

НАТОВАРВАНЕ НА ЕЛЕМЕНТИТЕ НА РЕЗОНАНСНАТА ВЕРИГА НА РЕВЕРСИВЕН DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ С ПОСТОЯННА ИЛИ ПРОМЕНЛИВА ЧЕСТОТА

Ангел Ангелов Личев

Университет по хранителни технологии – Пловдив
a_lichev@uft-plovdiv.bg

RESONANT TANK COMPONENTS STRESS OF A DC-DC CONVERTER AT CONSTANT OR VARIABLE FREQUENCY CONTROL

Angel Angelov Lichev

University of Food Technologies – Plovdiv
a_lichev@uft-plovdiv.bg

Abstract

A bidirectional dual active bridge resonant converter is analyzed. Based on an analytical model, the dependencies for the basic quantities of the resonant tank circuit components are obtained. Control methods with constant and variable operating frequency are used. As a result, the characteristics of the voltages and currents through the LC circuit are derived.

Keywords: resonant converters; frequency control.

ВЪВЕДЕНИЕ

Технологиите, свързани с производството на електрическа енергия от слънцето се усъвършенстват непрекъснато. Паралелно с това се повишава ефективността и се намалява цената им. Тези фактори, в съчетание с протекционистичната политика на правителствата на редица държави са причина за значителното увеличение на инсталираните соларни мощности [1].

Както е известно, фолтоволтаичните централи биват основно три вида [2]:

- мрежови
- автономни
- хибридни

Основен проблем при тях е, че количеството генерирана енергия е непостоянно за различните периоди на денонощието и зависи в голяма степен от атмосферните условия. Тъй като при мрежовите централи цялата мощност се подава към мрежата, в случая този недостатък не е от съществено значение.

При втория и особено при третия вид системи, този проблем поставя сериозни ограничения. Възможно решение е използването на устройства за съхранение на неоползотворената енергия (батерии) [3].

В случая, обаче е необходимо да се осигури предаване на енергията между източник, консуматор и съответното

устройство. За целта се използват реверсивни преобразуватели.

За да се ограничат загубите в системата, те трябва да отговарят на определени изисквания, от които: висока ефективност, надеждност, осигуряване на плавно управление на енергийните потоци между съответните компоненти.

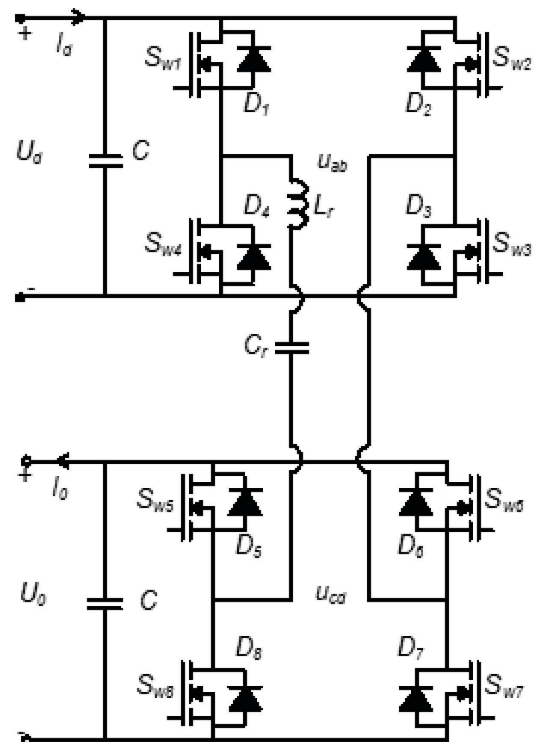
Отдавна е известно, че при резонансните преобразуватели е налице възможността за работа на силовите прибори в условия на мека комутация. По този начин от една страна се намаляват загубите, а от друга се осигурява възможност за работа при високи честоти, което е предпоставка за намаляване на масогабаритните размери на изделието, а следователно и на неговата цена [4].

В [5] е изследван реверсивен резонансен DC-DC преобразувател работещ при надрезонансна честота. Използвани са два начина на управление на силовите прибори – при постоянна и при променлива честота. Според получените резултати, при втория метод ефективността е по-висока, като се постига и линеаризация на регулировъчните характеристики.

Целта на настоящия труд е да се продължи изследването от [5], като се направи по-задълбочен анализ на работата на преобразувателя при управление с постоянна и променлива честота и се установи аналитично натоварването на елементите в резонансната верига при двата метода на управление.

ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА ПРЕОБРАЗУВАТЕЛЯ

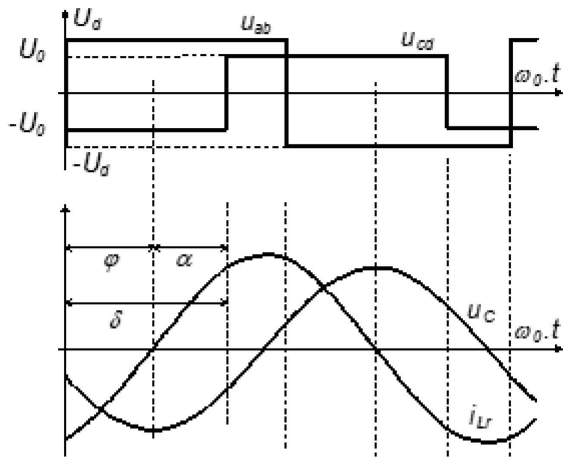
Реверсивният резонансен DC-DC (фиг. 1) преобразувател се състои от два идентични мостови инвертора (S_{w1} - S_{w4} и S_{w5} - S_{w8}), резонансна верига $L_r C_r$ и филтърни кондензатори C . Условно, инверторът S_{w1} - S_{w4} е наречен „входен“, а S_{w5} - S_{w8} – „изходен“. Към тях са приложени постоянни напрежения, съответно U_d и U_0 .



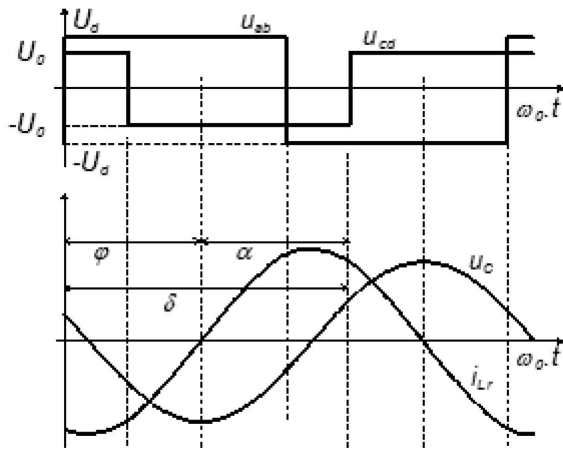
Фиг. 1. Схема на реверсивен резонансен DC-DC преобразувател

Може да се каже, че напреженията на входния U_{ab} и на изходния U_{cd} инвертори са с правоъгълна форма. Движението на енергията в двете посоки се осъществява с помощта на диодите D_1 - D_8 .

Работата на преобразувателя може да се онагледява с помощта на диаграмите на фиг. 2 и фиг. 3. Тъй като комутацията на полупроводниковите ключове се осъществява при надрезонансна честота, токът през LC веригата i_{Lr} изостава от напрежението U_{ab} на инвертор S_{w1} - S_{w4} на ъгъл φ (периода, през който са отпушени диодите D_1 - D_8). След нулиране на тока i_{Lr} започват да провеждат ключовете S_{w5} - S_{w8} за време, съответстващо на ъгъл α . Така преобразувателят работи в условия на ZVS (zero voltage switching). Полупроводниковите ключове на изходното стъпало изключват след тези на входното след време, съответстващо на ъгъл δ ($\delta = \alpha + \varphi$).



Фиг. 2. Времени диаграми при режим FORWARD MODE



Фиг. 3. Времени диаграми при режим REVERSE MODE

Когато α и φ не надвишават 90° ($\delta < 180^\circ$) е налице режим FORWARD MODE и преносът на енергия се осъществява в посока от входния към изходния инвертор. В случай, че α и φ са по-големи от 90° ($\delta > 180^\circ$) – преносът на енергия е в обратна посока и се наблюдава режим REVERSE MODE.

Както и в [5], управлението на преобразувателя се осъществява по два начина:

- изменение на ъгъла на дефазиране (ъгъл δ) на напреженията на входния u_{ab} и изходния u_{cd} инвертори при постоянна честота. В случая управляващ параметър се явява ъгъл δ ;

- изменение на съответния ъгъл при промяна на работната честота в определени граници. По този начин, чрез увеличаване на работната честота се ограничава изходният ток на преобразувателя;

При втория начин на управление като управляващ параметър е въведена променливата σ , за чието дефиниране се използват изразите:

$$\delta = \frac{\pi(1 + 2\sigma)}{2} \quad (1)$$

$$v = v_{min} + 2\sigma(v_{max} - v_{min}) \quad (2)$$

$$v = v_{min} + (1 - 2\sigma)(v_{max} - v_{min}) \quad (3)$$

МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ПРОЦЕСИТЕ В ПРЕОБРАЗУВАТЕЛЯ

За по-голямо удобство, при анализа са направени следните допускания:

- напреженията на двата инвертора u_{ab} и u_{cd} имат правоъгълна форма;
- пулсациите на входното U_d и изходното U_o напрежения се пренебрегват;
- елементите в схемата на преобразувателя са идеални;

Честотата на резонансната верига, характеристикният импеданс и разстройката по честота се определят според формули (4), (5) и (6) съответно:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4)$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (5)$$

$$v = \frac{\omega_s}{\omega_0} \quad (6)$$

Според [5] за нормализираната стойност на изходното напрежение на преобразувателя U'_o се получава:

$$U'_0 = \frac{\sin\left(\frac{\pi - \varphi}{\nu}\right) - \sin\left(\frac{\varphi}{\nu}\right)}{\sin\left(\frac{\pi - \delta + \varphi}{\nu}\right) - \sin\left(\frac{\delta - \varphi}{\nu}\right)} \quad (7)$$

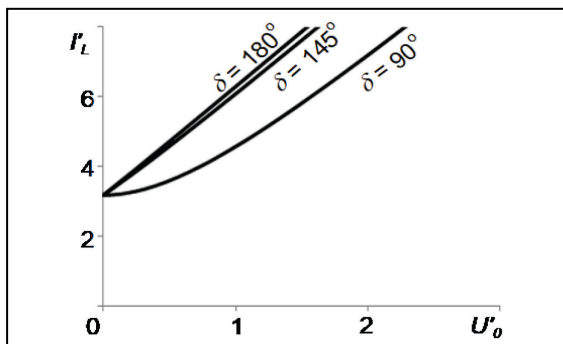
Максималното напрежение U'_{cm} върху кондензатора на резонансната верига е:

$$U'_{cm} = 2 \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{\nu}\right) + U_0 \sin\left(\frac{\pi - \delta + \varphi}{\nu}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\nu}\right)} \quad (8)$$

$$-(1 + U_0)$$

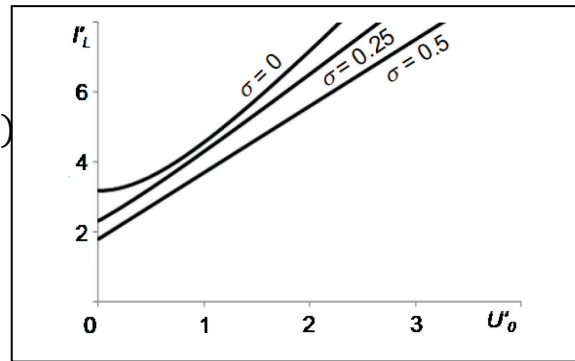
Ефективната стойност на тока през бобината I'_L се определя според израза:

$$I'_L = \frac{\sqrt{\pi I'_{AV}}}{2} \quad (9)$$



Фиг. 4. Зависимости на ефективната стойност тока през бобината от изходното напрежение при управляващ параметър ъгъл δ

На база изрази (7) и (9) са построени зависимостите на тока I'_L от изходното напрежение U'_0 при управляващ параметър ъгъл δ и разстройка по честота $\nu = 1.15$ (фиг. 4), и при управление спрямо σ ($\nu = 1.15 - 1.27$) – фиг. 5, за режим FORWARD MODE (при REVERSE MODE графиките са идентични). Вижда се, че при $\delta = 90^\circ$ ($\sigma = 0$), характеристиките очаквано са идентични.

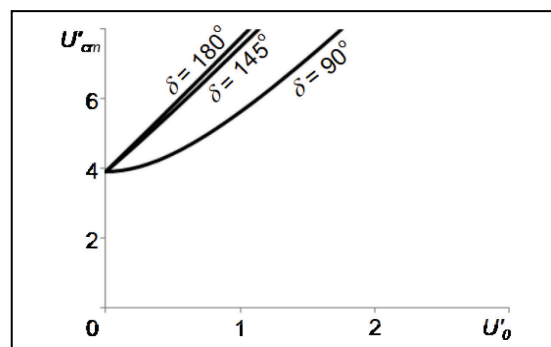


Фиг. 5. Зависимости на максималното напрежение върху резонансния кондензатор от изходното напрежение при управляващ параметър σ

При управляващ параметър σ , обаче токът I'_L , респективно натоварването върху резонансните компоненти намалява за интервала на регулиране.

Освен това, с нарастване на изходното напрежение, се увеличава и ефективната стойност на тока през бобината.

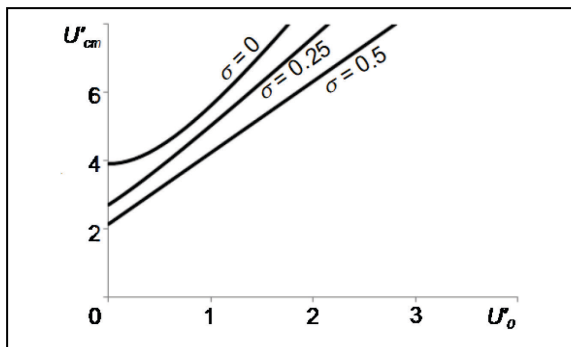
На фиг. 6 и фиг. 7 са показани зависимостите на максималното напрежение върху резонансния кондензатор U'_{cm} от изходното напрежение U'_0 при съответните параметри на управление.



Фиг. 6. Зависимости на максималното напрежение върху резонансния кондензатор от изходното напрежение при управляващ параметър ъгъл δ

Вижда се, че при управляващ параметър ъгъл δ началната стойност на максималното напрежение върху кондензатора в относителни единици не се променя.

За разлика от управлението според σ с частично изменение на работната честота, където отново нарастването на изходното напрежение обуславя увеличаване на съответния параметър, а именно U'_{cm} .



Фиг. 7. Зависимости на максималното напрежение върху резонансния кондензатор от изходното напрежение при управляващ параметър σ

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Нарастването на изходното напрежение води до увеличаване на натоварването върху компонентите на резонансната верига. И все пак, при управление с променлива честота съответното натоварване намалява за съответния диапазон на регулиране.

Получените резултати биха могли да бъдат основа за бъдещи изследвания.

БЛАГОДАРНОСТИ

Финансирането на настоящия доклад е осъществено със съдействието на Национална програма „Млади учени и постдокторанти – 2“.

REFERENCE

- [1] Tang Q, Wu J, Xiao J and Zhou Y Assessment of global solar resource development, Global Energy Interconnection, vol. 4, no. 5, pp. 453–464, Oct. 2021
- [2] Aghaei M. et al. Solar PV systems design and monitoring, in Photovoltaic Solar Energy Conversion, Elsevier, 2020, pp. 117–145.
- [3] Gorji S. A. et al. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview, IEEE Access, vol. 7, pp. 117997–118019, 2019
- [4] Krismer F. Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies. PhD thesis, ETH Zurich, 2010
- [5] Lichev, A. Bidirectional Resonant Power Converters. PhD Thesis, University of Food Technologies - Plovdiv, 2018.