

НАТОВАРВАНЕ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВИТЕ КЛЮЧОВЕ НА РЕЗОНАНСЕН ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ С ИЗМЕНЕНИЕ НА РАБОТНАТА ЧЕСТОТА

Ангел Личев

Университет по хранителни технологии - Пловдив

POWER SWITCHES STRESS ON A RESONANT CONVERTER AT A VARIABLE FREQUENCY CONTROL

Angel Lichev

University of Food Technologies – Plovdiv

Abstract

An analysis of a bidirectional resonant DC-DC converter is conducted. An analytical model is developed, and the dependencies of the output voltage and the current through the converter power switches are obtained. As a result, the converter load characteristics are derived.

Keywords: resonant converter, variable frequency control

ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години инвестициите във възобновяеми енергийни източници (ВЕИ) бележат стабилен ръст. Това се дължи както на безспорните предимства на зелената енергия, така и на обстоятелството, че секторът получава редица стимули от правителствата на съответните държави, което безспорно оказва положително влияние върху неговото развитие [1].

В отдалечените извънградски райони, където достъпът до електропреносната мрежа е ограничен, възможно решение за осигуряване на електрически мощности са именно ВЕИ. Основен проблем в случая се явява невъзможността за прогнозиране на произвежданото от тях количество енергия. Поради тази причина осигуряването на автономно електрозахранване единствено чрез източник на зелена енергия е трудно постижимо. За целта се изграждат т.нар. хибридни електрически инсталации в съчетание с батерии, предназначени за съхраняване на електрическата енергия.

Управлението на енергийните потоци между отделните компоненти в такива системи няма как да се осъществи без съответното преобразователно устройство, а правилният му избор е свързан не само с надеждността на системата, но и с повишаване на ефективността и като цяло.

Добро решение в случая се явяват реверсивните резонансни преобразователи. Характерна за тях е възможността за значително ограничаване на комутационните загуби чрез превключване на силовите прибори при нулево напрежение или нулев ток (в зависимост от работната честота). По този начин се дава предпоставка за работа при високи честоти, а следователно и за оптимизиране на размерите на преобразователя [2, 3, 4].

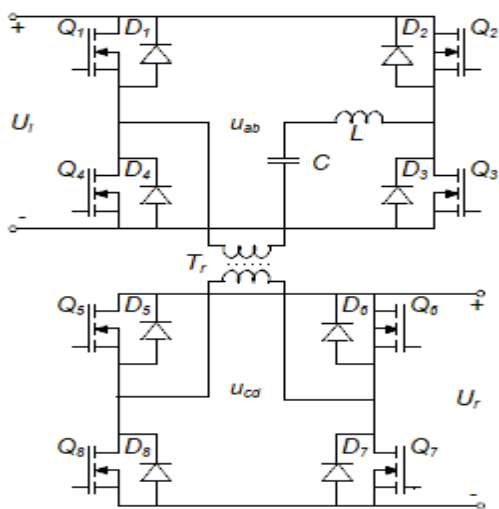
В [5] е разработен аналитичен модел на процесите в реверсивен резонансен DC-DC преобразовател, работещ при честота над резонансната. Използван е вариант на фазово управление, чрез който от една страна е постигната линеаризация на регулировъчните характеристики, а от друга – повиша-

ване на ефективността. На база получените математически зависимости е изследвана работата на преобразувателя при различна разстройка по честота.

Настоящата работа се явява продължение на [5], като целта е да се определи аналитично натоварването на полупроводниковите ключове на преобразувателя.

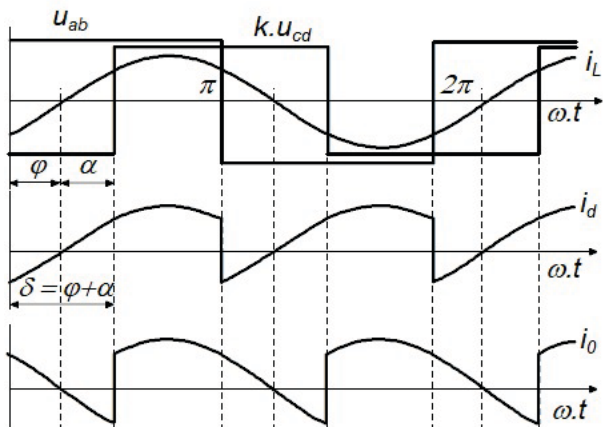
ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ

Схемата на преобразувателя (фиг. 1) се състои от два мостови инвертора, свързани посредством трансформатор и кондензаторни филтри на „входа“ и на „изхода“.



Фиг. 1. Схема на преобразувателя

Към „входния инвертор“ (транзистори Q_1-Q_4) е приложено постоянно напрежение U_i , а към „изходния“ (транзистори Q_5-Q_8) – напрежение U_r . Напреженията на двата инвертора, съответно u_{ab} и u_{cd} са с почти правоъгълна форма. Посредством диодите D_1-D_8 се осигурява пренос на енергията и в двете посоки.

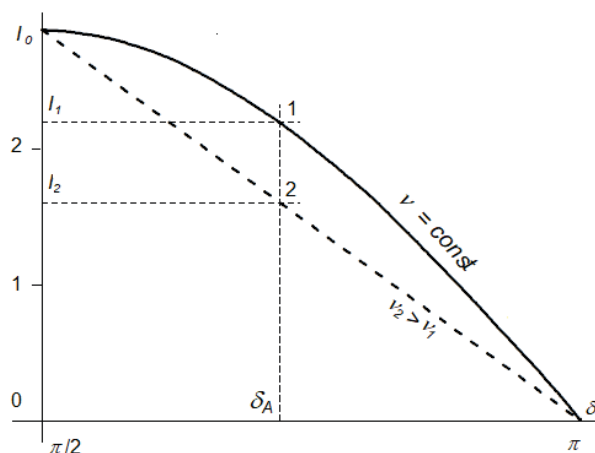


Фиг. 2. Времени диаграми на основни величини

Преобразувателят работи при честота над резонансната. Поради тази причина токът през бобината i_L изостава от напрежението на „входния“ инвертор u_{ab} на ъгъл φ (фиг. 2). Когато токът през бобината достигне нулева стойност започват да провеждат транзисторните ключове на „изходния“ инвертор. По този начин ключовете на преобразувателя работят в условия на мека комутация. Силовите елементи на „изходния“ инвертор изключват след тези на „входния“ след време, съответстващо на ъгъл δ . Така, чрез дефазирание на напреженията u_{ab} и u_{cd} (изменение на ъгъл δ) се осъществява управлението на преобразувателя.

Ъгъл δ се определя от сбора на ъглите α и φ , които изразяват съответно: времето на провеждане на транзисторите на „изходното“ стъпало и времето на провеждане на диодите на „входния“ инвертор. По този начин, при стойности на α и φ по-малки от $\pi/2$ ($\delta < \pi$) енергията се предава в „права“ посока, или от източника на напрежение U_i към този с напрежение U_r , а при стойности на двата ъгъла по-големи от $\pi/2$ ($\delta > \pi$) – енергията се предава в обратна посока.

Управлението на преобразувателя се осъществява както в [6]. Там е представен вариант на управление, чрез който е постигната в значителна степен линейризация на регулировъчните характеристики. Това става като се увеличава работната честота за сметка на намаляването на изходния ток. По този начин например, за стойност на ъгъла $\delta = \delta_A$ (фиг. 3)

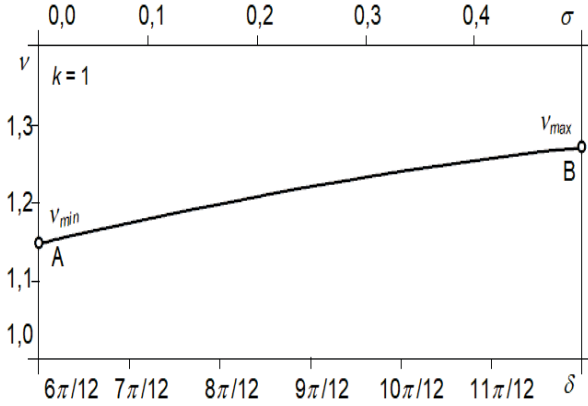


Фиг. 3. Регулировъчни характеристики

съответства точка 1 от характеристиката, за която изходният ток има стойност I_1 .

Върху желаната характеристика отново за ъгъл $\delta = \delta_A$ е получена точката 2.

Така например на фиг. 4 е показано нарастването на разстройката по честота от минимална $v_{min} = 1,15$ (т. А) до максимална стойност $v_{max} = 1,27178$ (т. В).



Фиг. 4. Изменение на разстройката по честота

В случая управляващ параметър се явява нормализираната променлива σ , която се определя според изразите:

$$\delta = (1 + 2\sigma)\pi/2 \quad (1)$$

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

МАТЕМАТИЧЕСКИ МОДЕЛ НА ПРОЦЕСИТЕ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

С цел улесняване на анализа се допуска, че всички елементи в схемата са идеални, напреженията u_{ab} и u_{cd} имат правоъгълна форма, а пулсациите на напреженията U_i и U_r се пренебрегват. По този начин, резонансната честота, характеристичният импеданс и разстройката по честота са:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad v = \frac{\omega S}{\omega_0} \quad (3)$$

Според представения в [5] модел, изходното напрежение и максималното напрежение върху резонансния кондензатор се определят според изрази 4) и 5)

$$U_0 = \frac{1}{k} \frac{\sin\left(\frac{\pi-\varphi}{v}\right) - \sin\left(\frac{\varphi}{v}\right)}{\sin\left(\frac{\pi-\delta+\varphi}{v}\right) - \sin\left(\frac{\delta-\varphi}{v}\right)} \quad (4)$$

$$U_{CM} = 2 \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{v}\right) + U_0 \sin\left(\frac{\pi-\delta+\varphi}{v}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{v}\right) - (1 + kU_0)} \quad (5)$$

При моделирането на процесите в преобразувателя е възприет подход, според който всеки полупериод се разделя на три интервала.

По този начин за тока през индуктивния елемент на резонансната верига за трите интервала се получава:

$$I_{L1} = 0 \quad (6)$$

$$I_{L2} = \begin{bmatrix} I_{L1} \cos\left(\frac{\delta-\varphi}{v}\right) - (U_{C1} - U_{EQ1}) \cdot \sin\left(\frac{\delta-\varphi}{v}\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$I_{L3} = \begin{bmatrix} I_{L2} \cos\left(\frac{\pi-\delta}{v}\right) - (U_{C2} - U_{EQ2}) \cdot \sin\left(\frac{\pi-\delta}{v}\right) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Напрежението върху резонансния кондензатор за съответните етапи е:

$$U_{C1} = -U_{CM} \quad (9)$$

$$U_{C2} = \begin{bmatrix} I_{L1} \sin\left(\frac{\delta-\varphi}{v}\right) + (U_{C1} - U_{EQ1}) \cdot \cos\left(\frac{\delta-\varphi}{v}\right) + U_{EQ1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$U_{C3} = \begin{bmatrix} I_{L2} \sin\left(\frac{\pi-\delta}{v}\right) + (U_{C2} - U_{EQ2}) \cdot \cos\left(\frac{\pi-\delta}{v}\right) + U_{EQ2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Средните стойности на тока за един полупериод се определят според изразите:

$$I_{AV1} = \frac{v}{2\pi} \begin{bmatrix} I_{L1} \sin\left(\frac{\delta-\varphi}{v}\right) - (U_{C1} - U_{EQ1}) \cdot (1 - \cos\left(\frac{\delta-\varphi}{v}\right)) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$I_{AV2} = \frac{v}{2\pi} \begin{bmatrix} I_{L2} \sin\left(\frac{\pi-\delta}{v}\right) - (U_{C2} - U_{EQ2}) \cdot (1 - \cos\left(\frac{\pi-\delta}{v}\right)) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$I_{AV3} = \frac{v}{2\pi} \begin{bmatrix} I_{L3} \sin\left(\frac{\varphi}{v}\right) - (U_{C3} - U_{EQ3}) \cdot (1 - \cos\left(\frac{\varphi}{v}\right)) \end{bmatrix} \quad (14)$$

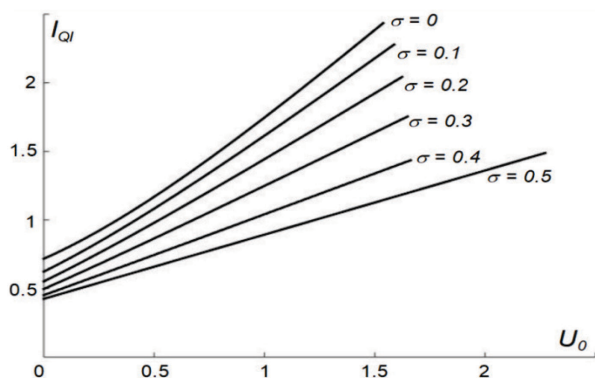
На база получените зависимости се определят токовете през транзисторите и диодите на „входния“ инвертор (I_{QI} , I_{DI}) и транзисторите и диодите на „изходния“ инвертор (I_{QR} , I_{DR}):

$$I_{QI} = I_{AV1} + I_{AV2} \quad (15)$$

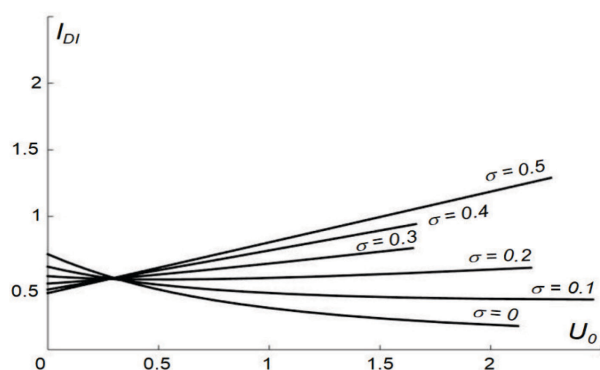
$$I_{DI} = I_{AV3} \quad (16)$$

$$I_{QR} = k \cdot I_{AV1} \quad (17)$$

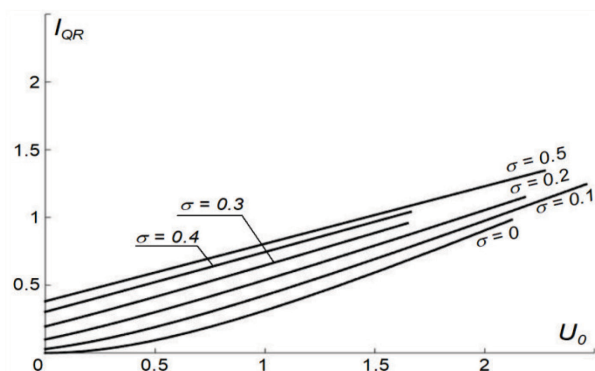
$$I_{DR} = k \cdot (I_{AV2} + I_{AV3}) \quad (18)$$



Фиг. 5. Зависимости на тока през транзисторите на „входния“ инвертор от изходното напрежение

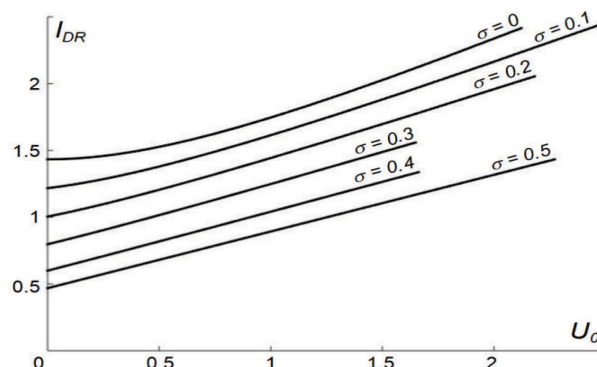


Фиг. 6. Зависимости на тока през диодите на „входния“ инвертор от изходното напрежение



Фиг. 7. Зависимости на тока през транзисторите на „изходния“ инвертор от изходното напрежение

От фигурите се вижда, че с изключение на диодите на инверторното стъпало, с нарастване на изходното напрежение нараства и тока през съответния полупроводников елемент, като за определени стойности на управляващия параметър тази зависимост е право пропорционална.



Фиг. 8. Зависимости на тока през диодите на „изходния“ инвертор от изходното напрежение

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С нарастване на изходното напрежение, се увеличава и натоварването върху ключовите елементи. Тази зависимост, обаче не се наблюдава и при диодите на инвертора. За някои стойности на ъгъла на управление – натоварването върху приборите намалява с увеличаване на изходното напрежение.

Получените резултати могат да се използват за бъдещи изследвания.

REFERENCE

- [1] N. Kumar, S. Chopra, A. Chand, R. Elavarasan and G. Shafiullah, “Hybrid Renewable Energy Microgrid for a Residential Community: A Techno-Economic and Enviromental Perspective in the Context of the SDG7”, Sustainability, 2020, 12(10), 3944, <https://doi.org/10.3390/su12103944>
- [2] F. Krismer, Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies. PhD thesis, ETH Zurich, 2010
- [3] A. Melkonyan, High Efficiency Power Supply Using New SiC Devices. PhD Thesis, University of Kassel, 2007
- [4] R. Barrero, J. Mierlo and P. Lataire, “Design of Bidirectional Series Resonant Converter as Peak Power Unit in Hybrid Electric Vehicles”, Industrial Technology (ICIT), March 2010, pp. 1102 – 1107

[5] Lichev, A. and Mihov, V. (2021) Resonant Converter Operation at Different Frequency Ratios, Electronics ET 2021, Sozopol, Bulgaria, 15 - 17 September 2021, Proceedings, in print

[6] A. Lichev, “Bidirectional Resonant Power Converters”. PhD Thesis, University of Food Technologies - Plovdiv, 2018.