

СИНХРОННИЙ ВИПРЯМЛЯЧ В ІМПУЛЬСНОМУ СТАБІЛІЗАТОРІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА ОСНОВІ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

В.І. Яськів^{1*}, докт. техн. наук, О.М. Юрченко^{2**}, докт. техн. наук, А.В. Яськів^{3***}, канд. техн. наук

¹ Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя,

вул. Руська, 56, Тернопіль, 46001, Україна,

e-mail: yaskiv@yahoo.com.

² Інститут електродинаміки НАН України,

просп. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: yuon@ied.org.ua.

³ Економічний університет у Вроцлаві,

вул. Командорська, 118/120, Вроцлав, 53-345, Польща,

e-mail: anna.vaskiv@ue.wroc.pl.

Сформульовано вимоги до напівпровідникових перетворювачів електроенергії з високим рівнем струму навантаження. Проведено огляд джерел за проблемою отримання максимального ККД в стабілізаторах постійної напруги з використанням синхронних випрямлячів на основі сучасних польових транзисторів. Описано запропоновані методи синхронного випрямлення в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів, які базуються на використанні уже наявних в перетворювачі сигналів та відсутності будь-яких додаткових елементів чи спеціалізованих драйверів в їхній схемотехніці. Описано принцип їхньої роботи, наведено теоретичні осцилограми, які підтверджено експериментально. Приведено результати експериментального дослідження ефективності таких перетворювачів. Зокрема, запропоновано метод синхронного випрямлення в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів з вихідною потужністю на рівні 300-400 Вт під час живлення його від джерела постійної напруги 310 В (еквівалент мережі промислової частоти) дало можливість отримати ККД на рівні 95 %. Бібл. 21, рис. 9.

Ключові слова: синхронний випрямляч, польовий транзистор, імпульсний стабілізатор постійної напруги, високочастотний магнітний підсилювач, дросель насичення, ефективність.

Вступ. Сучасні спеціалізовані комп'ютерні системи часто потребують джерел електроживлення з високим рівнем струму навантаження за низьковольтного виходу, який може бути рівним десяткам, а іноді й сотням ампер [1]. При цьому визначальною характеристикою такого перетворювача є його ефективність. Відомо, що основними втратами в сучасних високочастотних перетворювачах напруги є втрати на діодах [2] вихідного високочастотного випрямляча. За високого рівня струму навантаження вони є особливо відчутними та суттєво знижують не тільки ефективність перетворювача, а й погіршують його масо-габаритні показники, рівень надійності, рівень електромагнітних завад, якість вихідних напруг, його динамічні характеристики. Так звані діоди Шотки, які можуть бути використані в ролі випрямних діодів вихідного високочастотного випрямляча, дещо знижують рівень втрат в ньому за рахунок меншого значення прямого падіння напруги [3]. Однак це рішення не може бути задовільним за високого рівня струму навантаження.

Крім того, високочастотні перетворювачі електроенергії з високим рівнем струму навантаження повинні відповідати наступним вимогам [4]: 100% діапазон зміни струму навантаження; висока якість вихідних напруг; низький рівень електромагнітних завад; високий рівень питомої потужності; широкий діапазон зміни вхідної напруги; висока надійність; низька вартість.

З появою високочастотних MOSFET розробляється нова топологія випрямлячів: синхронний випрямляч. Специфіка його полягає у використанні MOSFET замість випрямного діода, який керується функцією напруги високочастотного силового трансформатора вторинної обмотки (синхронно з цією напругою) [5–8]. Однак особливості роботи MOSFET у ключовому режимі, а саме – протікання струму в ньому можливе після повного його відкриття і його припинення

© Яськів В.І., Юрченко О.М., Яськів А.В., 2025

ORCID: *<https://orcid.org/0000-0003-0043-3909>; **<https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>;

***<https://orcid.org/0000-0003-1806-1322>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

починається після подачі сигналу на закривання, причому цей процес не може бути керованим. Використання MOSFET синхронних випрямлячів в двотактних схемах приводить до появи наскрізних струмів короткого замикання, що поєрбує вирішення цієї проблеми. З цією метою розробляються відповідні схеми керування, а також спеціалізовані драйвери. Роботи [9–13] описують цифрові рішення для управління синхронним випрямлячем. В результаті це суттєво ускладнює схемотехніку перетворювачів. В роботах [14, 15] запропоновано методи синхронного випрямлення в перетворювачах на основі високочастотних магнітних підсилювачів, які не вимагають спеціалізованих схем керування ними.

Метою роботи є розроблення та дослідження методу синхронного випрямлення та методу реалізації вихідного фільтра у високочастотних перетворювачах постійної напруги задля отримання максимально можливого коефіцієнта корисної дії та забезпечення високого рівня струму навантаження за мінімальних фінансових затратах.

Методологія досліджень. В основу покладено наступні положення:

- забезпечення максимально можливої ефективності вихідного високочастотного випрямляча перетворювача, що в кінцевому результаті призведе до підвищення ККД перетворювача в цілому;
- відсутність будь-яких додаткових схем керування, демпфуючих ланок чи інших елементів в схемотехніці перетворювача;
- максимальне використання вже наявних сигналів в перетворювачі від елементів, які визначають принцип його роботи;
- забезпечення функціонування в 100% діапазоні зміни струму навантаження;
- мінімальні фінансові затрати на досягнення поставленої мети.

Вищезначений перелік вимог запропоновано реалізувати за рахунок поєднання двох відомих топологій – імпульсного стабілізатора постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів (ІСПН на ВМП) [16–19] та синхронного випрямляча в класичному його виконанні [5, 6]. Кожна з них сама по собі не здатна забезпечити максимум функції ефективності: в першому випадку через використання випрямних діодів з властивими їм недоліками, в другому – через неможливість реалізації в двотактних схемах, обумовлену появою наскрізних струмів.

Задача є актуальною під час побудови напівпровідникових перетворювачів електроенергії, до яких висуваються вимоги забезпечення високого коефіцієнта корисної дії.

Метод синхронного випрямлення в ІСПН на ВМП. Пропонується метод синхронного випрямлення в ІСПН, суть якого полягає в поєднанні класичного синхронного випрямляча та ІСПН на ВМП [14], що дає змогу забезпечити високий коефіцієнт корисної дії за рахунок уникнення наскрізних струмів в двотактній схемі випрямлення, яке обумовлене фундаментальною властивістю ІСПН на ВМП: на початку кожного робочого півперіоду струм в силовому колі з'являється тільки після досягнення дроселем насичення ВМП стану його насичення (із принципу роботи ВМП [16–19]). Функціональна схема ІСПН на ВМП з синхронним випрямленням, наведена на рис. 1, містить нерегульований високочастотний транзисторний інвертор напруги 1 з силовим високочастотним трансформатором, двотактний випрямляч з середньою точкою, керовані дроселі насичення, вихідний фільтр, навантаження, схему керування (один-два малопотужні транзистори, що працюють в лінійному режимі і реалізують функції: порівняння вихідної напруги з опорною і виділення похибки сигналу розузгодження та підсилювача постійного струму),

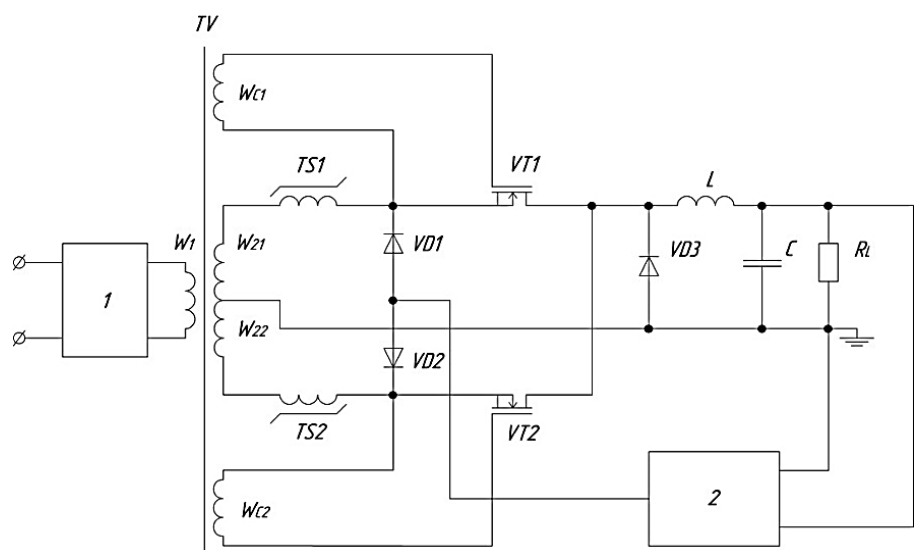


Рис. 1

розмагнічуючі діоди, причому двотактний випрямляч з середньою точкою реалізований на польових транзисторах з керуванням їх синхронно від відповідних вторинних обмоток силового високочастотного трансформатора інвертора.

Стабілізатор постійної напруги працює наступним чином. У півперіод керування до обмотки керованого дроселя насичення $TS1$ прикладена від'ємна напруга. У цей проміжок часу польовий транзистор $VT1$ випрямляча знаходиться у непровідному стані (від'ємна напруга вторинної обмотки W_{c1} прикладена до його затвора), розмагнічуючий діод $VD1$ відкритий. Створюється коло для протікання струму через схему керування 2, розмагнічуючий діод $VD1$, керований дросель насичення $TS1$, вторинну півобмотку W_{21} силового високочастотного трансформатора TV . Під дією цього струму (функція сигналу похибки розузгодження вихідної постійної напруги стабілізатора з напругою уставки схеми керування 2 і зміни напруги на вторинній пів обмотці W_{21} силового високочастотного трансформатора TV – зміни напруги первинної мережі) відбувається розмагнічення матеріалу магнітопроводу керованого дроселя насичення від рівня індукції насичення B_s до якогось рівня індукції B_1 . Глибина розмагнічення регулюється дією цього стабілізуючого від'ємного зворотного зв'язку. У разі зміни полярності вхідної напруги перемагнічування керованого дроселя насичення $TS1$ почнеться із запам'ятованого рівня індукції B_1 . Коли для керованого дроселя насичення $TS1$ має місце півперіод керування, для керованого дроселя насичення $TS2$ має місце інший режим – робочий півперіод. В цей проміжок часу польовий транзистор $VT2$ знаходиться у провідному стані (додатна напруга вторинної пів обмотки W_{c2} прикладена до його затвора), розмагнічуючий діод $VD2$ закритий. Створюється коло для протікання струму через пів обмотку W_{22} силового високочастотного трансформатора TV , обмотку дроселя насичення $TS2$, польовий транзистор $VT2$, дросель L вихідного фільтра, конденсатор C та навантаження R_L . Робочий півперіод складається з двох етапів. На першому етапі відбувається перемагнічування дроселя насичення $TS2$ від якогось запам'ятованого значення індукції B_2 до індукції насичення B_s . Час цього перемагнічування є значно менший, ніж час розмагнічування у півперіод керування за рахунок відсутності обмеження швидкості перемагнічування (опір навантаження на порядки менший за опір кола керування). Тому насичення дроселя досягається в межах півперіоду частоти вхідної змінної високочастотної напруги. В цей час створюється коло для протікання струму через дросель L вихідного фільтра, навантаження R_L і зворотний діод $VD3$, а також здійснюється розряд конденсатора C вихідного LCD -фільтра на навантаження R_L . Після досягнення насичення керований дросель $TS2$ має практично нульовий опір, і струм в колі визначається опором навантаження (другий етап). Змінюючи глибину розмагнічення керованих дроселів насичення $TS1$, $TS2$ від $+B_s$ до $-B_s$ у пів період керування, отримуємо широтно-імпульсну модуляцію в межах півперіоду високої частоти комутації в робочий півперіод. Так забезпечується стабілізація вихідної постійної напруги у разі зміни струму навантаження в усьому його діапазоні. При цьому забезпечується значно нижчий рівень втрат у вихідному випрямлячі за рахунок суттєво меншого опору каналів у відкритому стані польових транзисторів $VT1$, $VT2$ у порівнянні з втратами на діодах у разі їхнього використання у вихідному випрямлячі, обумовлених як прямим спадом напруги, так і часто незадовільними їхніми частотними характеристиками. Зменшення внутрішнього опору стабілізатора вирішує задачу отримання вищого рівня струму навантаження за високого коефіцієнта корисної дії за умови узгодженості режимів роботи всіх елементів схеми.

Таким чином, в запропонованому стабілізаторі постійної напруги досягнуто забезпечення високого рівня коефіцієнта корисної дії за рахунок того, що у двотактному випрямлячі з середньою точкою використано польові транзистори, які керуються синхронно від відповідних вторинних обмоток силового високочастотного трансформатора. А поява наскрізних струмів в двотактній схемі є неможливою завдяки принципу роботи ІСПН на ВМП – силовий струм в робочий півперіод ВМП в кожному плечі двотактної схеми появляється після досягнення насичення матеріалу осердя ВМП. Тобто завжди перекомутація в двотактній схемі відбувається за відсутності струму навантаження в силовому колі. Саме це дало змогу безпосередньо використовувати синхронні випрямлячі (без введення будь-яких додаткових елементів чи схем керування ними) в ІСПН на ВМП і створило передумови для побудови НПЕ з високим рівнем струму навантаження (десятки – сотні ампер) за високого коефіцієнта корисної дії перетворювача в цілому з мінімальними фінансовими затратами. Крім того, запропонований метод реалізації ІСПН на ВМП з синхронним випрямленням забезпечує 100% діапазон зміни струму навантаження під час дії всіх збудовуючи факторів.

Метод реалізації вихідного LCD-фільтра в ІСПН на ВМП. У разі побудови НПЕ з високим рівнем струму навантаження (особливо за низьковольтного виходу) основні втрати зосереджені у вихідній частині перетворювача. В попередньому параграфі запропоновано метод синхронного випрямлення в ІСПН на ВМП, який дав змогу мінімізувати втрати у вихідному випрямлячі перетворювача. Однак, з точки зору комплексності системи, рівнонадійності, рівнозначності елементів, мінімізації втрат в інших елементах залишається невирішеною проблема мінімізації втрат у вихідному фільтрі (втрати на зворотному діоді). Струм через зворотній діод може сягати до 30% струму навантаження. Тобто втрати на ньому є відчутними і суттєво впливають на загальний ККД перетворювача. Тому актуальною є задача мінімізації цих втрат.

На рис. 2 показано функціональну схему ІСПН на ВМП з синхронним випрямленням та польовим транзистором у вихідному фільтрі (замість зворотного діода), що керується безпосередньо

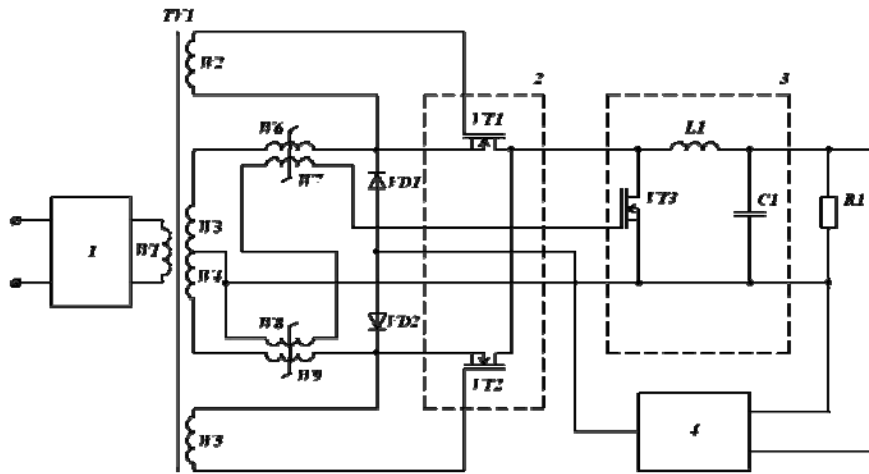


Рис. 2

напрягами дроселів насичення ВМП [15]. Він містить нерегульований високочастотний транзисторний інвертор напруги з силовим трансформатором, двотактний випрямляч з середньою точкою, оснащений польовими транзисторами з можливістю їхнього керування синхронно від відповідних вторинних обмоток силового високочастотного трансформатора, керовані дроселі насичення, вихідний фільтр, навантаження, схему керування, розмагнічуючі діоди, причому вихідний фільтр оснащений польовим транзи-

стором (замість зворотного діода) з можливістю керування від додатково встановлених відповідних обмоток керованих дроселів насичення.

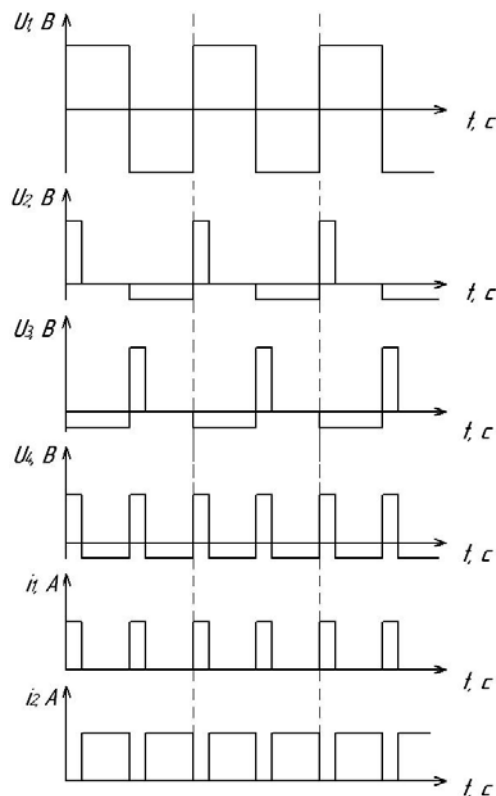


Рис. 3

На рис. 3 показано теоретичні форми напруг і струмів в ІСПН на ВМП із синхронним випрямленням та із MOSFET замість зворотного діода у вихідному LCD-фільтрі, що ілюструють принцип роботи схеми [15, 20]: U_1 – напруга на вторинній обмотці високочастотного силового трансформатора; U_2 – dB/dt (напруга) в осерді $TS1$ ВМП; U_3 – dB/dt (напруга) в осерді $TS2$ ВМП; U_4 – напруга на затворі транзистора $VT3$; i_1 – струм через транзистор $VT3$; i_2 – струм навантаження.

При цьому забезпечується зменшення втрат на вихідному фільтрі за рахунок суттєво меншого опору каналу польового транзистора у відкритому стані у порівнянні з втратами на зворотному діоді, обумовленими як прямим спадом напруги, так і часто незадовільними частотними характеристиками діода. Зменшення внутрішнього опору стабілізатора вирішує задачу отримання високого рівня струму навантаження за вищого коефіцієнта корисної дії за умови узгодженості режимів роботи всіх елементів схеми.

Таким чином, у запропонованому стабілізаторі постійної напруги досягнуто забезпечення високого рівня коефіцієнта корисної дії за рахунок того, що у вихідному фільтрі використано польовий транзистор, який керується напругами додатково встановлених відповідних обмоток

керуваних дроселів насичення без введення будь-яких додаткових елементів чи схем керування (драйверів).

Експериментальне дослідження ІСПН на ВМП із запропонованими методами. На наступних рисунках наведено експериментально зняті осцилограми в ІСПН на ВМП на вихідні параметри 24 В, 15 А з робочою частотою 50 кГц, в якому реалізовано запропоновані методи. Вони встановлюють повну відповідність теоретичним осцилограммам, наведеним на рис. 3 [20]. На рис. 4 показано осцилограми напруги на вторинній обмотці високочастотного силового трансформатора (напруга U_1 на рис. 3) та напруги обмотки затвора транзистора $VT1$ за струму навантаження $I_L=12$ А; на рис. 5 – осцилограми напруги на вторинній обмотці високочастотного силового трансформатора (напруга U_1 на рис. 3) і пульсації вихідної напруги за вихідної потужності 300 Вт. На рис. 6 наведено осцилограми напруги на дроселі насичення ВМП (напруга U_2 або U_3 на рис. 3) і напруги на затворі транзистора $VT3$ (напруга U_4 на рис. 3) за струму навантаження $I_L=12$ А. Осцилограми напруги на дроселі насичення ВМП (напруга U_2 або U_3 на рис. 3) і струму через MOSFET $VT3$ (струм i_1 на рис. 3) у вихідному фільтрі за струму навантаження $I_L=12$ А показано на рис. 7.

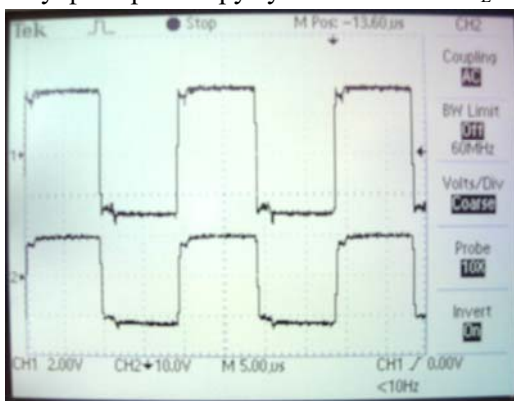


Рис. 4

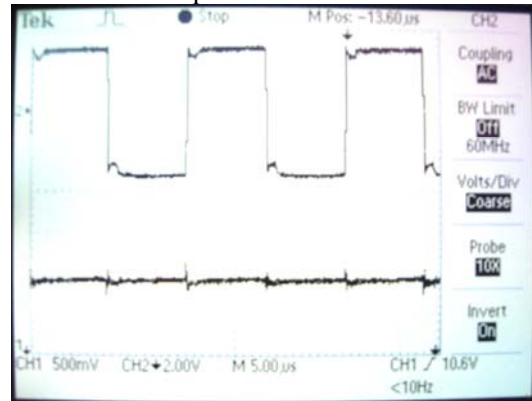


Рис. 5

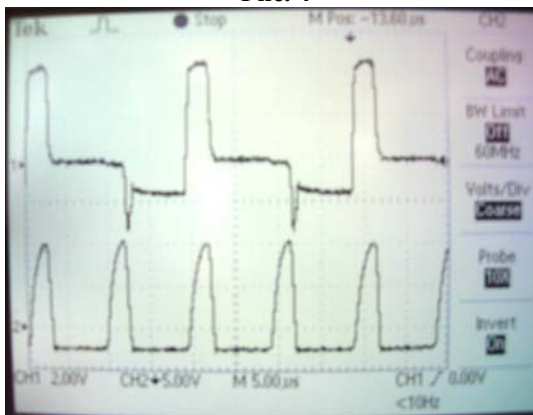


Рис. 6

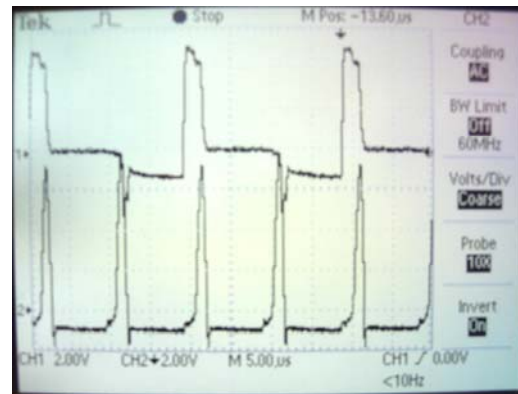


Рис. 7

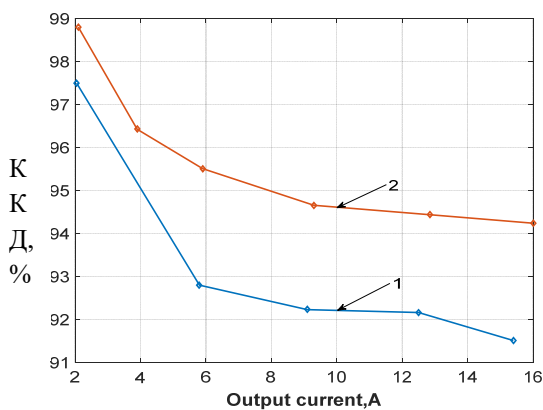


Рис. 8

Струм навантаження, А

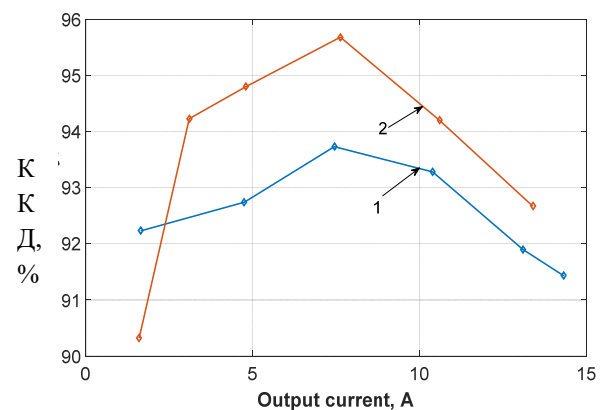


Рис. 9

Струм навантаження, А

Рис. 8 – ККД перетворювача на ВМП з розірваним зворотнім зв'язком за вихідною напругою: 1 – з випрямними діодами MBR30100, 2 – з синхронним випрямлячем на основі IRFB4310 [21]. Рис. 9 – ККД стабілізованого перетворювача на ВМП: 1 – з випрямними діодами MBR30100, 2 – з синхронним випрямлячем на основі IRFB4310 [21]. Під час вимірювання ККД перетворювача враховано втрати в нерегульованому транзисторному інверторі з напівмостовою топологією у разі живлення його від джерела постійної напруги 310 В (еквівалент мережі промислової частоти), схеми його керування, в силовому високочастотному трансформаторі та у вихідному ІСПН на ВМП, в якому реалізовані запропоновано методи синхронного випрямлення.

Висновки. 1. Вперше запропоновано та досліджено метод побудови ІСПН на ВМП з синхронним випрямленням, в якому, на відміну від існуючих, керування польовими транзисторами випрямляча здійснюється безпосередньо напругами додаткових обмоток високочастотного силового трансформатора інвертора без введення будь-яких додаткових елементів чи схем керування ними (драйверів). Поява наскрізних струмів в двотактній схемі випрямлення в ІСПН на ВМП є неможливою завдяки принципу роботи ВМП – силовий струм в робочий півперіод ВМП в кожному плечі двотактної схеми з'являється після досягнення насичення матеріалу осердя ВМП. Тобто завжди перекомутація в двотактній схемі відбувається за відсутності струму навантаження в силовому колі. Саме це дало змогу безпосереднього використання синхронних випрямлячів в ІСПН на ВМП.

2. Вперше запропоновано та досліджено метод реалізації вихідного LCD-фільтра в ІСПН на ВМП, в якому керування польовим транзистором, що використовується замість зворотного діода, здійснюється безпосередньо уже наявними напругами на дроселях насичення ВМП, без введення будь-яких додаткових елементів чи схем керування (драйверів) ним, що забезпечує вищу ефективність та надійність перетворювача.

3. Для перетворювача на вихідні параметри 24 В, 15 А під час живлення його від джерела постійної напруги 310 В (еквівалент мережі промислової частоти) ефективність його в діапазоні зміни струму навантаження від 3А до 11А знаходиться в межах 94 -95,7 %.

4. Високий рівень ККД забезпечується за низької собівартості перетворювача. Так вартість дослідного зразка на вихідну потужність до 400 Вт на робочій частоті 50 кГц, реалізованого за структурою: високочастотний нерегульований транзисторний перетворювач напруги (інвертор) і ІСПН на ВМП у вторинному колі, становить менше 20 \$, що співмірно з вартістю одного силового приладу по GaN-технології.

1. Liang S.A. Low cost and high efficiency PC power supply design to meet 80 plus requirement. IEEE International Conference on *Industrial Technology* (ICIT), Chengdu, China, 21-24 April 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2008.4608395>.
2. Yaskiv V. The New Methods of Switch Mode Power Supply Designing for Computer Facilities. Proc. of the International Workshop on *Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS'2001)*, Resort Center FOROS, Foros, Crimea, Ukraine, July 1-4, 2001. Pp. 87-90. DOI: <https://doi.org/10.1109/IDAACS.2001.941986>.
3. Chen J., Zhu J., Guo Y. Calculation of Power Loss in Output Diode of a Flyback Switching DC-DC Converter. *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Shanghai, China, 14-16 August 2006. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEMC.2006.4778004>.
4. Sekikawa M., Funaki T., Hikiyama T. A study on power device loss of DC-DC buck converter with SiC schottky barrier diode. *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, Sapporo, Japan, 21-24 June 2010. Pp. 1941-1945. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5542086>.
5. Senanayake T., Ninomiya T. Auto-reset forward DC-DC converter with self-driven synchronous rectification. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. Aachen, Germany, 2004. P. 3636. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355119>.
6. Hua L., Guo J., Jing X., Luo S. Design considerations for secondary side synchronous rectifier MOSFETs in phase shifted full bridge converters. *Proceedings of Twenty Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 17-21 March 2013. Pp. 526–531. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520260>.
7. Fernandez A., Sebastian J., Hernando M.M., Villegas P., Lamar D.G. Using synchronous rectification for medium voltage applications. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. Aachen, Germany. 2004. P. 1487. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355644>.
8. Yang B., Zhang J. Effect and Utilization of Common Source Inductance in Synchronous Rectification. International Rectifier. *Proceeding of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2005)*. Twentieth Annual IEEE. Austin, TX, USA, 6-10 March 2005. DOI:

- <https://doi.org/10.1109/APEC.2005.1453213>.
9. Mappu S. Control Driven Synchronous Rectifiers in Phase Shifted Full Bridge Converters. 2003. SLUA287. 10 p. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slua287/slua287.pdf?ts=1615305868353> (accessed at 18.10.2024).
 10. Gu Y., Lu Z., Qian Z., Huang G. A novel driving scheme for synchronous rectifier suitable for modules in parallel. *IEEE Transactions on Power Electronics*. November 2005. Vol. 20. No 6. Pp. 1287-1293. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.857528>.
 11. Fei C., Lee F.C., Li Q. Digital implementation of adaptive synchronous rectifier (SR) driving scheme for LLC resonant converters. Proceedings of *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 20-24 March 2016. Pp. 322-328. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7467891>.
 12. Amouzandeh M.S., Mahdavihah B., Prodic A., McDonald B. Digital synchronous rectification controller for LLC resonant converters. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 20-24 March 2016. Pp. 329-333. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7467892>.
 13. Linear Technology. Synchronous rectifier driver for forward converters LTC3900. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3900fb.pdf> (accessed at 18.10.2024).
 14. Yaskiv A.V., Yaskiv V.I. DC voltage stabilizer. Patent of Ukraine № 112230, 2018. (Ukr)
 15. Yaskiv A.V., Yaskiv V.I. DC voltage stabilizer. Patent of Ukraine № 112231, 2016. (Ukr)
 16. Harada K., Nabeshima T. Applications of magnetic amplifiers to high-frequency DC-to-DC converters. *Proceedings of the IEEE*. April 1988. Vol. 76. No 4. Pp. 355-361. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.4422>.
 17. Austrin L. On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Sweden: Royal Institute of Technology, 2007. 98 p.
 18. Wen C.C., Chen C.L., Chen W., Jiang J. Magamp post regulation for flyback converter. *IEEE 32nd Annual Power Electronic Specialists Conference*, Vancouver, BC, 17-21 June, 2001. Pp. 333–338. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2001.954042>.
 19. Yaskiv V., Martseniuk A., Yaskiv A., Yurchenko O., Yavorsky B. Modular High-Frequency MagAmp DC-DC Power Converter. 9th International Conference on *Advanced Computer Information Technologies (ACIT)*, Ceske Budejovice, Czech Republic, 05-07 June 2019. Pp. 213-216. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACITT.2019.8780090>.
 20. Yaskiv V., Yaskiv A., Yurchenko O. Synchronous Rectification in High-Frequency MagAmp Power Converters. *Proceedings of International conference Advanced Computer Information Technologies (ACIT)*, Ceske Budejovice, Czech Republic, 01-03 June 2018. Pp. 128-131.
 21. Yaskiv V., Yurchenko O., Martseniuk A., Yaskiv A. Synchronous Rectifier in High-Frequency 24V/15A MagAmp Power Converter. IEEE 4th International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Istanbul, Turkey, 07-11 September 2020. Pp. 113–117. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263190>.

SYNCHRONOUS RECTIFIER IN DC VOLTAGE STABILIZER BASED ON HIGH-FREQUENCY MAGNETIC AMPLIFIERS

V.I. Yaskiv¹, O.M. Yurchenko², A.V. Yaskiv³

¹Ternopil Ivan Puluj National Technical University,
Ruska str., 56, Ternopil, 46001, Ukraine,

e-mail: yaskiv@yahoo.com.

²Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: yuon@ied.org.ua.

³Wroclaw University of Economics,

Komandorska st., 118/120, Wroclaw, 53-345, Poland, e-mail: anna.yaskiv@ue.wroc.pl.

Requirements for semiconductor power converters with a high level of load current have been formulated. A review of research works addressing the problem of achieving maximum efficiency in DC voltage regulators using synchronous rectifiers based on modern field-effect transistors has been conducted. The proposed methods of synchronous rectification in pulse DC voltage stabilizers utilizing high-frequency magnetic amplifiers are described. These methods rely on the use of existing signals within the converter and eliminate the need for additional components or specialized drivers in their circuitry. The principle of operation is explained, and theoretical oscillograms are provided, which are validated by experimental data. Experimental results on the efficiency of such converters are presented. Specifically, the proposed methods of synchronous rectification in a pulse DC voltage stabilizer based on high-frequency magnetic amplifiers, with an output power of 300–400 W and input DC voltage of 310 V (equivalent to an industrial-frequency network), achieved an efficiency of 95%. References 21, figures 9.

Keywords: synchronous rectifier, field-effect transistor, pulse DC voltage stabilizer, high-frequency magnetic amplifier, saturation choke, efficiency.

Надійшла 04.11.2024
Остаточний варіант 04.12.2024