

Procesni vir za impulzno bakrenje tiskanih vezij – Enota za generiranje tokovnih impulzov

Aleš Leban, Daniel Vončina

Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Tržaška 25, 1000 Ljubljana, Slovenija
E-pošta: ales.leban@fe.uni-lj.si

Povzetek. V članku je opisan procesni tokovni vir za bakrenje tiskanih vezij. Posebna pozornost je namenjena generiranju visokodinamičnih bipolarnih tokovnih impulzov. Izhodna stopnja vira temelji na mostični topologiji pretvornika navzdol, za zmanjšanje valovitosti bremenskega toka pa je uporabljen unipolaren način proženja stikal v mostiču. Kljub gladilni dušilki v bremenskem tokokrogu je bilo z vzporedno vezavo večjega števila pretvornikov – modulov in z ustreznim »prepletenim« krmiljenjem mogoče izpolniti zahtevo glede majhne valovitosti bremenskega toka v ustaljenem delovanju in obenem zahtevo po visoki dinamiki tokovnih impulzov. Bremenski tok je reguliran z modificirano PWM tokovno metodo, ki v sebi združuje dva obratovalna režima, odvisna od polaritete bremenskega toka. Poleg opisa in ocene predlaganih rešitev ter analize delovanja, so v članku podani tudi izmerjeni rezultati na eksperimentalnem modelu procesnega impulznega tokovnega vira.

Ključne besede: mostični pretvornik, impulzni tok, PWM regulacija toka, prepleteno krmiljenje

Current source for pulse plating – pulse-current generation unit

Extended abstract. The paper presents a research in pulse-current source suitable for supplying contemporary electrochemical processes (e. g. pulse plating). The main design challenge is to generate high-amplitude bipolar current pulses with current slopes (di/dt) as high as possible, low ripple in steady state and to retain the simplicity of the control circuit.

In order to fulfill the above mentioned demands, a new bridge-type topology of the buck converter was proposed. From the ripple point of view, a unipolar switching mode was implemented. Nonetheless, the current ripple couldn't be arbitrary dimensioned through the main inductor, since the latter was placed into the load circuit and therefore limited the slope of the pulses. To overcome this drawback, a multiphase interleaved topology is proposed. It consists of N -identical bridge-type buck converters, i.e. modules with interconnected inputs and outputs. The control signals of adjacent modules are phase-shifted for an appropriate angle. This approach results in a current ripple cancellation effect. Consequently, much smaller inductances can be used in a particular module, thus enabling an improved dynamic operation. Despite the converter interleaving and unipolar switching mode, the control circuit remains simple due to the proposed double-mode (peak/valley) PWM current-control principle. Its operation mode depends on the polarity of the load current. The paper concludes with an experimental setup and results showing the behavior of the proposed pulse-current source.

Keywords: pulse-current source, interleaved bridge converters, double-mode current control

1 Uvod

Miniaturizacija električnih naprav in stopnjevanje zahtevnosti izdelkov narekuje spremembe tudi v procesu izdelave tiskanih vezij. Zaradi čedalje tanjših

povezav in ožjih skoznjih lukenj je čedalje težje zagotoviti predpisano kakovost izdelka. Pri tem igra ključno vlogo postopek pokovinjena skoznjih lukenj, kjer se baker s pomočjo elektrokemijskega postopka nanaša na steno luknje. Problem pokovinjena prihaja do izraza pri zahtevnih oblikah večplastnega tiskanega vezja, kamor uvrščamo vezja z ozkimi električnimi povezavami ($< 200 \mu\text{m}$) in z velikim razmerjem med dolžino in premerom skoznjih lukenj (AR-Aspect Ratio).

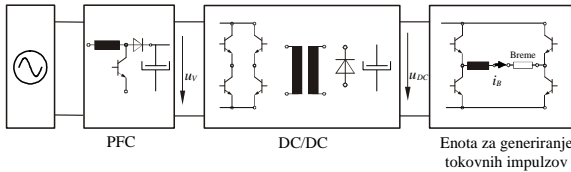
Pri klasičnem postopku nanašanja z enosmernim tokom je porazdelitev gostote toka vzdolž luknje izrazito neenakomerna. Posledično prihaja do presežkov materiala na robovih luknje, nanos proti sredini luknje pa ne doseže predpisane debeline.

Z uvedbo impulznih oblik toka v proces elektrokemijskega nanašanja se odpirajo nove možnosti nanašanja kovin, ki pa ga je treba obravnavati interdisciplinarno, saj se znotraj le-tega močno prepletajo vede s področij kemije, metalurgije in močnostne elektrotehnike. Zlasti razvoj komponent močnostne elektronike je omogočil gradnjo sofisticiranih tokovnih virov z možnostjo generiranja impulznih oblik toka s skoraj poljubnimi parametri in s tem ustvaril možnosti za uspešen razvoj impulzne tehnologije nanašanja. Prednosti se kažejo v enakomernejši porazdelitvi gostote toka in s tem debeline nanosa na površini tiskanih vezij, izboljšanih mehanskih lastnosti, prihrankih časa in materiala ter v visoki stopnji ponovljivosti kakovosti izdelkov [1]. Danes se v elektrokemijskih procesih uporabljajo izključno pravokotne oblike impulznega toka. Razlog je v tem, da je oblika natančno določena s parametri impulznega toka (amplitude, čas trajanja impulzov in

pavz), kar omogoča lažjo medsebojno primerjavo rezultatov nanašanja.

2 Predlagana topologija procesnega vira

Pri iskanju ustrezne topologije procesnega tokovnega vira smo izhajali iz zahteve po generiranju izhodnega toka, ki bo neodvisen od obremenitve, iz zahteve po zadostni strmini tokovnih impulzov in iz zahteve po majhni valovitosti toka v ustaljenem obratovanju. Z upoštevanjem dodatnih zahtev glede galvanske ločitve izhodnega tokokroga od napajalnega omrežja ter obremenjevanje le-tega s čisto delovno močjo, smo prišli do principialne blokovne sheme procesnega tokovnega vira (slika 1).



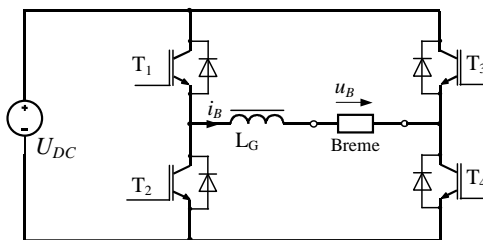
Slika 1: Blokova shema procesnega tokovnega vira
Figure 1: Block diagram of the current source

Na vходу vira se nahaja enota PFC, ki zagotavlja ustrezen faktor delavnosti naprave. Naloga pretvornika DC/DC je galvanska ločitev izhodnega tokokroga od omrežja in prilagoditev napetostnih nivojev. Izhodna stopnja vira je enota za generiranje tokovnih impulzov z želenimi parametri. Ker poglobljena obravnava posameznih podsklopov presega okvir prispevka, bo v nadaljevanju podrobneje predstavljena le izhodna stopnja.

2.1 Enota za generiranje tokovnih impulzov

Pri napajanju elektrokemijskega procesa, ki je izrazito nizkoohmsko breme, se soočamo z nizkimi napetostmi na bremenu u_B . Ker je treba hkrati zagotoviti zadostno glajenje toka v ustaljenem stanju in visoko strmino tokovnega impulza, mora biti napajalna napetost U_{DC} pretvornika precej višja od bremenske napetosti

$$U_{DC} \gg u_B. \quad (1)$$



Slika 2: Pretvornik navzdol v mostični izvedbi
Figure 2: Modified buck converter

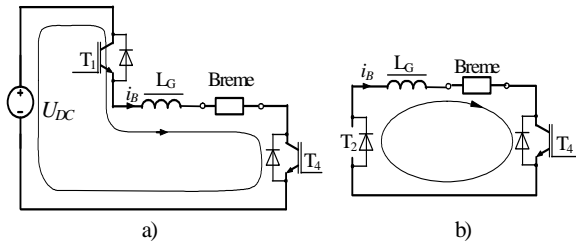
V tem primeru je najprimernejša topologija pretvornika navzdol [2]. Ker le-ta v svoji klasični zasnovi ne

omogoča generiranja bipolarnih tokovnih impulzov, je bilo treba pretvornik navzdol dopolniti v mostično izvedbo, kot je prikazano na sliki 2. S stališča ustaljenega obratovanja mostiča ločimo dva tipična načina proženja stikal:

- **unipolarno** proženje: eno od diagonalnih stikal je ves čas vklopljeno, bremenski tok pa se krmili s preklapljanjem preostalega stikala in
- **bipolarno** proženje: hkrati se vklopljata oz. izklopljata obe stikali v eni diagonali.

Kljub zahtevnejšemu krmilnemu vezju smo se odločili za unipolaren način krmiljenja diagonalnih stikal, saj omogoča zmanjšanje valovitosti bremenskega toka.

Princip generiranja pozitivnega tokovnega impulza si pogledimo ob predpostavki, da so elementi v vezju idealni. Predpostavljamo tudi, da so stikala od T_1 do T_4 izklopljena. Bremenski tok je v tem primeru enak nič. V trenutku, ko želimo, da skozi breme steče tokovni impulz, vklopimo stikali T_1 in T_4 . V tokokrogu $U_{DC} - T_1 - L_G - \text{Breme} - T_4$ začne tok i_B linearno naraščati. Razmere v vezju kaže slika 3a.



Slika 3: Generiranje pozitivnega tokovnega impulza - delovni (a) in prostotečni tokokrog (b)

Figure 3: Current flow in idle a) and free-wheeling mode b)

Strmina naraščanja toka skozi breme znaša

$$\frac{di_B}{dt} = \frac{u_L}{L_G}, \quad (2)$$

pri čemer je ob upoštevanju (1) $u_L \approx U_{DC}$. Po določenem času doseže tok želeno vrednost, nakar izklopimo stikalo T_1 . Bremenski tok komutira v prostotečni tokokrog $L_G - \text{breme} - T_4$ in prostotečno diodo stikala T_2 . Slika 3b kaže tokovne razmere v vezju po izklopu stikala. Strmina upadanja toka skozi breme (2) je v tem intervalu manjša, kar je posledica nizke inducirane napetosti na dušilki ($u_L = u_B$). Z nadaljnjim preklapljanjem T_1 vzdržujemo konstantno vrednost bremenskega toka. Valovitost toka je v ustaljenem stanju

$$\Delta i_B = \frac{U_{DC}}{L_G \cdot t_{on}}, \quad (3)$$

kjer je t_{on} časovni interval, ko je stikalo T_1 vklopljeno. Tokovni impulz skozi breme prekinemo z izklopom obeh diagonalnih stikal. Postopek generiranja

negativnega tokovnega impulza je enak, le da vlogo stikal prevzame T_2 in T_3 .

Iz primerjave (2) in (3) je razvidno, da zmanjšanje induktivnosti gladilne dušilke sicer omogoča večjo dinamiko tokovnih impulzov, vendar bi to povzročilo večjo valovitost toka oz. delovanje pretvornika v režimu trganega toka. Zato je treba pri določitvi induktivnosti poiskati kompromisno rešitev med velikostjo strmine naraščanja toka skozi breme in valovitostjo le-tega v ustaljenem obratovanju.

2.2 Modularna izvedba impulzne enote

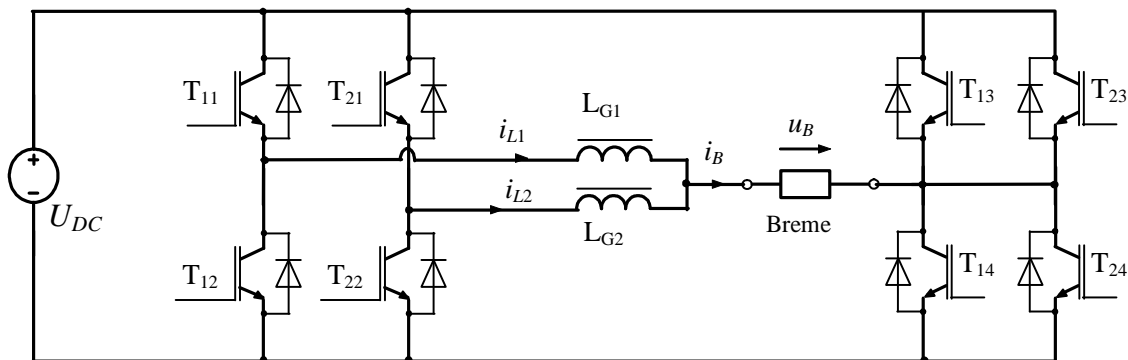
Dodatno zmanjšanje valovitosti toka pri neki končni induktivnosti gladilne dušilke lahko dosežemo z vzporedno vezavo večjega števila mostičnih pretvornikov – modulov in z ustreznim krmiljenjem le-teh. Slika 4 kaže modularno izvedbo impulzne enote, ki je sestavljena iz $N = 2$ pretvorniških modulov.

Napajalna napetost in breme sta skupna vsem modulom pri tem pa posamezni modul dovaja bremenu zgolj $1/N$ celotne moči. Prednost vzporednega povezovanja modulov je v prostorski porazdelitvi izgubne moči polprevodniških elementov, zato je odvajanje odvečne toplote lažje in učinkovitejše. Zlasti v aplikacijah, kjer se zahteva velike amplitude tokov, se z vzporedno vezavo modulov stroški gradnje tokovnega vira znižajo kljub večjemu številu polprevodniških stikal in magnetnih komponent. Posamezni pretvorniški moduli so si med seboj identični, kar olajša vzdrževanje in odpravo morebitnih napak v viru.

2.2.1 Zmanjševanje valovitosti bremenskega toka

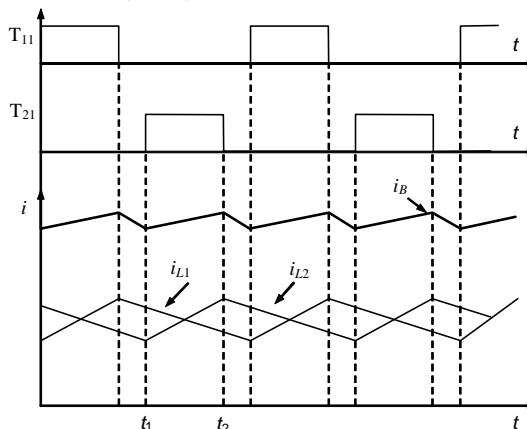
Glavna prednost vzporednega povezovanja pretvorniških modulov se pokaže ob uporabi ustreznega krmilno-regulacijskega principa. Zagotoviti je treba konstantno stikalno frekvenco in prepleteno krmiljenje pretvorniških modulov. Slednje pomeni, da morajo biti krmilni pulzi za proženje stikal v posameznih modulih med seboj zamaknjeni za ustrezen fazni kot, ki znaša

$$\alpha = \frac{360^\circ \text{ el.}}{N} \quad (4)$$



Slika 4: Vzporedna vezava dveh pretvorniških modulov
Figure 4: Paralleled bridge – buck topology

Slika 5 kaže primer proženja stikal T_{11} in T_{21} ter pripadajoče poteke tokov v modularni izvedbi tokovnega vira, ki je sestavljen iz dveh modulov. Krmilni pulzi T_{11} in T_{21} so med seboj fazno premaknjeni za kot 180° ($N = 2$).



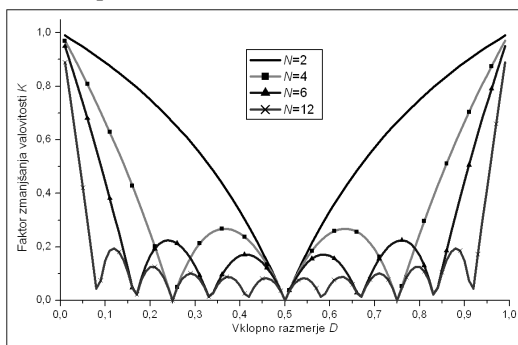
Slika 5: Potek karakterističnih veličin tokovnega vira z dvema moduloma ($N = 2$)
Figure 5: Characteristic waveforms in the paralleled ($N = 2$) modules

Frekvenca valovitosti bremenskega toka i_B (vsota tokov posameznih modulov) je dvakrat (v splošnem N -krat) višja od frekvence valovitosti toka v posameznem modulu (i_{L1} , i_{L2}). Posledično se zmanjša valovitost bremenskega toka v primerjavi z valovitostjo delnih tokov i_{L1} in i_{L2} . Skupno zmanjšanje valovitosti izhodnega toka pa ni le posledica »navidezno« višje stikalne frekvence pretvornika (gledanega kot celoto), ampak tudi posledica dejstva, da se strmine delnih tokov i_{L1} in i_{L2} med seboj v določenih intervalih ($t_1 - t_2$) kompenzirata. Prav tako lahko razberemo, da vpliva na zmanjšanje valovitosti skupnega toka poleg števila vzporedno vezanih modulov (N) tudi vklopno razmerje stikal D .

Zato je smiselno vpeljati parameter zmanjšanja valovitosti K , ki ga izrazimo z razmerjem med valovitostjo skupnega toka in valovitostjo toka skozi posamezno dušilko. [3]

$$K = f(N, D) = \frac{\Delta i_B}{\Delta i_L} = \frac{N \left(D - \frac{m}{N} \right) \cdot \left(\frac{m+1}{N} - D \right)}{D \cdot (1-D)} \quad (5)$$

V (5) je m največje celo število, ki ne presega vrednosti produkta $N \cdot D$. Na sliki 6 je prikazana odvisnost parametra K od vklopnega razmerja stikal za različno število vzporedno vezanih modulov.



Slika 6: Odvisnost parametra K od D in N
Figure 6: Current ripple cancellation

Vklopno razmerje stikal močno vpliva na faktor zmanjšanja valovitosti skupnega toka. Le-ta gre proti nič, ko gre vklopno razmerje proti vrednosti $1/N$ oz. večkratniku tega števila. Pri tej vrednosti D se začnejo krmilni pulzi za proženje stikal v posameznih moduli med seboj prekrivati. Če bi bili moduli med seboj identični, bi bila v tem primeru valovitost skupnega toka enaka nič. Kljub temu ne smemo pozabiti, da je valovitost delnih tokov bistveno večja od valovitosti skupnega toka, kar je treba upoštevati pri načrtovanju pretvorniških modulov.

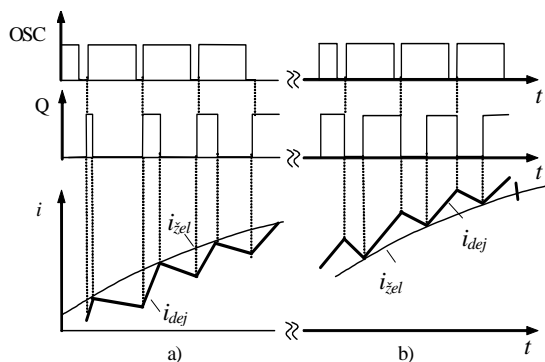
Z vzporedno vezavo modulov in z ustreznim – fazno zamaknjenim – načinom proženja stikal v posameznem modulu smo dosegli zmanjšanje valovitosti bremenskega toka, ne da bi pri tem vplivali na induktivnost posameznih gladilnih dušilk (L_{G1} in L_{G2}). Zato je ostala strmina tokovnih impulzov nespremenjena.

3 Neposredna tokovna PWM regulacija

Pri impulzni enoti z vzporedno vezanimi pretvorniški moduli in s prepletenim kmljenjem stikal je treba izvesti regulacijo delnih tokov. Pri tem je treba upoštevati, da je amplituda bremenskega toka enaka vsoti delnih tokov in da je bremenski tok tako reguliran posredno. Krmilno-regulacijsko vezje mora poleg N -regulacijskih zank zagotoviti tudi ustrezen fazni zamik med krmilnimi signali za poroženje stikal v posameznih moduli. Nadaljnji zahtevi pri tem krmilno-

regulacijskem principu sta stabilno delovanje in visoka dinamika bremenskega toka.

Med različnimi regulacijskimi principi [4], ki s stališča preklopne frekvence ustrezajo zahtevam regulacije delnih tokov, smo se odločili za t.i. neposredno PWM regulacijo toka, saj le-ta omogoča najvišjo mogočo dinamiko. Pri izbranem PWM regulacijskem principu se v dvopoložajnem regulatorju izvaja neposredna primerjava želene in dejanske vrednosti toka. Tokovni pogrešek se s pomočjo PWM modulacijskega vezja pretvori v zaporedje krmilnih pulzov. Glede na princip modulacije signala ločimo med metodo vrhnje (peak) in metodo dolnje (valley) vrednosti [5,6,7]. Osnovni princip delovanja obeh metod je razviden s slike 7.



Slika 7: Princip delovanja a) metode vrhnje vrednosti in b) metode dolnje vrednosti
Figure 7: Principal waveforms a) peak-current control and b) valley-current control

Predpostavimo unipolarno proženje stikal in pozitivno polariteto bremenskega toka. Za metodo vrhnje vrednosti (slika 6a) je značilno, da je vsakokratni vklop stikala (T_1) sinhroniziran z naraščajočo strmino signala OSC, ki hkrati določa stikalno frekvenco. Ko dejanski tok (i_{dej}) preseže želeno vrednost (i_{zel}), stikalo izklopi in tok začne upadati. Ponovni vklop stikala se izvede ob naslednji spremembi logičnega stanja signala OSC. Amplituda toka je sorazmerna vklopnemu razmerju D . Delovanje metode dolnje vrednosti (slika 6b) je podobno, le da se ob vsakokratnem spremembi logičnega stanja signala OSC izvede izklop stikala, ponovni vklop pa se izvede, ko dejanski tok pade pod želeno vrednost. Amplituda toka je v tem primeru sorazmerna izklopnemu razmerju stikala $D' = (1-D)$.

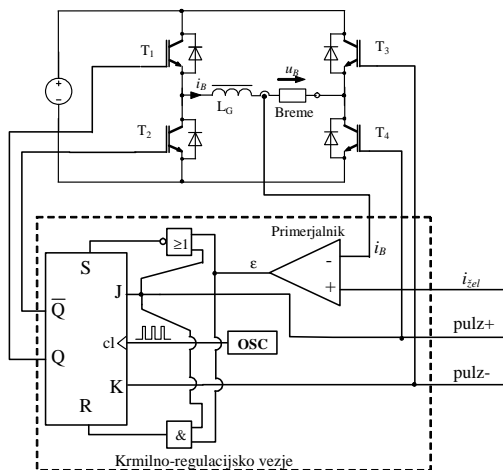
3.1 Krmilno – regulacijsko vezje

Kljub nekaterim prednostim unipolarnega krmiljenja mostiča pa ima ta način ob uporabi ene od zgoraj naštetih regulacijskih metod določene pomanjkljivosti. Iz delovanja krmilno-regulacijske metode je namreč razvidno, da moramo zagotoviti ločeno regulacijo pozitivnega in negativnega toka. Krmilno-regulacijsko vezje mora generirati dva neodvisna krmilna signala, od

katerih je posamezni signal aktiven zgolj v pozitivni oz. v negativni polperiodi izhodnega toka. Posledica tega je, da stikal v isti veji ne moremo krmiliti komplementarno. Zato se poveča kompleksnost krmilno-regulacijskega vezja.

Omenjena pomanjkljivost je bila odpravljena s predlaganim krmilno-regulacijskim vezjem, ki ga kaže slika 8. Vezje sestavljata regulator (primerjalnik), in PWM modulacijsko vezje. Le-to omogoča znotraj ene regulacijske sheme generiranje krmilnega signala bodisi po metodi vrhnje (pozitivna smer toka) bodisi po metodi dolnje vrednosti (negativna smer toka) [8]. Tako se kljub unipolarnemu krmiljenju mostiča izognevo generiranju dveh ločenih krmilnih signalov. Želena vrednost amplitude bremenskega toka se vzdržuje s preklapljanjem stikal v eni veji mostiča, medtem ko se s stikali v drugi veji zgolj definira smer toka skozi breme. Krmilno-regulacijsko vezje se v tem primeru dodatno poenostavi, ker je s tem omogočeno komplementarno proženje tranzistorjev v mostiču.

Osnovni princip delovanja tokovnega regulatorja je razviden s slike 8. Na vohodu je dvopoložajni regulator, kjer se dejanska vrednost toka (i_B) primerja z želeno vrednostjo (i_{zel}).



Slika 8: Princip delovanja krmilno-regulacijskega vezja
Figure 8: Current-control scheme – principal operation

Osrednji del vezja je JK-flip flop (PWM modulator), ki pretvori tokovni pogrešek (ϵ) v ustrezen PWM signal za proženje stikal mostiča. Frekvenco krmilnih pulzov določa OSC. Z zunanjima signaloma »pulz+« in »pulz-« se izbere režim obratovanja regulacijskega vezja. Stanje »pulz+« = 1 določa regulacijo toka po metodi vrhnje vrednosti, njegovo trajanje pa sovpada s trajanjem pozitivnega tokovnega impulza. Podobno velja za signal »pulz-« = 1, s katerim se izbere metoda dolnje vrednosti, aktiven pa je v času negativnega tokovnega impulza. Omenjena signala neposredno krmilita stikali za določanje smeri toka (T_3 in T_4).

Pri vzporedni vezavi N modulov se vezje N -krat ponovi. Iz znanih razlogov mora biti signal OSC v posameznih PWM modulatorjih ustrezno zakasjen.

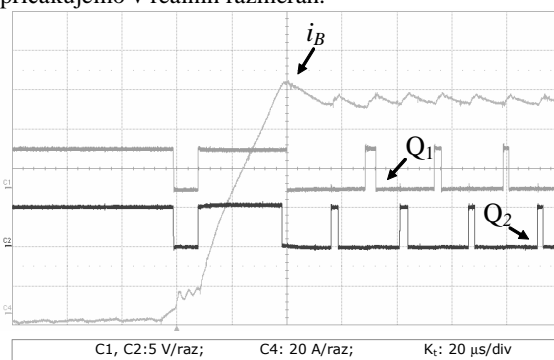
4 Eksperimentalni model impulzne enote in rezultati meritev

Za preizkus vpliva impulznega toka na nanašanje bakra pri izdelavi tiskanih vezij je bil zgrajen procesni vir, v katerem se nahajata dve enoti za generiranje impulznega toka – eksperimentalna modela. Delovanje teh dveh modelov je povsem neodvisno drug od drugega. Vsi predstavljeni rezultati so bili doseženi na obeh eksperimentalnih modelih, katerih nazivni podatki so:

$U_{DC} = 40 \text{ V}$	vhodna napetost
$U_{OUT,MAX} = 12 \text{ V}$	maksimalna izhodna napetost
$I_{FOR} = 200 \text{ A}$	pozitivni tokovni impulz
$I_{REV} = 600 \text{ A}$	negativni tokovni impulz (> 3ms)

Zahtevana amplituda tokovnih impulzov je bila dosežena z vzporedno vezavo osmih mostičnih pretvornikov, ki so funkcionalno razdeljeni v dve skupini – modula ($N=2$). Stikala za določanje smeri toka v obeh modulih ter istoležna stikala v posameznem modulu so prožena sočasno. Vsak modul ima svoje krmilno-regulacijsko vezje, ki sta z izjemo dvopoložajnega regulatorja v celoti realizirani s programirljivim vezjem (CPLD). Ta pristop olajša načrtovanje vezja in dodatno pripomore k njegovi preglednosti. V CPLD se generira tudi sinhronizacijski signal (OSC), s katerim se doseže ustrezen fazni zamik (180°) med krmilnimi signali iz posameznega krmilno-regulacijskega vezja. Stikalna frekvenca znaša 40 kHz.

Med preizkušanjem je bil model obremenjen z nizko-ohmskim bremenom ($\approx 20 \text{ m}\Omega$), kakršnega pričakujemo v realnih razmerah.

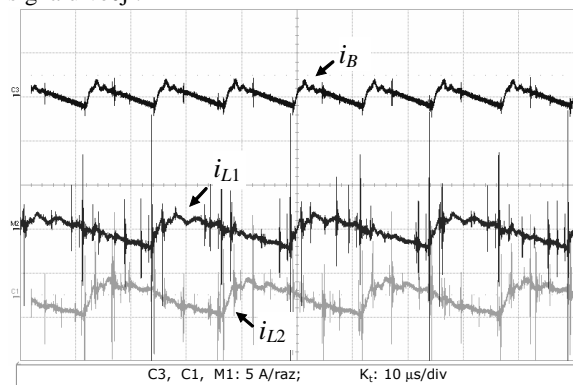


Slika 9: Krmilna signala za proženje posamezne skupine modulov in pripadajoč potek bremenskega toka
Figure 9. Phase-shifted PWM signals and load current

Slika 9 kaže porast bremenskega toka (i_B) in pripadajoča krmilna signala (Q_1, Q_2) na izhodu krmilno-regulacijskih vezij. Na izhodu programirljivega vezja se v trenutku nastopa tokovnega impulza postavi sinhronizacijski signal in na tako omogoči sočasen

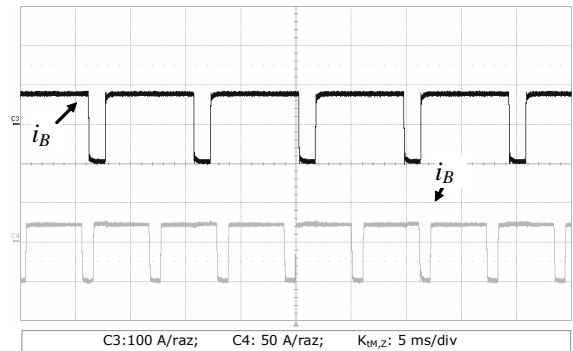
vklop stikal v obeh modulih (brez fazne zakasnitve). Tako ne pride do zakasnitve pri generiranju delnih tokov in strmina naraščanja toka je največja. Tok naraste od 0 do 100 A v zgolj 30 μ s. Po preteku prehodnega pojava se samodejno vzpostavi ustrezen fazni zamik med prožilnimi impulzi.

Slika 10 kaže potek bremenskega in delnih tokov v ustaljenem obratovanju. Opazno je zmanjšanje valovitosti skupnega toka, kar je posledica navidezno višje stikalne frekvence in »prepletenega« načina krmiljenja modulov. Meritev delnih tokov je opravljena na izhodu tokovnih merilnikov, zato je delež šuma v signalu večji.



Slika 10: Potek delnih tokov in skupnega – bremenskega toka
Figure 10. Load and partial phase-shifted current waveforms

Proces bakrenja tiskanih vezij napajata oba impulzna vira hkrati, pri tem pa ni nujno, da so parametri toka enega in drugega vira enaki. Primer asinhronega delovanje kaže slika 11 (različni amplitudni in časovni parametri bipolarnih bremenskih impulzov). Poleg tega obratovalnega režima omogoča procesni vir še sinhrono obratovanje (parametri bremenskih tokov so enaki in v fazi) in psevdosinhrono, ki se od sinhronega razlikuje v faznem zamiku bremenskega toka enega in drugega vira.



Slika 11: Asinhrono delovanje procesnega vira
Figure 11. Current source in an asynchronous mode

5 Sklep

V članku je predstavljena enota za generiranje tokovnih impulzov, ki je del procesnega vira za bakrenje tiskanih vezij. Predlagana je topologija pretvornika navzdol v mostični izvedbi, ki omogoča generiranje bipolarnih tokovnih impulzov. Utemeljena je smiselnost uporabljenega unipolarnega načina krmiljenja stikal v posameznih mostičih. Želena amplituda bremenskega toka je dosežena z vzporedno vezavo večjega števila mostičnih pretvornikov – modulov. Ker pa taka izvedba impulznega tokovnega vira ne omogoča dimenzioniranja gladilnih dušilk na način, ki bi zadostil zahtevi po majhni valovitosti toka, hkrati pa ne bi vplival na dinamiko tokovnih impulzov, je uporabljen koncept t. i. »prepletenega« krmiljenja posameznih mostičev. Predlagana je tudi regulacijska metoda, ki ohranja preprostost krmilno-regulacijskega vezja, kljub izbranemu unipolarnemu načinu proženja stikal v posameznem mostiču pri prepletenem krmiljenju modulov. Izmerjeni rezultati na eksperimentalnih modelih tokovnega vira potrjujejo pričakovanja, ki so bila navedena v prvem delu tega prispevka.

6 Literatura

- [1] J. C. Puipe, Theory and Practice of Pulse Plating, AESF, Orlando, Florida, 1987.
- [2] A. Leban, D. Vončina, Visokodinamični impulzni tokovni vir, *Elektrotehniški vestnik*, Vol. 70, No. 5, str. 279–284, 2003.
- [3] P. Xu, Multiphase Voltage Regulator Modules with Magnetic Integration to Power Microprocessors, Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2002.
- [4] J. Holtz, Pulsewidth modulation - A survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v 39, n 5, pp. 410-420, Oct. 1992.
- [5] T. Suntio, Analysis and modeling of peak-current-mode-controlled buck converter in DICM, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 48, no 1, pp 127-135, February, 2001.
- [6] T. Suntio, Analysis and Modeling of Peak-Current-Mode-Controlled Buck Converter in DICM, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 1, str. 127-134, 2001.
- [7] A. V. Anunciada, M. M. Silva, A New Current-Mode Control Process and Applications, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No. 4, str. 601-610, 1991.
- [8] A. Leban, P. Zajec, D. Vončina, J. Nastran, Tokovna PWM regulacijska metoda z možnostjo polnega izkrmiljenja močnostnega stikala, *Elektrotehniški vestnik*, Vol. 71, No. 3, str. 159-164, 2004.

Aleš Leban je diplomiral leta 1997, magistriral leta 2002, in leta 2005 doktoriral na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Na isti fakulteti je od leta 1999 zaposlen, najprej kot mladi raziskovalec, zdaj pa kot asistent za področje močnostne elektronike. Ukvarja se s problematiko generiranja impulznega toka za potrebe elektrokemijskega nanašanja kovin in polnjenja sekundarnih elektrokemijskih členov.

Daniel Vončina je diplomiral leta 1989, magistriral leta 1992 in doktoriral leta 1996 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani, kjer je od leta 2004 izredni profesor. Njegovo pedagoško in raziskovalno delo vključuje področja energetske elektronike, regulacijske tehnike, informacijske elektronike, materialov v elektrotehniko in področje gorivnih ter elektroliznih celic.