

## OPTIMALIZÁCIA KOMUTAČNÉHO PROCESU IGBT

### OPTIMIZATION OF IGBT COMMUTATION

**Pavol Špánik, Ivan Feňo, Radovan Ovcarčík**

*Katedra elektrickej trakcie a energetiky, Elektrotechnická fakulta, Žilinská univerzita v Žiline, 010 26 Žilina, spanik@fel.utc.sk*

**Abstrakt** V článku je prezentovaný spôsob optimalizácie vypínacieho procesu IGBT z hľadiska redukcie stratového výkonu v štruktúre tranzistora. Ako prostriedok je použitá technika mäkkej komutácie, využívajúca metódu vypnutia štruktúry po znižení prúdu na nulovú hodnotu. Uvedený dej je optimalizovaný za účelom dosiahnutia minimálnej hodnoty vypínacích strát, ktorých určenie je vykonané experimentálne. Získané výsledky sú využiteľné pri návrhu riadiaceho algoritmu meničov, využívajúcich uvedenú spínaciu techniku.

**Summary** The paper presents IGBT switch off process in order to reduce power loss in the structure. The soft switching method using switch-off after current reduction is used. Process mentioned above is optimized to minimize the power loss that is determined by experiment. Results obtained in the experiment can be helpful in a converter and controller design process.

### 1. ÚVOD

Uplynulé desaťročie, ktoré sa nieslo v znamení dominantného postavenia IGBT tranzistora vo výkonových elektronických zariadeniach, prinieslo množstvo poznatkov a zdokonalení, smerujúcich k zlepšenie ekologickej parametrov statických výkonových meničov. Zásluhou úsilia výrobcov polovodičových súčiastok došlo k podstatnému zvýšeniu ich spínacej frekvencie, zvýšeniu napäťovej odolnosti a zniženiu úbytku v prieplustnom smere. Snaha konštruktérov výkonových polovodičových meničov zasa viedla k návrhu nových topológií hlavných obvodov, aplikácií nových spínacích techník a optimalizácii spínacích algoritmov.

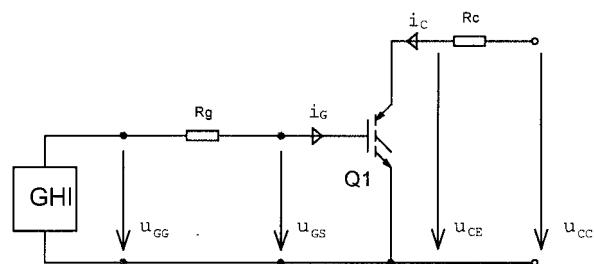
Sumárnym efektom uvedených snáh bolo zmenšenie rozmerov meničov, zvýšenie ich účinnosti a redukcia úrovne akustických a elektromagnetických emisií. Významnou súčasťou tohto procesu, ktorý stále prebieha, je aplikácia techník mäkkého spínania súčiastok hlavného obvodu meniča. Jej podstatou je zniženie napätia, alebo prúdu komutujúcemu polovodičovou štruktúrou pred inicializáciou spínacieho procesu. K uvedenému účelu sa väčšinou používa vhodný rezonančný obvod, ktorého prvky bývajú často reprezentované parazitnými komponentami obvodu.

Hlavným dôsledkom aplikácie mäkkého spínania je zniženie komutačných (spravidla vypínacích) strát v polovodičovej súčiastke, ktoré vede buď k dosiahnutiu lepšej účinnosti meniča, alebo k zvýšeniu frekvencie spínania polovodičových súčiastok pri zachovaní pôvodnej hodnoty účinnosti. Problematickej mäkkej komutácie bolo v uplynulom období venované množstvo prác, ktoré sa však hlavne zaoberali návrhom topológie a činnosťou hlavného obvodu meniča. Otázkou výhodnosti použitia uvedenej spínacej techniky sa zaobralo len malé množstvo prác, a to aj napriek tomu, že niektorí autori upozorňovali na opačné efekty, spôsobené nárastom strát v rezonančnej obvode.

Uvedené dôvody nás viedli k vytvoreniu objektívnej metódy posúdenia vlastností mäkkého spínania hlavného obvodu, založenej na experimentálnom stanovení strát v polovodičovej štruktúre. Jej výhodou je možnosť kontinuálneho sledovania stratového výkonu v súčiastke pri meniaci sa stratégii spínania. K uvedenému účelu bol vytvorený tester, ktorého usporiadanie, spolu s príkladom aplikácie, bude uvedené v tomto článku.

### 2. TECHNIKA MÄKKEJ KOMUTÁCIE

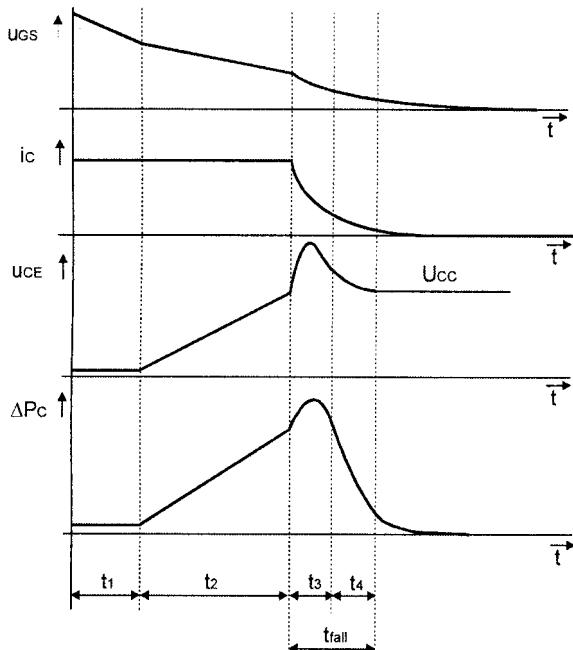
K ozrejmeniu výhod techniky mäkkej komutácie uvedieme porovnanie časových priebehov elektrických veličín na polovodičovej súčiastke v priebehu vypínacieho procesu. Na obr.1 je znázornená schéma zapojenia IGBT, ktorý spína odporovú záťaž reprezentovanú odporem  $R_C$ .



*Obr. 1. Elektrické veličiny na komutujúcom IGBT  
Fig. 1. Electrical magnitudes on IGBT*

Generátor hradlových impulzov GHI generuje zapínací signál - napätie  $u_{GG}$ , ktoré prostredníctvom odporu  $R_G$  privádzame na hradlo tranzistora. Napätie medzi hradlom a emitorm je označené  $u_{GS}$ , kolektorový prúd  $i_C$  a napätie medzi kolektorom a emitorm  $u_{CE}$ .

Uvedený obvod reprezentuje situáciu pri tvrdom spínaní odporej záťaže. V schéme nie sú uvažované parazitné indukčnosti prívodov a vnútorné kapacity tranzistora.



Obr. 2. Časové priebehy elektrických veličín

pri tvrdom vypínani IGBT

Fig. 2. Time waveforms for hard switch-off IGBT

Časové priebehy príslušných elektrických veličín sú uvedené na obr.2. Vypínací proces môžeme rozdeliť na štyri základné časové intervaly, pričom predpokladáme, že k poklesu napäťa  $u_{GS}$  na nulovú hodnotu dôjde v čase  $t=0$ . Počas prvého intervalu, označeného  $t_1$ , dôjde k poklesu napäťa  $u_{GS}$  na približne prahovú hodnotu. K reakcii výkonovej časti štruktúry dochádza až v druhom, tzv. Millerovom intervale, kedy začne narastať napätie  $u_{CE}$ .

Počas tretieho intervalu  $t_3$  zaniká vodivosť unipolárneho segmentu, čo sa prejaví strmým poklesom prúdu štruktúrou. Vplyv parazitných idukčností sa prejaví vznikom prepäťia v časovom priebehu  $u_{CE}$ . Štvrtý interval reprezentuje zánik vodivosti bipolárnej časti IGBT. Vzhľadom na to, že tu sa uplatňuje pomerne pomalý rekombinačný mechanizmus likvidácie nosičov náboja v štruktúre, pokles prúdu je pomalší, čo spôsobí zánik uvedeného prepäťia.

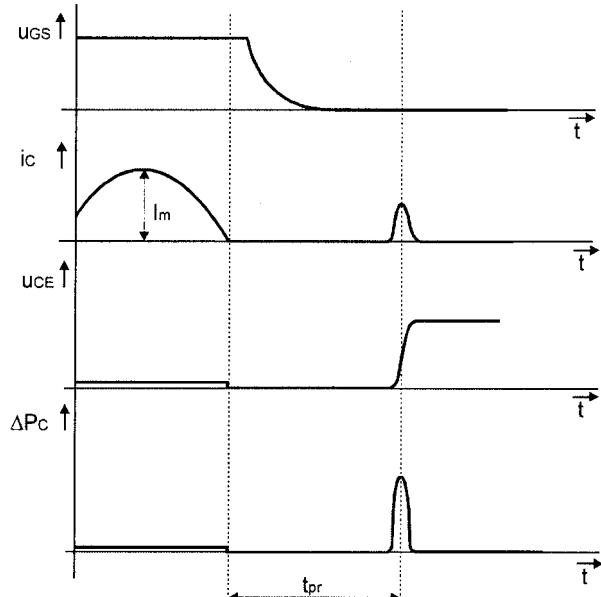
Veľmi zaujímavý je časový priebeh stratového výkonu v tranzistore  $\Delta P_C$ , uvedený v spodnej časti obr.2. K jeho stanoveniu je použitý známy vzťah:

$$\Delta P_C(t) = u_{CE} i_C, \quad (1)$$

Z uvedeného priebehu je zrejmé, že jeho dominantná zložka vzniká v Millerovom intervale, pričom je závislá na veľkosti prúdu  $i_C$  tečúceho výkonovou časťou súčiastky. Podobne je to aj pri druhej časti priebehu stratového výkonu počas intervalu poklesu prúdu  $t_{fall}$ . Z uvedeného vyplýva aj základná myšlienka mäkkého spínania – redukovať hodnotu stratového výkonu prostredníctvom zníženia veľkosti  $i_C$  pred započatím vypínania štruktúry. V zahraničnej literatúre sa táto

metóda označuje *Zero Current Switching*, resp. skratkou ZCS. Podotýkame, podobný efekt sa dá dosiahnuť aj duálnou metódou spočívajúcou v znížení napäťa na súčiastke počas vypínacieho procesu, ktorú odborná literatúra označuje ako *Zero Voltage Switching* (ZVS).

Výhodnosť použitia uvedených metód záleží od konkrétnej aplikácie a použitej stratégie spínania polovodičových súčiastok. V našom prípade sa zameriame na metodu ZCS, ktorú reprezentujú časové priebehy predmetných elektrických veličín na obr.3.



Obr. 3. Časové priebehy elektrických veličín pri vypínaní IGBT technikou ZCS

Fig. 3. Time waveforms for the case of ZCS switch-off IGBT

Z obrázku je zrejmá výrazná odlišnosť príslušných časových priebehov, v porovnaní s tvrdým vypínaním, spôsobená poklesom prúdu  $i_C$  na prakticky nulovú hodnotu. K uvedenému javu, ktorý je spôsobený činnosťou rezonančného obvodu, dôjde ešte pre zánikom napäťa  $u_{GS}$ . To znamená, že aj keď výkonovou časťou štruktúry IGBT neteče prúd, sú v nej prítomné nosiče náboja a neexistuje potenciálová bariéra, ktorá by zabránila prietoku prúdu pri kladnej polarite napäťa  $u_{CE}$ . Po zániku prúdu  $i_C$  vyvolá generátor hradlových impulzov pokles budiaceho napäťa na nulovú hodnotu. Vzhľadom k minimálnemu napätiu  $u_{CE}$ , má časový priebeh napäťia  $u_{GS}$  exponenciálny časový priebeh, výrazne odlišný od prípadu tvrdej komutácie.

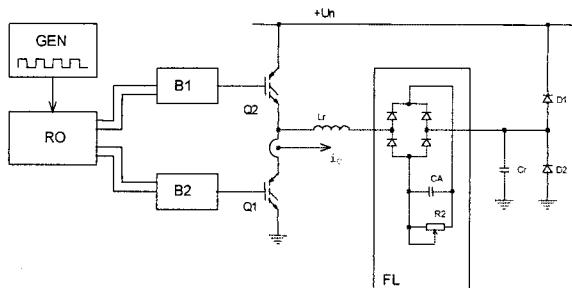
Po určitom čase  $t_{pr}$ , označovanom pojmom *preluka*, potrebnom na uzavretie ako unipolárneho, tak aj bipolárneho segmentu IGBT, môžeme na štruktúru pripojiť kladné napätie  $u_{CE}$ . Dôsledkom bude odsatie zvyšku nosičov náboja a vznik silného elektrického poľa v intrinziekej oblasti štruktúry. Uvedenú situáciu môžeme navonok interpretovať ako nabicie vnútornej kapacity tranzistora. Z obr. 3 je zrejmé, že tento proces je

sprevádzaný prúdovým impulzom, synchronizovaným s nábehom kolektorového napäťia.

Z porovnania časového priebehu stratového výkonu  $\Delta p_C$  pri tvrdej a mäkkej komutácii je zrejmé, že v druhom prípade dôjde k jeho výraznej redukcii. Čiže aplikácia mäkkej komutácie znamená výraznú redukciu komutačných strát. Na druhej strane je treba uviesť, že určitú nevýhodu uvedeného spôsobu spínania predstavuje existencia preluky, ktorá negatívne ovplyvňuje veľkosť spínacej frekvencie a celkovú dynamiku obvodu. Snahou konštruktéra je preto jej minimalizácia na takú veľkosť, ktorá ešte zaručí mäkkú komutáciu štruktúry.

### 3. EXPERIMENTÁLNE ZARIADENIE

Na obr. 4 je uvedená schéma zapojenia univerzálnego zariadenia, určeného na experimentálne stanovenie efektívnosti použitej stratégie riadenia mäkkého komutovaného IGBT.



Obr. 4. Schéma zapojenia meracieho zariadenia  
Fig. 4. Schematic diagram of the tester

Ide vlastne o výrez časti hlavného obvodu uvažovaného rezonančného meniča, reprezentujúci jednu priečku, zátaž a rezonančný obvod. Meraný tranzistor je označený Q1, rezonančná indukčnosť L<sub>r</sub>, rezonančný kapacitor C<sub>r</sub> a pomocný tranzistor Q2. Dôležitou časťou hlavného obvodu reálneho meniča je primárne vinutie výstupného transformátora. Vzhľadom na to, že použitie reálneho transformátora komplikuje nastavovanie rôznych záťažových režimov, použili sme na jeho mieste blok FL, ktorý reprezentuje ideálny transformátor. Ide v podstate o plávajúci absorbčný obvod, ktorý sa veľmi často používa v prepäťových ochranách. Jeho vybíjacia časová konštantá je volená tak, že napätie na akumulačnej kapacite C<sub>A</sub> sa v priebehu jedného spínacieho cyklu meniča prakticky nemení. Rozptylovú indukčnosť vinutia reálneho transformátora potom reprezentuje cievka L<sub>r</sub>, ktorá má zároveň aj úlohu rezonančnej indukčnosti. Diody D2 a D1 predstavujú spätné diódy reálneho meniča. V našom prípade tiež ovplyvňujú činnosť rezonančného obvodu, čím modifikujú jeho celkové vlastnosti. Z hľadiska predmetu tohto článku ide však o irelevantnú záležitosť.

Základom riadiacich obvodov je stabilný generátor impulzov označený GEN. Jeho výstupný signál je spracovaný blokom RO, ktorý okrem kombinačnej siete a sekvenčných členov obsahuje oneskorovací obvod,

umožňujúci spínať pomocný tranzistor Q2 s definovaným oneskorením, odvodeným od riadiaceho signálu tranzistora Q1.

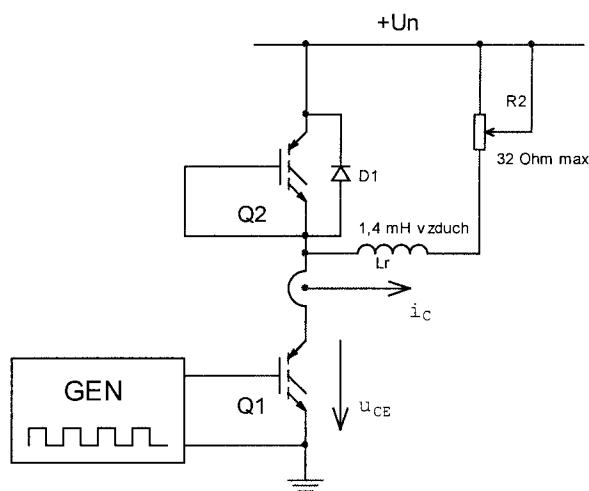
Vzhľadom na to, že od uvedeného riadiaceho signálu je odvodený aj rezonančný dej, vyvolávajúci zánik prúdu tranzistorom, je možné zmenou oneskorenia regulovať dĺžku preluky (obr.3) a tak sledovať jej vplyv na veľkosť komutačných strát.

K tomuto účelu sú vyvedené meracie body umožňujúce zapojiť do kolektorového prívodu tranzistora Q1 prúdovú sondu a snímať napätie medzi kolektorom a emitorom.

Hlavnou výhodou zariadenia je jeho topologická variabilita, realizovaná pomocou vyvedených prepojovacích bodov. Jej zásluhou je možná radikálna zmena usporiadania meraného obvodu bez väčšieho konštrukčného zásahu do zariadenia. Vyvedenie a umiestnenie prepojovacích bodov je pritom uskutočnené s ohľadom na minimálnu hodnotu parazitných prvkov spojovacích armatúr.

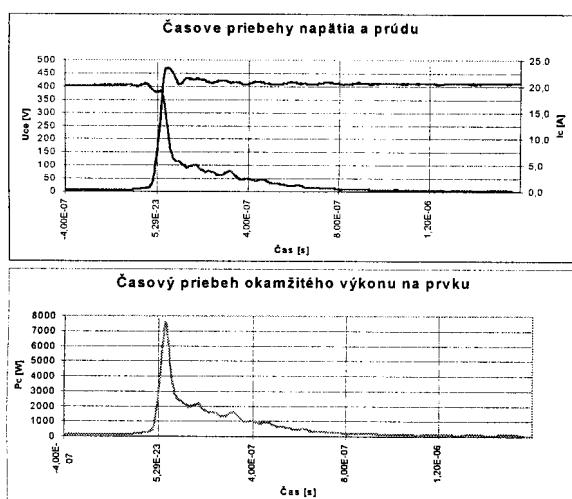
Experimentálne zariadenie je potom možné využiť aj pri iných topológiach hlavného obvodu bez toho, aby bol výsledok merania zaťažený chybou spôsobenou existenciou parazitných prvkov. Pre prípad merania stratového výkonu pri tvrdej komutácii sme jeho zapojenie prekonfigurovali do usporiadania uvedeného na obr.5.

Uvedené úpravy sme realizovali ako v riadení, tak aj v hlavnom obvode. Na rozdiel od predchádzajúceho prípadu je budený iba tranzistor Q1. Hradlo pomocného tranzistora Q2 je spojené nakrátko s jeho emitorom, čím je blokované jeho zopnutie. Paralelne k nemu pripojená spätná dióda sa uplatňuje v nulovom intervale, ktorý nastane po vypnutí Q1.



Obr. 5. Schéma zapojenia pri meraní v režime tvrdej komutácie  
Fig. 5. Hard switching tester configuration

Záťažou meraného tranzistora je R-L obvod tvorený vzduchovou tlmivkou a výkonovým rezistorom s regulovateľnou veľkosťou. Zapojeným ako reostat.



Obr. 6 Časové priebehy elektrických veličín pri tvrdom spínani

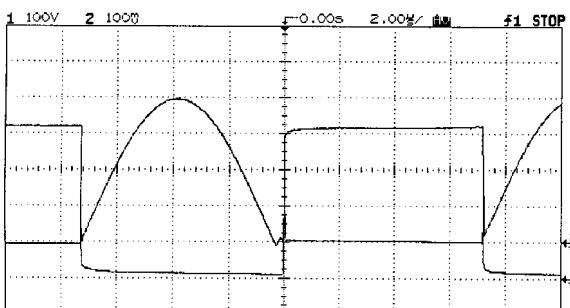
Fig. 6. Waveforms obtained from hard-switching

Záťažou meraného tranzistora je R-L obvod tvorený vzduchovou tlmičkou a výkonovým rezistorom s regulovačou veľkosťou. Zapojeným ako reostat.

Ako už bolo uvedené, meranie kolektorového prúdu je realizované pomocou bezkontaktného snímača Tektronix AM 503S. Jeho výstupný signál je spolu s napäťom  $u_{CE}$  zaznamenávaný pamäťovým osciloskopom HP 54600A a prostredníctvom sériového výstupu prenesený k ďalšiemu spracovaniu do PC.

#### 4. VÝSLEDKY MERANÍ

Ako už bolo uvedené vyššie, hlavným účelom súboru meraní bolo stanovenie optimálneho režimu riadenia tranzistora v režime ZCS a získanie podkladov pre analýzu ekonomickej výhodnosti aplikácie tejto spínacej techniky. Na obr. 6 sú uvedené časové priebehy príslušných elektrických veličín v režime tvrdého spínania.



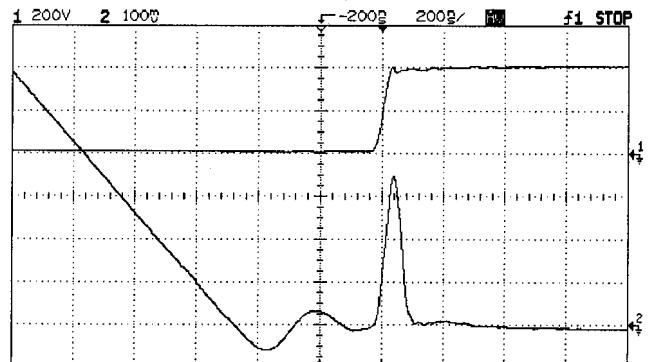
Obr. 7. Časové priebehy elektrických veličín v režime ZCS  
Fig. 7. Time waves in ZCS mode

Ide o počítačovo spracovaný záznam z osciloskopu HP 54600A. V hornej časti obrázku sú časové priebehy napäťa a prúdu tranzistora. Dolná časť reprezentuje časový priebeh okamžitého stratového výkonu.

Ak porovnáme namerané časové priebehy s teoretickými (obr.2) vidíme praktickú zhodnosť príslušných veličín. Z časového priebehu okamžitého výkonu je zrejmý jeho vplyv na celkové straty v štruktúre.

Záznam elektrických veličín pri mäkkom spínaní v režime ZCS reprezentuje obr.7.

V tomto prípade ide o záznam celej períody činnosti meniča. Napätie  $u_{CE}$  má pravouhlý priebeh, zatiaľ čo prúd je reprezentovaný sínusovým polkmitom. Detail vypínačacieho procesu je uvedený na obr. 8.



Obr. 8. Vypínací proces v režime ZCS

Fib. 8. Switch-off transition in ZCS mode

Porovnanie s teoretickými priebehmi (obr.3) ukazuje taktiež veľmi dobrú zhodu. Výrazný je postkomutačný impulz kolektorového prúdu, ktorého amplitúda závisí od veľkosti preluky  $t_{pr}$ . Vzhľadom na to, že napätie  $u_{CE}$  počas jeho existencie prakticky lineárne narastá má podobný časový priebeh aj okamžitá hodnota stratového výkonu pri vypínaní. Jej integrovaním podľa času dostaneme veľkosť vypínačích strat:

$$W_{off} = \int_{t_1}^{t_2} P_{C(off)}(t) dt , \quad (2)$$

kde  $W_{off}$  sú komutačné straty pri vypínaní,  $t_1$  je začiatok a  $t_2$  koniec postkomutačného prúdového impulzu a  $P_{C(off)}$  je okamžitá hodnota stratového výkonu pri vypínaní.

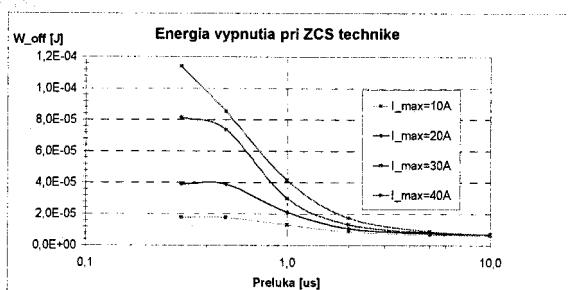
Na výhodnotenie efektívnosti ZCS techniky spínania je potrebné určiť závislosť vypínačiacich strát pri rôznej veľkosti preluky  $t_{pr}$ .

Spracovaním dát zaznamenaných časových priebehov z obr.8 a použitím vzťahu (2) je možné získať potrebnú závislosť, ktorej grafické znázornenie reprezentuje obr.9.

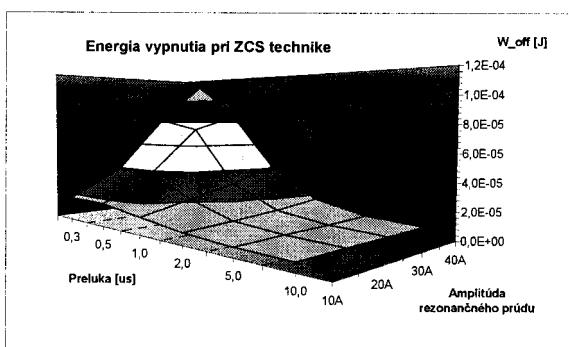
Ide o znázornenie veľkosti vypínačiacich strát v tranzistore IGBT v závislosti na dĺžke časového intervalu preluky, pričom parametrom je amplitúda prúdu  $i_C$ .

Pre účely optimalizácie spínacieho algoritmu je výhodné použiť jeho 3D verziu uvedenú na obr.10. Ide o priestorovú interpretáciu planárneho grafu z obr.9. Uvedená plocha je rozdelená na niekoľko častí, pričom oblasť minimálnych strát má modrú farbu. Jej vhodnou aplikáciou do spínacieho algoritmu konkrétneho meniča je

možné minimalizovať komutačné straty a tak zvýšiť jeho účinnosť. Na druhej strane sú takto získané výsledky aplikovateľné pri posúdení ekonomickej efektívnosti aplikácie uvedenej spínacej techniky.



Obr.9. Závislosť vypínacích strát na prelukе v režime ZCS  
Fig. 9. Dependence switch-off loses on hold-off time



Obr.10. Plocha vypínacích strát v režime ZCS  
Fig. 10. ZCS Switch-off energy in dependence of hold-off time and collector current amplitude

## 5. ZÁVER

Metóda experimentálneho vyhodnocovania účinnosti mäkkého spínania vznikla na našom pracovisku ako určitá reakcia na množstvo polemických článkov, týkajúcich sa efektívnosti použitia tejto spínacej techniky, ktoré sa v uplynulom období objavili v odbornej literatúre. Ich autori argumentovali hlavne vznikom prídavných strát v rezonančných elementoch a obmedzením regulačných vlastností obvodu. K negatívam sa tiež započítavalí prídavné náklady, vyvolané použitím rezonančných prvkov.

Porovnávanie merania vypínacích strát, ktoré sme vykonali použitím opísaného meracieho zariadenia, ukázali veľký rozdiel medzi tvrdo a mäkkou komutovaným tranzistorom. Tak napríklad pri tvrdej komutácii sa počas jedného vypínacieho procesu vytvorí v štruktúre tepelná energia o veľkosti 2mJ, pri amplitúde  $i_C$  rovnej 30A. Ak použijeme techniku ZCS, veľkosť uvedenej energie klesne na hodnotu 0,12 mJ, pri zachovaní toho istého prúdu.

Skúsenosti, ktoré sme získali experimentálnym overovaním vplyvu mäkkej komutácie na účinnostné parametre meniča ukázali, že aplikácia spínacej techniky ZCS je ekonomicky výhodná, pričom jej stupeň závisí od optimalizácie spínacieho algoritmu. Podotýkame však, že toto tvrdenie je závislé tiež na topológií použitého hlavného a pomocného obvodu meniča.

## LITERATÚRA

- [1] FEŇO, I. - JADROŇ, E. - ŠPÁNIK, P.: *Using Partial Series Resonant Converter in Heavy Duty Welder*. In: zborník konferencie ELEKTRO 2001, section - Electrical Engineering. Žilina 2001, str.76 – 81.
- [2] TEREŇ, A. - FEŇO, I. - ŠPÁNIK, P.: *DC/DC Converters with Soft (ZVS) Switching*. In zborník konferencie ELEKTRO 2001, section - Electrical Engineering. Žilina 2001, str.82 – 90.
- [3] DUDRÍK, J. - DZURKO, P.: *An Improved Soft-Switching Phase-Shifted PWM Full-Bridge DC/DC Converter*. In: Proc. EPE – PECM 2000, Vol.4, Košice (SK), pp. 65 – 69.
- [4] BERNING, D. W. - HEFNER, A. R.: *IGBT Model Validation for Soft-Switching Applications*. IEEE TRANS. ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 37, No. 2, march/april 2001, pp. 650-660