



PROJEKTOVANJE PREKIDAČKOG REGULATORA BOOST KONFIGURACIJE NAMENJENOG NAPAJANJU PRENOSNIH RAČUNARA U AUTOMOBILIMA

Ranko Đaković, Damir Krklješ, Kalman Babković
University of Novi Sad, Faculty of Technical Sciences, Novi Sad, S&M

Sadržaj: *Savremeni način života zahteva da imamo uz sebe računar u svakom trenutku i na svakom mestu. Autonomija prenosnih računara je još uvek najviše nekoliko sati. Zbog toga postoji velika potreba za napajanjem i punjenjem prenosnog računara u automobilu. U ovom radu prikazano je projektovanje prekidačkog regulatora boost topologije sa integrisanim kolom novije generacije MAX 668 (current mode PWM step-up controller). Regulator ima sledeće karakteristike: opseg ulaznog napona od 11 do 14V; izlazni napon podešljiv u opsegu od 14 do 17V, maksimalna izlazna struja 3,5A.*

Ključne reči: *Prekidački izvor napajanja /boost konvertor /*

1 UVOD

Personalni prenosni računari postali su sastavni deo života poslovnih ljudi, ali još uvek nisu u potpunosti odgovorili svojoj nameni. Razlog leži u činjenici da savremeni akumulatori koji se primenjuju za napajanje prenosivih računara obezbeđuju autonomiju rada kraću od trajanja radnog vremena čoveka. U situacijama kada je potrebno intenzivno raditi na računaru u toku radnog vremena, to može biti veliki problem. Mrežno napajanje, ako je pristupačno, često se koristi kada se akumulator isprazni ali je u ovakvim situacijama punjenje akumulatora najčešće nepotpuno. Nepotpuno punjenje akumulatora smanjuje njihov radni vek. Poslovni čovek koji koristi prenosni računar u najvećem broju slučajeva koristi sopstveno prevozno sredstvo (automobil) za obavljanje poslovnih aktivnosti. Mogućnost dopunjavanja akumulatora prenosnog računara u automobilu stoga postaje atraktivna opcija za ovu ciljnu grupu. Napon automobilskog akumulatora od 12V nedovoljan je za direktno napajanje prenosnog računara. Potrebno je izvršiti njegovu konverziju na više. Dva su pristupa realizaciji. Prvi je konverzija u naizmenični napon korišćenjem DC-AC pretvarača (inverter). Drugi je direktna DC-DC konverzija. Prvi pristup obezbeđuje univerzalnost jer se savki prenosni računar može priključiti na pretvarač. Loša strana ovakve realizacije je manja efikasnost. Ona nastaje zbog gubitaka u inverteru i

zatim u adapteru samog prenosnog računara. Drugi pristup obezbeđuje visoku efikasnost. Široka lepeza različitih tipova konektora za priključivanje napajanja na različite prenosne računare iziskuje da ova realizacija (konačni proizvod) poseduje mnogobrojne konektore i to je loša strana ovog rešenja.

U opštem trendu racionalnog trošenja energije i povećanja efikasnosti energetske pretvarača, drugi pristup (direktna DC-DC konverzija) predstavlja bolje rešenje.

U ovom radu predstavljena je početna realizacija DC-DC pretvarača "boost" topologije realizovana kontrolerom MAX668. U radu je, pored projektovanja pretvarača i kratkog opisa kontrolera MAX668, kroz eksperimentalne rezultate prikazan rad pretvarača i ukazano na probleme i razloge zbog kojih nastaju.

2 IZBOR KONTROLERA

Postoji mnogo firmi koje prave kontrolere za DC-DC pretvarače i mnogo različitih vrsta u ponudi svakog proizvođača. Kontroleri su podeljeni po osnovnim kategorijama u odnosu na topologije pretvarača za koje su namenjeni. Postoji velika grupa univerzalnih kontrolera, ali i kontrolera koji su isključivo namenjeni za određenu topologiju ili grupu srodnih topologija. Zatim, postoje monolitni kontroleri sa ugrađenom snažnom prekidačkom komponentom i kontroleri koji obezbeđuju samo pobudu za prekidačku komponentu. Nadalje se kontroleri razlikuju po raznim kriterijumima, od kojih su najznačajniji: opseg ulaznog napona, opseg izlaznog napona, strujne mogućnosti, disipacija energije (posebno kod monolitnih), efikasnost, unutrašnja potrošnja, opseg radne frekvencije, podešljivost frekvencije, prekostrujna i prenaponska zaštita itd.

S obzirom da je vrednost ulaznog napona u granicama od 12V do 14V (napon automobilskog akumulatora) i da je željeni izlazni napon podešljiv u granicama od 14V do 17V (gornja granica se može povećati jer postoji trend porasta ulaznog napajanja prenosnih računara), pri čemu nije potrebna galvanska izolacija, logičan izbor je topologija podizачa napona (boost konvertor). Opređen je da se koristi kontroler

namenjen ovoj topologiji (ili grupi srodnih: boost, flyback, SEPIC) jer su optimizovani za rad za datu konfiguraciju u odnosu na univerzalne kontrolere i obezbeđuju jednostavnu implementaciju zaštitnih funkcija (prekostrujna, prenaponska...). Za ovu topologiju radi lakše stabilizacije, bržeg odziva i inherentne prekostrujne zaštite [2] bolje je koristiti kontrolere koji imaju povratnu spregu i po struji (*current mode PWM*). Kod novijih generacija takvih PWM kontrolera, radi povećanja energetske efikasnosti, naponski nivo praga za detekciju maksimalne struje je vrlo nizak (50-100mV). To je vrlo značajno pri malim ulaznim naponima.

U konkretnom slučaju odabran je kontroler novije generacije proizvođača "MAXIM" koji poseduje neke napredne i nove funkcije.

2.1 Kratak opis odabranog kontrolera

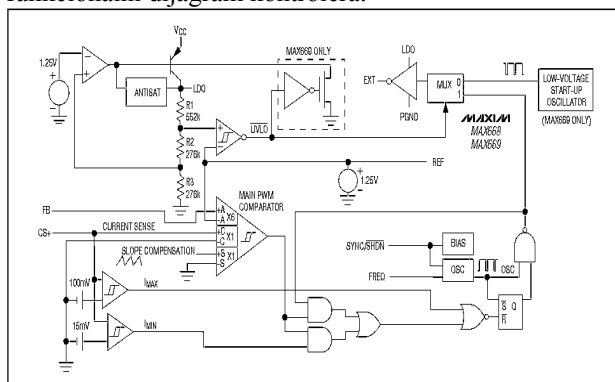
MAX668 [1], strujni tip (*current mode*) PWM kontrolera sa konstantnom frekvencijom, namenjen je realizaciji topologija: step-up, SEPIC, flyback, i topologijama sa izolovanim izlazom. Za izlazne snage veće od 20W i više može se postići efikasnost konverzije preko 90%. Realizovan je u BiCMOS tehnologiji koju karakteriše mala potrošnja (220µA).

Radna frekvencija je podešljiva u opsegu 100kHz do 500kHz. Kolo je podesno za „soft“ start. Ima i SYNC ulaz koji omogućava priključenje spoljašnjeg takta.

Efikasnost konverzije povećana je korišćenjem „current-sense“ naponskog ulaza niskog praga (100mV) maksimalne struje. Maxim-ovom patentiranom „Idle Mode™“ kontrolnom šemom omogućena je veća efikasnost pri malom opterećenju izlaza.

MAX668 treba da radi sa ulaznim naponom višim od 3V. Gornja granica napona zavisi od načina na koji se napaja kontroler (konfiguracije napajanja). Konfiguracija napajanja može biti „bootstrap“ (kontroler se napaja sa izlaza) ili „non-bootstrap“ (kontroler se napaja preko ulaznog napajanja ili drugog izvora). U „bootstrap“ konfiguraciji izlazni napon ograničen je na 28V, dok u drugom slučaju nema ograničenja.

Višulazni komparator (novina u načinu procesiranja signala), koji istovremeno procesira izlazni signal greške, „current-sense“ signal i rampu za kompenzaciju strmine promene struje kalema, trebalo bi da poseduje znatno bolje karakteristike, prema tvrdnjama proizvođača, u odnosu na rešenja koja koriste konvencionalni pojačavač greške u povratnoj petlji. Na slici 1. prikazan je funkcionalni dijagram kontrolera.



Sl. 1. MAX668 Funkcionalni dijagram

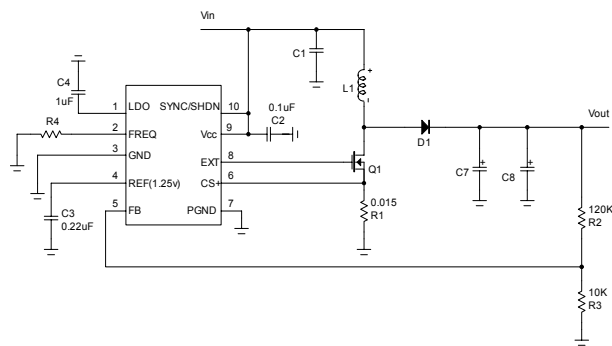
Glavni PWM komparator je direktno sumirajući (*direct summing*), bez konvencionalnog pojačavača greške. Ta konfiguracija, prema proizvođaču, omogućuje idealnu kontrolu izlaznog napona u svakom ciklusu jer nema konvencionalnog pojačavača greške u povratnoj petlji koji unosi pomeraj u fazi signala greške.

Kontroler je "current-mode PWM" tipa kod kojeg povratna petlja reguliše vršnu struju kalema u zavisnosti od signala greške.

Pri veoma maloj izlaznoj struji kontroler ulazi u tzv. "Idle Mode". U ovom modu, prekidački impulsi se generišu samo koliko je potrebno za održavanje napona na izlazu, a radna struja je minimizovana da se obezbedi najveća efikasnost.

3 PROJEKTOVANJE KOLA

Na slici 2. prikazana je osnovna šema regulatora koji je realizovan. Uzete su sledeće vrednosti za proračun: $V_{INMIN}=11V$, $V_{INMAX}=14V$, $I_{OUTMAX}=3,5A$, $V_{OUT}=16V$.



Sl. 2. Osnovna šema regulatora

3.1 Podešavanje radne frekvencije

Radna frekvencija se može podešavati u opsegu od 100kHz do 500kHz jednim spoljašnjim otpornikom. Izbor ove frekvencije zavisi od više faktora:

1. Uticaj šuma, posebno u RF aplikacijama.
2. Izborom više frekvencije smanjuju se vrednosti i gabariti pasivnih komponenti (kalema i kondenzatora).
3. Povećanjem frekvencije potrošnja energije se povećava. (sopstvena potrošnja, potrošnja u kolu pobude prekidača i dinamička potrošnja u prekidaču rastu)

Frekvencija oscilatora se podešava izborom vrednosti otpornika, R_{OSC} .

$$R_{OSC} = \frac{5 \cdot 10^{10}}{f_{OSC}} \quad (1)$$

U konkretnom slučaju, odabrana je frekvencija od 200kHz, kao kompromis između prekidačkih mogućnosti upotrebljenog mosfeta i minimizacije vrednosti pasivnih komponenti.

3.2 Podešavanje naponske povratne sprege

Izlazni napon se podešava pomoću dva spoljašnja otpornika (R_2 i R_3) koji formiraju naponsku povratnu spregu. Vrednost otpornika R_3 se slobodno bira (proizvođač preporučuje opseg od 10kΩ do 1MΩ). Na osnovu izabrane vrednosti za R_3 i (2) izračunava se R_2 .

$$R_2 = R_3 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right). \quad (2)$$

U (2) V_{REF} je referentni napon koji obezbeđuje kontroler i iznosi 1.25V. Za R_3 smo odabrali 10k Ω , pa je $R_2=118k\Omega$ (tj. 120 k Ω standardna vrednost), što daje $V_{OUT}=16,25V$.

3.3 Određivanje induktivnosti kalema

Za većinu realizacija boost topologija korišćenjem MAX668, vrednost idealne induktivnosti (L_{IDEAL}), koja predstavlja optimalnu vrednost sa stanovišta stabilnosti (bazirane na interno podešenoj "slope" kompenzaciji) može se izračunati iz sledećeg izraza:

$$L_{IDEAL} = \frac{V_{OUT}}{4 \cdot I_{OUT} \cdot f_{OSC}} \quad (3)$$

Izbor kalema može, u određenoj meri da odstupa od L_{IDEAL} a da se to ne odrazi na rad pretvarača. Kalemovi manje vrednosti od L_{IDEAL} se mogu koristiti bez negativnih efekata po stabilnost, međutim, "peak-to-peak" struja kalema (I_{LPP}) će se povećati. Za datu izlaznu snagu, smanjenjem induktivnosti, povećava se i vršna vrednost struje kalema (I_{LPK}) što zahteva veću izlaznu kapacitivnost (manja vrednost serijske otpornosti "ESR") da bi se održao isti nivo bruma izlaznog napona.

Vrednost induktivnosti veća od L_{IDEAL} se takođe može koristiti, ali postoji opasnost od nestabilnosti za faktor ispunje veći od 0.5 pri velikim odstupanjima od L_{IDEAL} . Kapacitivnost izlaznog filtra se mora povećati u odnosu L/L_{IDEAL} .

U konkretnom slučaju, $L_{IDEAL}=5,49\mu H$. Radi smanjenja bruma izlaznog napona izabrana je nešto veća vrednost $L=8,2\mu H$.

3.4 Određivanje vršne struje kalema

Vršna struja kalema (*Peak Inductor Current*) za maksimalnu izlaznu struju (I_{OUT}) je:

$$I_{LPEAK} = I_{LDC} + \frac{I_{LPP}}{2}, \quad (4)$$

gde je I_{LDC} srednja ulazna DC struja a I_{LPP} je struja brujanja kalema od vrha do vrha (*inductor peak-to-peak ripple current*). I_{LDC} je, na osnovu jednakosti ulazne i izlazne snage, određena sledećim izrazom:

$$I_{LDC} = \frac{I_{OUT} \cdot (V_{OUT} + V_D)}{V_{IN} - V_{SW}}, \quad (5)$$

gde je V_D pad napona na Šotki diodi, a V_{SW} je pad napona provodnog mosfeta.

$$I_{LPP} = \frac{(V_{IN} - V_{SW}) \cdot (V_{OUT} + V_D - V_{IN})}{L \cdot f_{OSC} \cdot (V_{OUT} + V_D)} \quad (6)$$

Za $V_{IN}=12V$, $V_D=0,5V$, $V_{SW}=0,7V$ (kataloški podaci za korišćenu diodu i mosfet) izračunate su sledeće vrednosti:

$$I_{LDC}=5,11A, I_{LPP}=1,81A, I_{LPEAK}=6,01A.$$

Struja saturacije izabranog kalema treba da je jednaka ili veća od izračunate vrednosti za I_{LPEAK} .

Na osnovu vršne struje kalema i gornjeg praga za vršni napon na ulazu za merenje struje bira se "current-sense" otpornik:

$$R_{CS} = \frac{85mV}{I_{LPEAK}} = \frac{85mV}{6,01A} = 0,014\Omega \quad (7)$$

Ovaj otpornik je vrlo kritična komponenta za ceo dizajn jer od njegovog kvaliteta zavisi kvalitet regulacije. Vrlo je važno da ovaj otpornik ima što manju parazitnu induktivnost. Induktivnost uzrokuje naponske impulse na otporniku prilikom uključanja i isključenja mosfeta koji su nepoželjni i mogu izazvati prevremenu (lažnu) detekciju vršne struje.

Pri tako malim vrednostima "current-sense" otpornika kvalitet lemljenih spojeva može značajno da utiče na ukupnu otpornost. Zato se, za slučaj velike vršne struje kalema (>1A), preporučuje Kelvinov (četvorožični) način za povezivanje otpornika. Izgled jednog ovakvog otpornika prikazan je na slici 3.



Sl. 3. Current-sense otpornik

U konkretnom slučaju korišćen je otpornik proizvođača ISABELLENHÜTTE serija SMV, vrednosti otpornosti 0,015 Ω , induktivnosti <10nH, tolerancije $\pm 1\%$.

3.5 Izbor prekidačkih komponenti (mosfeta i diode)

Pri visokim prekidačkim frekvencijama do izražaja dolaze dinamički gubici, stoga, pri izboru prekidačkih komponenti, pored osnovnih parametara (probojni napon, struja vođenja), moramo voditi računa o dinamičkim karakteristikama (vremena uključanja, isključenja, kašnjenja...). Mosfet i dioda su odabrani tako da (prema kataloškim podacima proizvođača) zadovoljavaju sve ove parametre. Izabrani su mosfet BUZ11 i Šotki dioda MBR1645.

3.6 Izbor kondenzatora

3.6.1 Izlazni filtarski kondenzator

Minimalna vrednost izlaznog kondenzatora koja (prema proizvođaču) obezbeđuje stabilnost je:

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{7,5V \cdot L}{2\pi R_{CS} \cdot V_{IN(MIN)} \cdot f_{OSC}} \quad (8)$$

Za smanjenje izlaznog bruma na željeni nivo, preporučljivo je koristiti C_{OUT} barem 2 do 3 puta veće vrednosti od $C_{OUT(MIN)}$. Pošto izlazni brum kod boost topologije pretvarača najviše zavisi ESR, preporučuje se upotreba kondenzatora sa malim ESR.

Izlazni brum (*ripple*) u zavisnosti od ESR je:

$$V_{RIPPLE(ESR)} = (I_{LPEAK} - I_{LDC}) \cdot ESR_{COUT} \quad (9)$$

3.6.2 Kondenzator za kompenzaciju

Izlazni napon bruma usled ESR_{COUT} utiče na stabilnost, formirajući sa kapacitivnosti nulu u levoj polovini kompleksne ravni. Mali vrednost kondenzatora povezanog između FB i GND sa otpornošću petlje formira pol koji poništava ovu nulu. Optimalna vrednost kapacitivnosti za kompenzaciju je:

$$C_{FB} = C_{OUT} \cdot \frac{ESR_{COUT}}{(R_2 \cdot R_3)/(R_2 + R_3)} \quad (10)$$

Prema preporuci proizvođača dozvoljena odstupanja su u opsegu $\pm 50\%$.

3.7 Razmatranje rasporeda komponenti

Zbog velikih struja i brzih prekidačkih signala koji proizvode šum, ispravan raspored komponenti na štampanoj pločici je esencijalan za pravilan rad kola [3]. Treba zaštititi osetljive signalne mase koristeći konfiguraciju zvezde i minimizovati šum mase povezujući GND, PGND, ulazni sprežni kondenzator i izlazni filterarski kondenzator u jednu tačku (konfiguracija zvezda). Takođe, treba minimizovati dužinu vodova radi smanjenja parazitne kapacitivnosti, otpornosti vodova i šuma. Veza između spoljašnjih otpornika sa povratne petlje (R_2 i R_3) i FB pina mora biti izuzetno kratka, kao i veza između GND i PGND.

4 EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Realizovana su dva prototipa regulatora. Razlika je u tome što je u prvom slučaju korišćen "current-sense" otpornik koji nije namenjen ovakvim aplikacijama zbog velike parazitne induktivnosti i korišćeni su izlazni elektrolitski kondenzatori sa velikim ESR i parazitnim induktivnostima. U drugom slučaju su ove komponente zamenjene kvalitetnijim. Poboľšan je i raspored svih komponenti i veza na štampanoj ploči.

4.1 Prvi prototip regulatora

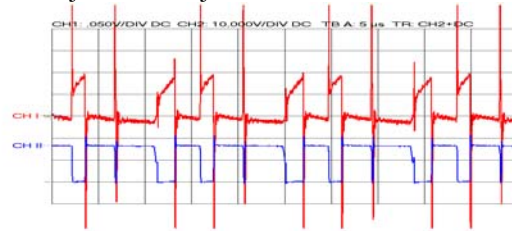
Prvi prototip regulatora, realizovan je prema osnovnoj šemi (slika 2.). Tokom eksperimenata su snimani vremenski oblici napona na drejnu mosfeta i na "current-sense" otporniku, kao i AC komponenta izlaznog napona. Zbog zapaženih mana urađene su i određene modifikacije šeme.



Sl. 4. Struja kalema i napon na drejnu pri malom opterećenju

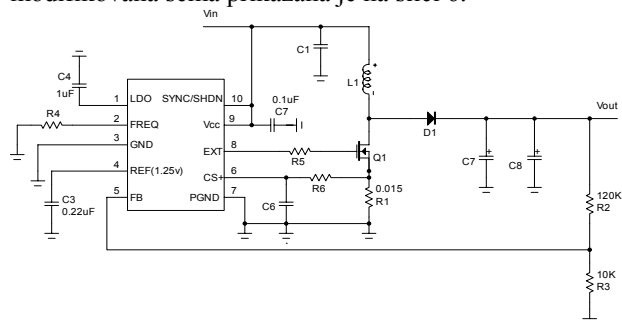
Na slici 4. predstavljeni su snimljeni naponi na "current-sense" otporniku (CH1) i napon drejna mosfeta (CH2) u režimu malog izlaznog opterećenja (100mA). Primećuje se da konvertor radi u diskontinualnom režimu i da dolazi do preskakanja pojedinih upravljačkih impulsa. Ovo se dešava zbog toga što pri malim opterećenjima kontroler ulazi u „Idle Mode“ i time povećava efikasnost konverzije. Iako radi u diskontinualnom režimu, što se jasno vidi iz oblika napona na drejnu mosfeta, primećuje se da napon na "current-sense" otporniku ne kreće od nule. Takođe se primećuje da postoje naponski vrhovi u trenucima uključivanja i isključenja mosfeta. Razlog za to je velika parazitna induktivnost otpornika. Vrhovi napona mogu biti i posledica loše merne opreme i ta je greška sigurno prisutna. Da to nije jedini uzrok, jasno se vidi sa slike 5, gde su prikazani isti signali, ali je izlazno opterećenje značajnije (2.1A). Sada regulator radi u kontinualnom

režimu. Vrhovi napona, prilikom uključivanja mosfeta, sporadično izazivaju prevremenu (lažnu) detekciju dostizanja vršne struje.



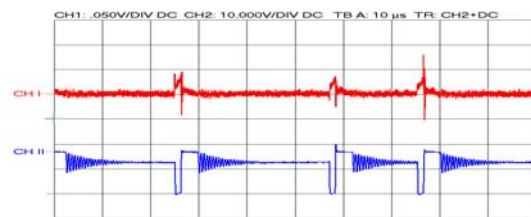
Sl. 5. Struja kalema i napon na drejnu pri značajnijem opterećenju

Ovo za posledicu ima prilično lošu regulaciju jednosmerne vrednosti izlaznog napona, tj. pad napona na izlazu raste čak preko 2V sa povećanjem struje opterećenja do I_{OMAX} . Zbog ovoga je bilo neophodno uticati na smanjenje amplituda naponskih vrhova. Dva su načina da se to postigne. Prvi je da se naponski signal sa "current-sense" otporniku dodatno filtrira, a drugi je dodavanje otpornosti na red sa gejtom mosfeta. Ovako modifikovana šema prikazana je na slici 6.

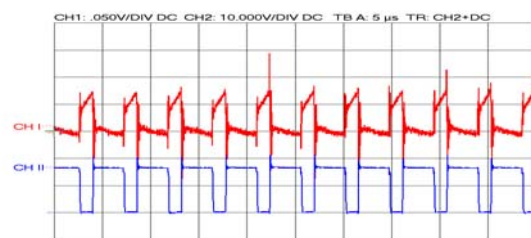


Sl. 6. Modifikovana šema regulatora

Filter je prvog reda. Formiraju ga R_6 i C_6 . Vremenska konstanta ovog filtra ne sme biti velika i bira se tako da se asimptote dostižu i u najgorem slučaju. Dodavanje otpornika na red sa gejtom pozitivno deluje na smanjenje naponskog vrha, ali se vremena uključivanja i isključenja mosfeta povećavaju, a time i njegova dinamička disipacija.



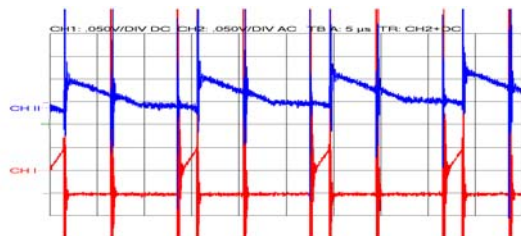
Sl. 7. Struja kalema i napon na drejnu pri malom opterećenju



Sl. 8. Struja kalema i napon na drejnu pri značajnijem opterećenju

Na slikama 7 i 8 prikazani su vremenski oblici napona na "current-sense" otporniku (CH1) i drejna (CH2) pri malom (slika 7) i velikom (slika 8) opterećenju za dobro odabrane vrednosti dodatih komponenata. Primećuje se da naponskih vrhova gotovo da i nema, a da pri tome nije značajnije uticano na brzinu uključenja i isključenja mosfeta.

Na slici 9 prikazan je brum izlaznog napona (CH2) pri značajnijem opterećenju. Osetljivost CH2 bila je 50mV/div.

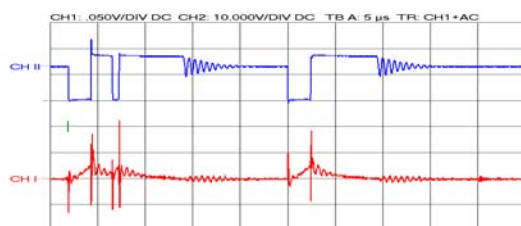


Sl. 9. Brum izlaznog napona

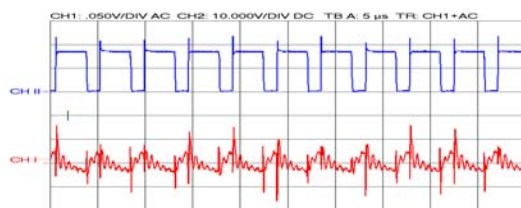
Regulacija izlaznog napona zavisi od izbora vrednosti komponenata filtra i otpornosti u kolu gejta, ali je nakon određenih vrednosti praktično invarijantna. Kako najveći poremećaj unosi pojava prevremene detekcije vršne struje kalema, a javlja se kao posledica naposkih vrhova na "current-sense" otporniku, dovoljno je da se eliminiše samo njihov uticaj. Stoga su izabrane minimalne vrednosti otpornika i kondenzatora u RC filtru ($R_6=1.1k\Omega$ i $C_6=1nF$) i otpornika u kolu gejta (9.4Ω). Pad napona na izlazu za ovako izabrane vrednosti smanjio na 450mV (za max opterećenje).

4.2 Drugi prototip regulatora

U drugoj verziji realizovano je kolo sa slike 6. Korišćeni su kvalitetni ("Low ESR") elektrolitski kondenzatori u izlaznom filtru i kvalitetan "current-sense" otpornik (sl. 3.).



Sl. 10. Struja kalema i napon na drejnu pri malom opterećenju

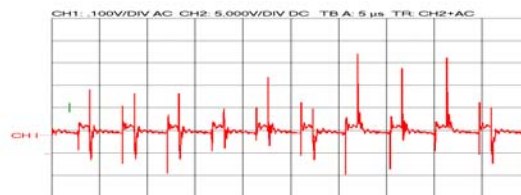


Sl. 11. Struja kalema i napon na drejnu pri značajnijem opterećenju

Na slikama 10 i 11 prikazani su vremenski oblici napona na "current-sense" otporniku (CH1) i drejna (CH2) pri malom (slika 7) i velikom (slika 8)

opterećenju. Zapaža se da nema prevremene detekcije vršne struje kalema i da je kvalitet signala na "current-sense" otporniku bolji.

Dovoljno je bilo odabrati male vrednosti za otpornik i kondenzator u RC filtru i otpornika u kolu gejta. Brum izlaznog napona sada je mnogo manji zahvaljujući upotrebi kvalitetnih kondenzatora na izlazu (slika 12).



Sl. 12. Brum izlaznog napona

Sada je i jednosmerna regulacija izlaznog napona bolja i ukupan pad napona pri maksimalnom opterećenju iznosi 210mV.

5 ZAKLJUČAK

U ovom radu, prikazano je projektovanje prekidačkog regulatora boost topologije sa integrisanim kolom novije generacije MAX 668 (current mode PWM step-up controller) namenjenog napajanju prenosnih računara u automobilu. Istaknute su ključne pojedinosti od kojih zavisi kvalitet regulacije. Kroz eksperimente je proveren rad kola. Smatramo da je pad napona (200mV) na izlazu, pri maksimalnom opterećenju, za datu namenu zadovoljavajući. Za uređaje koji zahtevaju precizniju regulaciju smatramo da ovaj kontroler nije adekvatan.

6 LITERATURA

- [1] -, "MAX668, MAX669", <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX668-MAX669.pdf>
- [2] D. M. Mitchell, "DC-DC Switching Regulator Analysis", McGraw-Hill Book Company, I. Title, 1988.
- [3] -, "Layout Considerations for Non-Isolated DC-DC Converters", <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN735.pdf>

A SWITCHING BOOST REGULATOR DESIGN FOR USE AS A MOBILE COMPUTER POWER SUPPLY IN VEHICLES

Abstract: In the recent years, one needs a portable computer everytime and everyplace. But the time of autonomous work of such computers is still at most a few hours. This is the reason, why the portable computer battery has to be recharged in a car. In this paper, a boost configuration converter design is presented using MAX 668 (current mode PWM step-up controller), a new generation IC. The converter has the following characteristics: input voltage form 11 to 14V; output voltage adjustable from 14 to 17V; maximum output current 3.5A.

Key Words: switching power supply, boost converter