

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ПРИСТРОЇВ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ ШЛЯХОМ КЕРУВАННЯ ЧАСОМ ЗАРЯДУ (ПЕРЕЗАРЯДУ) ЇХНІХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ

І.В. Волков¹, чл.-кор. НАН України, **В.І. Зозульов¹**, канд.техн.наук, **О.І. Христо²**, канд.техн.наук

¹ – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: dep8ied@ied.org.ua

² – Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України,

пр. Богоявленський, 43-А, Миколаїв, 54018, Україна.

Запропоновано спосіб керування вихідними параметрами (напругою і амплітудою імпульсів) пристроїв перетворювальної техніки (ПТ) шляхом управління часом заряду чи перезаряду конденсаторів, які входять до складу цих пристроїв, і використання кіл їхніх ємнісних фільтрів. Розглянуто керований випрямляч на основі об'єднання схем Греца і Латура та магнітно-напівпровідниковий генератор високовольтних імпульсів з таким випрямлячем на його вході. Показано, що застосування цього способу дає змогу підвищити випрямлену напругу майже вдвічі без використання трансформатора та одержати при цьому «жорстку» зовнішню характеристику випрямляча. Доведено можливість одержати будь-яке номінальне значення випрямленої напруги в діапазоні від 300 до 600 В при живленні від звичайної однофазної мережі 220 В, що розширює можливості розробників пристроїв перетворювальної техніки. Бібл. 5, рис. 4, табл. 1.

Ключові слова: випрямляч Латура-Греца, вторинне джерело живлення, зовнішня характеристика, стабілізація напруги, магнітно-напівпровідниковий генератор імпульсів (МНГІ).

Вступ. У більшості пристроїв перетворювальної техніки (ПТ) необхідно регулювати (стабілізувати) їхні вихідну напругу, струм, потужність або відповідні параметри імпульсів, що генеруються пристроєм. Виконання цих функцій зазвичай реалізується шляхом встановлення в силові ланцюги регулюючих органів (РО), що функціонують відповідно до відомих способів управління із застосуванням різних видів широтно-імпульсної (ШІМ) або амплітудно-імпульсної (АІМ) модуляції [2,4,5]. У даній роботі таке регулювання пропонується виконувати на основі включення РО у ланцюги ємнісних фільтрів (конденсаторів) випрямлячів та ланцюги ємнісних зарядно-накопичувальних імпульсних пристроїв ПТ, управляючи часом заряду (перезаряду) цих конденсаторів. Таке управління можна розглядати як специфічну фазо-імпульсну потактову модуляцію в зарядних колах випрямлячів у зарядних колах МНГІ, алгоритм роботи якої відрізняється від відомих.

Метою роботи є обґрунтування ефективності такого підходу щодо розширення функціональних можливостей, поліпшення регульовальних характеристик і підвищення ККД керованих випрямлячів з ємнісним фільтром та імпульсних пристроїв ПТ з ємнісними накопичувачами.

Результати досліджень. На рис. 1 показано базову схему, яка реалізує запропонований метод регулювання. Вона є об'єднанням схеми Греца (звичайний 4-діодний міст VD1-VD4 і конденсатор С3, що згладжує пульсації напруги) зі схемою подвоєння напруги Латура (діоди VD1, VD2 і конденсатори С1, С2). Це об'єднання здійснюється ключем із двосторонньою провідністю VS, наприклад, парою зустрічно-паралельно включених керованих тиристорів чи транзисторів. Коли ключ VS розімкнений, вихідна напруга $U_{вих}$ дорівнює амплітудному значенню вхідної напруги, як і в схемі Греца. Коли ключ VS замкнений протягом всього часу підзарядки конденсаторів С1, С2, тобто ці конденсатори шунтують діоди VD1, VD2, напруга $U_{вих}$ дорівнює подвійній напрузі, як і у схемі Латура.

Система імпульсно-фазового управління ключем VS забезпечує підзарядку конденсаторів С1, С2 шляхом регулювання кута управління α в межах близько $(0.3-0.8)\pi$ і плавне регулювання вихідної напруги постійного струму в діапазоні $\approx (300 \dots 600) \text{ В}$ при живленні від мережі змінного струму 220 В . На рис. 2 представлено діаграми струмів і напруг у цій схемі в сталому режимі при активному навантаженні. Якщо кут управління α ключем VS змінювати в зазначених вище межах, то під час кожної з напівхвиль напруги живлення імпульс струму через ключ буде змінюватися від I_{VS1} до I_{VS2} , забезпечуючи плавну зміну випрямленої напруги від $U_{вих1}$ до $U_{вих2}$.

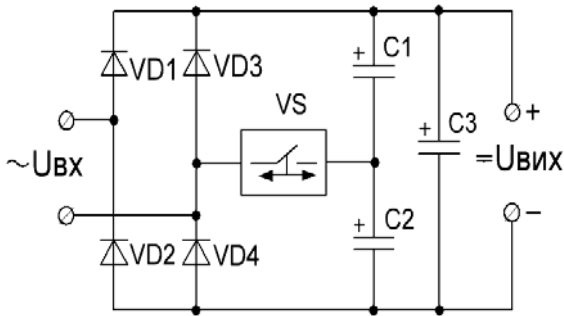


Рис. 1

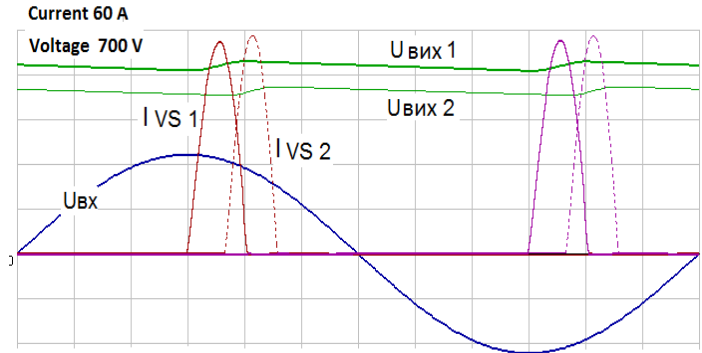


Рис. 2

Математичне моделювання роботи такого перетворювача виконувалося за допомогою розробленої в ІЕД НАН України спеціалізованої програми **OMEGA v. 2013**, яка пристосована для моделювання широкого кола схем перетворювальної техніки. У таблиці наведено одержані результати. Потужність навантаження приймалася рівною 2 кВт (що близька до максимальної для поширених однофазних систем живлення номінальної напруги 220 В). Для кожного з семи варіантів номінальної напруги $U_{ном}$ постійного струму навантаження і відповідного їй опору навантаження R_n вибиралися такі значення ємностей допоміжних конденсаторів C_1 , C_2 та фільтруючого конденсатора C_3 , що забезпечували коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги на однаковому рівні **5% (peak-to-peak)**. Індуктивність джерела живлення (на рис. 1 не показана) приймалася рівною $L=0.5$ мН, що відповідає відносному опору короткого замикання джерела живлення Z_k біля 6%.

Суттєвий результат полягає в тому, що початковим вибором конденсаторів C_1 , C_2 , C_3 та кута управління (комутації) α ми маємо можливість встановити будь-яке номінальне значення випрямленої напруги в діапазоні від 300 до 600 В, яке потребує конкретний споживач. Наприклад, для двигуна постійного струму з номінальною напругою 450 В параметри джерела живлення мають бути вибрані з урахуванням рядка 4 таблиці. Зрозуміло, що можливі і які завгодно проміжні варіанти номінальної напруги в цьому діапазоні. Регулювання та стабілізація випрямленої напруги при коливаннях напруги вхідної чи/та навантаження здійснюється зміною кута керування α у відповідному невеликому діапазоні навколо його номінального значення. Зокрема, це нівелює такий недолік схеми Латура, як велика крутизна зовнішньої характеристики. Експериментальний зразок запропонованого випрямляча потужністю 0.5 кВт із номінальною вихідною напругою 400 В забезпечив цей рівень із точністю (+/-) 1.0 В на усьому діапазоні потужності від холостого ходу до номінальної.

Така побудова вторинного джерела живлення розширює можливості розробників різноманітних пристроїв постійного струму, оскільки дає змогу використовувати оптимальні значення напруги без застосування трансформаторів.

	$U_{ном}$, Вольт	R_n , Ом	C_1, C_2 , мкФ	C_3 , мкФ	α , град
1	300	45.0	1500	3000	50
2	350	61.0	1400	2750	60
3	400	80.0	1300	2200	70
4	450	101.0	1200	2000	80
5	500	125.0	1200	1800	90
6	550	151.0	1200	1500	115
7	600	180.0	1200	1200	140

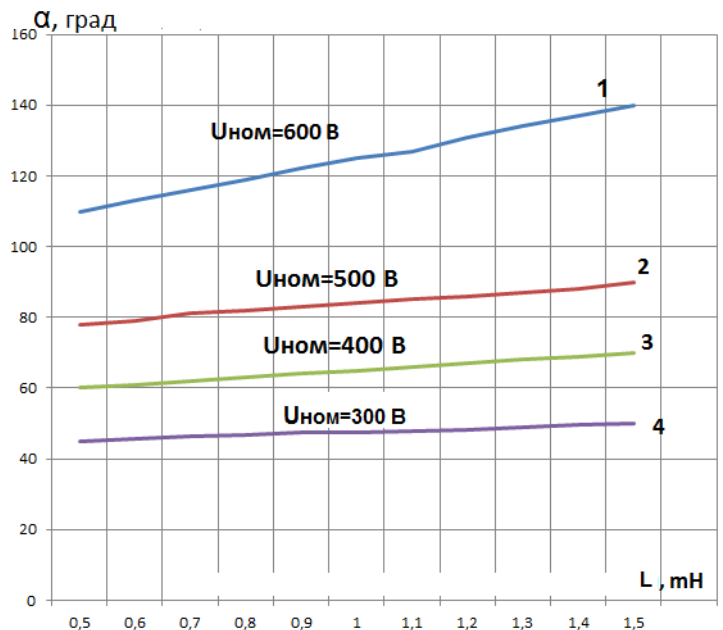


Рис. 3

Як і всі випрямлячі однофазного струму з ємнісними фільтрами на виході, цей випрямляч є залежним від внутрішнього опору джерела живлення, але ця залежність суттєво знижена. Тому навіть вузькодіапазонне керування кутом α дає змогу практично звести цю залежність нанівець. Рис. 3 ілюструє, яким повинен бути цей кут, щоб підтримувати те чи інше значення номінальної напруги при зміні внутрішньої індуктивності джерела живлення втричі: від 0.5 (для якої приведена таблиця) до 1.5 мН, що відповідає відносному опору короткого замикання джерела живлення $Z_k^* = 18\%$. Такий великий дозволений опір означає можливість штучно вводити додаткову послідовну індуктивність на вході випрямляча з метою покращення спектрального складу вхідного струму і зменшення його крест-фактора КФ (тобто відношення максимального миттєвого значення струму до його r.m.s. величини). Так, для ідеальної синусоїдальної форми струму КФ=1.41; для струму, споживаного схемою Греца – 2,9–3,1, схемою Латура – 3,5–3,6, а схемою, що розглядається, КФ=2,2; 2,4; 2,7 та 2,8 відповідно для варіантів, позначених на рис. 3 цифрами 1, 2, 3, 4.

Втрати потужності в цій схемі, як і в схемах Латура і Греца, обумовлені, в основному, неідеальністю вентилів за рахунок падіння напруги на них у відкритому стані. В схемі Греца в кожний напівперіод напруги живлення працюють два вентиля (VD1, VD4 чи VD2–VD3), а в схемі Латура – лише один (VD1 чи VD2), причому при струмі, вдвічі меншим, тому ККД схеми Латура вище. ККД запропонованої схеми, де періодично працює також ключ VS, лежить між ними, і в згаданому експериментальному зразку становив 98,5%.

Таким чином, можливість вибирати на стадії проектування необхідний для деякого устаткування підвищений рівень напруги (на відміну від схеми Греца) і здатність схеми підтримувати його стабілізоване значення при відхиленнях напруги живлення і варіаціях струму (потужності) навантаження в широких межах (на відміну від схеми Латура) істотно розширює можливості оптимізації вторинних джерел електроживлення електронної апаратури, яке неможливо реалізувати за допомогою відомих аналогів. Підвищення напруги для пристроїв тієї самої потужності означає відповідне зниження струму в їхніх елементах, а, значить, ККД пристрою в цілому. Це добре ілюструє приклад системи живлення магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів (МНГІ). Як показано у роботах [1,3], подвоєння напруги на вході таких генераторів суттєво підвищує їхній ККД і покращує інші показники. З метою розвитку даного підходу запропоновано використовувати на вході МНГІ схему, подібну зображеній на рис. 1, де функцію ключа VS виконують ключі S1, S2 у перезарядному колі додатково введеного накопичувального конденсатора С3. Вузол такого МНГІ показано на рис. 4. Тут реалізуються два важливих завдання щодо високовольтних МНГІ: а) підвищення випрямленої напруги для зменшення втрат енергії на наступних ключах каскаду та покращення показників високовольтного трансформатора Т; б) регулювання (стабілізації) амплітуди імпульсів, що передаються через цей трансформатор, і забезпечення високих захисних (від перенапруг і КЗ) властивостей МНГІ. Ключ S1 задає тактові імпульси одночасного заряду С4, С5. Оскільки час цього заряду набагато більше часу подальшого розряду МНГІ, то трансформатор Т відразу ж насичується, і у високовольтну частину МНГІ імпульси не передаються. Ключ S2 дає змогу перезаряджати конденсатор С5. Якщо його перезаряд неповний, то енергія перерваного струму перезаряду скидається за допомогою обмотки w2 дроселя L2 і діода VD1 на конденсатори С1 ... С4, внаслідок чого реалізується регулювання напруги на послідовно з'єднаних С4, С5, які розряджаються за допомогою ключа S3, формуючи компресійні імпульси в первинній обмотці Т. При цьому виявлено додаткову корисну властивість: якщо за сигналом захисту конденсатор С5 не перезарядиться, то не буде сформований імпульс в обмотці Т, і вимкнення МНГІ відбудеться без обриву силового струму.

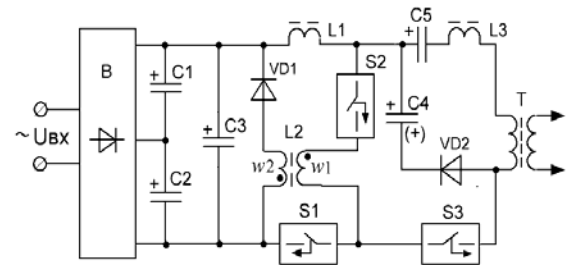


Рис. 4

Висновки. 1. Запропоноване об'єднання схем Латура та Греца з використанням керованого ключа з двосторонньою провідністю дає змогу подвоїти значення випрямленої напруги та забезпечити «жорсткість» зовнішньої характеристики випрямляча.

2. Підвищення напруги за тої самої потужності має наслідком зменшення струму і відповідне зменшення втрат електроенергії.

3. Завдяки властивості цієї схеми забезпечувати будь-який рівень номінальної випрямленої напруги без використання трансформатора в діапазоні від 300 до 600 В розширюються можливості розробників щодо оптимізації пристроїв перетворювальної техніки.

4. Подвоєння та регулювання напруги зазначеним способом та введення в МНГІ перезарядного вузла дає можливість суттєво покращити основні показники генераторів потужних імпульсних струмів.

1. Волков И.В., Зозулев В.И., Кускова Н.И., Христо А.И. Развитие принципов построения предтрансформаторной части высоковольтных магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 47. С. 45-53.
2. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. К.: Наук. думка, 2014. 248 с.
3. Зозулев В.И. Устройства преобразовательной техники на основе реконфигурации распределенных структур. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 46. С. 71-80.
4. Ирвинг М. Готтлиб. Источники питания. Инверторы. Конвертеры. Линейные и импульсные стабилизаторы. М.: Постмаркет, 2002. 544 с.
5. Rashid M.H. Power Electronics Handbook. N.Y. Academic Press, 2012. 895 p.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСТРОЙСТВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ ПУТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВРЕМЕНЕМ ЗАРЯДА (ПЕРЕЗАРЯДА) ИХ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

И.В. Волков¹, чл.-корр. НАН Украины, **В.И. Зозулев¹**, канд.техн.наук, **А.И. Христо²**, канд.техн.наук

¹ – **Институт электродинамики НАН Украины,**

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: dep8ied@ied.org.ua

² – **Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины,**

пр. Богоявленский, 43-А, Николаев, 54018, Украина.

Предложен способ управления выходными параметрами (напряжением и амплитудой импульсов) устройств преобразовательной техники (ПТ) путем управления временем заряда или перезаряда конденсаторов, входящих в состав этих устройств, и использования цепей их емкостных фильтров. Рассмотрены управляемый выпрямитель на основе объединения схем Греца и Латура и магнитно-полупроводниковый генератор высоковольтных импульсов с таким выпрямителем на его входе. Показано, что применение предложенного способа управления позволяет повысить выпрямленное напряжение почти в два раза без применения трансформатора и получить при этом «жесткую» внешнюю характеристику выпрямителя. Доказана возможность получить любое номинальное значение выпрямленного напряжения в диапазоне от 300 до 600 В при питании от обычной однофазной сети 220 В, что расширяет возможности разработчиков устройств преобразовательной техники. Библ. 5, рис. 4, табл. 1.

Ключевые слова: выпрямитель Латура-Греца, вторичный источник питания, внешняя характеристика, стабилизация напряжения, магнитно-полупроводниковый генератор импульсов (МПИ).

INCREASING OF THE EFFICIENCY OF POWER ELECTRONICS DEVICES BY THE CONTROL OF CHARGING TIME OF THE CAPACITORS IN THEIR CIRCUITS

I.V. Volkov¹, V.I. Zozulev¹, O.I. Khrysto²

¹ – **Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,**

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: dep8ied@ied.org.ua

² – **Institute of Pulse Processes and Technologies of National Academy of Sciences of Ukraine,**

pr. Bohoiavlenskyi, 43-A, Mykolaiv, 54018, Ukraine.

A method for controlling the output parameters (voltage and amplitude of pulses) of devices of power electronics by controlling the charging time or recharging of capacitors included in these devices and using the chains of their capacitive filters is proposed. Controlled rectifiers based on combining the Gretz and Latour circuits and a magnetic - semiconductor high-voltage pulse generator with such a rectifier at its input are considered. It is shown that the application of the proposed control method makes it possible to increase the rectified voltage by almost two times without using a transformer and to obtain a "hard" external characteristic of the rectifier. It has been proved possible to obtain any rated value of rectified voltage in the range from 300 to 600 V with a single-phase 220 V supply, which extends the capabilities of developers of converter devices. References 5, figures 4, table 1.

Key words: Latour-Gretz rectifier, secondary power supply, external characteristic, voltage stabilization, magnetic-semiconductor pulse generator MSGP.

1. Volkov I.V., Zozulev V.I., Kuskova N.I., Khrysto O.I. Development of principles for constructing a pre-transformer part of magnetic-semiconductor pulse generators. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. No 47. Pp. 45-53. (Rus)
2. Holubev V.V. Pulse conversion of alternating voltage. Kyiv: Naukova dumka, 2014. 248 p. (Rus)
3. Zozulev V.I. Devices of converter technique based on the reconfiguration of distributed structures. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. No 46. Pp. 71-80. (Rus)
4. Yrvynh M. Hottlyb. Power supplies. Inverters. Converters. Linear and pulsed stabilizers. Moskva: Postmarket, 2002. 544 p. (Rus)
5. Rashid M.H. Power Electronics. N.Y. Academic Press, 2012. 895 p.

Надійшла 05.03.2018

Остаточний варіант 30.05.2018