

Vysokofrekvenčný dc/dc menič s mäkkým spínaním a poloriadeným mostíkovým usmerňovačom

High-Frequency Soft-Switching DC-DC Converter with Half-Controlled Full-Bridge Rectifier

Marek Pástor¹, Jaroslav Dudrik², Andrea Vitkovská³

¹marek.pastor@tuke.sk, ²jaroslav.dudrik@tuke.sk, ³andrea.vitkovska@student.tuke.sk

^{1,2,3}Katedra elektrotechniky a mechatroniky, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Technická univerzita v Košiciach, Letná 9, Košice

Abstrakt—Článok sa zaoberá analýzou a simuláciou vysoko-frekvenčného mostíkového jednosmerného meniča s poloriadeným mostíkovým usmerňovačom. Striedač nepriameho jednosmerného meniča je riadený s konštantnou frekvenciou a striedou 0,5 s pridanou bezpečnostnou medzerou. Riadenie výstupného napätia je realizované v poloriadenom usmerňovači, ktorý je synchronizovaný na striedač a pracuje s premenlivou dobou zapnutia. Tranzistory usmerňovača s bezstratovou vypínacou sieťou s riadiacim algoritmom zabezpečujú mäkké spínanie pre IGBT tranzistory striedača. Bezstratová vypínacia sieť zároveň zabezpečuje vypnutie v nule napätia pre tranzistory usmerňovača. Princíp činnosti je overený simulačne na 3 kW, 50 kHz modeli meniča.

KLúčové slová—mäkké spínanie, jednosmerný menič

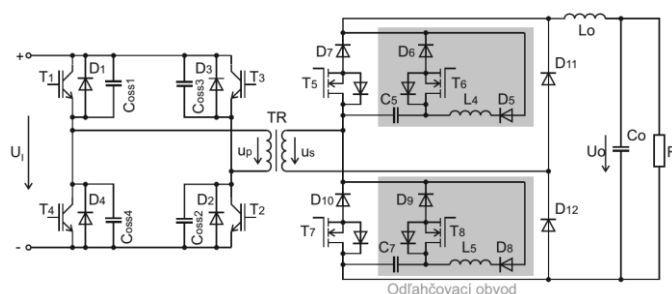
Abstract—The paper describes analysis and simulation of high-frequency dc/dc converter with half-controlled full-wave rectifier. The inverter of the dc/dc converter is controlled with constant frequency and duty cycle of 50% with added dead-time. The control of output voltage is performed in the rectifier, which is synchronized to the inverter and operates with variable duty cycle. The rectifier with lossless turn-off snubber ensures soft-switching of primary IGBT transistors. The turn-off snubber ensures zero-voltage switching for rectifier transistors. The principle of operation is verified by simulation on 3 kW, 50 kHz model.

Keywords—soft-switching, dc/dc converter

I. ÚVOD

Jednosmerné meniče sú neoddeliteľnou súčasťou zdrojov napätia a prúdu. Pre vyššie výkony je zvyčajne použitá mostíková topológia meniča [1]. Na sekundárnej strane meniča je použitý polomostíkový alebo mostíkový usmerňovač. Riadenie výstupného výkonu môže byť realizované na primárnej strane (v striedači) alebo na sekundárnej strane (v usmerňovači) meniča aj s využitím pokročilých metód riadenia [2], [3].

Pre zmenšenie rozmerov transformátora a výstupného LC filtra meniča je použitá vysoká spínacia frekvencia. Zvyšovanie spínacej frekvencie má za následok zvyšovanie spínacích strát v meniči [4]. Mostíkový striedač nepriameho meniča je najčastejšie riadený šírkovým riadeným s fázovým posuvom, čo má zabezpečiť zníženie spínacích strát v meniči [4]-[10]. Šírkové riadenie umožňuje zapínať tranzistory striedača v nule napätia s využitím parazitných prvkov obvodu. Nevýhodou tohto



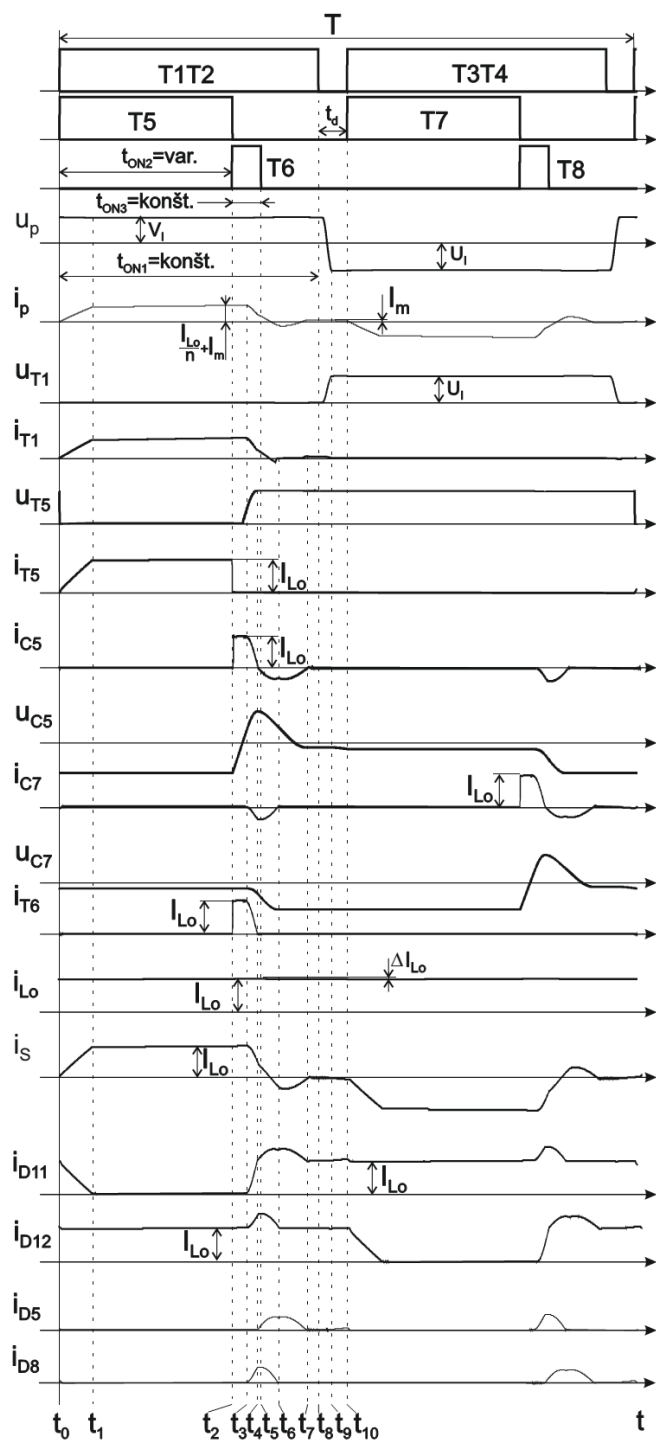
Obr. 1. Schéma zapojenia jednosmerného meniča

riadenia je okruhový prúd počas nulového úseku napätia. Tento okruhový prúd výrazne zvyšuje vodivostné straty tranzistorov striedača. Významnú časť okruhového prúdu tvorí pretransformovaný prúd zo sekundárnej strany.

Okruhový prúd môže byť odstránený odpojením sekundárnej strany transformátora. Odpojenie môže byť realizované dvoma spôsobmi. Ak je usmerňovač neriadený, tak jeho diódy musia byť polarizované v závernom smere [4], [5]. Ak je usmerňovač riadený, tak jeho tranzistory sa jednoducho vypnú [4], [6], [7]. Taktiež je možné využiť rezonančný princíp [10], [11]. V prípade neriadeného usmerňovača je oblasť, v rámci ktorej je možné dosiahnuť mäkké spínanie, obmedzená záťažou a zvyčajne je ju možné dosiahnuť len pre úzky rozsah záťaží [2]. Výhodou riadeného usmerňovača je, že môže byť vypnutý skôr, ako vypínajú tranzistory striedača. Tranzistory striedača tak vypínajú v nule prúdu pre celý rozsah záťaže. Magnetizačný prúd transformátora je využitý pre dosiahnutie zapínania tranzistorov striedača v nule napätia. Nakoľko je magnetizačný prúd transformátora nezávislý od záťaže, je takýto menič schopný prevádzkovať striedač v režime zapínania v nule napätia a vypínania v nule prúdu pre celý rozsah záťaže. Spínacie straty striedača sú tak znížené na minimum.

Nevýhodou tohto riešenia je potreba odľahčovacej siete na sekundárnej strane transformátora. Odľahčovacia sieť musí znížiť spínacie straty tranzistorov usmerňovača a pohltiť energiu rozptylovej indukčnosti transformátora. Z tohto dôvodu je preferovaná bezstratová sieť, ktorá umožňuje rekuperáciu energie [11].

Tento článok prezentuje nový mostíkový jednosmerný menič s poloriadeným mostíkovým usmerňovačom a bezstratovou vypínacou sieťou (Obr. 1).



Obr. 2. Pracovné intervaly meniča

Článok je rozdelený do štyroch kapitol. Princíp činnosti spolu s analýzou v časových intervaloch meniča je opísaný v kapitole II. Kapitola III. opisuje simulačné výsledky overenia činnosti meniča a kapitola IV. obsahuje záver.

II. PRINCÍP ČINNOSTI MENIČA

A. Jednosmerný menič s mäkkým spínaním

Navrhnutý priepustný menič sa skladá zo štyroch základných častí: vstupného mostíkového striedača s IGBT tranzistormi, vysokofrekvenčného transformátora, poloriadeného mostíkového usmerňovača s bezstratovou odľahčovacou sieťou a výstupného LC filtra. Napájacie napätie U_1 je zmenené na

striedavé pomocou vysokofrekvenčného mostíkového striedača pracujúceho s pevnou striedou 0,5. Striedač je tvorený štyrmi tranzistormi $T_1 - T_4$. Získané vysokofrekvenčné napätie je pomocou transformátora pretransformované na sekundárnu stranu meniča. Transformátor môže byť buď zvyšovací alebo znižovací. Pretransformované napätie je privedené na poloriadený mostíkový usmerňovač tvorený diódami $D_7, D_{10}, D_{11}, D_{12}$, a tranzistormi T_5 a T_7 . Odľahčovací sieť pripojená k tranzistoru T_5 pozostáva z odľahčovacieho kapacitára C_5 , odľahčovacieho tranzistora T_6 a diódy D_6 , odľahčovacieho induktora L_4 a diódy D_5 . Tranzistor T_7 má odľahčovaciu sieť s rovnakou topológiou. Výstupné napätie usmerňovača je vyhladené filtrom, ktorý pozostáva z filtračného induktora L_0 a filtračného kapacitára C_0 . Zátťaž meniča je reprezentovaná rezistorom R .

B. Činnosť meniča v časových intervaloch

Činnosť navrhnutého meniča rozdelená na desať častí počas jednej polperiódy a je opísaná v časových intervaloch (Obr. 2). Menič pracuje identicky aj pre druhú polperiódu. Pri analýze je prúd diódy D_5 a D_8 považovaný na zanedbateľný v porovnaní s prúdom zátáže.

Interval 1 ($t_0 - t_1$):

V čase t_0 sú zapnuté primárne tranzistory T_1 a T_2 . Kladné napätie U_1 je privedené na primárnu stranu transformátora. Sekundárny MOSFET tranzistor T_5 je zapnutý spolu s primárnymi IGBT tranzistormi T_1 a T_2 . Kladné sekundárne napätie u_s spôsobí komutáciu prúdu zátáže I_{Lo} z diódy D_{11} na tranzistor T_5 . Prúd zátáže je vedený cez diódu D_{12} . Strmosť nárastu kolektorového prúdu tranzistora T_5 je limitovaná rozptylovou indukčnosťou transformátora. Nakoľko je celý prúd zátáže v čase t_0 vedený diódou D_{11} , tak je tranzistor T_5 zapnutý v nule prúdu. Komutácia prúdu je ukončená v čase t_1 a celý prúd zátáže je vedený na sekundárnej strane tranzistorom T_5 a diódou D_{12} .

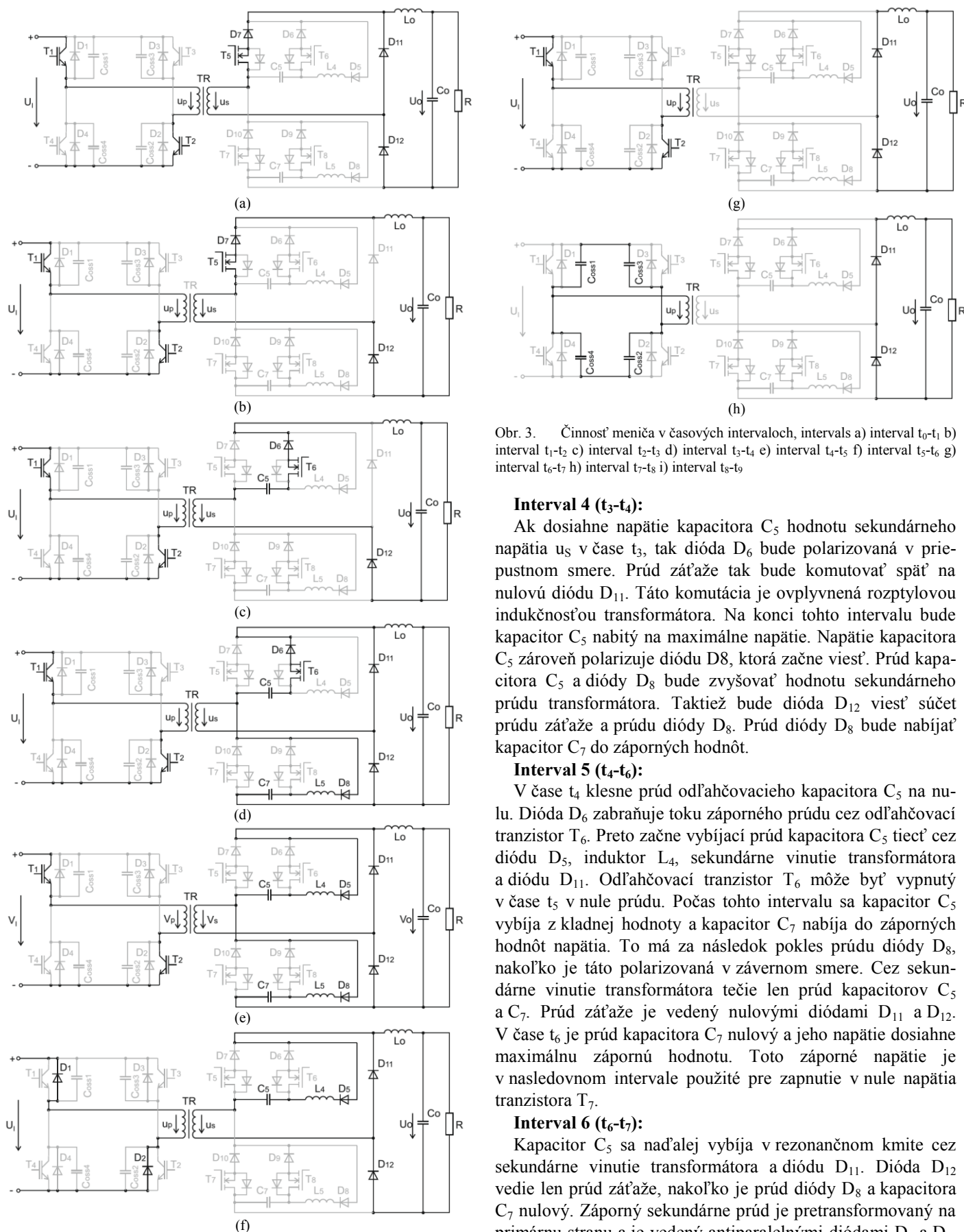
V čase t_0 je primárny prúd nulový a kolektorové napätie tranzistora T_1 je tiež nulové, nakoľko jeho výstupná kapacita bola vybitá v predošlom intervale. Preto je primárny tranzistor T_1 zapnutý v nule napätia a jeho zapínacie straty sú minimalizované. V čase t_1 je pretransformovaný prúd zátáže vedený tranzistormi T_1 a T_2 .

Interval 2 ($t_1 - t_2$):

Výkon z napájacieho zdroja je prenášaný na sekundárnu stranu tranzistormi T_1 a T_2 na primárnej strane a tranzistorom T_5 a diódou D_{12} na sekundárnej strane. Toto je hlavný interval činnosti meniča. Dĺžka časového intervalu t_{ON2} riadi výkon prenesený do zátáže. Napätie kapacitára C_5 je záporné vzhľadom na kolektorové napätie tranzistora T_5 .

Interval 3 ($t_2 - t_3$):

V čase t_2 je sekundárny tranzistor T_5 vypnutý a odľahčovací tranzistor T_6 je zapnutý. Prúd zátáže komutuje na kapacitor C_5 a odľahčovací tranzistor T_6 . Táto komutácia je rýchla a je obmedzená len parazitnou indukčnosťou obvodu komutácie. Napätie kapacitára C_5 je v čase t_2 záporné. Preto je tranzistor T_5 vypnutý v nule napätia. Prepätie spôsobené parazitnou indukčnosťou obvodu je záporné, a preto neovplyvní vypínací proces tranzistora T_5 . Kapacitor C_5 je nabíjaný konštantným prúdom zátáže a jeho napätie lineárne narastá smerom do kladných hodnôt. V čase t_3 dosiahne napätie kapacitára C_5 hodnotu napätia $U_{1/n}$, kde n je transformačný prevod.



Obr. 3. Činnosť meniča v časových intervaloch, intervals a) interval t_0-t_1 b) interval t_1-t_2 c) interval t_2-t_3 d) interval t_3-t_4 e) interval t_4-t_5 f) interval t_5-t_6 g) interval t_6-t_7 h) interval t_7-t_8 i) interval t_8-t_9

Interval 4 (t_3-t_4):

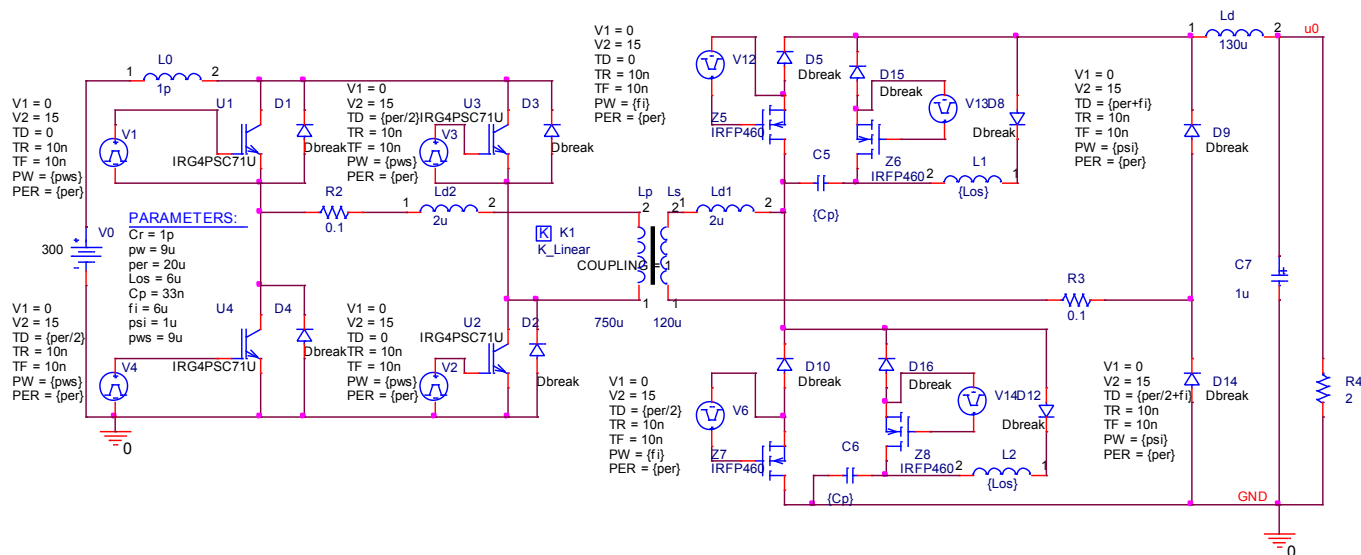
Ak dosiahne napätie kondenzátora C_5 hodnotu sekundárneho napätia u_s v čase t_3 , tak dióda D_6 bude polarizovaná v priepustnom smere. Prúd záťaže tak bude komutovať späť na nulovú diódu D_{11} . Táto komutácia je ovplyvnená rozptylovou indukčnosťou transformátora. Na konci tohto intervalu bude kondenzátor C_5 nabitý na maximálne napätie. Napätie kondenzátora C_5 zároveň polarizuje diódu D_8 , ktorá začne viesť. Prúd kondenzátora C_5 a diódy D_8 bude zvyšovať hodnotu sekundárneho prúdu transformátora. Taktiež bude dióda D_{12} viesť súčet prúdu záťaže a prúdu diódy D_8 . Prúd diódy D_8 bude nabíjať kondenzátor C_7 do záporných hodnôt.

Interval 5 (t_4-t_6):

V čase t_4 klesne prúd odľahčovacieho kondenzátora C_5 na nulu. Dióda D_6 zabráňuje toku záporného prúdu cez odľahčovací tranzistor T_6 . Preto začne vybíjací prúd kondenzátora C_5 tiecť cez diódu D_5 , induktor L_4 , sekundárne vinutie transformátora a diódu D_{11} . Odľahčovací tranzistor T_6 môže byť vypnutý v čase t_5 v nule prúdu. Počas tohto intervalu sa kondenzátor C_5 vybíja z kladnej hodnoty a kondenzátor C_7 nabíja do záporných hodnôt napätia. To má za následok pokles prúdu diódy D_8 , nakoľko je táto polarizovaná v závernom smere. Cez sekundárne vinutie transformátora tečie len prúd kondenzátorov C_5 a C_7 . Prúd záťaže je vedený nulovými diódami D_{11} a D_{12} . V čase t_6 je prúd kondenzátora C_7 nulový a jeho napätie dosiahne maximálnu zápornú hodnotu. Toto záporné napätie je v nasledovnom intervale použité pre zapnutie v nule napätia tranzistora T_7 .

Interval 6 (t_6-t_7):

Kondenzátor C_5 sa naďalej vybíja v rezonančnom kmite cez sekundárne vinutie transformátora a diódu D_{11} . Dióda D_{12} vedie len prúd záťaže, nakoľko je prúd diódy D_8 a kondenzátora C_7 nulový. Záporný sekundárny prúd je pretransformovaný na primárnu stranu a je vedený antiparalelnými diódami D_1 a D_2 . Na konci intervalu má kondenzátor C_5 záporné napätie a nulový prúd.



Obr. 4. Simulačná schéma meniča

Interval 7 (t_7 - t_8):

Prúd na sekundárnej strane transformátora je nulový a primárne tranzistory T_1 a T_2 vedú len malý magnetizačný prúd. Prúd záťaže vedú nulové diódy D_{11} a D_{12} .

Interval 8 (t_8 - t_9):

V čase t_8 sú primárne tranzistory T_1 a T_2 vypnuté. Magnetizačný prúd transformátora tečie cez výstupné kapacity primárnych tranzistorov. To spôsobí vybitie výstupných kapacít tranzistorov T_3 a T_4 na nulu a ich následné zapnutie v nule napätia v čase t_{10} .

C. Zhrnutie činnosti meniča

Princíp činnosti opísaný v jednotlivých časových intervaloch je v tejto časti zhrnutý. Vypínanie v nule prúdu pre IGBT tranzistory striedača je dosiahnuté vypnutím MOSFET tranzistorov usmerňovača. Zapínanie v nule napätia pre IGBT tranzistory striedača je dosiahnuté využitím magnetizačného prúdu transformátora, ktorý vybíja výstupné kapacity tranzistorov počas bezpečnostnej medzery. Tranzistory striedača tak spínajú mätko v celom rozsahu prúdu záťaže. Zároveň je takto odstránený okruhový prúd, ktorý by inak tiekol na primárnej strane meniča.

Pre dosiahnutie mäkkého spínania tranzistorov usmerňovača (T_5 a T_7) je navrhnutý nový odľahčovací obvod. Ak by bola sekundárna strana meniča len jednoducho odpojená, tak by vzniklo prepätie v dôsledku pôsobenia energie rozptylovej indukčnosti transformátora. Kapacity odľahčovacieho obvodu (C_5 a C_6) udržiavajú záporné napätie pred vypnutím tranzistorov usmerňovača. Odľahčovací obvod tak dosahuje vypínanie tranzistorov usmerňovača v nule napätia bez prepätia a zároveň pohlcuje energiu rozptylovej indukčnosti transformátora. Tá je v nasledovnom cykle odovzdaná späť do záťaže, čím je odľahčovací obvod možné považovať za bezstratový.

III. SIMULÁCIA ČINNOSTI MENIČA**A. Parametre meniča**

Parametre navrhnutého meniča sú uvedené v tabuľke I a II. Vysokofrekvenčný transformátor má prevod $n = 2,5$.

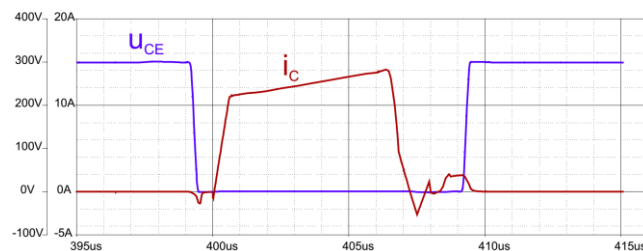
TABUĽKA I PARAMETRE NAVRHNUTÉHO DC-DC MENIČA

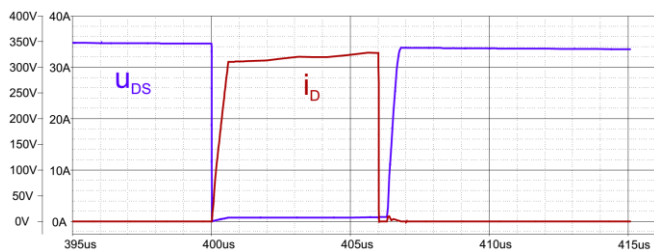
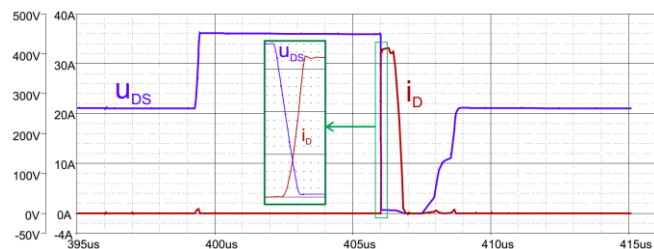
Parameter	Hodnota
Nominálny výkon P_O	3 kW
Napájacie napätie U_I	300 V
Nominálny výstupný prúd	30 A
Nominálne výstupné napätie U_O	100 V
Spínacia frekvencia striedača f_S	50 kHz

TABUĽKA II SÚČIASTKY MENIČA

Komponent	Hodnota
T_1, T_2, T_3, T_4	IRG4PSC71UD
T_5, T_6, T_7, T_8	IRFP460
D_8, D_9, D_{13}, D_{14}	HFA30PB120
D_5, D_7, D_{10}, D_{12}	C2D20120
L_4, L_5	6 μ H
C_5, C_6	33 nF
L_O	130 μ H
C_O	1 μ F

Menič bol simulovaný v programe OrCAD/PSpice so simulačnou schémou znázornenou na Obr. 4. Strieda tranzistorov usmerňovača bola nastavená na 0,6. Šírka impulzu tranzistorov T_6 a T_8 bola nastavená na 1 μ s. Spínanie primárneho tranzistora T_1 je znázornené na Obr. 5. Výstupná kapacita tranzistora je vybitá pred jeho zapnutím. Tranzistor T_1 tak zapína v nule napätia. Prúd tranzistora T_1 je pred jeho vypnutím znížený na hodnotu magnetizačného prúdu. Dá sa teda hovoriť o vypnutí tranzistora T_1 v nule prúdu.

Obr. 5. Spínanie tranzistora T_1

Obr. 6. Spínanie tranzistora T_5 Obr. 7. Spínanie tranzistora T_6

Spínanie tranzistora usmerňovača T_5 je znázornené na Obr. 6. Tranzistor zapína v nule prúdu a strmosť nárastu jeho kolektorového prúdu je limitovaná rozptylovou indukčnosťou transformátora, ktorá bola nastavená na $L_\sigma = 2,32 \mu\text{H}$. Vypínanie tranzistora T_5 v nule napätia je dosiahnuté odľahčovacím kapacitorom C_5 , ktorý spomaľuje strmosť nárastu kolektorového napätia tranzistora T_5 .

Spínanie odľahčovacieho tranzistora T_6 je znázornené na Obr. 7. Jeho zapnutie je ovplyvnené parazitnou indukčnosťou v obvode komutácie tvorenou T_5 , D_7 , D_6 , T_6 a C_5 . Parazitná indukčnosť spomaľuje strmosť nárastu kolektorového prúdu tranzistora T_6 . Tranzistor T_6 vypína v nule prúdu, nakoľko jeho prúd zaniká v rezonančnom kmite.

IV. ZÁVER

Článok opisuje nový nepriamy menič s bezstratovou odľahčovacou sieťou a jeho riadenie. Navrhnutý odľahčovací obvod a riadiaci algoritmus umožňujú zapínanie tranzistorov striedača v nule napätia a ich vypínanie v nule prúdu pre celý rozsah prúdu záťaže. Toto riadenie zároveň odstraňuje okruhový prúd na primárnej strane a využíva magnetizačný prúd transformátora na prebĺhanie výstupných kapacít tranzistorov striedača. Správnym návrhom odľahčovacieho obvodu na sekundárnej strane meniča je možné dosiahnuť mäkké spínanie tranzistorov usmerňovača. Odľahčovací obvod obsahuje jeden tranzistor pre každý z tranzistorov usmerňovača. Činnosť meniča je simulačne overená a dokazuje vypínanie odľahčovacieho tranzistora v nule napätia. Jeho straty pri zapínaní sú limitované parazitnou indukčnosťou komutačného obvodu. Táto parazitná indukčnosť nespôsobuje problémy pri vypínaní tranzistora usmerňovača, nakoľko je pomocou odľahčovacieho kapacítora na tranzistore udržiavané záporné napätie a prúd odľahčovacieho tranzistora zaniká v rezonančnom kmite. Simulácia potvrdila mäkké spínanie všetkých tranzistorov meniča a odstránenie okruhového prúdu v striedači. Menič má tak predpoklad pre dosiahnutie vysokej účinnosti, čo bude overené

v budúcnosti na laboratórnom modeli meniča.

POĎAKOVANIE

Táto práca vznikla s podporou grantu VEGA 1/0187/18. Práca vznikla s podporou grantu FEI-2017-40.

POUŽITÁ LITERATÚRA

- [1] A. K. Paul, "Robust Product Design Using SOSM for Control of Shielded Metal Arc-Welding (SMAW) Process," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3717-3724, June 2016.
- [2] M. Leso, J. Zilkova, "Comparison between PI and fuzzy PI control of buck converter with soft switching," *Elektrotechnické listy*, vol. 2, no. 2, pp. 4, 2017.
- [3] A. K. Paul, "Robust Product Design Using SOSM for Control of Shielded Metal Arc Welding (SMAW) Process," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3717-3724, 2016.
- [4] J. Dudrik, M. Bodor, M. Pastor, "Soft-switching full-bridge PWM DC-DC converter with controlled output rectifier and secondary energy recovery turn-off snubber", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4116-4125, 2014.
- [5] J. Dudrik, "Soft-switching PS-PWM DC-DC converter for arc welding", *Acta Electrotechnica et Informatica*, vol. 6, no. 3, pp. 40-43, 2006.
- [6] J. Dudrik, V. Ruščin, "ZVZCS PWM DC-DC Converter With Controlled Output Rectifier", *Acta Electrotechnica et Informatica*, vol. 10, no. 1, pp. 12-17, 2010.
- [7] M. Bodor, J. Dudrik, J. Perduľak, "ZVZCS PWM converter using secondary active clamp", *Acta Electrotechnica et Informatica*, vol. 11, no. 3, pp. 26-30, 2011.
- [8] H. Li, L. Zhao, Ch. Xu, X. Zheng, "A dual half-bridge phase-shifted converter with wide ZVZCS switching range," in *Power Electronics*, *IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2017.
- [9] Y. S. Lai, Z. J. Su and Y. T. Chang, "Novel phase-shift control technique for full-bridge converter to reduce thermal imbalance under light-load condition," *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 1651-1659, 2015.
- [10] G. Catona, et al., "An isolated semi-resonant DC/DC converter for high power applications," *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 3, pp. 2200-2209, 2017.
- [11] H. Cha, Q. Tang and F. Z. Peng, "Design and development of high-power DC-DC converter for metro vehicle system," *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 6, pp. 1795-1804, 2008.

M. Pástor titul PhD. získal na Technickej univerzite v Košiciach v odbore silnoprúdová elektrotechnika v roku 2014. V súčasnosti pôsobí ako odborný asistent na Katedre elektrotechniky a mechatroniky so zameraním na výkonovú elektrotechniku.

J. Dudrik získal tituly Ing. a PhD. na Technickej univerzite v Košiciach v odbore elektrotechnika v rokoch 1976 a 1987. Momentálne je profesorom na Katedre elektrotechniky a mechatroniky, kde sa venuje výučbe a výskumu v oblasti jednosmerných meničov s mäkkým spínaním a meničov pre obnoviteľné zdroje energie.

A. Vitkovská je momentálne študentkou bakalárskeho štúdia v odbore elektrotechnika. Vo svojej bakalárskej práci sa venuje jednosmerným meničom s mäkkým spínaním.