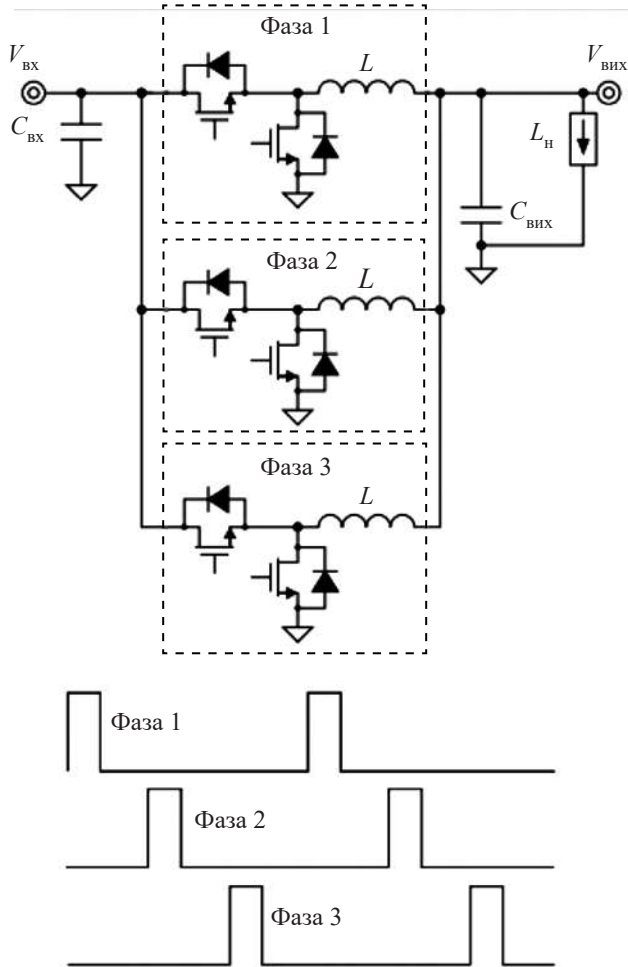


Рис. 4. Схема трифазного понижувального перетворювача та діаграми імпульсів управління силовими транзисторами відповідних фаз [7]

може змінюватись значення коефіцієнта заповнення імпульсів.

На практиці часто виникають ситуації, коли споживана потужність суттєво зменшується відносно номінальної. В таких випадках кількість фаз може стати надмірною, а внаслідок роботи транзисторів, потреба в яких зникає, знижується ККД. Для того щоб його підвищити, застосовують відповідні методи управління, наприклад оптимальне або адаптивне управління кількістю фаз, що призводить до реконфігурації схеми перетворювача відповідно до струму навантаження. Такий підхід може бути незамінним, коли необхідно отримати високий ККД у всьому діапазоні значень струму навантаження (рис. 7).

Розвитком розглянутих схем є схема перетворювача з додатковою фазою, яку наведено на рис. 8. Її основою є схема синхронного перетворювача до якої додається фаза компенсації. В результаті отримуємо схему, схожу на класичний двофазний перетворювач, але з додатковим конденсатором C_s . Обидві ланки перетворювача працюють в протифазі, тобто коли дросель L_p під'єднано до

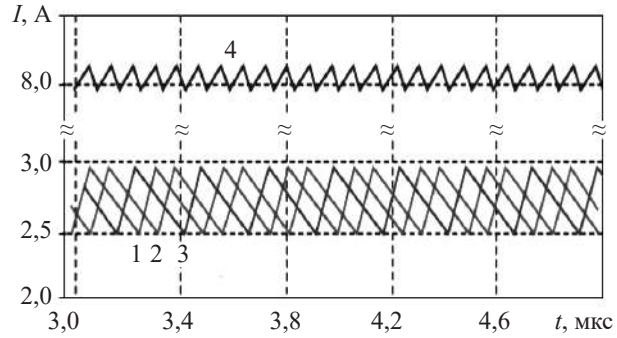


Рис. 5. Діаграми струмів у каскадах (1, 2, 3) та вихідний струм (4) багатofазного перетворювача [7]

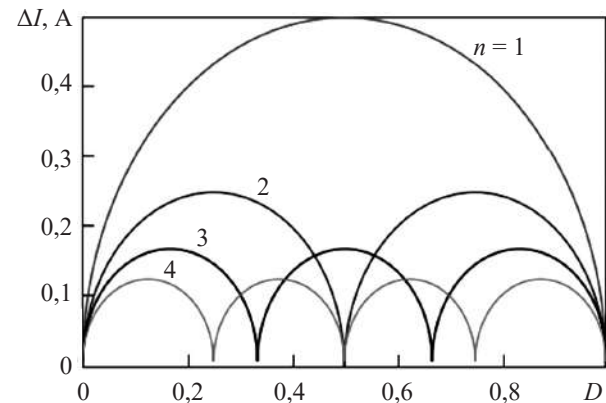


Рис. 6. Залежність пульсацій струму ΔI від коефіцієнта заповнення імпульсів керування для різної кількості фаз n [8]

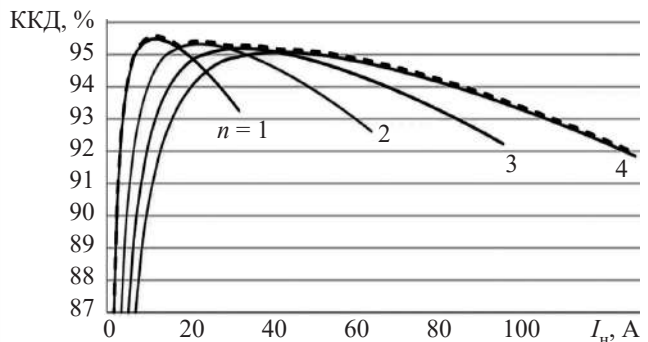


Рис. 7. Залежність ККД багатofазного перетворювача від струму навантаження I_n для різної кількості фаз n

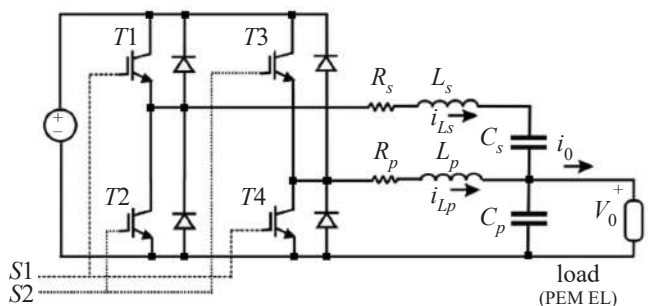


Рис. 8. Схема перетворювача з компенсальною фазою [9, 10]

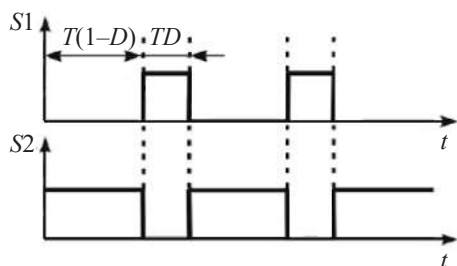


Рис. 9. Діаграми сигналів управління перетворювача з компенсувальною фазою [9, 10]

вхідного джерела, дросель L_s під'єднано до шини з нульовим потенціалом, і навпаки. На **рис. 9** наведено послідовності імпульсів управління перетворювачем $S1$ та $S2$, з яких видно, що його фази працюють із різними коефіцієнтами заповнення імпульсів.

Основна фаза перетворювача працює як класичний синхронний перетворювач. Через котушку L_p протікає постійний струм зі змінною складовою — імпульсними пульсаціями. Оскільки конденсатор C_s додано в схему як розділовий, то через нього в усталеному режимі протікає лише змінна складова струму, тобто імпульсні пульсації. З огляду на те, що транзистори основної й компенсувальної фаз перетворювача працюють в протифазі, відповідно й імпульсні пульсації компенсувальної фази також формуються в протифазі. Теоретично такий підхід дозволяє здійснити повну компенсацію пульсацій у струмі навантаження (**рис. 10**). Однак на практиці вони, хоча й дуже сильно послаблюються, проте їх повної компенсації досягти не вдається.

Головною перевагою схеми перетворювача з додатковою фазою у порівнянні зі схемою класичного багатофазного перетворювача, де повна компенсація пульсацій відбувається тільки за певних значень коефіцієнта заповнення імпульсів управління, є суттєва компенсація пульсацій незалежно від значень коефіцієнта заповнення імпульсів управління. Використання всього двох фаз створює передумови для оптимізації об'єму конструкції перетворювача за

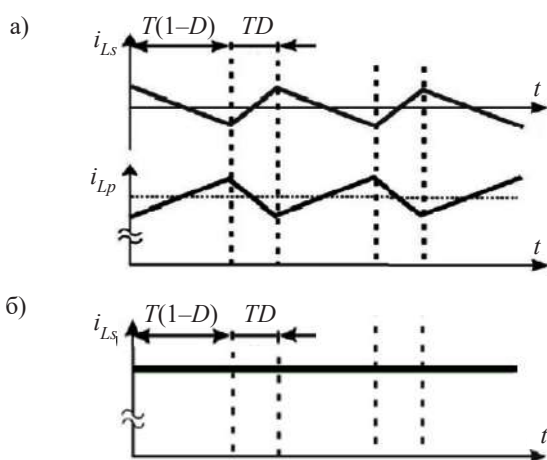


Рис. 10. Графіки струмів, які протікають в котушках (а) та навантаженні (б) [10]

умови забезпечення бажаного ККД і рівня пульсацій струму. Оскільки через компенсувальну фазу протікає лише змінна складова струму, потужність втрат на її елементах є набагато меншою ніж в елементах основної фази. Відповідно для неї можна використовувати силові транзистори меншої потужності, а також котушку індуктивності й конденсатор менших розмірів. В ситуації, коли елементи компенсувальної фази виходять з ладу, схема може бути переведена в режим роботи класичного імпульсного перетворювача постійної напруги, що знижує. У роботах [9—11] автори використовують котушки L_p та L_s з однаковими значеннями індуктивності, а значення ємності C_s рекомендують обирати в 10 разів менше в порівнянні з C_p , для того, щоб компенсаційна фаза в разі виходу з ладу не впливала на роботу основної фази.

Існують інші схемні рішення, які дозволяють зменшити пульсації вихідного струму та додатково покращити інші характеристики перетворювача. Одне з них — перетворювач Чука з гібридним трансформатором, схему якого зображено на **рис. 11**. В разі необхідності глибокого регулювання вихідної напруги (5—7 разів і більше) класичні схеми потребують включення декількох послідовних ланок з імпульсних перетворювачів, що призводить до зниження ККД. Перетворювач Чука з гібридним трансформатором дозволяє здійснювати регулювання напруги не тільки зміною коефіцієнта заповнення, а й коефіцієнта трансформації, що в сукупності для однієї ланки дозволяє зменшити напругу у 50—100 разів [13].

Завдяки застосуванню гібридного методу перемикачання та відносно низьким частотам комутації (50—200 кГц) ККД перетворювача Чука з гібридним трансформатором може досягати 99%. Відповідно, зникає необхідність використання зворотного зв'язку для регулювання вихідної напруги на відміну від класичних перетворювачів.

Для зменшення пульсацій вихідного струму перетворювача Чука з гібридним трансформатором достатньо включити дві ідентичні ланки перетворювача в паралель і забезпечити роботу зі зсувом фаз на половину періоду комутації. Це дозволяє знизити вихідну амплітуду пульсацій до дуже низьких значень, використовуючи на порядок меншу ємність вихідного конденсатора в порівнянні з класичною схемою синхронного перетворювача [12].

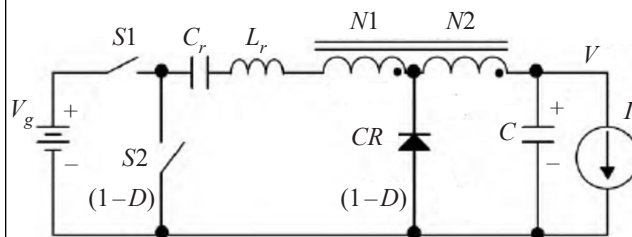


Рис. 11. Перетворювач Чука з гібридним трансформатором [12]

Результати експериментальних досліджень

Для порівняння характеристик схем імпульсних перетворювачів авторами було розроблено експериментальний стенд, фотографії складових частин якого наведено на **рис. 12**.

Основою стенду є схема двофазного імпульсного перетворювача постійної напруги, що знижує. До схеми додано перемикачі, які дозволяють змінити її конфігурацію й отримати класичний однофазний знижувальний імпульсний перетворювач постійної напруги та імпульсний перетворювач з компенсаційною фазою. Також передбачено наявність перемикачів, які дозволяють змінювати значення ємності та індуктивності вихідного фільтра.

Система управління перетворювачами побудована на базі налагоджувальної плати Black Pill з мікроконтролером STM32F401CEU6. Мікроконтролер здійснює формування ШІМ-сигналу з амплітудою 3 В та з вихідним струмом в межах десятків міліампер, чого не достатньо для управління комутацією силових транзисторів, тому для узгодження параметрів сигналів налагоджувальної плати й вхідних кіл силових транзисторів використано мікросхеми драйверів IR2104. Для реалізації керованого навантаження використано силовий транзистор, який працює у лінійному режимі, що дозволяє плавно змінювати його опір.

Параметри стенда та характеристики компонентів силової частини наведено у **табл. 1, 2**.

За допомогою розробленого стенда для кожної з трьох описаних схем імпульсних перетворювачів було здійснено варіювання номіналів індуктивності та ємності вихідного фільтра й виміряно амплітуди пульсацій вихідного струму ΔI . Для зіставлення величини пульсацій з об'ємом силової частини схеми в першому наближенні було розраховано об'єм конструкцій відповідних перетворювачів. При цьому необхідно зазначити, що під час створення стенда не вирішувалась задача мінімізації конструктивних

Таблиця 1

Параметри стенда

Вхідна напруга, $V_{вх}$	12 В
Вихідна напруга, $V_{вих}$	0 — 12 В
Вихідний струм (на повноцінну фазу), $I_{вих}$	2 А
Частота комутації, f	20 кГц

Таблиця 2

Характеристики компонентів силової частини

Компонент	Номінал (назва)	Розміри (корпус)
Транзистор	IRFZ44	ТО-220
Котушка	100 мкГн	$d = 13 \text{ мм}, h = 7 \text{ мм}$
Котушка	220 мкГн	
Конденсатор	10 мкФ	$d = 4 \text{ мм}, h = 8,5 \text{ мм}$
Конденсатор	22 мкФ	

розмірів перетворювачів, тому отримана потужність перетворювачів на одиницю об'єму є досить низькою порівняно з сучасними промисловими зразками. Але ж очевидно, що це не має значення для порівняння реалізованих на стенді схем між собою. Для врахування об'єму перетворювача з компенсаційною фазою було оцінено наявне значення струму компенсаційної фази залежно від номіналу відповідної індуктивності котушки, відносна величина якого складала 10—25% від струму основної фази та не залежала від опору навантаження. Отже, для оцінки об'єму зазначеної схеми перетворювача можна використати компоненти менших розмірів. Це і було зроблено: замінено транзистори в корпусі ТО-220 на ТО-92 та використано котушки індуктивності діаметром 8 мм і висотою 5 мм. В результаті об'єм компенсаційної фази вдалося зменшити в 4 рази в порівнянні з основною фазою.

На **рис. 13** наведено залежності амплітуди пульсацій вихідного струму імпульсних перетворювачів

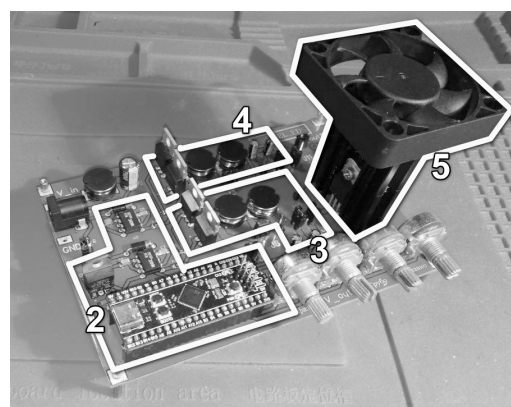
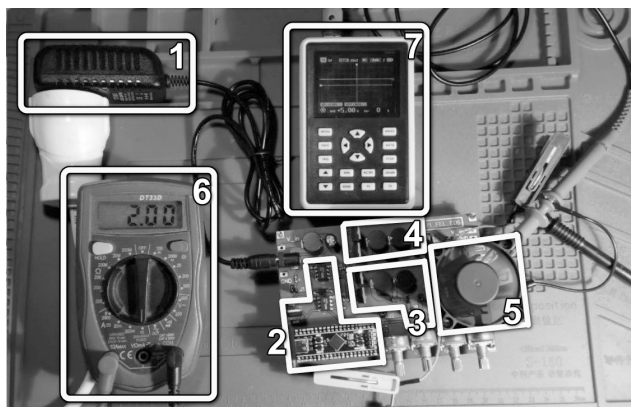


Рис. 12. Експериментальний стенд:

1 — джерело живлення 12 В; 2 — схема управління; 3, 4 — перша та друга фази; 5 — навантаження; 6 — амперметр; 7 — цифровий осцилограф FNIRSI-5012H

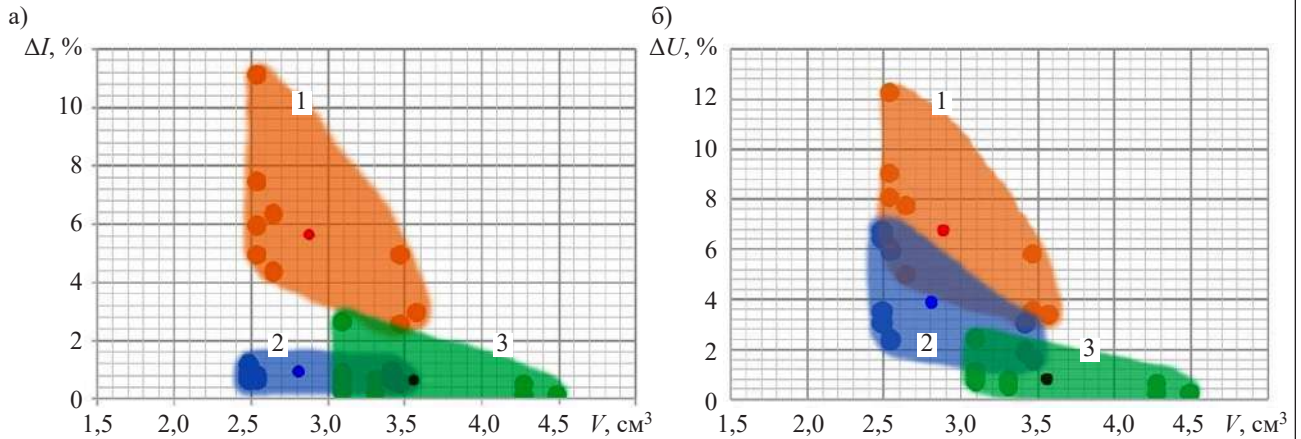


Рис. 13. Залежності амплітуди пульсацій вихідного струму від об'єму конструкції однофазного (1) та двофазного (2) імпульсних перетворювачів, а також перетворювача з компенсаційною фазою (3), отримані для різних значень коефіцієнта заповнення імпульсів управління D та вихідної напруги U :

a — $D = 53\%$, $U = 5$ В; b — $D = 33\%$, $U = 3$ В

однакової вихідної потужності, виконаних за різними схемами, від об'єму конструкції для різних значень коефіцієнта заповнення імпульсів управління та вихідної напруги перетворювачів.

Аналіз отриманих залежностей показав, що для коефіцієнта заповнення імпульсів 53% амплітуда пульсацій перетворювача з додатковою фазою менша від 4 до 20 разів, ніж класичного однофазного, та в середньому на 35%, ніж двофазного (рис. 13, а). Для коефіцієнта заповнення імпульсів 33% середнє зменшення складає 4,5 раза (рис. 13, б). При цьому об'єм перетворювача з компенсаційною фазою виявився всього на 25% більшим в порівнянні з класичними однофазним і двофазним.

Висновки

Таким чином, отримані результати досліджень дозволяють сформулювати рекомендації щодо обрання типу імпульсного перетворювача у кожному конкретному випадку з точки зору отримання бажаних пульсацій вихідного струму. Отже, у разі порівнянню об'єму конструкції й вихідної потужності перетворювача класична схема однофазного перетворювача має більші пульсації, ніж інші схеми, тому її доцільно застосовувати лише в малопотужних та невимогливих до пульсацій вихідного струму або об'єму конструкції рішеннях. Двофазний перетворювач, який є окремим випадком багатofазного перетворювача, доцільно використовувати для потужних навантажень, що споживають великий струм та потребують невеликих пульсацій із фіксованим коефіцієнтом заповнення імпульсів управління, тобто без можливості зміни вихідної напруги в широкому діапазоні. В разі використання більшої кількості фаз функція регулювання вихідної напруги і низькі пульсації вихідного струму можуть бути реалізовані, але ціною суттєвого ускладнення системи управління. Найнижчі показники пульсацій

вихідного струму в широкому діапазоні зміни вихідної напруги дозволяє отримати перетворювач з компенсуючою фазою. Об'єм конструкції цього перетворювача можна зменшити, якщо використати фільтр менших габаритних розмірів. Необхідно зазначити й простоту його системи управління, а також те, що у разі необхідності отримання великого струму існує можливість паралельного з'єднання кількох таких перетворювачів без додаткових елементів. Тому перетворювач з компенсуючою фазою можна рекомендувати для застосування живлення чутливих навантажень, коли вирішальною є вимога низьких пульсацій вихідного струму в широкому діапазоні регулювання.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Cabrera M., Hudson T. Designing a Multi-Phase Buck Converter with Digital Controllers. *Powerelectronicsnews*, 2022. <https://www.powerelectronicsnews.com/designing-a-multi-phase-buck-converter-with-digital-controllers/>
2. Гончаренко Ю.П., Буденний О.В., Морозов В.Г. та ін. *Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2.* Харків, Фоліо, 2000.
3. Курбатов П.А. *Электрические и электронные аппараты.* Юрайт, 2016, 441 с.
4. Миленіна С.А. *Электротехника, электроника и схемотехника.* Юрайт, 2017, 406 с.
5. Lee J. *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage.* Richtek Technology Corporation, 2015, AN041, 9 p. <https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN041>
6. Wang E. *Current Ripple Factor of a Buck Converter.* Richtek Technology Corporation, 2014, AN010, 5 p. <https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN009>
7. Деревятников В. Многофазные преобразователи. *Электронные компоненты*, 2018, № 2, с. 50–53.
8. Parisi C. *Multiphase Buck Design From Start to Finish (Part 1).* Texas Instruments Application Report, 2021, SLVA882B, 19 p. <https://www.ti.com/lit/an/slva882b/slva882b.pdf>
9. Бондаренко О.Ф., Сафронов П.С., Голубенко О.П. Дослідження DC/DC-перетворювача з компенсацією пульсацій вихідного струму для електролізера установки з виробництва водню. *Труди XXII МНПК «Сучасні інформаційні та електронні технології (CIET-2021)».* Україна, м. Одеса, 2021, с. 31–32. <http://www.tkea.com.ua/siet/archive/2021/31-32.pdf>

10. Guilbert D., Sorbera D., Vitale G. A stacked interleaved DC-DC buck converter for proton exchange membrane electrolyzer applications: design and experimental validation. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2020. pp. 64–79. <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2019.10.238>

11. Guida V., Guilbert D., Vitale G., Douine B. Design and realization of a stacked interleaved DC-DC step-down converter for PEM water electrolysis with improved current control. *Fuel Cells*, 2020, vol. 20, iss. 3, pp. 307–315. <https://doi.org/10.1002/fuce.201900153>

12. Čuk S. *Hybrid Switching Transformer*. <https://www.youtube.com/watch?v=kxKYCZfykCw> (26.10.2022)

13. Čuk S. *Microprocessor Supplies Dual Use: for 1 V, 200 A from 12 V and/or 48 V Input*. Masterclass, UC Irvine, California, 2019. <https://drive.google.com/file/d/1c11VOUFcm-9zDUFJuGDM6Ua8BA9d-uDv/view> (26.10.2022)

Дата надходження рукопису
до редакції 15.11 2022 р.

DOI: 10.15222/TKEA2022.4-6.25
UDC 621.314:621.311.6

O. F. BONDARENKO, O. P. HOLUBENKO,
O. S. YAMA, A. Y. ZINCHENKO

Ukraine, Kyiv, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute

E-mail: bondarenkoaf@gmail.com

PULSE CONVERTERS WITH REDUCED OUTPUT CURRENT RIPPLE

When developing pulse converters, in order to ensure a low level of output current ripples, one should seek a compromise between the overall size of the elements and acceptable losses in them, while taking into account the dynamic characteristics of power sources as closed systems with feedback. Using multiphase pulse converters can help solve the said problem, but will not ensure a low level of output current ripples in a wide range of the duty cycle of the control pulses. This study aims to find a pulse converter topology capable of ensuring the reduction of the output current ripples, while maintaining the power and volume of the structure. The paper demonstrates the relevance of the study of pulse converters aimed at obtaining a low-ripple output current for powering sensitive loads and gives an overview of ways to reduce the ripples and the most common topologies of converters. The authors describe the results of the practical application of the developed experimental stand and analyze the obtained dependences of the output current ripples on the volumes of the power sections of the converters of different topologies under the same power and frequency. Recommendations are given for choosing the type of converter in each specific case in terms of reducing ripples.

Keywords: pulse power converter, output current ripple, ripple smoothing, converter topology, phase compensation converter.

REFERENCES

1. Cabrera M., Hudson T. Designing a Multi-Phase Buck Converter with Digital Controllers. *Powerelectronicsnews*, 2022. <https://www.powerelectronicsnews.com/designing-a-multi-phase-buck-converter-with-digital-controllers/>

2. Honcharenko Yu.P., Budenny O.V., Morozov V.H. et al. *Peretvoryval'na tekhnika. Pidruchnyk. Ch. 2* [Transforming technique. Textbook. Part 2]. Kharkiv, Folio, 2000, 360 p. (Ukr)

3. Kurbatov P.A. *Elektricheskiye i elektronnyye apparaty* [Electrical and electronic devices]. Yurait, 2016, 441 p. (Rus)

4. Milenina S.A. *Elektrotekhnika, elektronika i skhemotekhnika* [Electrical engineering, electronics and circuit engineering]. Yurait, 2017, 406 p. (Rus)

5. John Lee. *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage*. Richtek Technology Corporation, 2015, AN041, 9 p. <https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN041>

6. Edwin Wang. *Current Ripple Factor of a Buck Converter*. Richtek Technology Corporation, 2014, AN010, 5 p. <https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN009>

7. Derevyatnikov V. [Multiphase converters]. *Elektronnyye Komponenty*, 2018, no. 2, pp. 50–53. (Rus)

8. Carmen Parisi. *Multiphase Buck Design From Start to Finish (Part 1)*. Texas Instruments Application Report, 2021, SLVA882B, 19 p. <https://www.ti.com/lit/an/slva882b/slva882b.pdf>

9. Bondarenko O. F., Safronov P. S., Holubenko O. P. Study of DC/DC-converter with output current compensation for electrolyzer of hydrogen production unit. Proc. of XXII Int. Sc.-Pract. Conf. "Modern Information and Electronic Technologies", Ukraine, Odesa, 2021, pp. 31–32. <http://www.tkea.com.ua/siet/archive/2021/31-32.pdf> (Ukr)

10. Guilbert D., Sorbera D., Vitale G. A stacked interleaved DC-DC buck converter for proton exchange membrane electrolyzer applications: design and experimental validation. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2020. pp. 64–79. <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2019.10.238>

11. Guida V., Guilbert D., Vitale G., Douine B. Design and realization of a stacked interleaved DC-DC step-down converter for PEM water electrolysis with improved current control. *Fuel Cells*, 2020, vol. 20, iss. 3, pp. 307–315. <https://doi.org/10.1002/fuce.201900153>

12. Čuk S. *Hybrid Switching Transformer*. <https://www.youtube.com/watch?v=kxKYCZfykCw> (26.10.2022)

13. Čuk S. *Microprocessor Supplies Dual Use: for 1 V, 200 A from 12 V and/or 48 V Input*. Masterclass, UC Irvine, California, 2019. <https://drive.google.com/file/d/1c11VOUFcm-9zDUFJuGDM6Ua8BA9d-uDv/view> (26.10.2022)

Опис статті для цитування:

Бондаренко О. Ф., Голубенко О. П., Яма О. С., Зінченко А. Ю. Імпульсні перетворювачі зі зниженою пульсацією вихідного струму. Технологія та конструювання в електронній апаратурі, 2022, № 4–6, с. 25–31. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2022.4-6.25>

Cite the article as:

Bondarenko O. F., Holubenko O. P., Yama O. S., Zinchenko A. Y. Pulse converters with reduced output current ripple. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2022, no. 4–6, pp. 25–31. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2022.4-6.25>