

ZVZCS PWM DC-DC menič s rekuperačnou odľahčovacou sieťou

ZVZCS PWM DC-DC Converter with Energy Recovery Clamp

Jaroslav Dudrik

jaroslav.dudrik@tuke.sk

Katedra elektrotechniky a mechatroniky, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Technická univerzita, Letná 9, Košice, Slovenská republika

Abstrakt—V tomto článku je uvedený nepriamy jednosmerný menič v mostíkovom zapojení so šírkovým riadením so spínaním v nule napätia a v nule prúdu (ZVZCS). Na výstupnej strane meniča je použitý riadený usmerňovač pozostávajúci z dvoch usmerňovacích diód a s jedného aktívneho polovodičového spínača. Výkonové spínače striedača zapínajú v nule napätia a vypínajú v nule prúdu. Sekundárny spínač DC-DC meniča zapína v nule prúdu a vypína v nule napätia. Mäkké spínanie všetkých spínačov v DC-DC meniči je zabezpečené pomocou riadeného usmerňovača a vypínacej odľahčovacej siete. Menič je doplnený o rekuperačný obvod, ktorý umožňuje vrátiť energiu vzniknutú pri vypínaní sekundárneho spínača naspäť do meniča. Pre riadenie meniča je použité modifikované šírkové riadenie. V článku je vysvetlená a analyzovaná činnosť meniča a sú uvedené simulačné výsledky z programu OrCAD.

Kľúčové slová—DC-DC menič, spínanie v nule napätia (ZVS), spínanie v nule prúdu (ZCS), sekundárny riadený usmerňovač

Abstract—A zero-voltage zero-current switching (ZVZCS) full-bridge PWM DC-DC converter with controlled secondary side rectifier consisting of two rectifying diodes and one active switch is presented in this paper. Zero-voltage turn-on and zero-current turn-off for power switches of the inverter are achieved. Secondary switch of the DC-DC converter turns on at zero current and turns off at zero voltage. Soft switching for all power switches of the converter is ensured by using controlled rectifier and turn-off snubber. Converter is complemented by secondary energy recovery clamp for transfer of the energy incurred at turn-off of the secondary switch back to the converter. Modified PWM control strategy is used for the converter. In the paper the principle of operation is explained and analyzed and simulation results are presented.

Keywords—DC-DC converter, zero-voltage switching (ZVS), zero-current switching (ZCS), secondary controlled rectifier

I. ÚVOD

Klasické DC-DC meniče so šírkovým riadením s fázovým posunom (PS-PWM - phase shifted pulse width modulation) sa často používajú v rôznych aplikáciách, pretože ich topológia umožňuje využiť parazitné prvky obvodu, ako napr. rozptylovú indukčnosť transformátora a výstupné kapacity spínačov, na dosiahnutie spínanie v nule napätia (ZVS – zero-voltage switching) [1-5].

Avšak meniče so šírkovým riadením s fázovým posunom majú nevýhodu v tom, že vplyvom uvedeného riadenia vzniká okruhový prúd tečúci cez primárne a sekundárne vinutie transformátora a cez primárne spínače v čase tzv. nulového intervalu, t. j. intervalu, kedy je na primárnom aj teda aj na sekundár-

nom vinutí transformátora nulové napätie. V tom čase vyhladzovacia indukčnosť sekundárneho LC filtra pretláča prúd cez sekundárne usmerňovacie diódy a sekundárne (a teda aj primárne) vinutie transformátora. Keďže v tom čase je napätie transformátora nulové, neprenáša sa na výstup meniča žiadny výkon. Ide teda o jalovú energiu, ktorá má však za následok zvýšenie vodivostných strát vo vinutí transformátora a v polovodičových súčiastkach na primárnej aj sekundárnej strane, ktoré stoja v ceste tomuto okruhovému prúdu. Tieto vodivostné straty majú za následok zníženie účinnosti meniča.

Na zníženie okruhových prúdov, podľa možnosti na nulu, sa používajú rôzne prídavné obvody, siete a odľahčovacie obvody, ktoré sú zapojené obvyčajne na sekundárnej strane výkonového transformátora [1-5].

Zníženie okruhových prúdov sa obvyčajne dosiahne pripojením záporného potenciálu na diódy sekundárneho usmerňovača, čím dôjde k ich vypnutiu. Takýmto spôsobom sa dosiahne pokles prúdu v sekundárnom a tým aj v primárnom vinutí transformátora.

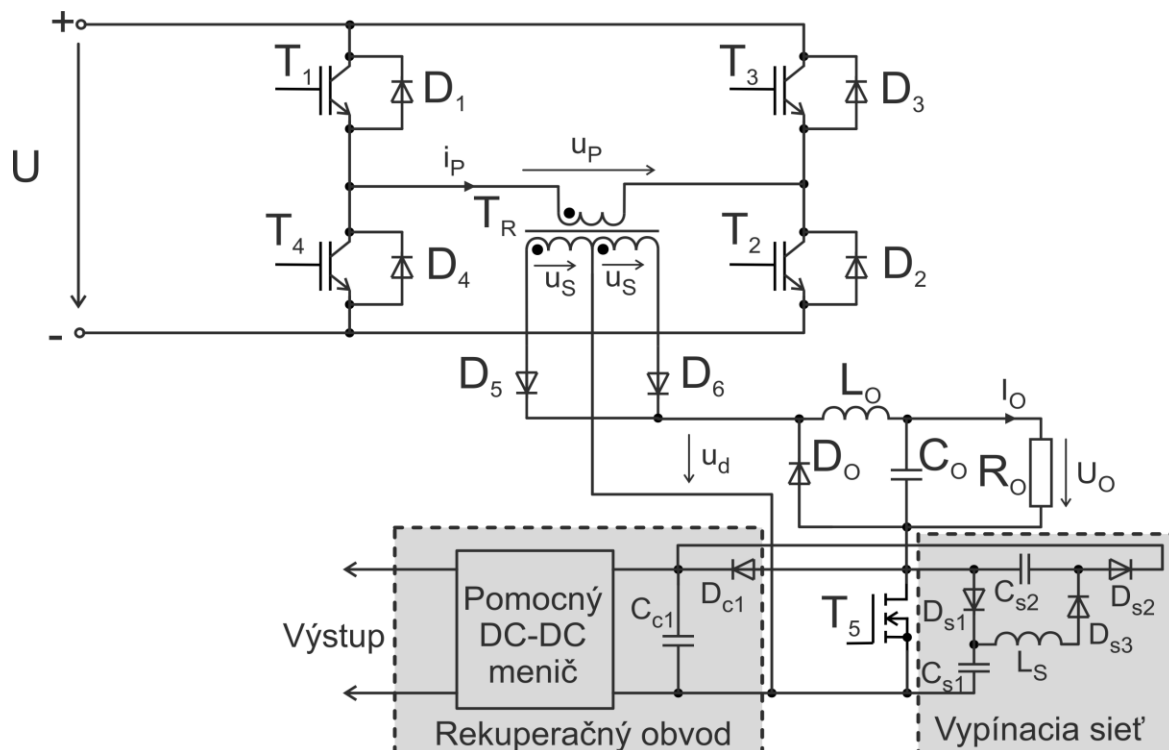
Rovnaký alebo ešte výraznejší efekt pri odpojení sekundárneho vinutia transformátora sa dosiahne použitím sekundárneho riadeného usmerňovača [6-8]. Pre energiu vyhladzovacej indukčnosti je potom potrebné vytvoriť voľnú cestu, čo sa zvyčajne realizuje pripojením sekundárnej nulovej diódy. Okrem zníženia okruhového prúdu sa pri tomto konkrétnom meniči a pri tomto spôsobe riadenia dosiahne súčasne aj vypínanie tranzistorov striedača v nule prúdu.

II. ZAPOJENIE MENIČA

Nepriamy jednosmerný menič s mäkkým spínaním s výstupným riadeným usmerňovačom je znázornený na obr. 1. Hlavnou časťou DC-DC meniča je vysokofrekvenčný striedač v mostíkovom zapojení pozostávajúci zo štyroch IGBT tranzistorov ($T_1 - T_4$) a štyroch spätných diód ($D_1 - D_4$). Sekundárne vinutie vysokofrekvenčného znižovacieho transformátora je pripojené cez rýchle usmerňovacie diódy D_5 , D_6 a sekundárny spínač T_5 na výstupný filter pozostávajúci z vyhladzovacej indukčnosti L_O a kondenzátora C_O . Použitie nulovej diódy D_O je v tomto prípade nutné.

Základná schéma meniča je doplnená o ďalšie prídavné obvody pozostávajúce z bezstratovej vypínacej odľahčovacej siete a rekuperačného obvodu na sekundárnej strane výkonového vysokofrekvenčného transformátora.

Funkcia vypínacej siete spočíva v obmedzení nárastu kolektorového napätia na sekundárnom MOSFET tranzistore T_5 , čo vedie k zníženiu jeho vypínacích strát.



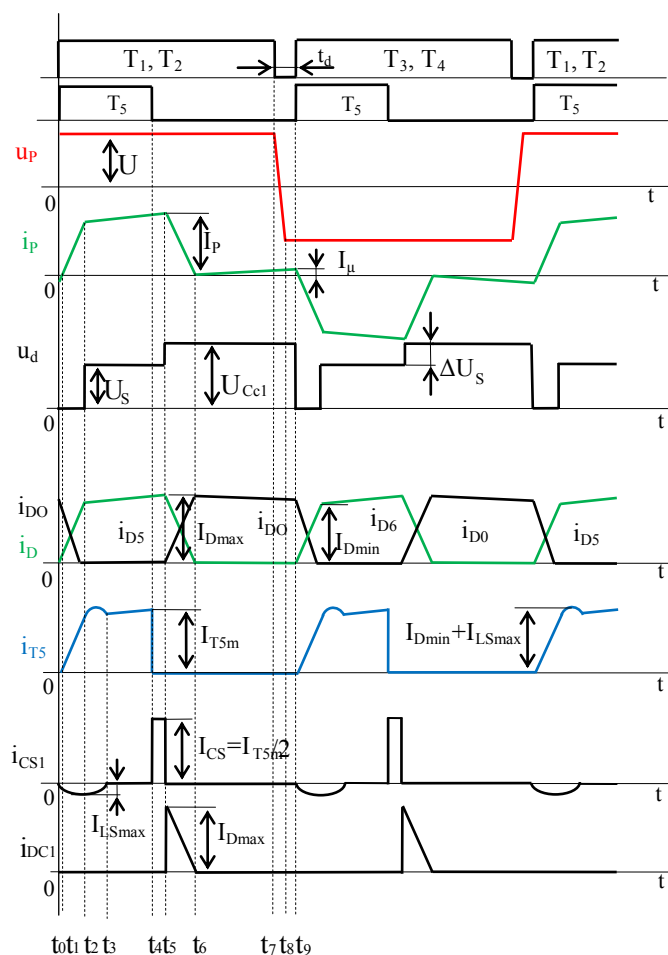
Obr. 1. Schéma meniča.

Funkcia vypínacej siete je akumulčná. Rekuperáciu energie vzniknutej pri vypínaní sekundárneho spínača zabezpečuje rekuperačný obvod. V kondenzátore rekuperačného obvodu C_{C1} sa akumuluje energia rozptylovej indukčnosti transformátora pri vypnutí sekundárneho tranzistora T_5 tak, aby sa neprekročila jeho napäťová zaťažiteľnosť. Táto energia je následne prenášaná do záťaže cez pomocný DC-DC menič. Môže to byť napr. jednoduchý jednočinný blokovací menič, dimenzovaný na malý výkon v porovnaní s hlavným DC-DC meničom. Výstup z pomocného DC-DC meniča sa môže pripojiť buď na výstup hlavného meniča alebo na jeho vstup. V prípade, že je výstupné napätie hlavného DC-DC meniča konštantné, je výhodnejšie pripojiť rekuperačný obvod na jeho výstup. Pri tomto spôsobe sa energia dostáva na výstup meniča bez akejkoľvek ďalšej medzipremeny.

Pri pripojení výstupu rekuperačného obvodu na vstupný napájací zdroj U meniča dochádza k úprave tejto energie v dvoch jednoduchých meničoch – v striedači a výstupnom usmerňovači, čím dochádza k výkonovým stratám.

III. PRINCÍP ČINNOSTI

Činnosť meniča môžeme rozdeliť do deviatich intervalov v rámci jednej polperiódy. Teoretické priebehy jednotlivých veličín meniča sú zobrazené na obr. 2. Riadenie striedača je veľmi jednoduché – striedavo spínajú dvojice tranzistorov v uhlopriečke T_1, T_2 a T_3, T_4 s konštantnou striedou $0,5$ (ak zanedbáme bezpečnostnú medzeru t_d). Sekundárny tranzistor T_5 zapína súčasne s dvojicami tranzistorov T_1, T_2 a T_3, T_4 a jeho doba zapnutia sa môže meniť od nuly až po takmer $T/2$. Frekvencia spínania sekundárneho spínača je dvojnásobná oproti tranzistorom striedača, čo je v tomto prípade 100 kHz . Šírkou riadiaceho impulzu pre sekundárny spínač sa riadi veľkosť výstupného výkonu meniča.



Obr. 2. Základné časové priebehy meniča.

Interval (t_0-t_1):

V tomto interval tečie primárny prúd cez spätné diódy D_1 , D_2 a preto v čase zapnutia je na tranzistoroch T_1 , T_2 nulové napätie. To znamená, že tranzistory T_1 , T_2 zapínajú v nule napätia a tým sa dosiahnu nulové zapínacie straty.

Interval (t_1-t_2):

V tomto intervale prebieha komutácia medzi nulovou diódou D_0 a usmerňovacou diódou D_5 . Nárast sekundárneho a teda aj primárneho prúdu je obmedzený rozptylovou indukčnosťou transformátora. Týmto obmedzením nárastu prúdu sa zabezpečí zapínanie v nule prúdu sekundárneho tranzistora ako aj primárnych tranzistorov. V čase komutácie je na sekundárnom aj primárnom vinutí transformátora nulové napätie.

Interval (t_2-t_3):

Po zapnutí sekundárneho tranzistora sa v intervale (t_0-t_3) vybíjajú kondenzátory odľahčovacej vypínacej siete C_{S1} , C_{S2} v sérii cez induktor siete L_S a zapnutý tranzistor T_5 . Výsledná hodnota sériovo zapojených kondenzátorov ($C_{S1} = C_{S2}$) je polovičná a preto sa tým dosiahne aj polovičná hodnota amplitúdy vybiťacieho prúdu $I_{L_{Smax}}$, čo je výhodné z hľadiska návrhu malej indukčnosti L_S , ako aj z dôvodu menšieho prúdového namáhania sekundárneho spínača pri zapnutí.

Interval (t_3-t_4):

Tento interval je charakterizovaný prenosom energie zo vstupu meniča na výstup. Na sekundárnom vinutí je napätie U_S dané prevodom transformátora a strmosť nárastu prúdu v sekundárnom ako aj primárnom vinutí je daná veľkosťou vyhladzovacej indukčnosti L_O .

Interval (t_4-t_5):

V čase t_4 dôjde k vypnutiu sekundárneho tranzistora T_5 a začne súčasné nabíjanie kondenzátorov siete C_{S1} , C_{S2} . Výhodou je skutočnosť, že kondenzátory sú pri tejto činnosti zapojené paralelne. Koncový prúd sekundárneho tranzistora I_{T5m} v čase t_5 sa rovnako rozdelí medzi paralelne pracujúce kondenzátory siete. Počas tohto krátkeho intervalu je možné považovať tento prúd za konštantný. V tomto intervale sa časť energie rozptylovej indukčnosti odovzdá cez diódu D_{S2} vypínacej siete do kondenzátora C_{C1} v rekuperačnom obvode. Zvyšná časť energie rozptylovej indukčnosti sa odovzdá do rekuperačného kondenzátora C_{C1} v nasledujúcom intervale.

Interval (t_5-t_6):

Po nabití kondenzátorov vypínacej siete sa aj zvyšná časť energie rozptylovej indukčnosti odovzdá v úseku (t_5-t_6) do kondenzátora C_{C1} cez diódu D_{C1} . Počas toho deja sa objaví zvýšená hodnota U_{CC1} v sekundárnom napätí. Zároveň dôjde ku komutácii prúdu zo sekundárnej diódy D_5 na nulovú diódu D_0 .

Interval (t_6-t_7):

Na výkonovom transformátore je napätie, ale výkon sa na výstup meniča nedodáva, lebo sekundárny spínač je vypnutý. Na primárnej strane tečie len malý magnetizačný prúd I_m a na výstupe meniča sa prúd vyhladzovacej indukčnosti L_O uzatvára cez nulovú diódu D_0 .

Interval (t_7-t_8):

V čase t_7 zanikne riadiaci signál pre tranzistory T_1 , T_2 , ktoré následne vypínajú malý magnetizačný prúd. Vypínajú v podstate v nule prúdu. Zároveň sa v intervale ($t_7 - t_8$) nabíjajú magnetizačným prúdom výstupné kapacity tranzistorov T_1 , T_2 , ktoré znižujú strmosť nárastu napätia kolektor-emitor na tranzistoroch, čím zabezpečia aj vypínanie v nule napätia. Nabíjanie výstupných kapacít tranzistorov T_1 , T_2 , (a zároveň vybitie výstupných kapacít tranzistorov T_3 , T_4) sa musí stihnúť počas bezpečnostnej medzery t_d . Zároveň dôjde k prepólovaniu primárneho aj sekundárneho napätia transformátora.

Interval (t_8-t_9):

V okamihu t_8 je nabíjanie (resp. vybíjanie) výstupných kapacít tranzistorov ukončené a magnetizačný prúd prekomutuje na spätné diódy D_3 , D_4 , čím sa zabezpečí zapínanie v nule napätia pre tranzistory T_3 , T_4 .

Analogicky by postupovalo pri analýze meniča v druhej polperióde.

IV. SIMULAČNÉ VÝSLEDKY

Pre získanie simulačných výsledkov bol zostavený simulačný model meniča v programe OrCAD. Na tomto modeli sa overovali vlastnosti navrhnutého a predtým teoreticky analyzovaného meniča. Základné parametre menič sú zhrnuté v Tab. 1 a parametre vysokofrekvenčného výkonového transformátora sú v Tab. 2.

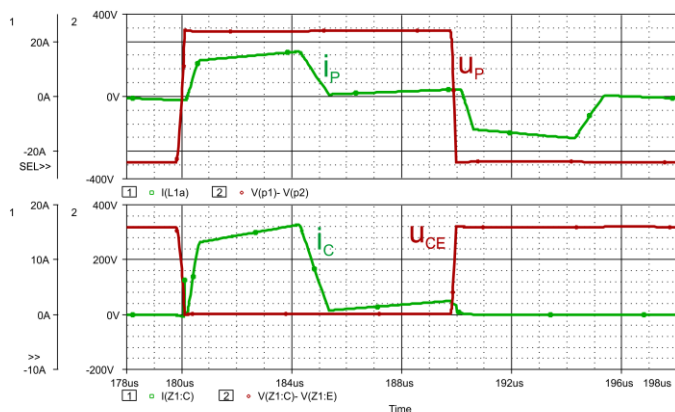
TABUĽKA I

Parametre meniča	
Napájacie napätie	$U = 320 \text{ V}$
Frekvencia spínania	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Napätie rekuperačného kondenzátora	$U_{CC1} = 80 \text{ V}$
Spôsob riadenia meniča	Modifikované PWM
Kondenzátory vypínacej siete	$C_{S1} = C_{S2} = 100 \text{ nF}$
Induktor vypínacej siete	$L_S = 5 \text{ } \mu\text{H}$

TABUĽKA II

Parametre transformátora	
Prevod transformátora $p = N_1/N_2$	$p = 6$
Hlavná indukčnosť	$L_m = 800 \text{ } \mu\text{H}$
Rozptylová indukčnosť	$L_\sigma = 7 \text{ } \mu\text{H}$

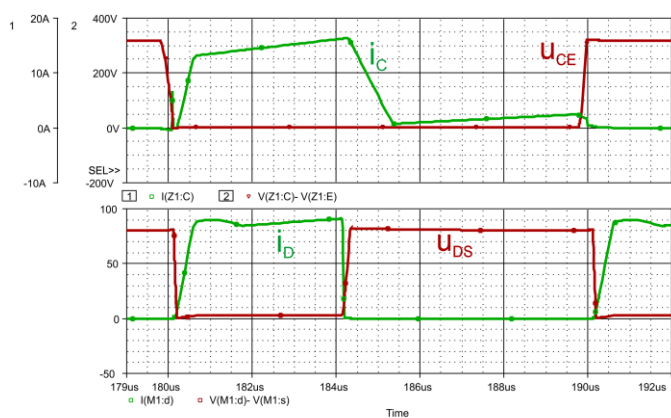
Na hornej časti obr. 3 je primárne napätie a primárny prúd transformátora. Hodnota primárneho prúdu klesne na veľkosť magnetizačného prúdu po vypnutí sekundárneho tranzistora T_5 . Tento malý magnetizačný prúd je následne vypínaný primárnym tranzistorom T_1 a preto jeho vypínacie straty sú zanedbateľné. Zároveň je vidieť, že okruhový prúd typický pre meniče so šírkovým riadením s fázovým posunom je tu vplyvom riadeného usmerňovača úplne potlačený. Znížili sa tým vodivostné straty.



Obr. 3. Primárne napätie U_P a primárny prúd i_P transformátora (horná časť). Napätie kolektor-emitor U_{CE} a prúd kolektora i_C tranzistora T_1 (dolná časť)

Napätie a prúd primárneho spínača T_1 sú znázornené v dolnej časti obr. 3. Zapnutie tranzistora T_1 sa uskutočňuje v nule napätia, pretože jeho výstupná kapacita je predtým vybitá na nulové napätie a len malý magnetizačný prúd tečie cez jeho spätnú diódu D_1 (interval $t_0 - t_1$ na obr. 2), teda podmienky pre zapnutie v nule napätia sú splnené. Nárast kolektorového prúdu tranzistora T_1 je obmedzený rozptylovou indukčnosťou transformátora a preto je dosiahnuté zapínanie aj v nule prúdu. Tranzistor vypína len malý magnetizačný prúd a preto vypína približne v nule prúdu (interval $t_7 - t_8$ na obr. 2).

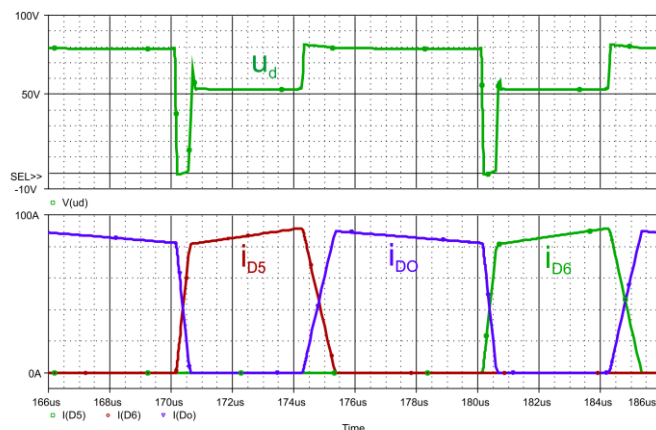
Na dolnej časti obr. 4 sú zobrazené priebehy napätia a prúdu sekundárneho spínača T_5 , časovo porovnané s napätím a prúdom primárneho spínača T_1 . Pri zapnutí tranzistora T_5 klesne jeho napätie kolektor-emitor prudko k nule. Nárast kolektorového prúdu je však obmedzený rozptylovou indukčnosťou transformátora a indukčnosťou siete L_S . Zapínacie straty môžeme teda zanedbať. Pri vypínaní je strmá nárast kolektorového napätia obmedzená nabíjaním kondenzátorov siete C_{S1} a C_{S2} a tým je dosiahnuté vypínanie v nule napätia (interval $t_4 - t_5$ na obr. 2 a priebeh na obr. 6).



Obr. 4. Napätie kolektor-emitor U_{CE} a prúd kolektora i_C tranzistora T_1 (horná časť). Napätie kolektor-emitor U_{DS} a prúd kolektora i_D tranzistora T_5 (dolná časť).

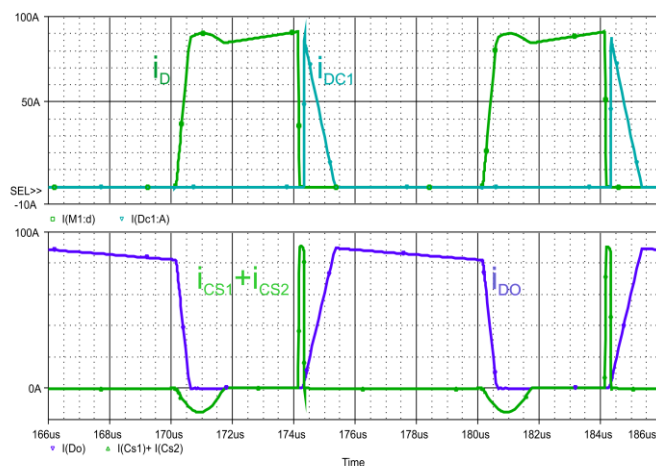
V čase keď sa sekundárny spínač T_5 zapína dochádza zároveň ku komutácii z nulovej diódy na usmerňovacu

diódu a tým sa vytvára skrat na výstupe transformátora, čo sa prejaví nulovým úsekom v usmernenom napätí u_d (obr. 5).



Obr. 5. Usmernené sekundárne napätie u_d (horná časť). Prúdy usmerňovacích diód i_{D5} , i_{D6} a nulovej diódy i_{DO} (dolná časť).

V čase vypnutia sekundárneho spínača (t_4 na obr. 2) energia rozptylovej indukčnosti transformátora, ktorá je v sérii so spínačom, najprv nabíja kondenzátory C_{S1} a C_{S2} vypínacej siete a po ich nabití sa uskladňuje v kondenzátore C_{C1} rekuperačného obvodu cez rekuperačnú diódu D_{C1} . Z toho dôvodu sa musí zvýšiť sekundárne napätie transformátora a teda aj usmernené napätie na úroveň napätia U_{CC1} .



Obr. 6. Prúd kolektora i_D tranzistora T_5 a prúd rekuperačnej diódy i_{DC1} (horná časť). Prúd kondenzátorov vypínacej siete $i_{CS1} + i_{CS2}$ a nulovej diódy i_{DO} (dolná časť).

Po vypnutí sekundárneho tranzistora T_5 , preberú prúd najprv kondenzátory vypínacej odľahčovacej siete C_{S1} a C_{S2} , ktoré teraz pracujú paralelne a vedú celkový prúd $i_{CS1} + i_{CS2} = I_{T5m}$ až do času, kým sa kondenzátory siete nenabijú na hodnotu U_{CC1} rekuperačného kondenzátora C_{C1} . Potom preberie prúd rekuperačná dióda D_{C1} a jej prúd i_{DC1} postupne lineárne klesá na nulu, až kým sa nevyčerpá energia rozptylovej indukčnosti transformátora. Po zapnutí sekundárneho tranzistora sa kondenzátory vypínacej odľahčovacej siete C_{S1} a C_{S2} vybíjajú rezonančným dejom cez induktor L_S a zapnutý tranzistor T_5 .

Teraz kondenzátory vypínacej siete pracujú v sérii, čím sa dosiahne zníženie amplitúdy vybíjacieho prúdu $I_{L\text{Smax}}$ a skrátenie vybíjacej doby (obr. 2 a obr. 6).

V. ZÁVER

Simulačné výsledky potvrdzujú predpokladanú činnosť DC-DC meniča s novou rekuperačnou odľahčovacou sieťou na sekundárnej strane transformátora. Tranzistory striedača T_1 - T_4 zapínajú v nule napätia a v nule prúdu a vypínajú v nule prúdu. Sekundárny spínač T_5 zapína v nule prúdu a vypína v nule napätia. Okruhový reaktívny prúd, ktorý je typický pre meniče so šírkovým riadením s fázovým posunom, je úplne zredukovaný pomocou riadeného výstupného usmerňovača.

Uvedenú topológiu je možné využiť hlavne vo vysokofrekvenčných (frekvencia desiatky až stovky kilohertzov) DC-DC meničoch veľkého výkonu (rádovo jednotky až desiatky kilowatov), kde sa už musí prednostne uvažovať s bipolárnymi polovodičovými súčiastkami najmä s IGBT tranzistormi. Zapojenie je možné využiť pre návrh a konštrukciu zdrojov jednosmerného napätia alebo prúdu. Pri mäkkom spínaní môžu meniče pracovať s vysokými spínacími frekvenciami, čím sa dosiahne výrazné zníženie hmotnosti a rozmerov meničov pri zachovaní vysokej účinnosti.

Svoje uplatnenie môžu nájsť ako zdroje konštantného alebo regulovateľného jednosmerného napätia alebo prúdu hlavne pre väčšie výkony, ako sú laboratórne zdroje, nabíjacie zariadenia, zdroje pre zváranie, zdroje pre osvetľovaciu techniku, zdroje nepretržitého napájania, meniče pre obnoviteľné zdroje a podobne.

POĎAKOVANIE

Článok vznikol s podporou projektu VEGA č. 1/0464/15 "Výskum nových princípov a metód pre návrh elektrotechnických systémov".

POUŽITÁ LITERATÚRA

- [1] G.N.B., Yadav, N.L. Narasamma, "An Active Soft Switched Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC Converter: Analysis, Modeling, Design, and Implementation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 9, pp. 4538-4550, doi: 10.1109/TPEL.2013.2284780

- [2] S. Moiseev, S. Hamada, M. Nakaoka, "Full-bridge soft-switching phase-shifted PWM DC-DC power converter using tapped inductor filter", *Electronics Letters*, 2003, vol. 39, no. 12, pp. 924-925, doi: 10.1049/el:20030604.
- [3] A. Safaei, P. Jain, A. Bakhshai, A. "A ZVS Pulse width Modulation Full-Bridge Converter With a Low-RMS-Current Resonant Auxiliary Circuit", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 6, pp. 4031-4047, doi: 10.1109/TPEL.2015.2473822
- [4] H. Wu, L. Chen, Y. Xing, "Secondary-Side Phase-Shift-Controlled Dual-Transformer-Based Asymmetrical Dual-Bridge Converter With Wide Voltage Gain", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no. 10, pp. 5381 - 5392, doi: 10.1109/TPEL.2014.2371922.
- [5] A. Mousavi, G. Moschopoulos, "A New ZCS-PWM Full-Bridge DC-DC Converter With Simple Auxiliary Circuits", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 3, pp. 1321 - 1330, doi: 10.1109/TPEL.2013.2259847.
- [6] M. Bodor, J. Dudrik, J. Perduľak, "ZVZCS PWM converter using secondary active clamp", *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2011, vol. 11, no. 3, pp. 26-30, doi: 10.2478/v10198-011-0026-7.
- [7] T. Mishima, K. Akamatsu, M. Nakaoka, "A High Frequency-Link Secondary-Side Phase-Shifted Full-Range Soft-Switching PWM DC-DC Converter With ZCS Active Rectifier For EV Battery Chargers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28 no. 12., pp. 5758 - 5773, doi: 10.1109/TPEL.2013.2258040.
- [8] J. Dudrik, M. Bodor, M. Pástor, "Soft Switching Full - Bridge PWM DC - DC Converter with Controlled Output Rectifier and Secondary Energy Recovery Turn - Off Snubber", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 8, pp. 4116-4125, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293537.



Jaroslav Dudrik ukončil vysokoškolské štúdium na Vysokej škole technickej v Košiciach v odbore Silnoprúdová elektrotechnika v roku 1976. V roku 1987 po obhájení kandidátskej dizertačnej práce získal vedeckú hodnosť CSc. v odbore Elektrické pohony a trakcia. V roku 1991 bol habilitovaný v odbore Výkonová elektronika a v roku 2008 vymenovaný za vysokoškolského profesora v odbore Silnoprúdová elektrotechnika. Od ukončenia svojho štúdia pracuje na Katedre elektrických pohonov, v súčasnosti pod názvom Katedra elektrotechniky a mechatroniky. Oblasťou jeho výskumu je výkonová elektronika a v rámci nej hlavne oblasť výkonových vysokofrekvenčných meničov s mäkkým spínaním.