

Nastavljiv enosmerni visokonapetostni vir za preizkušanje močnostnih polprevodniških komponent

Henrik Lavrič, Rastko Fišer

Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Tržaška 25, 1000 Ljubljana, Slovenija
E-pošta: henrik.lavric@fe.uni-lj.si, rastko.fiser@fe.uni-lj.si

Povzetek: Predstavljeni visokonapetostni vir smo zasnovali za laboratorijske meritve karakteristik močnostnih komponent v reverzni smeri in v blokiranem stanju prevodne smeri. Merimo lahko tudi minimalni prožilni tok pri tiristorjih in triakih oz. minimalno krmilno napetost pri tranzistorjih MOSFET in IGBT v odvisnosti od napetosti na glavnih elektrodah. Vir je sestavljen iz visokonapetostnega stikalnega pretvornika, napetostnih in tokovnih merilnih sklopov ter v linearnem načinu delujočega galvansko ločenega tokovnega vira. Krmilne in merilne funkcije so izvedene s pomočjo 8-bitnega mikrokrmilnika Microchip 18F452. Stikalni pretvornik je zgrajen na podlagi transformatorja *flyback* za dvig napetosti s štirimi identičnimi sekundarnimi moduli, vezanimi v serijo. Transformatorji *flyback* smo zasnovali in izdelali s posebno pozornostjo na zmanjšanju njegove parazitne kapacitivnosti in stresane induktivnosti. Te parazitne komponente namreč povzročajo visokofrekvenčne oscilacije in naprej onemogočajo natančno nastavljanje izhodne napetosti vira. Predlagana rešitev za precizno nastavljanje izhodne napetosti je v upočasnjem vklopu stikalnega MOSFET, posledica tega pa je omejitev polnilnega toka parazitnih kapacitivnosti transformatorja.

Ključne besede: stikalni pretvornik *flyback* stikalni pretvornik, MOSFET, visokonapetostni transformator, visokofrekvenčne oscilacije, reverzni tok

1 UVOD

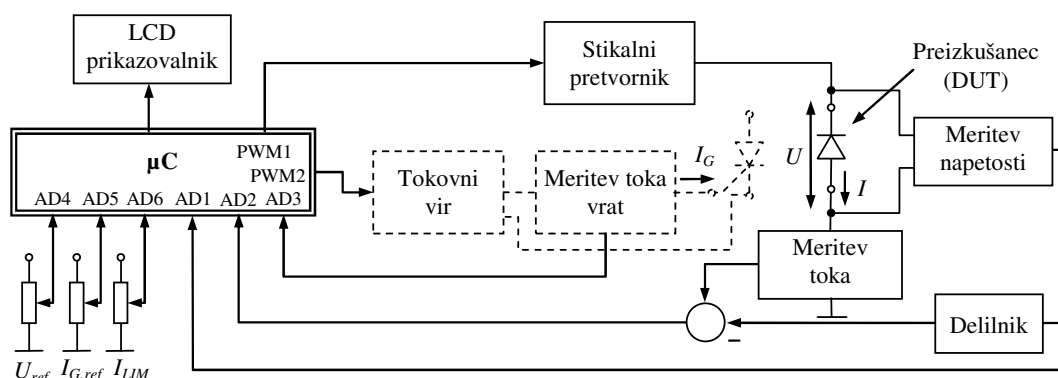
Za nove močnostne polprevodniške elemente po navadi privzamemo, da so ti brezhibni in ustrezajo karakteristikam iz podatkovnih pol. Ali je naše predvidevanje pravilno, je odvisno od ustrezne kakovosti proizvodnje in učinkovitosti izhodne kontrole proizvajalca. Če se o ustreznosti elementov želimo prepričati, pa moramo dobavljene elemente preizkusiti. To je še posebno priporočljivo takrat, ko gradimo naprave, od katerih pričakujemo visoko stopnjo zanesljivosti. To so npr. naprave za uporabo v medicini [1], vojaški in letalski tehniki itd. Poleg preizkušanja novih se pokaže potreba po testiranju že vgrajenih elementov pri servisiranju okvarjene naprave. Temeljni pogoj za uspešno testiranje je razpoložljivost ustrezne opreme. V prispevku je predstavljena zasnova prototipa laboratorijskega visokonapetostnega vira, ki je za razliko od impulznega bipolarnega vira [1] načrtovan za enosmerno izhodno napetost 2 kV in ima omejen izhodni tok na približno 2 mA. Predlagani koncept se lahko dokaj preprosto uporabi za vir z višjimi nazivnimi parametri.

2 ZASNOVA VISOKONAPETOSTNEGA VIRA

Za doseganje visoke izhodne napetosti sta najpomembnejša izbira in način izvedbe »močnostnega«

pretvornika. V starejši izvedbi laboratorijskega vira je uporabljen kaskadni pomnoževalnik napetosti z variakom na vhodu. Takšna izvedba je sicer preprosta, vendar je vir precej težak in neprimeren za digitalno krmiljenje. Tako je logična izbira stikalni pretvornik, ki ga je mogoče krmiliti z mikrokrmilnikom (μC) s PWM moduliranim digitalnim signalom.

Principialna blokovna shema napetostnega vira je na sliki 1. Za krmilno-merilne potrebe je uporabljen 8-bitni Microchipov mikrokrmilnik 18F452. Ima dva izhodna kanala PWM, ki smo ju inicializirali za 10-bitno resolucijo in posledično delujeta pri frekvenci 39 kHz. Od razpoložljivih osmih vhodnih kanalov 10-bitnega AD-modula jih je v aplikaciji zasedenih pet, trije za zajem merjenih količin in dva za zajem zelenih vrednosti. Prevodni stikalni pretvornik je krmiljen s prvim PWM-signalom, katerega vklopno razmerje ima gornjo mejo 0,5, trenutno vrednost pa se nastavlja s potenciometrom U_{ref} . Stikalni pretvornik napaja preizkušani polprevodniški element (DUT). Preizkušanemu elementu je vzporedno priključen sklop za diferencialno merjenje napetosti in serijsko sklop za meritev toka. Maksimalni tok skozi preizkušanece je mogoče limitirati na dopustno vrednost, ki jo za element najdemo v podatkovni poli, z vklopom limite in nastavitvijo potenciometra za I_{LIM} . Poleg navadnega visokonapetostnega preizkusa oziroma meritve karakteristike v zaporni smeri ali neprevodnem stanju



Slika 1: Blokovna shema visokonapetostnega vira

polprevodniških elementov lahko z virom direktno merimo tudi karakteristiko prožilnega toka vrat v odvisnosti od anodnih napetosti za tiristor ali triak. Za to funkcijo smo vir nadgradili z dodatnim galvansko ločenim tokovnim virom z nazivno vrednostjo izhodnega toka 100 mA. Vir je krmiljen z drugim PWM-kanalom. Njegovo vklopno razmerje je neomejeno in je določeno z nastavitvijo potenciometra na kanalu AD 5 ($I_{G,ref}$). Signal PWM je speljan prek optičnega sklopnika in potem prek nizkopasovnega filtra, da dobimo krmilno napetost za napetostno krmiljeni tokovni vir (slika 2). Ko vzporedno z vrati in emitorjem (ali izvorom) napetostno krmiljenih komponent večemo 100-ohmski upor R_B , lahko nastavljamo krmilno napetost na vratih do vrednosti 10 V. Tako lahko izmerimo pragove krmilnih napetosti vrat za tranzistorje MOSFET oz. IGBT. Trenutne vrednosti merjenih količin se izpisujejo na štirivrstičnem LCD-zaslonu. Poleg tega sta prikazani tudi trenutni vrednosti izkrmiljenja PWM-kanalov, ki krmilita stikalni pretvornik oziroma tokovni vir (slika 12).

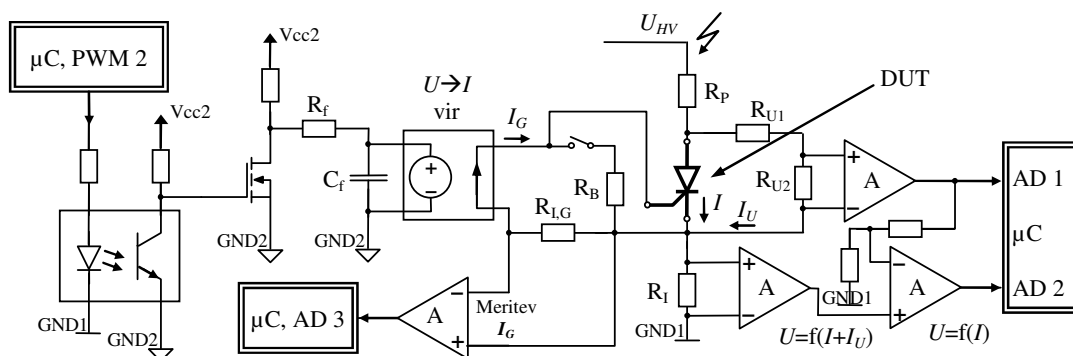
3 ZASNOVA MERILNIH PODSISTEMOV VISOKONAPETOSTNEGA VIRA

Merilni pretvorniki za vse tri količine so dimenzionirani tako, da imajo pri maksimalni vrednosti merjene količine na izhodu 5 V. To je namreč napetostni nivo

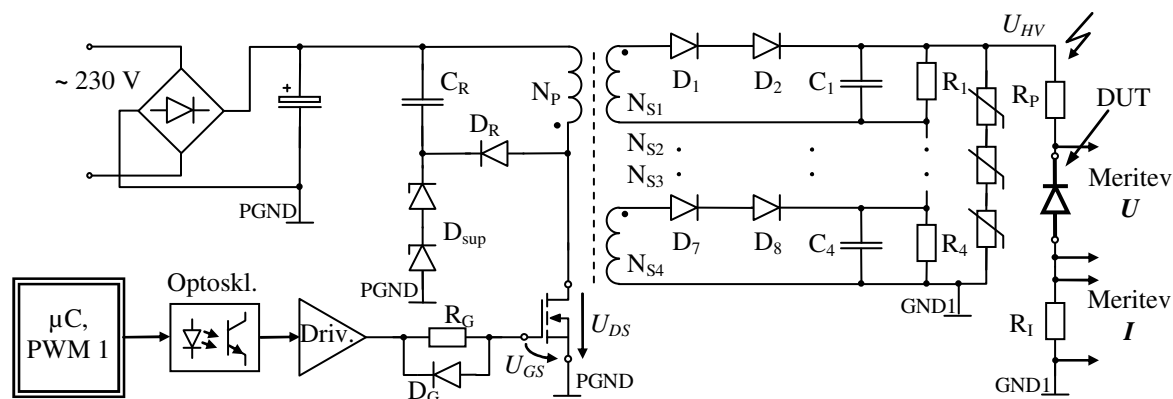
AD pretvornika v mikrokrmilniku. Meritev izhodne napetosti vira je izvedena z visokoohmskim napetostnim delilnikom R_{U1} , R_{U2} (slika 2), pri čemer je že sama izhodna napetost delilnika pri maksimalni izhodni napetosti enaka 5 V. Tudi pri obeh merjenjih tokov sta serijska upora (R_I , $R_{I,G}$) dimenzionirana na padec napetosti 5 V. Posledično je ojačenje instrumentacijskega ojačevalnika enako ena in motnje se dodatno ne ojačujejo. Pri meritvi toka skozi preizkušani element je posebnost to, da zaradi majhnega toka I , superponiranega toka I_U na merilnem uporu R_I , ki je posledica delilnika napetosti, ni mogoče zanemariti. Napetostnemu signalu, ki nosi informacijo o toku skozi merilni upor R_I , tako odštejemo ustrezno skaliran napetostni signal, ki vsebuje informacijo o napetosti na preskušnem elementu.

4 TOPOLOGIJA VISOKONAPETOSTNEGA PRETVORNIKA

Celotna topologija visokonapetostnega pretvornika je prikazana na sliki 3. Osrednji del prevodnega stikalnega pretvornika je feritni transformator [2] s štirimi sekundarnimi navitji. Modularno zasnovano topologije na sekundarni strani smo izbrali zato, da smo omilili zahteve za izolacijo v transformatorju in naprej lahko uporabili nižjenapetostne komponente kljub relativno visoki izhodni napetosti. Tako imamo štiri ločene



Slika 2: Topologija merilnih podsistemov visokonapetostnega vira



Slika 3: Topologija stikalnega pretvornika *flyback* z visokonapetostnim izhodom

usmernike s pripadajočimi filterjskimi kondenzatorji vezane zaporedno. Ko je vklopno razmerje PWM krmilnega signala stikalnega tranzistorja največje (0,5), je srednja vrednost usmerjene napetosti na posameznem modulu med 500 V in 800 V. Na nižji vrednosti je napetost tedaj, ko izhodne sponke vira kratkostičimo in le zaščitni upor R_p obremenjuje vir. Najvišja napetost bi nastala, če bi bil vir neobremenjen in brez zaščitnih varistorjev na izhodu. Slednji so bili dodani za zaščito sestavnih komponent vira z omejitvijo maksimalne napetosti in posledično zaščite merilnih AD-pretvornikov pred čezmerno preobremenitvijo. S tem pristopom lahko na sekundarni strani uporabimo cenene 1000 V, ultrahitre, najmanjše, močnostne (1 A) usmerniške diode. Ker lahko negativna napetost na sekundarju preseže maksimalno reverzno napetost ene diode, smo v serijo vezali dve diodi.

4.1 Princip natančnega nastavljanja napetosti

V prvi iteraciji gradnje vira smo *flyback* pretvornik uporabili zaradi preproste topologije na sekundarni strani. Pri testiranju prototipa se je pokazal problem nezmožnosti natančnega nastavljanja nižjih izhodnih napetosti. Praktično ni bilo mogoče nastaviti napetosti, nižjih od 1000 V. Zato smo začasno v vir vgradili in preskušali prevodni pretvornik [3, 4], vendar smo naleteli na še večje težave pri nastavljanju napetosti. Ko smo končno identificirali pravi vir težav, smo se osredotočili na iskanje optimalne topologije pretvornika za majhne moči. Znova smo prišli do topologije *flyback*, le da smo tokrat transformator konstruirali tako, da smo minimizirali njegove parazitne kapacitivnosti in stresane induktivnosti.

Ideja natančne nastavitve izhodne napetosti znotraj celotnega območja temelji na prenašanju natančno odmerjenih paketov energije iz vhodnega napajalnika na izhod pretvornika s pomočjo transformatorja *flyback*. Teoretično se ti paketi v času vklopa MOSFET prenesejo v transformator, ki pri topologiji *flyback* deluje tudi kot shramba energije. Z nastavljanjem temenske vrednosti toka primarja so natančno odmerjeni paketi energije, shranjeni v magnetnem polju jedra, enaki

$$W_m = \frac{1}{2} L I^2. \quad (1)$$

Po izklopu MOSFET se energija iz jedra prenese na sekundarno stran. Ko pretvornik le krmilimo, moramo za določen izhodni tok in napetost nastaviti pripadajoče vklopno razmerje. Če na izhodu pretvornika ni bremena, moramo za nastavitve želene vrednosti napetosti zagotoviti vzporeden tokokrog. V našem primeru ta poteka čez zaščitne upore od R_1 do R_4 (slika 3) in vzporedno čez upore napetostnega delilnika R_{U1} in R_{U2} (slika 2). Maksimalna izhodna napetost je po navadi limitirana z napetostnimi omejevalniki na primarju (D_{sup}) in v našem primeru še z varistorji na izhodu.

Opisani način natančnega prenosa energije bi bil mogoč le, če transformator ne bi imel parazitnih kapacitivnosti. V praksi si lahko le prizadevamo za njihovo zmanjšanje, ne moremo pa se jim izogniti. Posledično se prenos energije ne izvaja samo prek paketov, shranjenih v magnetnem jedru, ampak tudi prek paketov energije v parazitnih kapacitivnostih. Problem s temi paketi energije je, da se jih ne da odmerjati s pomočjo vklopne razmerja. Kondenzatorji se namreč nabijejo takoj po vklopu MOSFET. Te pakete energije lahko kontroliramo le z omejevanjem hitrosti polnjenja, ko limitiramo polnilni tok. Dodatni upor v seriji s primarjem ni rešitev, ker bi pri večjih obremenitvah pretvornika povzročal čezmerne izgube. Optimalna rešitev je v zmanjšanju hitrosti vklopa MOSFET. Če pri vklopu MOSFET optimiziramo čas prehoda skozi linearno območje, izkoristka bistveno ne poslabšamo. Magnetilni tok jedra namreč ne naraste veliko, ko smo med vklopom z MOSFET že prešli linearno območje delovanja. Po drugi strani pa smo močno zadržali visokofrekvenčne oscilacije. Hitrost vklopa MOSFET zmanjšamo z uporabo R_G v seriji z vrati (slika 3), ki ima okoli 100-krat večjo upornost, kot je to pri stikalnih aplikacijah običajno.

4.2 VF nadomestno vezje transformatorja

Običajnemu nadomestnemu vezju transformatorja z dvema navitjema moramo dodati parazitne kapacitivnosti, da dobimo model z zadovoljivim

obnašanjem pri visoki napetosti in visoki frekvenci. Takšno poenostavljeno nadomestno vezje je na sliki 4a [5]. Upori za ponazoritev upornosti navitij, vrtničnih tokov in histereznih izgub so opuščeni [6, 7]. Kondenzatorja C_1 in C_2 ponazarjata lastne kapacitivnosti primarnega in sekundarnega navitja. Kondenzator C_{12} ponazarja kapacitivnost med navitjema transformatorja, ki ima prestavno razmerje n . Za lažje razumevanje oscilacij so elementi nadomestnega vezja transformirani na primarno stran (slika 4b). Vrednosti transformiranih elementov določimo z:

$$C_1' = C_1 + (1-n) \cdot C_{12} \quad (2)$$

$$C_{12}' = n \cdot C_{12} \quad (3)$$

$$C_2' = n^2 C_2 + n(n-1)C_{12} \quad (4)$$

$$L_{\sigma 2}' = \frac{1}{n^2} \cdot L_{\sigma 2} \quad (5)$$

Ker je kapacitivnost med navitji C_{12} zanemarljiva in stresana induktivnost $L_{\sigma 2}'$ majhna v primerjavi z glavno induktivnostjo L_m , nadomestno vezje še naprej poenostavimo

$$L_{\sigma} = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}' \quad (6)$$

$$C_s = C_1' + C_2' \quad (7)$$

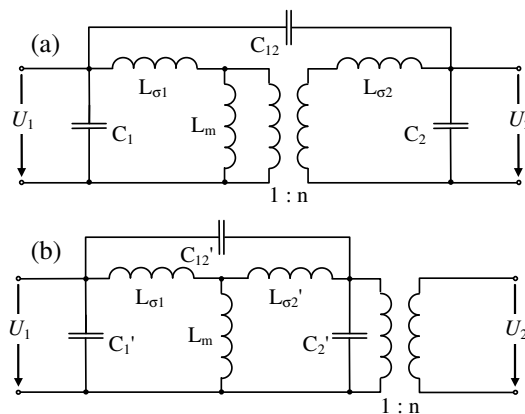
in dobimo le eno – celotno parazitno kapacitivnost C_s vzporedno in eno stresano induktivnost L_{σ} vezano v seriji na vходу transformatorja. Tako dobimo resonančni krog, katerega posledica so oscilacije primarnega toka transformatorja. Resonančna frekvenca je odvisna od stresanih induktivnosti in parazitnih kapacitivnosti

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\sigma}C_s}} \quad (8)$$

Če teh oscilacij ne zadržimo, povzročajo dodatne izgube in so hkrati vir elektromagnetnih motenj. V kombinaciji s parazitno kapacitivnostjo C_s in glavno induktivnostjo L_m je ustvarjen še en sistem za medsebojno izmenjavo energije, ki postane aktiven v določenem delu stikalne periode [5].

4.3 Optimiziranje transformatorja flyback

Pri obravnavani aplikaciji potrebujemo optimalno zasnovan visokonapetosten, visokofrekvenčen transformator, če želimo nastavljanje izhodno napetost znotraj celotnega predvidenega območja s pomočjo krmilnega principa PWM. Snovanje in gradnja takega transformatorja s strani nekoga, ki nima vpogleda v predstavljeno problematiko in ima izkušnje le z navadnimi transformatorji za pretvorbo navzdol, je pristop po metodi poskusov in napak. In tako je bilo v našem primeru. Eksperimentalno delo smo začeli s topologijo pretvornika *flyback*, ki smo jo zaradi omenjenih težav hitro preuredili v ne optimalno delujočo prevodno topologijo. Ko smo v predhodno že sprejemljivo delujoče vezje vstavili nov transformator, se je delovanje vezja še poslabšalo. Ta transformator je bil zasnovan za prevodno topologijo in je posledično



Slika 4: Nadomestno vezje transformatorja z dvema navitjema (a) in z elementi, transformiranimi na primarno stran (b)

imel veliko ovojev in veliko prestavno razmerje. Izkušnja nas je vodila k sklepanju, da je problem zaradi kapacitivnega sklopa med primarnim in sekundarnim navitjem. Naredili smo nov transformator z U-jedrom, ki je omogočilo prostorsko razmaknitev navitij primarja in sekundarja. Zopet se je rešitev izkazala za slabo, ker so nastale oscilacije relativno nizke frekvence. Po vsem tem smo se lotili temeljitejše študije problema, da smo lahko zasnovo transformatorja prilagodili specifičnim potrebam. V končni različici smo zgradili dva podobna transformatorja z enakimi konstrukcijskimi parametri, le da smo v enega vstavili elektrostatični zaslon med primarno in sekundarno navitja. Transformator brez elektrostatičnega zaslona je bil v našem primeru boljši, ker smo z njegovo uporabo lažje nastavljali nižje izhodne napetosti.

Glavno vodilo pri zasnovi končne verzije transformatorja je bilo zmanjšanje parazitnih kapacitivnosti in stresanih induktivnosti. Najučinkovitejši ukrep za zadovoljitev te potrebe smo tako rekoč izvajali že prej, zaradi drugih namenov. Toda, če je ukrep pravilno izveden, močno zmanjša prispevek lastne kapacitivnosti sekundarja k celotni parazitni kapacitivnosti. Tako tedaj, ko sekundarno navitje transformatorja s prestavnim razmerjem ovojev n razdelimo v štiri ločena navitja s prestavnim razmerjem posameznega navitja $n/4$, lahko pričakujemo manjšo lastno kapacitivnost. Če predpostavimo linearno odvisnost (le-ta se seveda spreminja glede na razporeditev ovojev [8, 9]), je kapacitivnost posameznega ločenega navitja četrtnina kapacitivnosti nerazdeljenega navitja

$$C_{2w1/4} = \frac{1}{4} C_2 \quad (9)$$

Naprej, če ponovno zanemarimo kapacitivnost med navitji C_{12} , je lastna kapacitivnost vseh štirih sekundarnih navitij transformirana na primarno stran

$$C_{2w4/4}' = 4 \cdot C_{2w1/4}' = 4 \cdot \left(\frac{n}{4}\right)^2 \cdot \frac{1}{4} C_2 = \frac{n^2}{16} \cdot C_2 \quad (10)$$

Da bi v čim večji meri sledili dognanjam, smo izbrali feritno jedro v obliki U, ker ima široko okno. Transformator smo zasnovali brez zračne reže, ker smo

tako dosegli želeno induktivnost z najmanjšim številom primarnih ovojev. Napajalni vir pretvornika ima visoko napetost, ker se tako zniža prestavno razmerje transformatorja. Posledično smo lahko posamezno navitje navili le v eni plasti. Pri tem smo presek žice le malo zmanjšali od priporočljivega, glede na tokovo gostoto. Vsa sekundarna navitja smo navili v isti smeri, ker smo s tem zmanjšali kapacitivnosti med navitji [8, 10]. Navitja preizkušane transformatorja z elektrostatičnim zaslonom imajo večji zunanji premer zaradi dodatne bakrene folije in izolacije. Posledično so večje stresane induktivnosti. Toda glavna slabost tega transformatorja je zvišanje celotne parazitne kapacitivnosti zaradi prisotnosti kapacitivnosti med navitji in zaslonom.

5 EKSPERIMENTALNI REZULTATI

V nadaljevanju prikazani eksperimentalni rezultati ponazarjajo princip delovanja stikalnega pretvornika, zmogljivost prototipnega vira in kažejo nekaj izmerjenih karakteristik preizkušenih polprevodniških komponent.

5.1 Prikaz delovanja stikalnega pretvornika

Fotografija na sliki 5 kaže končno verzijo transformatorja *flyback* z U-jedrom dimenzij: $w = 44 \text{ mm}$, $h(1/2) = 37 \text{ mm}$, $A = 150 \text{ mm}^2$, $A_L = 3 \text{ } \mu\text{H}$. Število ovojev primarnega navitja je 115, sekundarnih pa 193, 189, 185 in 178.

Oscilogrami na slikah 6, 7 in 8 kažejo potek napetosti U_{S4} na sekundarju S4, napetost med ponorom in izvorom U_{DS} ter napetost med vrati in izvorom U_{GS} stikalnega MOSFET (slika 3) in potek primarnega toka I_p pri različnih obratovalnih stanjih stikalnega pretvornika. Poteki na sliki 6 so bili posneti pri vklopnem razmerju $D = 50 \%$, ko je bilo na vir priključeno breme s porabo $1,4 \text{ mA}$ pri 1320 V . Izmerjena napetost neposredno na izhodu stikalnega pretvornika U_{HV} , to je pred zaščitnim uporom R_p , je bila 2120 V . V toku primarja I_p takoj po vklopu MOSFET nastopi konica, ki polni parazitne kapacitivnosti, drugi, linearno naraščajoči del toka pa v feritno jedro transformatorja *flyback* kopiči magnetno energijo.

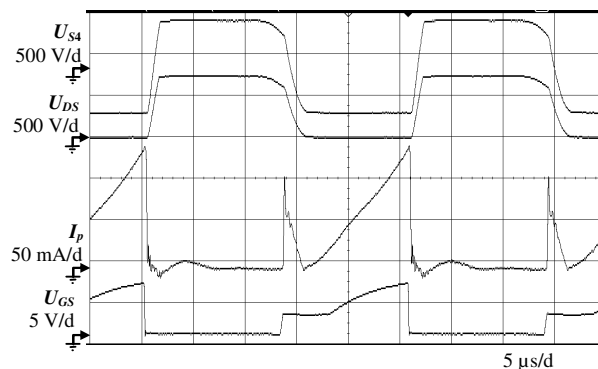
Poteki na slikah 7 in 8 so bili posneti pri enakem vklopnem razmerju $D = 3,3 \%$ in brez priključenega bremena na izhodnih sponkah za ponazoritev razlike med normalnim in upočasnjem vklopom stikalnega MOSFET. Slika 7 kaže poteke pri upočasnjem vklopu. Rešitev z upočasnjem vklopom predlagamo za zmanjšanje polnilnega toka parazitnih kapacitivnosti transformatorja, s čimer omogočimo natančno nastavljanje izhodne napetosti vira. »Nizkofrekvenčne« oscilacije, ki jih opazimo na napetostnih potekih, so posledica energijske izmenjave med parazitno kapacitivnostjo transformatorja in njegovo glavno induktivnostjo. Pri normalnem vklopu MOSFET so opazne visokofrekvenčne oscilacije (slika 8) s frekvenco okoli 5 MHz . Konica toka doseže okoli $1,5 \text{ A}$, medtem ko je konica pri upočasnjem vklopu manj kot $0,1 \text{ A}$.



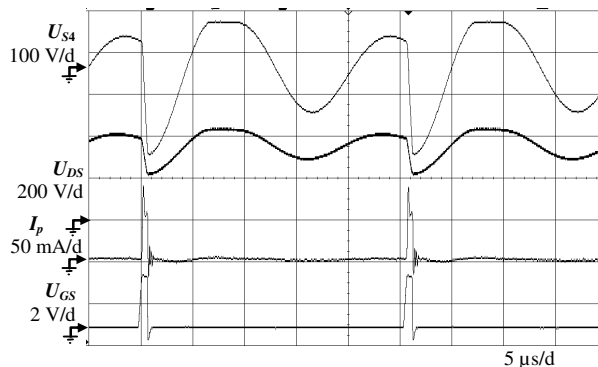
Slika 5: Fotografija za aplikacijo specifično zasnovanega transformatorja *flyback*

Pri slednjem je izhodna napetost vira 420 V , pri normalnem vklopu pa 1550 V .

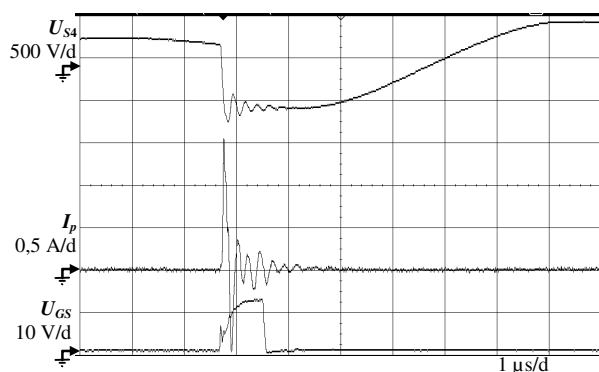
Na sliki 9 je prikazana odvisnost izhodne napetosti od vklopnega razmerja za normalen vklop - 1 in upočasnen vklop stikalnega MOSFET. Pri slednjem je prikazan potek napetosti brez - 3 in z zaščitnimi varistorji - 2 na izhodu ter dodatno še tok skozi varistorje - 4. Nezmožnost nastavljanja nižje izhodne napetosti pri normalnem vklopu je očitna. Diagrama izhodnega toka vira in napetosti na izhodu stikalnega pretvornika sta na sliki 10. Izmerjena sta pri kratkem stiku izhodnih sponk. Maksimalna izhodna moč pretvornika je 7 W .



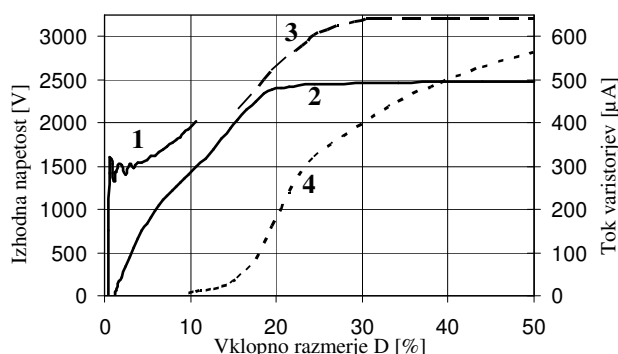
Slika 6: Poteki napetosti in toka obremenjenega vira, $D = 50 \%$



Slika 7: Poteki napetosti in toka neobremenjenega vira ob upočasnjem vklopu MOSFET, $D = 3,3 \%$



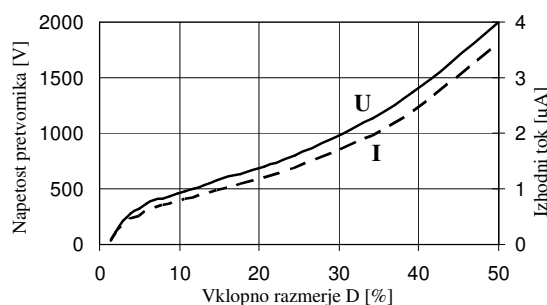
Slika 8: Poteki napetosti in toka neobremenjenega vira ob normalnem vklopu MOSFET, $D = 3,3 \%$



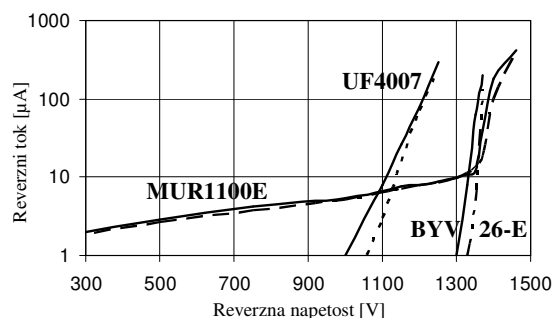
Slika 9: Odvisnost izhodne napetosti vira od vklopnega razmerja: 1 - normalen vklop MOSFET, 2/3-upočasnjene vklop z/brez zaščitnih varistorjev in 4-tok skozi varistorje

5.2 Testi močnostnih polprevodniških komponent

Slika 11 kaže reverzne toke treh tipov 1000 V/1 A ultrahitrih stikalnih diod (UF4007, BYV26-E in MUR1100E), ki smo jih izmerili s prototipnim virom. Za merjenje toka z resolucijo, večjo od $2 \mu\text{A}$, smo morali uporabiti zunanji μA m. Prikazane so meritve za dva primerka posameznega tipa. Prva dva tipa diod se obnašata običajno, medtem ko se diode MUR1100E v reverzni smeri do $1,3 \text{ kV}$ obnašajo kot visokoohmski upori. Za usmerjanje pri stikalnem pretvorniku smo uporabili dve diodi MUR1100E, vezani zaporedno. Zaradi specifične karakteristike ni treba k vsaki diodi vzporedno dodajati uporov za izenačevanje napetosti.



Slika 10: Izhodni tok vira in napetost na izhodu stikalnega pretvornika pri kratkostičenih izhodnih sponkah vira



Slika 11: Reverzni tok v odvisnosti od reverzne napetosti za podobne (1000 V/1 A) ultrahitne diode

Drugi primer uporabe visokonapetostnega vira je preskus tiristorja TYN608. Njegovi nazivni podatki so: $I_{T,av} = 5 \text{ A}$, $U_{DRM} = U_{RRM} = 600 \text{ V}$, $I_{DRM} = I_{RRM} = 5 \mu\text{A}$ pri 25°C in I_{GT} med 2 mA in 15 mA . Izmerjena vrednost I_D in I_R pri U_D oz. $U_R = 1100 \text{ V}$ je bila le $1,2 \mu\text{A}$ in pri $U_R = 1140 \text{ V}$ je bila $I_R = 200 \mu\text{A}$. Izmerjeni minimalni tok vrat, ki povzroči, da se napetost na tiristorju v blokirni smeri začne sesedati in skozi tiristor začne teči tok, je v tabeli 1 podan za tri napetosti.

Tabela 1: Izmerjeni minimalni prožilni tok vrat v odvisnosti od blokirne napetosti za tiristor TYN608

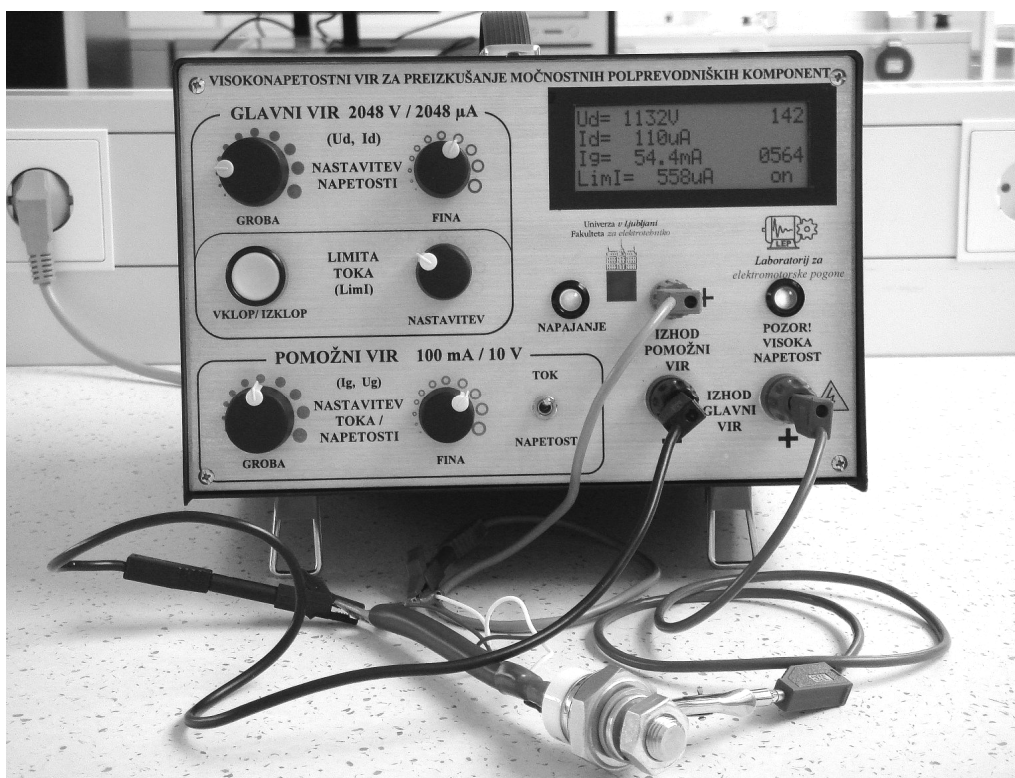
$U_D [\text{V}]$	300	600	1100
$I_{GT,min} [\text{mA}]$	4,4	4,2	3,9

Fotografija laboratorijskega prototipa enosmerne visokonapetostnega vira je na sliki 12. Levo zgoraj sta gumba za grobo in fino nastavitve izhodne napetosti, pod njima sta tipka za vklop/izklop in gumb za nastavitve tokove limite glavnega vira. Levo spodaj sta gumba za nastavljanje toka pomožnega vira in stikalo za prekllop med tokovnim oz. napetostnim načinom delovanja pomožnega vira. Na desni strani so pod LCD-prikazovalnikom priključne sponke in signalni lučki za vključeno napajanje in prisotnost visoke napetosti.

6 SKLEP

Predstavljeni visokonapetostni vir je odličen pripomoček za laboratorijske potrebe in didaktične namene. Z njim lahko izmerimo reverzne toke diod in tiristorjev. Slednjim in triakom lahko izmerimo tudi toke v prevodnih smereh v blokirnem stanju. S pomočjo dodatnega tokovnega vira lahko za statične razmere poiščemo tudi odvisnost minimalnega prožilnega toka od nastavljene napetosti na glavnih elektrodah tiristorja ali triaka.

Za močnostni stikalni pretvornik smo uporabili topologijo *flyback* s posebej za to aplikacijo zasnovanim visokonapetostnim transformatorjem. Predstavili smo optimiziranje zasnove za doseganje minimalnih parazitnih kapacitivnosti in stresanih induktivnosti transformatorja. Tako zgrajen transformator in upočasnjene vklop stikalnega MOSFET sta poglavitna dejavnika, ki omogočata natančno nastavljanje izhodne napetosti vira in njegovo zanesljivo delovanje.



Slika 12: Fotografija laboratorijskega prototipa enosmernega visokonapetostnega vira med preizkušanjem tiristorja

LITERATURA

- [1] M. Petkovšek, P. Zajec, J. Nastran, D. Vončina, Visokonapetostni impulzni vir za in vivo elektropermeabilizacijo celične membrane El. vestnik, vol. 71, no. 1-2, pp. 21-26, 2004.
- [2] A. V. Bossche and V. C. Valchev, Inductors and Transformers for Power Electronics, Taylor & Francis, 2005.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins: Power Electronics; Converters, Applications, and Design, 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [4] S. Ang and A. Oliva, Power-Switching Converters, 2nd ed., Taylor & Francis, 2005.
- [5] S.-K. Chung, Transient characteristics of high-voltage flyback transformer operating in discontinuous conduction mode, IEE Proc. - Electric Power Applications, vol. 151, no. 5, Sept. 2004, pp. 628-634.
- [6] Hai Yan Lu; Jian Guo Zhu and S.Y.R. Hui, Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, no. 5, Sept. 2003, pp. 1105-1112.
- [7] B. Cogitore, J.-P. Keradec and J. Barbaroux, The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit, IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol. 43, no. 2, Apr 1994, pp.364-371.
- [8] L. Dalessandro, F. da Silveira Cavalcante and J.W. Kolar, Self-Capacitance of High-Voltage Transformers, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 22, no. 5, Sept. 2007, pp.2081-2092.
- [9] E. Laboure, F. Costa and F. Forest, Current measurement in static converters and realization of a high frequency passive current

probe (50 A-300 MHz), Fifth European Conf. on Power Electronics and Applications, vol. 4, 1993, pp.478-483.

- [10] F. Blache, J.-P. Keradec, and B. Cogitore, Stray capacitances of two winding transformers: equivalent circuit, measurements, calculation and lowering, Conf. Record of the 1994 IEEE Industry Applic. Society Annual Meeting, vol. 2, 1994, pp.1211-1217.

Henrik Lavrič je diplomiral leta 1997, magistriral leta 2001 in doktoriral leta 2004 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Zdaj je zaposlen na isti ustanovi kot asistent v Laboratoriju za elektromotorske pogone. Področje njegovega raziskovalnega dela so načrtovanje in optimizacija elektromotorskih pogonov, linearni in hibridni ojačevalniki, močnostni pretvorniki in specialni merilni pretvorniki za zahtevna industrijska okolja.

Rastko Fišer je diplomiral leta 1984, magistriral 1989. in doktoriral 1998. na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani, kjer je tudi zaposlen kot izredni profesor. Predava predmete s področja električnih pogonov in močnostne elektronike ter je predstojnik Laboratorija za elektromotorske pogone. Leta 1999 je za doktorsko disertacijo prejel nagrado dr. Vratislava Bedjaniča. Njegovo raziskovalno delo je povezano z modeliranjem rotacijskih in linearnih električnih motorjev, načrtovanjem elektromotorskih pogonov ter novimi pristopi na področju nadzora stanja in diagnostike rotacijskih strojev. Rastko Fišer je član več združenj IEEE in SLOSIM.