

## Analiza vzrokov pojava magnetne nesimetrije v srednjefrekvenčnem sistemu za uporovno točkasto varjenje

**Beno Klopčič, Drago Dolinar\*, Gorazd Štumberger\***

*Indramat elektromotorji d.o.o., Kidričeva cesta 81, 4220 Škofja Loka, Slovenija,*

*\* Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Smetanova 17, Maribor, Slovenija.*

*E-pošta: beno.klopacic@boschrexroth.si*

**Povzetek.** V prispevku so predstavljeni rezultati dinamične analize srednjefrekvenčnega sistema za uporovno točkasto varjenje. Sistem za točkasto varjenje sestavljajo pretvornik, enofazni transformator in polnovalni usmernik na izhodu. Polnovalni usmernik je izveden z dvema diodama, ki sta priključeni na sekundarni navitji transformatorja. Transformator je vzbujan z napetostjo, ki jo na principu pulzno širinske modulacije generira pretvornik. V ustaljenem stanju v nekaterih primerih prihaja do nezaželenih tokovnih konic v primarnem toku transformatorja. Z numerično analizo je bilo ugotovljeno, da so vzrok za nastanek tokovnih konic nesimetrična konstrukcija sekundarnih navitij transformatorja in neenaki karakteristiki diod v izhodnem usmerniku, kar lahko povzroča močno električno nesimetričnost sistema. Nezaželeni pojav lahko odpravimo s pasivnim ukrepom, in sicer s pravilno namestitvijo skrbno izbranih diod v izhodnem usmerniku. Zaradi učinkovitega vodnega hlajenja varilnega sistema smo predpostavili temperaturno neodvisnost parametrov izhodnega usmernika in transformatorja v delovnem območju.

**Ključne besede:** točkasto varjenje, transformator, magnetna nelinearnost, nesimetrična obremenitev, tokovne konice

## Analysis of reasons for magnetic asymmetry in resistance spot-welding systems

**Extended abstract.** The investigated resistance spot-welding systems are mainly used in automotive industry for welding of car bodies where high quality of welds as well as high reliability of the systems are demanded. This can be achieved only by applying results obtained with numerical analysis of the spot-welding systems in a practical realizations. The paper presents results of a numerical analysis of a spot-welding system dynamic behavior. The system is schematically shown in Figure 1. It consists of a semiconductor converter, single phase transformer and full-wave rectifier mounted on the transformer output. The secondary transformer winding consists of two secondary coils and two diodes. The corresponding AC supply voltage on the transformer primary is generated by an H-bridge inverter using the pulse width modulation (PWM) technique. The H-bridge inverter is shown in Figure 3 while the principle of the applied PWM is depicted in Figures 4 and 5. The unwanted current spikes often appear in the transformer primary-coil current during steady-state operation. In order to locate their origin, a numerical analysis of the investigated spot-welding system is performed. The employed spot-welding system dynamic model is given by the equivalent circuit model presented in Figure 6. It is mathematically described by a set of nonlinear equations (1), while the magnetically nonlinear behavior of the transformer iron core is accounted for by (3). The numerical analysis showed that the current spikes are caused by asymmetrical construction of the transformer and an unequal characteris-

tic of the diodes in the output rectifier. Results of the numerical analysis are shown in Figures 7 and 8, while Figure 10 contains the measured results. The undesirable phenomenon of current spikes can be efficiently avoided by correct positioning of carefully chosen diodes in the output rectifier, which was confirmed by the calculated results shown in Figure 9.

**Key words:** spot welding, transformer, magnetic nonlinearity, asymmetric load, current spikes

---

### 1 Uvod

Obravnavani sistemi za uporovno točkasto varjenje se najpogosteje uporabljajo v proizvodnji vozil, kjer je poleg kakovosti zvara in zanesljivosti pomembna tudi hitrost delovanja. Ponudba omenjenih varilnih sistemov je na trgu velika, zato so posamezne tehnološke posodobitve naprav, ki naj bi povečale obratovalno učinkovitost na skrajnih mejah obratovanja, skrbno varovane poslovne skrivnosti, ki so javnosti dostopne zgolj izjemoma.

Sistem za točkasto varjenje sestavljajo pretvornik, enofazni transformator in polnovalni usmernik na izhodu,

sistem pa bo podrobneje predstavljen v nadaljevanju. Polnovalni usmernik je izveden z dvema diodama in dvema sekundarnima navitjema transformatorja. Transformator je vzbujan z napetostjo, ki jo na principu pulzno širinske modulacije generira pretvornik. V ustaljenem stanju med varjenjem so se v primarnem toku transformatorja pogosto pojavljale nezaželene tokovne konice, ki so bile pravzaprav razlog za izvedbo sistematične analize delovanja sistema. Rezultati analize so potrdili, da so tokovne konice v primarnem toku transformatorja posledica nasičenja jedra transformatorja. Omenjenih konic seveda ni bilo mogoče odpraviti niti z razumnim povečanjem jedra transformatorja.

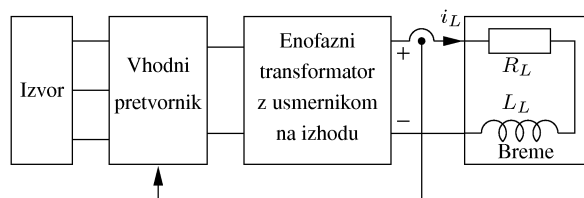
Obravnavani varilni sistem je v osnovi DC-DC pretvornik, podrobnejšo analizo njegove uporabe v varjenju pa je mogoče zaslediti v številnih prispevkih [1] – [3]. V omenjenih delih zaradi majhnih moči analiziranih sistemov magnetno nasičenje ne povzroča posebnih težav, zato avtorji nasičenja sploh ne omenjajo. Moteč pojav nasičenja je sicer naveden v [4], kjer je predlagana tudi ustrezna digitalna rešitev, ki pa je računsko prezahtevna za praktično realizacijo. Z dodatnimi tuljavami dopolnjena osnovna zgradba DC-DC pretvornika, opisana v [6], sicer zmanjša občutljivost sistema na električno nesimetričnost izhodnega usmernika, vendar hkrati povzroči nedopustno povečanje časovne zakasnitve. V [5] je prav tako podan predlog kompenzacije magnetnega nasičenja v jedru transformatorja DC-DC pretvornika pri prehodnih pojavih, ki pa ne upošteva električne nesimetričnosti sekundarne strani transformatorja oziroma izhodnega usmernika.

S pomočjo sistematične numerične analize obravnavanega sistema za uporabno točkasto varjenje nameravamo v nadaljevanju pojasniti nekatere spremljevalne pojave, ki preprečujejo boljše in bolj učinkovito delovanje sistema. Omenjeni pojavi niso ozko omejeni zgolj na analizirani varilni sistem, temveč se z njimi srečamo tudi sicer pri neharmoničnem vzbujanju enofaznega transformatorja, kjer lahko povzročijo izrazito magnetno nasičenje železnega jedra. Na podlagi zaključkov numerične analize bomo na koncu predstavili ukrepe, s katerimi bo mogoče delovanje sistema znatno izboljšati.

Prispevek obsega pet poglavij. Uvodu sledi v okviru drugega poglavja opis zgradbe sistema, v okviru tretjega poglavja pa je opisan vhodni pretvornik, ki generira vzbujalno napetost transformatorja. V četrtem poglavju je podan matematični model sistema, v petem poglavju pa je s pomočjo numerične analize pojasnjen vzrok za nastanek tokovnih konic. Hkrati je podan tudi predlog pasivne rešitve problema, ki omenjene pomankljivosti sistema v celoti odpravi. Šesto poglavje vsebuje glavne sklepe.

## 2 Zgradba analiziranega sistema

Opisani sistem je sestavljen iz pretvornika na vходу, ki napaja primarno stran enofaznega transformatorja z dvema sekundarnima navitjema, in polnovalnega usmernika na izhodu transformatorja [7]. Obravnavani sistem je prikazan na sliki 1.



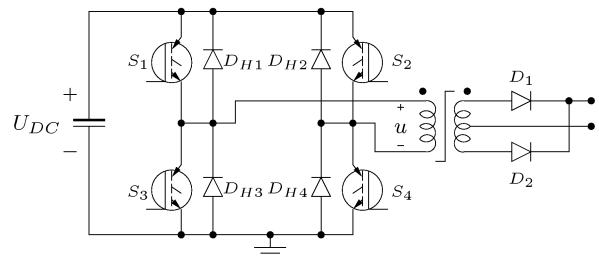
Slika 1. Zgradba sistema za točkasto varjenje  
Figure 1. Schematic presentation of discussed spot welding system

Vhodni pretvornik najprej usmeri in gladi trifazno omrežno napetost, da pridobi napetost enosmernega vodila  $U_{DC}$ , nato pa na principu pulzno širinske modulacije generira izmenično vzbujalno napetost transformatorja  $u$  (slika 2). Uporabljen je sredinsko umeščen tip pulzno širinske modulacije.

Polnovalno usmerjanje na izhodu transformatorja je uporabljeno zato, da lahko izhodni enosmerni tok  $i_L$  kljub ohmsko-induktivnemu značaju bremena z upornostjo  $R_L$  in induktivnostjo  $L_L$  v zahtevanem času naraste na potrebno vrednost. Merilni odjemnik v merilniku toka bremena  $i_L$  je tuljavica Rogowskega, merilni pretvornik pa je analogni integrator. Takšen merilnik toka se ponavadi uporablja za merjenje tokov velikih vrednosti in je dobro opisan v literaturi [8]. Merilna tuljavica je prigrjena na izhodni priključek transformatorja z usmernikom (slika 1).

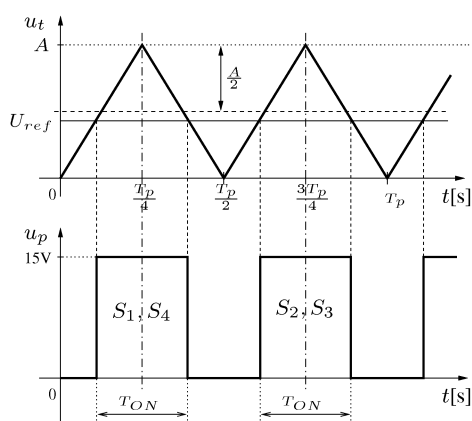
## 3 Vhodni pretvornik

Primarna stran enofaznega transformatorja je napajana z izmenično napetostjo  $u$ , ki jo dobimo iz H-mosta, katerega pretvorniški del je prikazan na sliki 2.



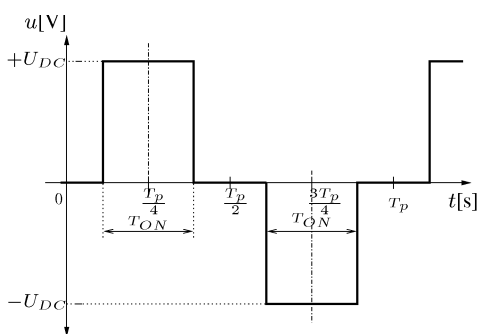
Slika 2. H-most pretvornika z enofaznim transformatorjem in usmernikom na izhodu  
Figure 2. H-bridge inverter with single-phase transformer and output rectifier

Napetost  $u$  na principu pulzno širinske modulacije (slika 4) generira pretvornik [9]. Na sliki 3 je s  $T_p$  označena perioda napetosti  $u$ , ki v obravnavanem primeru znaša  $T_p = 1$  ms. Časovni interval  $T_{ON}$  se širi od sredin polperiod navzven, to je od časov  $\frac{T_p}{4} + nT_p$  in  $\frac{3T_p}{4} + nT_p$ , zato se ta tip modulacije imenuje sredinsko umeščen tip pulzno širinske modulacije. S trajanjem časovnega intervala  $T_{ON}$  se spreminja efektivna vrednost vzbujalne napetosti, srednja vrednost vzbujalne napetosti pa je enaka 0. V skladu s spreminjanjem efektivne vrednosti vzbujalne napetosti se spreminja tudi izhodni tok sistema  $i_L$ .



Slika 3. Princip pulzno širinske modulacije  
Figure 3. A principle of pulse width modulation

Pulzno širinski modulator, ki generira sredinsko umeščene pulze napetosti, je lahko izveden analogno, kakor vidimo na sliki 3. Na podlagi primerjave trikotne napetosti  $u_t$  z amplitudo  $\frac{A}{2}$  (slika 3) in referenčne napetosti  $U_{ref}$  in primerne preklopne logike modulator generira pulze  $S_1, S_4$  in  $S_2, S_3$  za proženje tranzistorjev. Izhodno napetost pretvornika  $u$  z amplitudo  $U_{DC}$ , ki je hkrati vzbujalna napetost sistema, kaže slika 4.



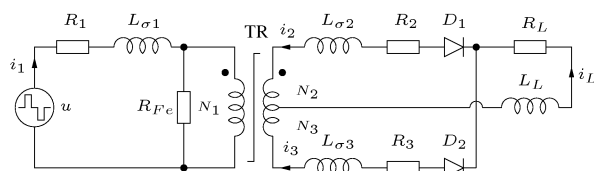
Slika 4. Vzbujalna napetost transformatorja, generirana na principu sredinsko umeščene pulzno širinske modulacije  
Figure 4. H-bridge inverter output voltage generated by pulse width modulation

V sodobnih pretvornikih se modulator navadno izvede

digitalno s programirljivimi števci, ki so lahko del mikroročunalniškega sistema.

#### 4 Model pretvornika in transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu

Obravnavani varilni sistem mora ob željeni majhni velikosti in teži transformatorja s polnovalnim usmernikom zagotoviti zelo veliko izhodno moč. Zaradi velikih tokov so tudi električne izgube relativno zelo velike, k čimer največ pripomorejo izgube na diodah izhodnega polnovalnega usmernika. Transformator z usmernikom je zato vodno hlajen, kar zaplete konstrukcijo transformatorja in usmernika. V obstoječi izvedbi transformatorja (vezni model pretvornika in transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu prikazuje slika 5) sta tako upornosti izhodnih vej transformatorja  $R_2$  in  $R_3$  različni, prav tako sta lahko različni tudi karakteristiki diod  $D_1$  in  $D_2$  v izhodnem usmerniku.



Slika 5. Vezni model pretvornika in transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu  
Figure 5. Equivalent circuit model of converter, welding transformer and output rectifier

Na sliki 5 pomeni  $u$  izhodno napetost pretvornika in hkrati vzbujalno napetost transformatorja,  $L_{\sigma1}$ ,  $L_{\sigma2}$  in  $L_{\sigma3}$  so stresane induktivnosti,  $R_1$  je upornost primarnega navitja transformatorja,  $R_{Fe}$  pomeni izgube v železnem jedru transformatorja, TR je idealni transformator z nelinearno magnetilno karakteristiko,  $N_1$ ,  $N_2$  in  $N_3$  označujejo število obojev posameznih navitij transformatorja,  $R_L$  in  $L_L$  pa sta upornost in induktivnost bremena [10], [11].

Matematični model transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu s slike 5 je podan v implicitni obliki s sistemom nelinearnih enačb (1).

$$\begin{aligned}
 0 &= i_1 R_1 + L_{\sigma1} \frac{di_1}{dt} + N_1 S_{Fe} \frac{dB}{dt} - u \\
 0 &= N_2 S_{Fe} \frac{dB}{dt} + L_{\sigma2} \frac{di_2}{dt} + i_2 R_2 + \text{dip1}(i_2) \\
 &\quad + (i_2 + i_3) R_L + L_L \frac{d(i_2 + i_3)}{dt} \\
 0 &= -N_3 S_{Fe} \frac{dB}{dt} + L_{\sigma3} \frac{di_3}{dt} + i_3 R_3 + \text{dip2}(i_3) \\
 &\quad + (i_2 + i_3) R_L + L_L \frac{d(i_2 + i_3)}{dt} \\
 0 &= H(B) l_{sr} + \frac{B}{\mu_0} 2\delta + \frac{N_1^2 S_{Fe}}{R_{Fe}} \frac{dB}{dt} \\
 &\quad - N_1 i_1 - N_2 i_2 + N_3 i_3
 \end{aligned} \quad (1)$$

Prva enačba v sistemu (1) opisuje napetostno ravnotežje na primarni strani transformatorja, druga in tretja enačba opisujeta napetostni ravnotežji v obeh sekundarnih navitjih, četrta enačba pa podaja magnetno ravnotežje v železnem jedru transformatorja. V (1) je  $i_1$  primarni tok,  $i_2$  in  $i_3$  sta sekundarna toka,  $B$  pa je gostota magnetnega pretoka v železnem jedru. Poleg predhodno opisanih elementov in spremenljivk nastopajo v zapisu (1) še presek železnega jedra transformatorja  $S_{Fe}$ , srednja dolžina magnetnih silnic v železnem jedru  $l_{sr}$ ,  $dip1(i_2)$  in  $dip2(i_3)$  sta karakteristiki diod  $D_1$  in  $D_2$  izhodnega usmernika,  $\mu_0$  je permeabilnost praznega prostora,  $\delta$  pa označuje zračno režo v jedru transformatorja.

Za reševanje sistema (1) je bil uporabljen program Dynast [12], ki je posebej primeren za analizo nelinearnih dinamičnih sistemov, podanih v implicitni obliki.

Nelinearno magnetilno karakteristiko  $H(B)$  je v skladu z navedbami v [13], [14], [15], [16] mogoče splošno opisati s polinomom lihe stopnje (2).

$$H(B) = \sum_i k_i B^i, \quad i = 1, 3, 5, \dots \quad (2)$$

V obravnavanem primeru smo zapis (2) priredili in magnetilno karakteristiko podali samo s tremi členi v obliki izraza (3).

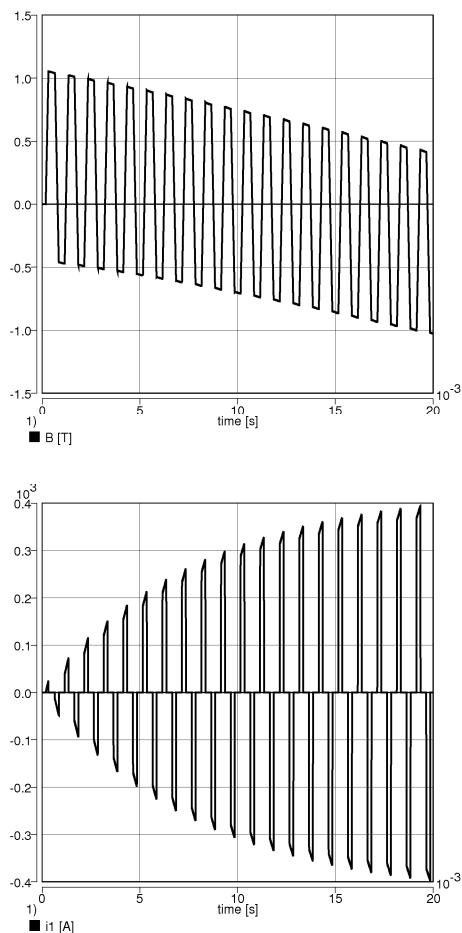
$$H(B) = k_1 B + k_{15} B^{15} + k_{19} B^{19} \quad (3)$$

Koeficiente  $k_1$ ,  $k_{15}$  in  $k_{19}$  smo določili z aproksimacijo tako, da so bili kvadrati razlik med izračunano karakteristiko (3) in podano magnetilno karakteristiko izdelovalca uporabljene železne pločevine [17] čim manjši.

Nelinearna karakteristika diod v izhodnem usmerniku je opisana le z odsekoma linearno statično karakteristiko diode z  $dip1(i_2)$  in  $dip2(i_3)$  ([7]), kar povsem zadošča za obravnavo v srednjefrekvenčnem področju (400 Hz do 2000 Hz). Poudariti je treba, da se z naraščanjem temperature razlika med karakteristikama diod zmanjšuje, ohmska upornost navitij pa se povečuje. Električna nesimetričnost sistema se tako s temperaturo zmanjšuje.

## 5 Numerična analiza varilnega sistema

S sistematičnim preizkušanjem analiziranega sistema smo potrdili, da različni sekundarni ohmski upornosti  $R_2$  in  $R_3$  ter različni karakteristiki diod povzročajo nezaželeno obnašanje sistema. Če se ti dve nesimetričnosti podpirata, lahko dobimo močno nesimetrično sekundarno stran transformatorja s polnovalnim usmernikom. Posledica močne nesimetrije v ohmski upornosti sistema pa se kaže v časovnem poteku gostote magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru močno obremenjenega transformatorja, v katerem prihaja do povečevanja enosmerne komponente v magnetni gostoti  $B$ . Hitrost spreminjanja enosmerne komponente je odvisna od stopnje nesimetrije.

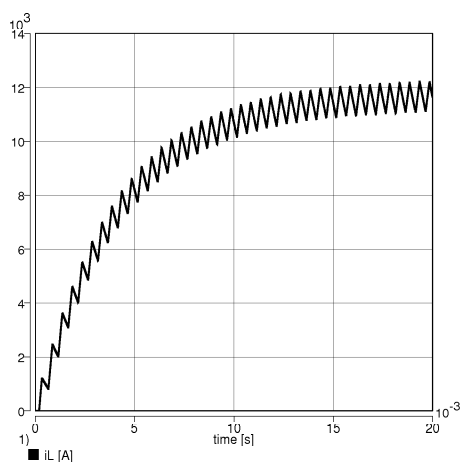


Slika 6. Močno nesimetričen sistem transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu: izračunani časovni potek gostote magnetnega pretoka  $B$  in primarnega toka transformatorja  $i_1$ . Figure 6. Heavily asymmetric system transformer – full rectifier: calculated flux density  $B$  and transformer primary current  $i_1$ .

Časovni potek izhodnega toka  $i_L$  pri napajanju z napetostjo iz pretvornika, ki je podana na sliki 4, prikazuje slika 7. Izhodni tok  $i_L$  v skladu s časovno konstanto bremena  $\frac{L_L}{R_L}$  relativno počasi naraste.

Na sliki 6 sta prikazana izračunana časovna poteka gostote magnetnega pretoka  $B$  (slika 6 zgoraj) in pa primarnega toka transformatorja  $i_1$  (slika 6 spodaj) po priključitvi primarja transformatorja na napajalno napetost  $u$  s slike 4. V časovnem poteku gostote magnetnega pretoka  $B$  je zelo opazen naraščajoč premik v negativno stran.

Po določenem času bi se sistem ustalil (slika 8). Časovni potek gostote magnetnega pretoka  $B$  je lahko povsem premaknjen v eno smer, v opazovanem primeru v negativno, pri čemer dosega nasičenje samo v negativnem delu (slika 8 zgoraj). Pri tem je železno jedro transformatorja dokaj neizkoriščeno, zaradi premika magnetne gostote v eno smer pa je kljub temu precej nasičeno. Kot posledica nasičenja v časovnem poteku primarnega toka



Slika 7. Izračunani časovni potek toka bremena  $i_L$  po vklopu vzbujalne napetosti  
Figure 7. Calculated spot welding system load current  $i_L$  during switching-on.

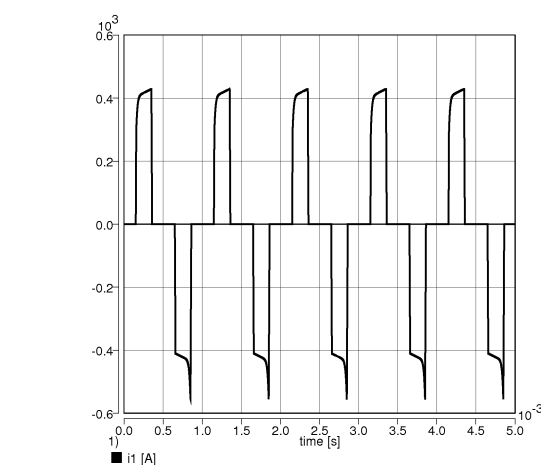
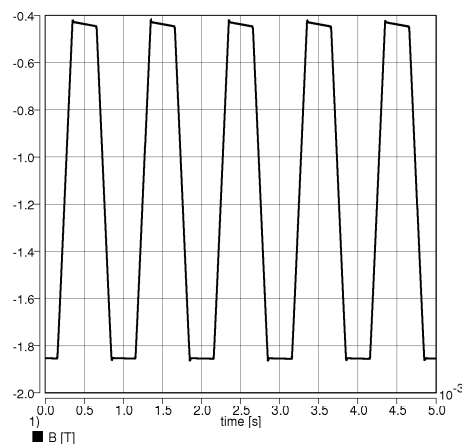
$i_1$  nastanejo tokovne konice, kakršne so vidne na sliki 8 spodaj. Te tokovne konice lahko povzročijo nezaželen varnostni izklop pretvornika.

Kot lahko sklepamo iz časovnih potekov izračunanih tokov in magnetne gostote, je vzrok za nastanek tokovnih konic v primarnem toku  $i_1$  transformatorja v časovnem poteku gostote magnetnega pretoka  $B$ , v katerem se pri močni ohmski nesimetriji na izhodu sistema s časom povečuje premik v eno stran. Tokovne konice lahko zmanjšamo ali celo preprečimo z zmanjšanjem nesimetričnosti izhodne upornosti sistema. To lahko storimo z aktivnimi ukrepi, kot je na primer uporaba naprednega vodenja sistema, ali pa z bolj preprostimi pasivnimi ukrepi.

Eden učinkovitih pasivnih ukrepov je pravilna namestitvev ustrezno izbranih diod v polnovalnem usmerniku, s čimer lahko dosežemo, da se razliki v ohmskih upornostih sekundarne strani transformatorja in diod kompenzirata, v najboljšem primeru pa tudi izničita. Tako je mogoče na dokaj preprost način zmanjšati ali celo odpraviti tokovne konice v primarnem toku pri močno obremenjenem sistemu transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu.

Rezultat izračunov tako kompenziranega sistema v ustaljenem stanju vidimo na sliki 9. Časovni potek gostote magnetnega pretoka  $B$  je na sliki narisano zgoraj, primarni tok transformatorja  $i_1$  pa je spodaj. V časovnem poteku gostote magnetnega pretoka  $B$  je še opazna majhna premaknitev v eno stran, a tokovnih konic v časovnem poteku primarnega toka  $i_1$  ni več. Železno jedro transformatorja pa je kljub temu še vedno relativno slabo izkoriščeno.

Do omenjenih ugotovitev smo prišli s sistematično numerično analizo sistema. Ugotovitve so bile potrjene z meritvami na močno nesimetričnem realnem sistemu za točkasto varjenje. Časovna poteka primarnega toka

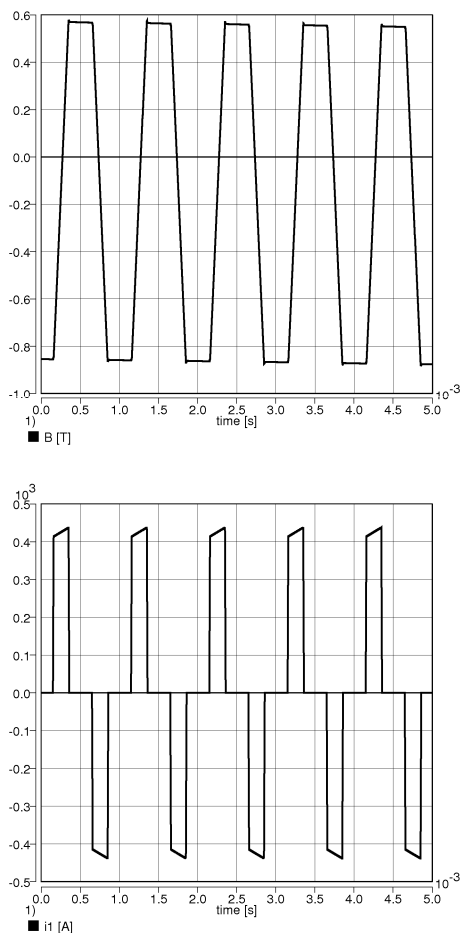


Slika 8. Izračunana časovna poteka gostote magnetnega pretoka  $B$  in primarnega toka  $i_1$  v močno nesimetričnem sistemu transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu v ustaljenem stanju  
Figure 8. Calculated iron core flux density  $B$  and primary current  $i_1$  for the asymmetric system welding transformer - output rectifier

$i_1$  in gostote magnetnega pretoka  $B$ , izmerjena z osciloskopom Tektronix TEK11401, sta prikazana na sliki 10. Ohmski upornosti v obeh vejah izhodnega usmernika s sekundarnima navitjema transformatorja skupaj sta bili pri tem močno nesimetrični. V zgornjem delu slike vidimo naraščanje enosmerne vrednosti gostote magnetnega pretoka  $B$  (temnejši časovni potek), v spodnjem oknu pa vidimo časovni interval iz zgornjega, ko se sistem že ustali. Izrazita tokovna konica v primarnem toku  $i_1$  nastane le v enem primeru, in sicer zato, ker napetost enosmerne vodila v realnem sistemu ni konstantna.

## 6 Sklep

V prispevku je predstavljen model sistema za točkasto varjenje, ki je sestavljen iz vhodnega pretvornika, transformatorja in izhodnega diodnega usmernika. V dinamičnem modelu je upoštevana magnetna nelinearnost

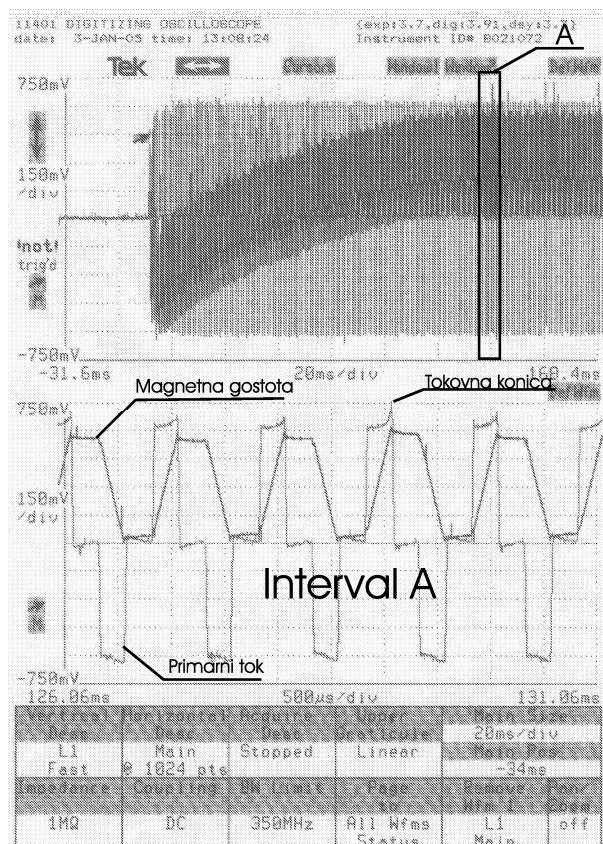


Slika 9. Izračunana časovna poteka gostote magnetnega pretoka  $B$  in primarnega toka  $i_1$  v kompenziranem sistemu transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu  
Figure 9. Calculated iron core flux density  $B$  and primary current  $i_1$  for the compensated – symmetric system welding transformer - output rectifier

transformatorja, ki prevladujoče vpliva na obnašanje celotnega sistema. Rezultati numerične analize delovanja obravnavanega sistema so pokazali, da lahko s pasivnimi ukrepi na preprost in učinkovit način odpravimo tokovne konice v primarnem toku transformatorja. Te sicer lahko nastanejo med ustaljenim obratovanjem močno nesimetričnega sistema transformatorja s polnovalnim usmernikom na izhodu. Opisani način odpravljanja tokovnih konic v primarnem toku transformatorja že nekaj časa uspešno uporabljamo pri izdelavi srednjefrekvenčnih sistemov za točkasto varjenje.

## 7 Literatura

[1] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho. *Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual 11-16 March 1990, pp. 275-284.



Slika 10. Izmerjen časovni potek primarnega toka transformatorja  $i_1$  in gostote magnetnega pretoka  $B$  (temnejši del). V spodnjem diagramu je povečan interval A  
Figure 10. Measured primary current  $i_1$  and iron core flux density  $B$

[2] V. Vlatkovic, J. A. Sabate, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho. *Small-Signal Analysis of Phase-Shifted PWM Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, January 1992, pp. 128-135.

[3] C. Iannello, S. Luo, I. Batarseh. *Full bridge ZCS PWM converter for high-voltage high-power applications*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems. Vol. 38, No. 2, April 2002, pp. 515-526.

[4] P. Schmitt, C. Gerster. *Optimised pulse modulation for plasma power supply* European Power electronics conference, EPE 2001, Graz, pp 1-6.

[5] J. A. Claassens, I. W. Hofstajer. *A flux balancer for phase shift ZVS DC-DC converters under transient conditions*. ©2006 IEEE, pp. 1-5.

[6] J. Jeon, G. H. Cho. *A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge DC-DC Converter With Transformer Isolation*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 5, September 2001, pp. 573-580.

[7] B. Klopčič, *Modeliranje, analiza in sinteza sistema za točkasto varjenje*. Magistrska naloga, Maribor 2005.

[8] D. A. Ward, J. La T. Exon, *Using Rogowski Coils for Transient Current Measurements*. Engineering Science and Education Journal, June 1993, pp. 105-113.

- [9] Joachim Holtz, *Pulsewidth modulation - A Survey*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No.5, December 1992, pp. 410-420.
- [10] D. Dolinar, J. Pihler, G. Štumberger, Ž. Močnik, *Dinamični model trifaznega energetskega transformatorja*. Slovensko posvetovanje ELEKTRIČNE NAPRAVE SPEN'92, pp. 130-135.
- [11] F. de Leon, A. Semlyen, *Complete transformer model for electromagnetic transients*. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 9, No. 1, January 1994, pp. 231-239.
- [12] *Dynast User's guide, Version 3.7.21, Oktober 2004*.
- [13] F. de Leon, *A simple representation of dynamic hysteresis losses in power transformers*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 1, January 1995, pp. 315-321.
- [14] J.A.Martinez, B.A.Mork, *Transformer Modeling for Low- and Mid-Frequency Transients – A Review*. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 20, No. 2, April 2005, pp. 1625-1632.
- [15] T. Tran-Quoc, L. Pierrat, *An Efficient Non Linear Transformer Model and Its Application to Ferroresonance Study*. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No.3, May/June 1995, pp. 2060-2063.
- [16] P.G.McLaren, R.P.Jayasinghe, J.R.Lucas *Improved simulation models for current and voltage transformers in relay studies*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 1, January 1992, pp. 152-159.
- [17] Richard Boll, *Weichmagnetische Werkstoffe*. Vakuumschmelze GmbH 1990.

**Beno Klopčič** je leta 1985 diplomiral na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani, magistriral pa leta 2005 na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko v Mariboru. V letih 1985-1988 je bil zaposlen na Inštitutu za elektroniko in vakuumsko tehniko, kjer se je ukvarjal z elektroniko. Od leta 1988 je zaposlen v podjetju Iskra elektromotorji – sedanji Indramat elektromotorji. Ukvarja se z načrtovanjem in razvojem elektronskih vezij in vodenih sistemov s transformatorji, kamor sodijo tudi varilni sistemi.

**Drago Dolinar** je diplomlo, magisterij in doktorat opravil na Tehniški fakulteti Univerze v Mariboru v letih 1978, 1980 in 1985. Od leta 1981 je zaposlen na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko v Mariboru. Leta 1996 je bil izvoljen za rednega profesorja. Ukvarja se z modeliranjem in vodenjem elektromehanskih sistemov. Dr. Drago Dolinar je član CIGRE, SLOSIM, Compumag in IEEE.

**Gorazd Štumberger** je diplomiral leta 1989 in magistriral leta 1992 na oddelku ERI Tehniške fakultete Univerze v Mariboru. V letu 1996 je doktoriral na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko v Mariboru, kjer je tudi zaposlen kot izredni profesor. Ukvarja se z optimizacijo, modeliranjem in vodenjem elektromehanskih sistemov in elementov elektroenergetskega sistema. Dr. Gorazd Štumberger je član mednarodnih združenj Compumag in IEEE ter slovenskega komiteja CIGRE.