

ЗМЕНШЕННЯ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ У ВИХІДНОМУ ВИПРЯМЛЯЧІ ІМПУЛЬСНОГО СТАБІЛІЗАТОРА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

В.І. Яськів^{1*}, докт. техн. наук, **І.Ф. Домнін^{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 Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна,

e-mail: domninpro@ukr.net.

³ Економічний університет у Вроцлаві,

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

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

Сформульовано, обґрунтовано та досліджено метод зменшення втрат потужності в діодах вихідного двотактного високочастотного випрямляча імпульсного стабілізатора постійної напруги за їхньої паралельної роботи. Теоретично обґрунтовано та експериментально досліджено використання цього методу в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Наведено результати експериментальних досліджень та приклади впровадження методу виконання вихідного високочастотного випрямляча в напівпровідникових перетворювачах електроенергії для найрізноманітніших замовників. Зокрема доведено рівномірний розподіл струму між діодами ввімкненими на паралельну роботу і показано, що у разі використання даного методу за вихідного струму перетворювача на рівні 30 А на робочій частоті 50 кГц час перекриття діодів в двотактній схемі на початку кожного півперіоду зменшився в кілька разів (з 4 мкс до 1 мкс). Бібл. 21, рис. 6.

Ключові слова: діод, вихідний двотактний високочастотний випрямляч, імпульсний стабілізатор постійної напруги, високочастотний магнітний підсилювач, дросель насичення, ефективність.

Вступ. Імпульсні стабілізатори (регулятори) постійної напруги займають одне з чільних місць серед засобів перетворювальної техніки за їх використанням в найрізноманітніших галузях техніки. Відомо, що основними втратами в сучасних високочастотних перетворювачах напруги є втрати в діодах [1,2] вихідного високочастотного випрямляча. За високого рівня струму навантаження вони є особливо відчутними і суттєво знижують не тільки ефективність перетворювача, а й погіршують його масо-габаритні показники, рівень надійності, рівень електромагнітних завад, якість вихідних напруг, його динамічні характеристики. Тому зменшення як статичних, так і динамічних втрат у вихідному високочастотному випрямлячі завжди є актуальною задачею.

Найбільш поширеними шляхами зменшення статичних втрат є використання діодів з бар'єром Шотткі, які мають дещо менший прямий спад напруги [3], або так званих синхронних випрямлячів, в яких використовуються MOSFET замість випрямних діодів, що керуються функцією напруги високочастотного силового трансформатора вторинної обмотки (синхронно з цією напругою) [4-6]. Особливістю роботи MOSFET в ключовому режимі є те, що протікання струму в ньому можливе після повного його відкриття і припинення його починається після подачі сигналу на закривання, причому цей процес не може бути керованим. Як результат використання MOSFET синхронних випрямлячів в двотактних схемах приводить також до появи наскрізних струмів

© Яськів В.І., Домнін І.Ф., Яськів А.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-0043-3909>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9824-4403>;

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

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2026



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

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

короткого замикання. З цією метою розробляються відповідні схеми керування, а також спеціалізовані драйвери. Роботи [7-10] описують цифрові рішення для управління синхронним випрямлячем. В результаті це суттєво ускладнює схемотехніку перетворювачів. В роботі [11] запропоновано метод синхронного випрямлення в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів (ІСПН на ВМП), який не вимагає жодних спеціалізованих схем керування MOSFET. При цьому 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 [12-15]. Тобто завжди перекомутація в двотактній схемі відбувається за відсутності струму навантаження в силовому колі. Саме це дозволило безпосереднє використання синхронних випрямлячів в ІСПН на ВМП.

Одним із методів зменшення комутаційних втрат на діодах випрямляча є використання резонансних топологій перетворювача з метою формування синусоїдних форм напруги чи струму. Так в роботі [16] досліджено трифазний діодний випрямляч підвищувального типу з резонансним ключем струму для реалізації м'якого перемикавання та зменшення втрат на перемикавання. З результатів моделювання запропонованої схеми видно, що схема може зменшити коефіцієнт гармонійних спотворень (THD) вхідного струму порівняно зі схемою жорсткого перемикавання без резонансного ключа.

Ще одним способом зниження втрат у вихідному випрямлячі є використання спеціальних схемотехнічних рішень. Так в статті [17] представлено випрямляч з подвоювачем струму з низьким рівнем пульсацій вихідного струму та високим коефіцієнтом зниження напруги. У цьому дослідженні було реалізовано та перевірено фазозсувний мостовий перетворювач ZVS із запропонованим випрямлячем, вхідною напругою 400 В, вихідною напругою 12 В та потужністю за повному навантаженні 500 Вт, експериментальні результати яких показали, що за повному навантаженні може бути досягнуто 90% ефективності перетворення.

Актуальність тематики підтверджується публікаціями результатів наукових досліджень ефективності вихідних високочастотних випрямлячів. Так в статті [18] пропонується комплексне моделювання втрат потужності та симуляція випрямного діода перетворювача потужності Flyback, що працює в режимі безперервної провідності (CCM) та режимі переривчастої провідності (DCM). Модель малого сигналу, яка враховує всі активні та пасивні компоненти перетворювача Flyback, реалізована за допомогою програмного забезпечення MATLAB/PSIM для обчислення конструктивної моделі втрат діода Flyback. Вивчаються втрати випрямного діода для DCM та CCM для перетворювача Flyback з використанням синхронного випрямлення та діода Шоттки.

Часто задля збільшення вихідного струму використовують паралельну роботу випрямних діодів. Рівномірність розподілу струму навантаження між випрямними діодами ввімкненими на паралельну роботу визначається технологічним розкидом параметрів діодів, а саме прямим спадом напруги і частотними характеристиками. Час відновлення вентильних властивостей в плечі випрямляча визначається діодами, через які протікає найбільший струм і в яких найгірші частотні характеристики. Крім того, на початку кожного півперіоду за двотактному випрямленні має місце режим, за якого в колі випрямних діодів виникає короткозамкнутий контур. Це пов'язано з властивостями р-п-переходу діода, а саме: час закривання діода більше часу його відкривання. Час існування короткозамкнутого контура є функцією струму навантаження. Він визначається діодами з найгіршими частотними характеристиками і через які протікає найбільший струм.

Метою роботи є обґрунтування та дослідження методу побудови двотактного вихідного високочастотного випрямляча в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів, який забезпечує зменшення динамічних втрат потужності в діодах та рівномірний розподіл струму навантаження між діодами в кожному плечі випрямляча.

Метод побудови двотактного вихідного високочастотного випрямляча в ІСПН на ВМП. Сформульовано, обґрунтовано та досліджено метод зменшення динамічних втрат потужності в діодах двотактного вихідного високочастотного випрямляча у разі їхньої паралельної роботи в ІСПН на ВМП, який забезпечує рівномірний розподіл струму навантаження між діодами в кожному плечі випрямляча за рахунок виконання обмотки дроселя насичення ВМП розщепленою, причому кількість жил обмотки дроселя насичення рівна кількості діодів в плечі випрямляча, через які діоди анодами

під'єднані до відповідних півобмоток вторинної обмотки силового високочастотного трансформатора.

На рис. 1 показано функціональну схему ІСПН на ВМП високого рівня струму навантаження, в якому діоди $VD1...VD3$ і $VD4...VD6$ вихідного випрямляча ввімкнені на паралельну роботу через розщеплені обмотки дроселів насичення ВМП $TS1$ і $TS2$, і де НП – нерегульований високочастотний інвертор напруги; TV – силовий високочастотний трансформатор; $VD7$, $VD8$ – розмагнічуючі діоди; Φ – вихідний фільтр; СК – схема керування стабілізатором; R_H – навантаження.

В ІСПН на ВМП на одному і тому осерді дроселя насичення ВМП можна отримати виходи як низького рівня струму, так і високого рівня струму, вводючи нескладні зміни в їх схемотехніку. Так, найпростішу в схемотехнічному плані силову частину має стабілізатор на малі вихідні струми (одиниці ампер). В цьому випадку ВМП складається з дроселя насичення з одножильною обмоткою і одного силового випрямного діода. У разі більших значень вихідних струмів на практиці використовують паралельне ввімкнення діодів випрямляча і збільшують площу поперечного перерізу проводу обмотки.

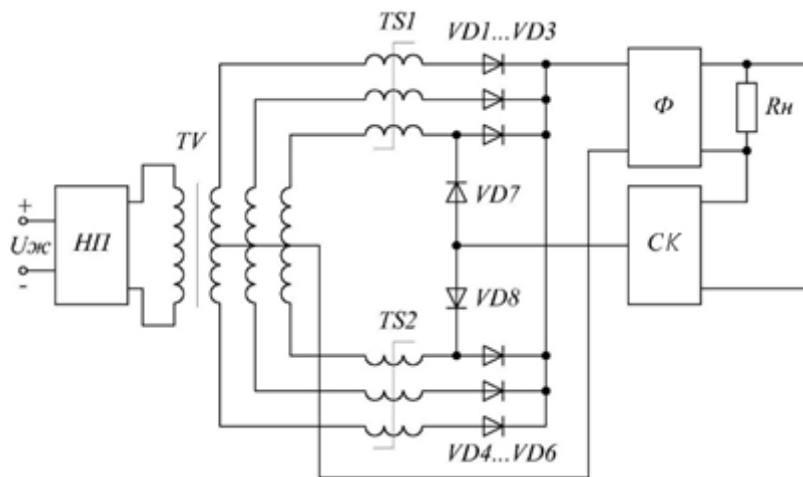


Рис. 1

кожного півперіоду має місце режим, за якого в колі випрямних діодів виникає короткозамкнутий контур, час існування якого є функцією струму навантаження. Це пов'язано з властивостями р-п-переходу діода, а саме: час закривання діода більше часу його відкривання. Час існування короткозамкнутого контура визначається діодами з найгіршими частотними характеристиками і через які протікає найбільший струм. Часто його називають часом перекривання діодів. Це призводить до зниження ефективності вихідного високочастотного випрямляча і перетворювача в цілому, а також до збільшення високочастотних піків у вихідній напрузі.

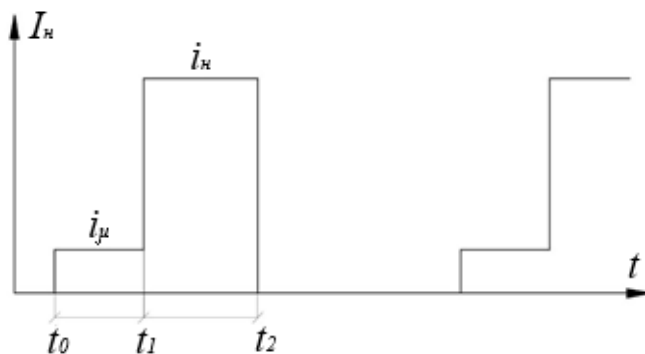


Рис. 2

частотного магнітного підсилювача в робочий півперіод показана на рис. 2.

На першому етапі півперіоду (ділянка $[t_0; t_1]$) відбувається переманічування ДН в режимі джерела ЕРС. Струм, який у цей час протікає через діод в навантаження, є струмом намагнічування дроселя насичення TS . Вже на цьому етапі відбувається рівномірний розподіл струму намагнічування між усіма діодами плеча випрямляча. Це обумовлено тим, що в режимі переманічування дроселів насичення TS є активним опором. Це рівносильне тому, що послідовно з діодами включені однакові

При цьому виникають наступні режими в роботі випрямляча. По-перше, через технологічний розкид параметрів діодів, а саме прямого спаду напруги і частотних характеристик, струм навантаження розподіляється між паралельно ввімкненими діодами нерівномірно і час відновлення вентильних властивостей в плечі випрямляча визначається діодами, через які протікає найбільший струм і в яких найгірші частотні характеристики. По-друге, у випрямлячі виконаному по схемі з середньою точкою (основна схема для ІСПН на ВМП з високим рівнем струму навантаження) на початку

Під час опису фізичних процесів за такого ввімкнення увагу слід акцентувати на таких моментах. По-перше, кожен діод випрямляча ввімкнений на "свою" ЕРС трансформатора, що гарантує йому своєчасне відпирання і запирання, відповідно до його характеристик. Другою особливістю є те, що струм навантаження через діоди випрямляча протікає лише протягом тієї частини півперіоду, коли дросель насичення TS в насиченні (ділянка $[t_1; t_2]$ на рис. 2). Форма струму через дросель насичення високо

опори, величина кожного з яких дорівнює $R_{\text{екв}}/N$, де $R_{\text{екв}}$ – еквівалентний опір переманічування дроселя насичення ВМП; N – кількість паралельно включених діодів в плечі випрямляча.

Еквівалентний опір переманічування визначається наступним чином:

$$\kappa_R = \frac{2fW^2S \times \Delta(\Delta B_K)}{\Delta H_K l} = 2fW^2 \frac{S}{l} \mu_0 \mu_d, \quad (1)$$

де f – частота змінної напруги; W – кількість витків обмотки; S – активна площа поперечного перетину осердя дроселя насичення TS ; l – середня довжина магнітної лінії; μ_0 – абсолютна магнітна проникність; μ_d – магнітна проникність за динамічною кривою розмагнічування.

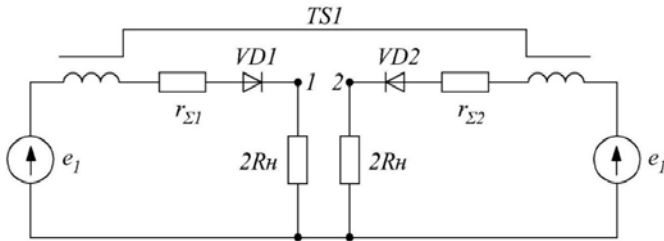


Рис. 3

Рівномірний розподіл струму навантаження між діодами випрямляча підтверджують наступні міркування. Нехай випрямляч магнітного ключа складається із двох паралельно ввімкнених діодів, причому обмотка дроселя насичення і вторинна обмотка трансформатора виконані розщепленими, а катод кожного діода з'єднаний зі своїм навантаженням $2R_n$. Схема такого ввімкнення показана на рис. 3.

По суті вона являє собою два джерела, ввімкнені на два навантаження. При цьому дросель насичення є спільним для обох джерел. Напруга на навантаженні від кожного джерела визначається виразами

$$U_{L1} = E_1 - i_1 r_\Sigma - U_{VD1} - 2rWS\Delta B_{k1}, \quad (2)$$

$$U_{L2} = E_2 - i_2 r_\Sigma - U_{VD2} - 2rWS\Delta B_{k2}, \quad (3)$$

де E_1, E_2 – напруги силового високочастотного трансформатора; i_1, i_2 – струми через кожен діод; r_Σ – еквівалентний омичний опір кола, що рівний сумі внутрішнього опору джерела напруги, опору обмоток і опору діода; W – кількість витків на дроселі насичення TS ; S – площа поперечного перерізу тороїдального осердя дроселя насичення TS ; U_{VD1}, U_{VD2} – прямий спад напруги на першому і другому діодах; $\Delta B_{k1}, \Delta B_{k2}$ – зміна індукції в дроселі насичення в півперіод керування.

Знайдемо різницю цих напруг

$$\Delta U = U_{L1} - U_{L2} = E_1 - E_2 + (i_2 - i_1)r_\Sigma + U_{VD1} - U_{VD2} + 2rWS(\Delta B_{k1} - \Delta B_{k2}). \quad (4)$$

Оскільки джерела напруг ідентичні, а дросель насичення спільний, то

$$U = (i_2 - i_1)r_\Sigma + U_{VD1} - U_{VD2} \quad (5)$$

Струми i_1 та i_2 визначаються як

$$i_1 = \frac{U_{n1}}{2R_n} \quad (6)$$

$$i_2 = \frac{U_{n2}}{2R_n} \quad (7)$$

Підставивши ці струми в вираз (5) і врахувавши, що $\frac{r_\Sigma}{2R_n} \ll 1$, отримаємо вираз для ΔU

$$\Delta U = U_{VD1} - U_{VD2}. \quad (8)$$

Визначимо різницю струмів через діоди

$$\Delta I = \frac{U_{n1}}{2R_n} - \frac{U_{n2}}{2R_n} = \frac{U_{n1} - U_{n2}}{2R_n} = \frac{\Delta U}{2R_n} \quad (9)$$

Якщо замкнути точки 1 і 2 в схемі на рис. 3, то в навантаженні потече струм $I = U/R_n$, де U – напруга на навантаженні. Відносна нерівномірність струму навантаження між діодами може бути визначена

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta U}{2R_n} \cdot \frac{R_n}{U} = \frac{\Delta U}{2U} \quad (10)$$

Як видно з виразу (9), абсолютна нерівномірність розподілу струму навантаження між паралельно ввімкненими діодами (причому кожен діод ввімкнений на свою ЕРС) прямо пропорційна розкиду їх значень прямого спаду напруги і обернено пропорційна опорі навантаження.

Розглянемо другий випадок, коли точки 1 і 2 на рис. 3 замкнені і аноди випрямних діодів з'єднані між собою. Схему такого з'єднання показано на рис. 4.

Очевидно, що нерівномірність розподілу струму навантаження між випрямними діодами буде визначатися розкидом значень їх прямих спадів напруг і їх внутрішнім опором

$$\Delta I = \frac{\Delta U}{r_{VD1} + r_{VD2}} \quad (11)$$

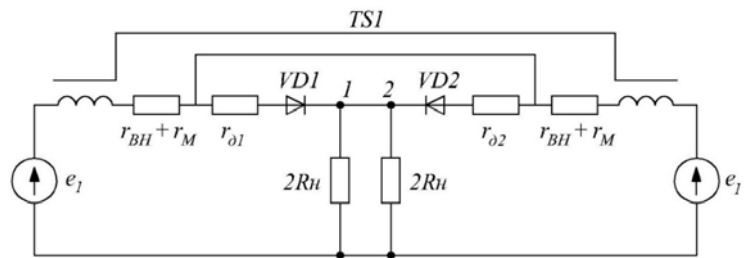


Рис. 4

Аналізуючи вирази (9) і (11) робимо висновок, що у випадку ввімкнення діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку (рис. 3.) нерівномірність розподілу струму навантаження між випрямними діодами є суттєво меншою, оскільки $r_{VD1} + r_{VD2} \ll R_n$.

Експериментальне дослідження методу ввімкнення діодів вихідного високочастотного випрямляча через розщеплену обмотку. Для обґрунтування цього твердження було проведено наступний експеримент. Схема експерименту приведена на рис. 5.

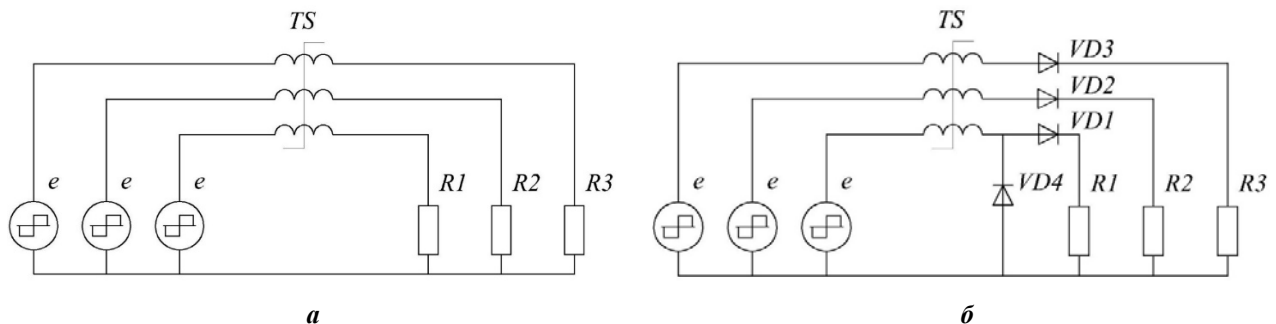


Рис. 5

З її допомогою проводилося дослідження розподілу струму намагнічування між паралельно ввімкнутими діодами на етапі перемагнічування дроселя насичення в режимі джерела напруги (проміжок часу $[t_0; t_1]$ на рис. 2). Дросель насичення TS виконано з розщепленою обмоткою в три проводи, кожен з яких одним кінцем під'єднаний до «свого» джерела ЕРС, а другим – до активного опору. Причому $R1=R2=R3=20$ Ом і джерела ЕРС повністю ідентичні (розщеплена обмотка силового трансформатора високочастотного перетворювача) (рис. 5, а). Напруга насичення TS вибрана рівною ЕРС трансформатора. В цьому випадку перемагнічування ДН буде відбуватись по повному циклу за один період робочої частоти перетворювача. Сумарний струм через опори $R1, R2, R3$ є струмом намагнічування дроселя насичення TS . Експериментально підтверджено, що $i_1=i_2=i_3$ і в сумі дорівнюють струму намагнічування, який було визначено аналітично.

Другий етап експерименту – опори $R1, R2, R3$ не рівні між собою: $R1=100$ Ом, $R2=200$ Ом, $R3=300$ Ом. Для цього випадку зберігається рівність $i_1=i_2=i_3=20$ мА.

Наступний етап експерименту – в кожне коло після дроселя насичення TS включено діод (аналог плеча випрямляча) (рис. 5, б). Для розмагнічування служить діод $VD4$. В цій схемі виконуються умови: $i_1=i_2=i_3=20$ мА; $i_1+i_2+i_3=i_{VD4}=60$ мА, де i_{VD4} – сумарний струм намагнічування. Це означає, що

струм намагнічування рівномірно розподіляється між діодами і визначається тільки опором перемагнічування дроселя насичення TS під час його перемагнічування в режимі джерела напруги.

На рис. 6 показано залежність часу перекривання діодів від струму навантаження для різних з'єднань діодів за їхньої паралельній роботі на частоті 50 кГц. В ролі випрямних діодів використано діоди 2Д213. В кожному плечі випрямляча паралельно ввімкнено по 5 діодів. Як видно з рис. 6, за безпосереднього ввімкнення діодів на паралельну роботу (верхній графік) для вихідного струму на рівні 30 А час перекривання діодів рівний майже 4 мкс (за тривалості півперіоду частоти комутації 10 мкс).

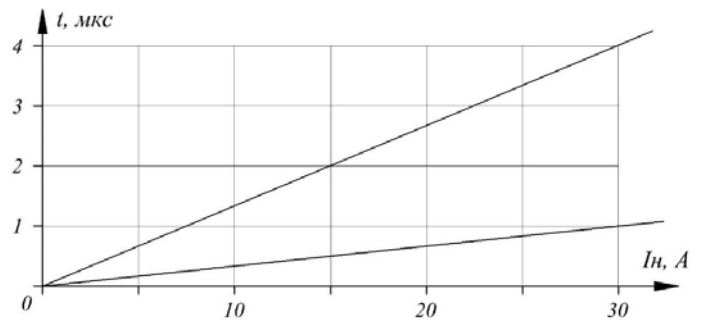


Рис. 6

Нижній графік на рис. 6 ілюструє залежність часу перекривання діодів випрямляча від струму навантаження у разі розщеплених обмоток дроселя насичення і вторинної обмотки трансформатора. Як видно з рис. 6, час перекривання діодів зменшується за такої топології в кілька разів.

Метод побудови вихідного високочастотного випрямляча, в якому реалізовано ввімкнення випрямних діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку, може бути використаний не тільки в ІСПН на ВМП, а й в інших високочастотних напівпровідникових перетворювачах електроенергії з виходом на постійному струмі в широкому діапазоні вихідних напруг. При цьому рівномірний розподіл струму навантаження між діодами ввімкненими на паралельну роботу забезпечується за рахунок під'єднання кожного діода до «свої» ЕРС силового високочастотного трансформатора. Крім того, тенденція зменшення часу перекривання діодів в двотактній схемі збережеться у разі використання сучасних випрямних діодів, в тому числі і діодів Шоттки. Однак за рахунок кращих частотних характеристик сучасної елементної бази ефект щодо покращення ефективності може бути меншим. Що стосується використання даного методу в синхронному випрямлячі на основі MOSFET, то в цьому немає жодної необхідності, оскільки промисловістю зараз випускаються MOSFET на струми в кілька сотень ампер, які можуть бути використані під час побудови низьковольтних перетворювачів з високим рівнем струму навантаження. При цьому забезпечується вищий коефіцієнт корисної дії (ККД). Недоліки сучасних синхронних випрямлячів наведені в аналітичній частині статті [11]. Так у разі використання методу синхронного випрямлення в ІСПН на ВМП на вихідні параметри 24 В, 15 А, який не вимагає жодних спеціалізованих схем керування MOSFET, був досягнутий ККД на рівні 95–96 % за живлення перетворювача від мережі промислової частоти [11].

Метод побудови вихідного високочастотного випрямляча, в якому реалізовано ввімкнення випрямних діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку, був використаний під час побудови вихідних каналів реалізованих як ІСПН на ВМП багатоканальних джерел живлення з високим рівнем вихідного струму, зокрема стабілізатора напруги (5 В, 200 А, 50 кГц), джерела живлення (5 В, 50 А; замовник – космодром «Байконур»), в яких використано розроблені авторами методи забезпечення паралельної роботи окремих ІСПН на ВМП та методи забезпечення синхронної та синфазної роботи нерегульованих високочастотних транзисторних інверторів [19]. А також під час створення енергетичного забезпечення мікропроцесорної техніки [20], засобів інформаційних технологій [19] та системи енергозабезпечення і контролю апарату для гемодіалізу «штучна нирка» [21].

Висновки.

1. Сформульовано, обґрунтовано та досліджено метод побудови вихідного високочастотного випрямляча, в якому реалізовано ввімкнення випрямних діодів на паралельну роботу через розщеплену обмотку, що дає змогу суттєво (в кілька разів) зменшити існування коротко-замкнутого контура (час перекривання діодів) на початку кожного півперіоду високої частоти комутації при двотактному випрямненні в ІСПН на ВМП. Так за вихідного струму 30 А на робочій частоті 50 кГц час існування короткозамкнутого контура зменшується в кілька разів (з 4 мкс до 1 мкс).

2. Застосування методу забезпечує рівномірний розподіл струму навантаження між діодами, ввімкненими на паралельну роботу за рахунок під'єднання кожного діода до «свої» ЕРС силового високочастотного трансформатора.

3. Застосування методу забезпечує та дає змогу збільшити ККД джерела живлення і покращити якість його вихідної напруги.

4. Метод може бути рекомендований до використання під час побудови високочастотних перетворювачів напруги з високим рівнем струму навантаження (десятки-сотні ампер).

5. Метод застосований під час створення джерел та систем вторинного електроживлення цілого ряду споживачів.

REDUCTION OF POWER LOSSES IN THE OUTPUT RECTIFIER OF A SWITCHING DC POWER CONVERTER

V.I. Yaskiv¹, I.F. Domnin², A.V. Yaskiv³

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

e-mail: yaskiv@yahoo.com.

²National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",
Kyrpichova st., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine,

e-mail: domninpro@ukr.net.

³Wroclaw University of Economics,
Komandorska st., 118/120, Wroclaw, 53-345, Poland,

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

A method for reducing power losses in the diodes of the output push-pull high-frequency rectifier of a switching DC power converter during their parallel operation is proposed. The use of the proposed method in a switching DC power converter based on high-frequency magnetic amplifiers is reasoned theoretically and investigated experimentally. The results of experimental research and the examples of the proposed method implementation for the output high-frequency rectifier in semiconductor power converters for a wide variety of applications are presented. In particular, the uniform distribution of current between the diodes switched on for parallel operation is proven, and it is shown that when using the proposed method at the 30 A output current and 50 kHz operating frequency, the diode overlap time in the push-pull circuit at the beginning of each half-cycle has decreased by several times (from 4 μs to 1 μs). References 21, figures 6.

Keywords: diode, output push-pull high-frequency rectifier, switching DC power converter, high-frequency magnetic amplifier, saturation choke, efficiency.

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. 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/IPEMC.2006.4778004>.

3. Sekikawa M., Funaki T., Hikihara T. A study on power device loss of DC-DC buck converter with SiC schottky barrier diode. International Power Electronics Conference - ECCE ASIA, Sapporo, Japan, 21-24 July 2010. Pp. 1941-1945. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5542086>.

4. Senanayake T., Ninomiya T. Auto-reset forward DC-DC converter with self-driven synchronous rectification. Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany, 20-25 June 2004. Pp. 3636. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355119>.

5. 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>.

6. Fernandez A., Sebastian J., Hernando M.M., Villegas P., Lamar D.G. Using synchronous rectification for medium voltage applications. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany, 2025 June 2004. Vol. 2. Pp. 1487-1493. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355644>.

7. 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. 2005. Vol. 20. No. 6. Pp. 1287-1293. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.857528>.

8. 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>.

9. 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), IEEE*. Long Beach, CA, USA, 20-24 March 2016. Pp. 329-333. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7467892>.
10. Linear Technology. Synchronous rectifier driver for forward converters LTC3900. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3900fb.pdf> (accessed at 05.07.2025)
11. Yaskiv V.I., Yurchenko O.M., Yaskiv A.V. Synchronous rectifier in DC voltage stabilizer based on high-frequency magnetic amplifiers. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 1. Pp. 35-41. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.01.035>.
12. Harada K., Nabeshima T. Applications of magnetic amplifiers to high-frequency dc-to-dc converters. *Proc. IEEE*. 1988. Vol. 76. No 4. Pp. 355-361. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.4422>.
13. Austrin L. On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Stockholm: Royal Institute of Technology. Sweden, 2007.
14. Wen C. C., Chen C. L., Chen W., Jiang J. Magamp post regulation for flyback converter. *Proc. IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, BC, 17-21 June 2001. Pp. 333-338. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2001.954042>.
15. Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K. MagAmp power converters with low level EMI. 12th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM 2013), Lviv, Ukraine, 19-23 February 2013. Pp. 388-395.
16. Yamashita E., Ueda A., Torii A., Doki K. Improvement Effect of Input Current Waveform of a Soft Switching Boost Type Three-Phase Diode Rectifier. *Power Conversion Conference*, Nagoya, Japan, 02-05 April 2007. Pp. 1078-1084. DOI: <https://doi.org/10.1109/PCCON.2007.373100>.
17. Chih-Lung Shen, Cheng-Tao Tsai, Yu-En Wu. High efficiency current-doubler rectifier with low output current ripple and high step-down voltage ratio. *2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, Singapore, 2008, pp. 872-876. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSET.2008.4747130>.
18. Halder T. Study of rectifier diode loss model of the Flyback converter. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Bengaluru, India, 16-19 December 2012. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2012.6484492>.
19. Yaskiv V. The new methods of switch mode power supply designing for computer facilities. *International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS-2001*, Crimea, Ukraine, 04-04 July 2001. Pp. 87-90. DOI: <https://doi.org/10.1109/IDAACS.2001.941986>.
20. Yaskiv V., Gurnik O., Moskalyk S., Shklyarenko N. Power supply systems of microprocessor devices. *Proceedings of the VI International Conference Experience of Designing and Applications of CAD Systems in Microelectronics. (CADSM 2001)*, Lviv-Slavsko, Ukraine, 12-17 February 2001. Pp. 70-71. DOI: <https://doi.org/10.1109/CADSM.2001.975745>.
21. Yaskiv V., Yaskiv A. Development of the Power Supply and Control System for the Hemodialysis Machine. *Informatyka, Automatyka, Pomiar w Gospodarce i Ochronie Środowiska*. 2023. Vol. 13. No 3. Pp. 23-28. DOI: <https://doi.org/10.35784/iapgos.3745>.

Надійшла 15.07.2025

Прийнята 14.10.2025