

Vzroki napak pri digitalni regulaciji toka več-vejnega DC-DC pretvornika s PWM prepletom

Peter Zajec

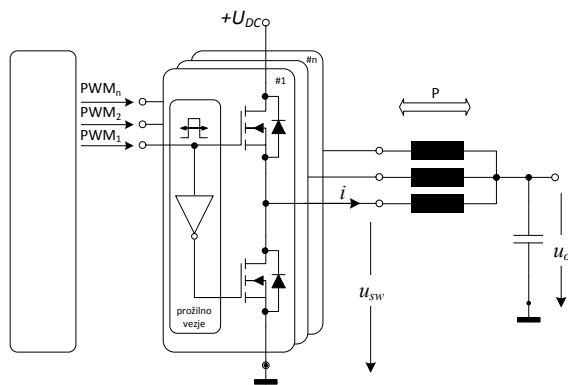
Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Tržaška 25, 1000 Ljubljana, Slovenija
E-mail: peter.zajec@fe.uni-lj.si

Causes of errors in digital control of multi-phase interleaved DC-DC converter

The paper focuses on some common and usually underestimated sources of current measurement errors deteriorating the control of switched mode DC-DC converters. In particular, the effects of measuring resistor's parasitic inductance and the Point-of-Common-Coupling's inductance are addressed. The second inductance is as a rule overlooked in many design guidelines covering the interleaved DC-DC converters. In addition, the impact of the time delay of Sample/Hold signal and, the mitigation solutions including the hardware as well as the software ones are presented and discussed.

1 Več-vejni pretvornik s PWM prepletom

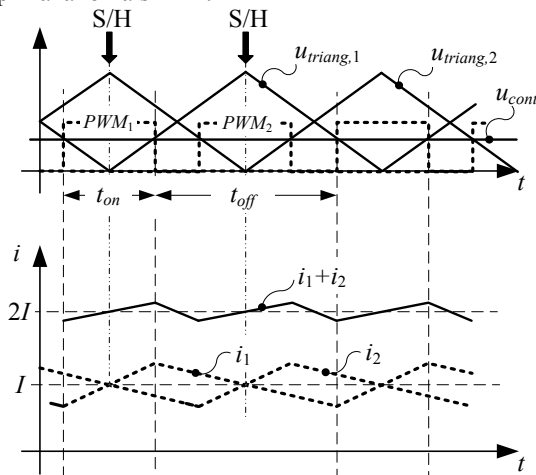
Enosmerni presmerniki (DC-DC pretvorniki) večjih izhodnih tokov so pogosto sestavljeni iz večjega števila (n) vzporedno delujočih pretvornikov (slika 1). Zaradi zmanjšanja tokovne obremenitve vgrajenih komponent je zaželeno, da vsak od njih zagotavlja bremenu enak delež celokupne moči. Močnostna stikala preklaplajo po načelu pulzno širinske modulacije (PWM) z enotno frekvenco (f_{sw}). PWM signali med posameznimi stikali so fazno zamaknjeni ($360^\circ/n$) s ciljem, da v izhodnem kondenzatorju zmanjšamo amplitudo [1] in povišamo frekvenco ($n \cdot f_{sw}$) valovitosti toka (slika 2). Posledično z vgradnjo kondenzatorja bistveno manjše kapacitivnosti zagotovimo enako valovitost izhodne napetosti. Zaradi prepleta toka se izboljšajo tudi tokovne razmere v vhodnem kondenzatorju, s čimer se volumen obeh kondenzatorskih sklopov in pretvornika v celoti zmanjša.



Slika 1. Konceptualna shema več-vejnega pretvornika s PWM prepletom in dvosmernim pretokom moči.

2 Regulacija izhodne napetosti

Izhodno napetost pretvornika se regulira praviloma s kaskadno zasnovo, kjer podrejena tokovna regulacijska zanka primarno določa dinamiko regulirane napetosti [2], [3]. Navkljub ciljani simetriji vgrajenih komponent, tolerančno odstopanje slednjih onemogoča uporabo skupnega tokovnega regulatorja – ki bi generiral enoten krmilni signal (u_{cont}) vsem PWM modulatorjem, kot je to prikazano na sliki 2.



Slika 2. Idealizirano sosledje prožilnih (PWM) in vzorčevalnih (S/H) signalov na primeru dvo-vejnega pretvornika ter potek izhodnih tokov v stacionarnem obratovanju.

Posameznemu tokovnemu regulatorju moramo torej pripeljati informacijo o velikosti toka pripadajoče veje. Srednjo vrednost toka, ki je merodajna preneseni moči, najlažje ugotovimo z ovrednotenjem (Sample/Hold) merjenega toka na sredini enega ali obeh preklonnih intervalov (t_{on} , t_{off}).

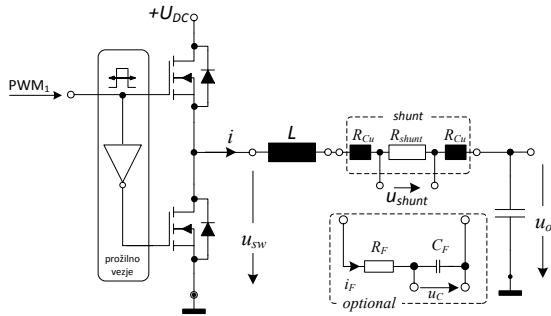
2.1 Napake pri zajemu merilnega signala

Navkljub veliki izbiri tokovnih merilnikov [4], [5] sta – iz povsem ekonomskih razlogov – v nadaljevanju opisani rešitvi še vedno najpogosteje uporabljeni.

2.1.1 Meritev toka s pomočjo merilnega upora

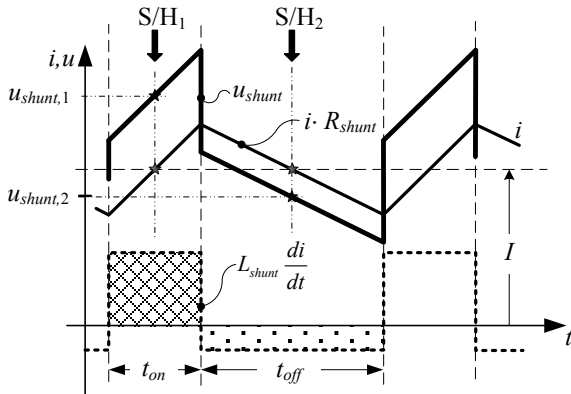
Po izvedbi merilne upore delimo na dvopolne in četropolne (s t.i. Kelvin-ovima sponkama). Izvedenka s Kelvinovima sponkama je ugodnejša in zahteva manj pazljivosti pri oblikovanju tiskanine, saj zajamemo le padec napetosti na aktivnem delu upora (R_{shunt}) ter ne tudi padca napetosti na upornosti priključnih sponk in na kontaktni upornosti spajke (ponazorjeno z R_{Cu}).

Upornost slednje je pogosto težje določljiva in se s staranjem ter s temperaturo spreminja v mnogo večji meri kot upornost aktivnega dela upora.



Slika 3. Meritev toka z merilnim uporom s Kelvin-ovima sponkama.

Ker je izkoristek pretvorniških naprav pogosto v ospredju želja, smo seveda primorani vgrajevati merilne upore majhnih upornosti, pogosto pod 1 mΩ. V praksi se ob tem pogosto prezre vpliv lastne induktivnosti (aktivnega dela) upora (L_{shunt}), ki je pri SMD komponentah v grobem pogojena z velikostjo njihovega ohišja in znaša nekaj nH. Njen vpliv na potek zajetega signala (u_{shunt}) je tem večji čim večje so strmine tokov.



Slika 4: Vpliv lastne induktivnosti merilnega upora na obliko zajetega signala (u_{shunt}).

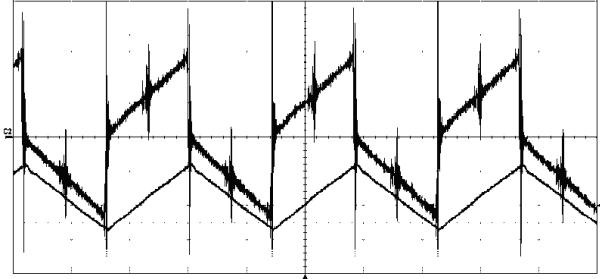
Iz slike 4 je razvidno, da je padec napetosti (u_{shunt}) enak vsoti padcev napetosti $R_{shunt} \cdot i$ ter $L_{shunt} \cdot di/dt$, ki ima značilno pravokotno obliko. Srednja vrednost slednjega je v stacionarnem stanju enaka nič, vendar pa sta magnitudi signala v intervalu t_{on} in t_{off} različni. Ob zajemu signala na sredini preklopnih intervalov posledično izmerimo vrednosti

$$\begin{aligned} u_{shunt,1} &= I \cdot R_{shunt} + \frac{L_{shunt}}{L + L_{shunt}} \cdot (U_{DC} - U_o) \\ u_{shunt,2} &= I \cdot R_{shunt} - \frac{L_{shunt}}{L + L_{shunt}} \cdot U_o \end{aligned} \quad (1)$$

ki odstopata od dejanske srednje vrednosti merjenega toka.

Relevantnost omenjenega padca napetosti je poudarjena s prikazom realnih razmer na sliki 5, ki kaže izmerjene veličine na primeru štiri-vejnega pretvornika

($U_{DC} = 48 \text{ V}$) z vklopnim razmerjem $D = t_{on} / (t_{on} + t_{off}) = 0,5$ in z induktivnostjo vgrajene dušilke $6,8 \mu\text{H}$. Vgrajeni merilni upor ima nazivno upornost $0,5 \text{ m}\Omega$ in lastno induktivnost 3 nH .



Slika 5: Izmerjeni tok dušilke: zgoraj – padec napetosti merjen neposredno na merilnem uporu ($k_u = 2 \text{ mV/div}$); spodaj – izmerjeno s tokovnimi kleščami LEM-PR30 ($k_i = 5 \text{ A/div}$, $k_t = 5 \mu\text{s/div}$).

V prikazanem primeru, kjer je srednja vrednost toka približno 8 A, bi izmerjeni vrednosti padca napetosti po izrazu (1) ustrezali približno toku enakega iznosa ($\cong 4 \text{ A}$), a nasprotnega predznaka. V primeru, ko bi vrednosti povprečili bi storili še večjo napako.

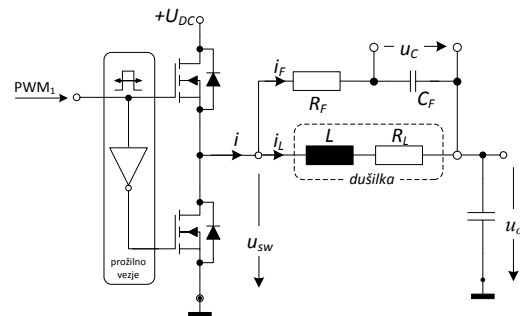
»Induktivni« padec napetosti v izrazu (1) lahko v digitalno zasnovanem regulatorju izničimo s povprečenjem obeh napetosti, ki ju predhodno pomnožimo z vklopnim razmerjem D oziroma z $1-D$.

$$\begin{aligned} u_{shunt,1}^* &= \left[I \cdot R_{shunt} + \frac{L_{shunt}}{L + L_{shunt}} \cdot (U_{DC} - U_o) \right] \cdot D \\ u_{shunt,2}^* &= \left[I \cdot R_{shunt} - \frac{L_{shunt}}{L + L_{shunt}} \cdot U_o \right] \cdot (1-D) \end{aligned} \quad (2)$$

Povprečna vrednost napetosti je enaka $I \cdot R_{shunt}$. Ob tem velja opozoriti, da je vklopno razmerje poznano iz PWM modula.

2.1.2 Posredna meritev toka s filtracijo padca napetosti na dušilki

Posredno lahko tok izmerimo – brez dodatno vgrajenih merilnih uporov – izključno s poznavanjem lastne upornosti vgrajenih dušilk ter filterjskih komponent R_F in C_F .



Slika 6. Meritev toka s filtracijo padca napetosti na dušilki.

Padec napetosti na dušilki, podan v obliki kompleksnega zapisa, znaša $U_L = (R_L + j\omega L)I_L$. Ob upoštevanju, da je tok skozi filtrski komponenti zanemarljivo majhen ($i_L \gg i_F$), lahko napetost u_C izrazimo kot

$$U_C = \frac{U_L}{1 + j\omega R_F C_F} = \frac{R_L + j\omega L}{1 + j\omega R_F C_F} I \quad (3)$$

oziroma po preoblikovanju

$$U_C = R_L \left(\frac{1 + j\omega \cdot \tau_L}{1 + j\omega \cdot \tau_F} \right) I; \quad \tau_L = \frac{L}{R_L}; \quad \tau_F = R_F C_F. \quad (4)$$

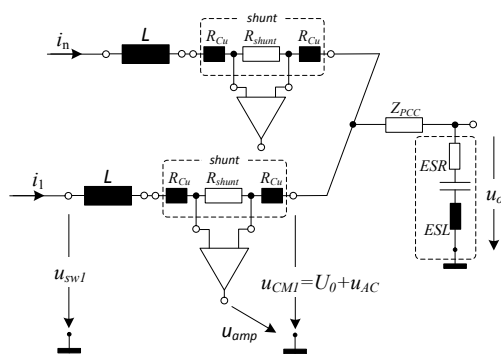
Iz (4) izhaja, da je napetost filtrskega kondenzatorja premosorazmerna merjenemu toku i , le če zagotovimo enaki časovni konstanti gladilne dušilke pretvorniškega vezja in dodanega RC filtra. Predpogoj za točno meritev toka je torej poznavanje parametrov dušilke, ki pa se s temperaturo (R_L) in amplitudo toka spreminjajo (nasičenje dušilke).

Z opisano tehniko je možno mnogo učinkoviteje zmanjšati prispevka lastne induktivnosti merilnega upora (slika 3). V ta namen RC filter namestimo preko merilnega upora, ki z lastno induktivnostjo tvori enako nadomestno vezje ($\tau = L_{shunt} / R_{shunt}$) kot je vezje realne dušilke na sliki 6. Primerjaje s parametri dušilke sta L_{shunt} in R_{shunt} od temperature in amplitude toka tako rekoč neodvisna, s čimer je možno pogoju ($\tau_L = \tau_F$) lažje zadostiti. Rešitev je enostavna in za razliko od izničenja po enačbi (2) mikrokrmilnika ne obremeni z dodatnim računanjem.

Neodvisno od uporabljene rešitve moramo merjeni napetosti (u_{shunt} , u_C) ojačiti in ju zaradi zajema z A/D pretvornikom prilagoditi, tako da sta izraženi proti referenčnemu potencialu (masi). Omenjeno izvedemo z merilnimi ojačevalniki [6]. Njihova vhodna ojačevalna stopnja mora vzdržati visoko napetost skupnega načina (ang. *common mode*, u_{CM}) ter jo na izhodu v čim širšem frekvenčnem območju oslabiti (ang. *CMRR*). Sočasno mora ojačiti majhen padec napetosti, ki je običajno več velikostnih razredov manjši. Ker se v praksi *CMRR* z naraščajočo frekvenco manjša, je pomembno, da merilnega upora (in filtrskega kondenzatorja) v vezje ne umestimo tako, da bi bil priključen v vozlišče tranzistorjev. V tem primeru bi namreč vhod merilnega ojačevalnika izpostavili višji napetosti skupnega načina ($u_{CM} = u_{sw}$), ki ima dodatno zaradi velike du/dt mnogo bolj neugoden spekter od napetosti po sliki 3 in 6, kjer je $u_{CM} = u_O$.

2.1.3 Sosedstveni učinki med merilnimi kanali

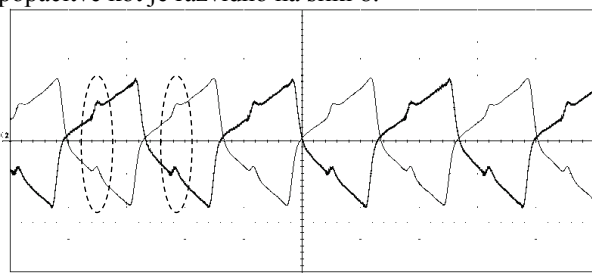
Ko govorimo o vplivu sosednjih tokov na zajem merilne veličine v opazovani veji, imamo najpogosteje v mislih presluh (induktivni ter kapacitivni sklop), ki nastopi zaradi nepazljive razporeditve elementov in povezovalnih vezic med merilnimi upori in ojačevalnikom. Slednji je razviden na sliki 5, kjer se v izmerjenem padcu napetosti, zajetem neposredno na merilnem uporu, opazijo tudi superponirane napetosti v trenutku preklopa v sosednjih vejah.



Slika 7. Nadomestno vezje izhodnega tokokroga za ponazoritev sosedstvenega vpliva.

V primeru močnostnih pretvornikov z velikim izhodnim tokom in posledično majhno upornostjo merilnih uporov ter visokim ojačenjem merilnega ojačevalnika, pa se soočimo tudi z njegovim nezadostnim slabljenjem (*CMRR*) pri visokih frekvencah.

Po sliki 7 napetost skupnega načina, ki jo na svojem vходу zazna merilni ojačevalnik, ni konstantna (U_O) temveč vsebuje tudi visokofrekvenčne komponente napetosti (u_{AC}). Slednje nastopijo že zaradi končno velike kapacitivnosti gladilnega kondenzatorja. Merilni ojačevalnik na svojem vходу dodatno zazna padce napetosti na ekvivalentni serijski upornosti in induktivnosti kondenzatorja (*ESR*, *ESL*) ter impedanci skupne priključitve (Z_{PCC}), ki jih povzročata vsota tokov $i_1 + \dots + i_n$. Podobno kot pri obravnavi merilnega upora, tudi v imenovanem padcu napetosti po amplitudi in harmonskem spektru prevladuje prispevek obeh induktivnosti; *ESL* in Z_{PCC} . Zaradi zmanjšane slabljenja se njihov prispevek v izhodni napetosti merilnega ojačevalnika manifestira v obliki sofazne popačitve kot je razvidno na sliki 8.

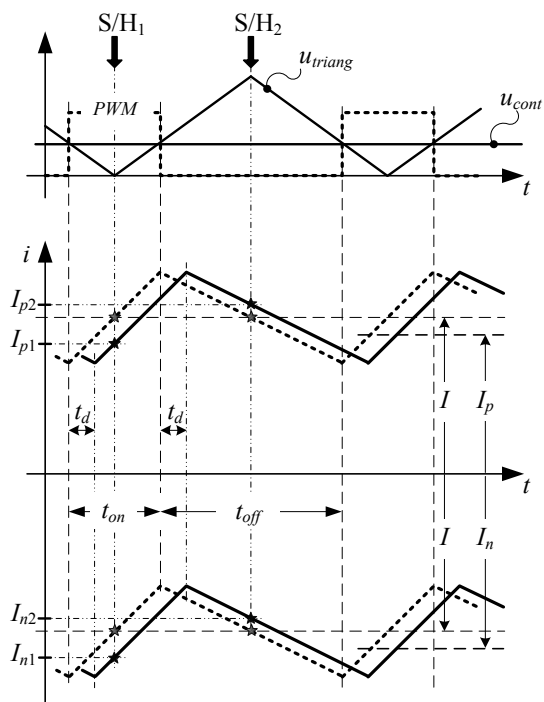


Slika 8: Izhodni napetosti (u_{amp}) merilnih ojačevalnikov v 3. in 4. veji – vhodni signal (u_{shunt}) je po obliki identičen poteku napetosti s slike 3.

2.2 Napake pri vzorčenju merilnega signala

Za stacionarno obratovanje je značilen potek toka skozi posamezno izhodno dušilko kot ga kaže slika 9. Če privzamemo brez-izgubne komponente, potem se ob spremembi izključno smeri pretoka moči, poteka tokov – razen v predznaku – ne razlikujeta (črtkano).

Ker tok niha okoli srednje vrednosti I , lahko njeno vrednost enostavno izmerimo, tako da merjeni tok vzorčimo na sredini časovnih intervalov t_{on} in t_{off} .



Slika 9. Vpliv zakasnitev prožilnega signala na vrednost vzorčenega toka.

Trenutek vzorčenja v vgrajenem A/D pretvorniku določata signala S/H₁ in S/H₂, ki ju sinhrono s PWM signalom generira DSP krmilnik. A ker prožilno vezje ob tem zakasni prožilne (PWM) signale, je dejanski potek toka (polna krivulja) zakasnjena za enak čas, s čimer v trenutku vzorčenja zajamemo vrednosti I_{p1} in I_{p2}

$$\begin{aligned} I_{p1} &= I - \frac{U_{DC} - U_o}{L} \cdot t_d \\ I_{p2} &= I + \frac{U_o}{L} \cdot t_d \end{aligned} \quad (5)$$

Odstopanje obeh od srednje vrednosti toka (I) je različno in pogojeno s strmino toka v pripadajočih intervalih

$$\frac{di}{dt} = \begin{cases} \frac{U_{DC} - U_o}{L}; & \text{interval } t_{on} \\ -\frac{U_o}{L}; & \text{interval } t_{off} \end{cases} \quad (6)$$

Enako ovrednotimo odstopanje v primeru nasprotnega pretoka moči, ko se smer toka spremeni

$$\begin{aligned} I_{n1} &= I + \frac{U_{DC} - U_o}{L} \cdot t_d \\ I_{n2} &= I - \frac{U_o}{L} \cdot t_d \end{aligned} \quad (7)$$

V nasprotju z uveljavljenim prepričanjem se odstopanju od srednje vrednosti toka (I) ne izognemo niti, če vzorčeni par meritev povprečimo

$$\begin{aligned} I_p &= \frac{I_{p1} + I_{p2}}{2} = I + \frac{t_d}{L} (U_o - \frac{U_{DC}}{2}) \\ I_n &= \frac{I_{n1} + I_{n2}}{2} = I - \frac{t_d}{L} (U_o - \frac{U_{DC}}{2}) \end{aligned} \quad (8)$$

Zajeti vrednosti po (8) ustrezata pravi vrednosti (I) le v primeru, če je izhodna napetost enaki polovici vhodne. V nasprotnem, če tako zajeto in izračunano vrednost dejanskega toka pripeljemo na tokovni regulator, kjer se primerja z želeno vrednostjo I_{ref} (ki naj ustreza vrednosti I na sliki 9), potem bo seveda regulator skušal izničiti regulacijski pogrešek. Srednja vrednost dejanskega toka bo posledično pravzaprav višja od želene. V primeru negativnega toka ($i < 0$) pa nižja od želene vrednosti.

3 Sklepna misel

Od opisanih napak pri zajemu merjenega toka je najbolj nezaželen vpliv lastne induktivnosti merilnega upora in Z_{PCC} . V primeru kaskadne regulacije izhodne napetosti pretvornika, sicer napaka, če izvzamemo potencialno nesimetrijo med kanali, ni problematična, saj jo avtomatično odpravi nadrejeni napetostni regulator. Je pa v primeru dvosmernega pretoka potrebno izpostaviti z meritvijo vneseni izmik (ang. offset) razviden na sliki 9, ki postane mnogo bolj nezaželen v primeru neposredne regulacije toka pri uravnavanju pretoka med dvema izvoroma napetosti (baterijama).

Literatura

- [1] D. Christen, S. Tschannen, and J. Biela, 'Highly efficient and compact DC-DC converter for ultra-fast charging of electric vehicles', in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, p. LS5d-3.
- [2] D. K. Saini, A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, 'Average current-mode control of buck dc-dc converter with reduced control voltage ripple', in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 3270-3275.
- [3] Y. Yan, F. C. Lee, and P. Mattavelli, 'Analysis and Design of Average Current Mode Control Using a Describing-Function-Based Equivalent Circuit Model', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4732-4741, Oct. 2013.
- [4] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. C. Iu, and L. J. Borle, 'Current Sensing Techniques: A Review', *IEEE Sens. J.*, vol. 9, no. 4, pp. 354-376, Apr. 2009.
- [5] A. Leban and M. Nemeč, 'Tokovni merilni pretvorniki v vezjih močnostne elektronike', *Elektrotehniški Vestn.*, vol. 2015, no. 82(3), pp. 73-84.
- [6] A. D. I. Engineeri, *Linear Circuit Design Handbook*, 1 edition. Amsterdam ; Boston: Newnes, 2008.