

Projektovanje strujnog kontrolera DC–DC pretvarača pogodnog za regulaciju momenta histerezisne kočnice

Vladimir Popović, Marko Gecić, Đura Oros, Filip Kulić, Darko Marčetić

Fakultet tehničkih nauka
Novi Sad, Srbija

popovicv@uns.ac.rs, gecicm@uns.ac.rs, orosd@uns.ac.rs, kulic@uns.ac.rs, darmar@uns.ac.rs

Sažetak—U ovom radu je izvršena sinteza strujnog regulatora DC–DC *Buck* pretvarača spuštača napona (*Buck* pretvarača), koji se koristi za upravljanje momentom histerezisne kočnice kao opteretne mašine u elektromotornom pogonu od interesa. Na osnovu analize usrednjenog modela ovog pretvarača, projektovana je strujna regulacija koja se sastoji od regulatora stanja sistema i linearnog regulatora izlazne struje. Regulatorom stanja je nepovoljna prenosna funkcija *Buck* pretvarača korigovana. Dobijen je sistem sa polovima i nulama tako podešenim da je moguće primeniti metodu simetričnog optimuma pri sintezi parametara strujnog regulatora. Ovim je dobijena strujna regulaciona kontura sposobna za efikasno potiskivanje sistemskih poremećaja u vidu promene napona napajanja i promena opterećenja. Validacija razmotrenih teorijskih zaključaka je potvrđena kroz simulacione rezultate odziva izlazne struje na promene upravljačke i poremećajnih promenljivih u okviru razmatranog sistema.

Ključne reči—usrednjeni model; spuštač napona; regulator stanja; (key words)

I. UVOD

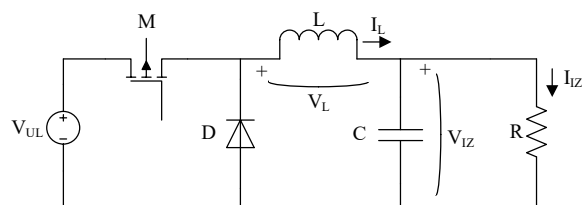
U ovom radu je izvršena analiza i sinteza parametara upravljačkog sklopa pretvarača spuštača napona koji treba da obezbedi potrebnu vrednost struje kroz histerezisnu kočnicu. Time je obezbeđen jednostavan način upravljanja momentom opterećenja na vratilu elektromotornog pogona koji se testira.

U ovoj primeni važno je ostvariti tvrdnu regulaciju kojom se, pored željenog odziva izlazne struje, obezbeđuje i brza reakcija na promene opterećenja ili napona na ulazu pretvarača. Iz tog razloga u radu je predložen složeni algoritam upravljanja spuštačem napona koji se sastoji od dva modula, regulator stanja i klasičan strujni regulator proporcionalno–integralnog tipa. Motiv za uvođenje dodatnog regulatora stanja je izuzetno nepovoljna originalna funkcija prenosa pretvarača spuštača napona u otvorenoj sprezi. Promenom položaja nula i polova originalnog objekta upravljanja otvara se mogućnost za primenu klasičnih metoda za sintezu parametara strujnog regulatora, [1–3]. Ovim metodama će se obezbediti uslovi za optimizaciju amplitudno-frekventne karakteristike čime se dobijaju dobre i statičke i dinamičke karakteristike.

Validacija razmotrenih teorijskih zaključaka je potvrđena kroz simulacione rezultate odziva izlazne struje na promene upravljačke i poremećajnih promenljivih u okviru razmatranog sistema.

II. MATEMATIČKI MODEL SPUŠTAČA NAPONA

Matematički model spuštača napona se izvodi iz njegove ekvivalentne šeme primenom *I* Kirhofovog zakona (za čvor *R*, *L* i *C*) i *II* Kirhofovog zakona za konturu sa ulaznim naponom (V_{UL}), naponom na induktivnosti (V_L) i kapacitivnosti (izlazni napon - V_{IZ}), [4]. U daljoj analizi će biti razmatran samo kontinualni režim rada *Buck* pretvarača.



Slika 1. Topologija DC – DC pretvarača spuštača napona

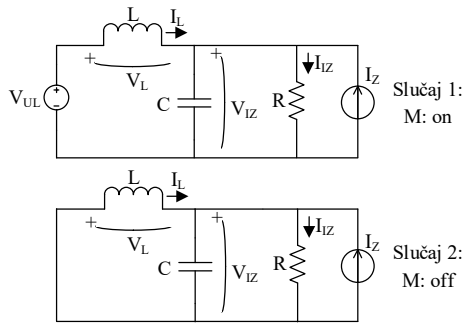
Prekidačko upravljanje spuštačem napona uzrokuje inherentnu nelinearnost u modelu. Iz tog razloga je *Buck* pretvarača opisan sa dva modela u prostoru stanja, po jedan za svako stanje upravljivog MOSFET prekidača, [5]. Oba modela imaju iste promenljive stanja, struju prigušnice i_L i izlazni napon, tj napon kondenzatora V_{IZ} :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{IZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{IZ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{UL} \\ I_Z \end{bmatrix} = A_{ON} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{IZ} \end{bmatrix} + B_{ON} \begin{bmatrix} V_{UL} \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{IZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{IZ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{UL} \\ I_Z \end{bmatrix} = A_{OFF} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{IZ} \end{bmatrix} + B_{OFF} \begin{bmatrix} V_{UL} \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (2)$$

gde su A_{ON} i A_{OFF} matrice sistema a B_{ON} i B_{OFF} matrice ulaza za oba slučaja. Vektor ulaza se sastoji od ulaznog napona V_{UL} kao referentnog ulaza i struje idealnog strujnog izvora I_Z povezanog u kolo paralelno sa potrošačkom granom kao poremećajnim ulazom.

Nelinearnost sistema koju proizvodi prekidački element je moguće izbeći usrednjavanje modela (1) i (2), [5–7]. Može se pokazati da dobijeni usrednjeni model verno simulira pojave u ovom pretvaraču sve do učestanosti reda desetine periode upravljačkog *PWM* signala, $T_{PWM}/10$, što je dovoljno dobro za većinu primena, [8].



Slika 2. Ekvivalentno kolo spuštača napona za oba stanja prekidačke komponente MOSFET

Usrednjavanjem dva modela celokupan sistem se svodi na sledeće jednačine u prostoru stanja:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (3)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (4)$$

gde su $\mathbf{A} = d\mathbf{A}_{ON} + (1-d)\mathbf{A}_{OFF}$ usrednjena matrica sistema i $\mathbf{B} = d\mathbf{B}_{ON} + (1-d)\mathbf{B}_{OFF}$ uz $\mathbf{x} = [i_L \ V_{IZ}]^T$ kao vektor stanja sistema, $\mathbf{u} = [V_{UL} \ I_Z]^T$ kao vektor ulaza sistema i $\mathbf{y} = [I_{IZ}]^T$ kao vektor izlaza sistema.

Matrice sistema usrednjenog modela u prostoru stanja su:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1/R \end{bmatrix} \quad (5)$$

Kao rezultat usrednjavanja je dobijen model sa faktorom ispune d kao vremenski promenljivim koeficijentom koji figuriše u matrici ulaza \mathbf{B} .

Sistem se linearizuje u okolini željene radne tačke opisane sa \mathbf{x}_s , \mathbf{u}_s i \mathbf{y}_s kao vektorima stacionarnih vrednosti:

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_s + \tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{u} = \mathbf{u}_s + \tilde{\mathbf{u}}, \mathbf{d} = \mathbf{d}_s + \tilde{\mathbf{d}} \quad (6)$$

Za male signale $\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{u}}, \tilde{\mathbf{d}}$ važi $\tilde{\mathbf{x}} \ll \mathbf{x}_s, \tilde{\mathbf{u}} \ll \mathbf{u}_s$ i $\tilde{\mathbf{d}} \ll \mathbf{d}_s$.

Može se pokazati da se prethodnom transformacijom dobija model malih signala ovog pretvarača, [5]:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{E}\tilde{\mathbf{d}} \quad (7)$$

gde su matrice \mathbf{A} i \mathbf{B} opisane jedn. 5 uz:

$$\mathbf{E} = (\mathbf{A}_{ON} - \mathbf{A}_{OFF})\mathbf{x} + (\mathbf{B}_{ON} - \mathbf{B}_{OFF})\mathbf{u} = \left[\frac{V_{UL}}{L} \ 0 \right]^T \quad (8)$$

Tako je dobijen linearni sistem u prostoru stanja sa tri ulaza (upravljačkim $\tilde{\mathbf{d}}$, naponskim šumom i poremećajnim ulazom sadržanim u vektoru ulaza $\tilde{\mathbf{u}}$) i jednim izlazom $\tilde{\mathbf{y}}$, tzv. MISO sistem (eng. Multiple Input Single Output). U terminima funkcija prenosa ovakav sistem se može predstaviti superpozicijom tri sistema sa jednim ulazom i jednim izlazom – SISO sistema (eng. Single Input Single Output), čije su funkcije prenosa redom $G_{Id}(s)$ – od upravljačkog ulaza prema izlazu, $G_{IV}(s)$ – od ulaznog naponskog šuma prema izlazu i $G_{IZ}(s)$ – od poremećajnog ulaza prema izlazu:

$$\tilde{I}_{IZ}(s) = G_{Id}(s)\tilde{d}(s) + G_{IV}(s)\tilde{V}_{UL}(s) + G_{IZ}(s)\tilde{I}_Z(s) \quad (9)$$

gde su funkcije prenosa definisane na sledeći način:

$$G_{Id}(s) = \frac{\tilde{I}_{IZ}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{UL}}{RLC} \frac{1}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}}, \tilde{V}_{UL}(s) = 0, \tilde{I}_Z(s) = 0 \quad (10)$$

$$G_{IV}(s) = \frac{\tilde{I}_{IZ}(s)}{\tilde{V}_{UL}(s)} = \frac{d}{RLC} \frac{1}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}}, \tilde{d}(s) = 0, \tilde{I}_Z(s) = 0 \quad (11)$$

$$G_{IZ}(s) = \frac{\tilde{I}_{IZ}(s)}{\tilde{I}_Z(s)} = \frac{V_{UL}}{RLC} \frac{1}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}}, \tilde{d}(s) = 0, \tilde{V}_{UL}(s) = 0 \quad (12)$$

uz s kao Laplasovu promenljivu u operatorskom domenu.

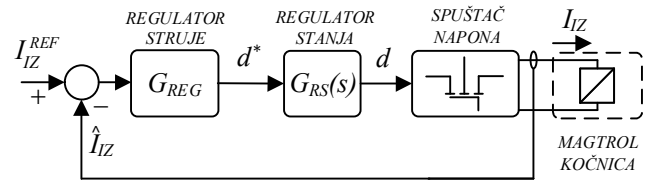
Karakteristična funkcija ovog sistema glasi:

$$\det([C(sI - A)^{-1}B]) = s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC} \quad (13)$$

Jedn. 10–12 uz jedn. 13 predstavljaju polaznu osnovu po kojoj se vrši projektovanje strujnog kontrolera spuštača napona.

III. MATEMATIČKI MODEL KONTROLERA IZLAZNE STRUJE SPUŠTAČA NAPONA

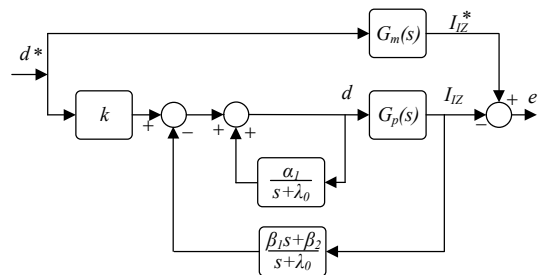
Predloženi upravljački algoritam pretvarača spuštača napona se sastoji iz dva dela, sl. 3: regulatora stanja (G_{RS}) i PI regulatora izlazne struje (G_{REG}), čijim zajedničkim dejstvom se može obezbediti odziv izlazne struje koji simultano zadovoljava sve željene performanse SAU. U nastavku poglavlja je dat matematički model svakog od delova ovog kontrolera.



Slika 3. Blok dijagram predložene regulacione petlje spuštača napona

A. Projektovanje regulatora stanja spuštača napona

Na sl. 4 prikazan je blok dijagram potreban za sintezu regulatora stanja spuštača napona, [8]. U blok dijagramu se nalaze originalni sistem sa svojom originalnom funkcijom prenosa (tj. spuštač napona kao objekat) $G_p(s)$ dat jedn. 14, i referentni model $G_m(s)$ dat jedn. 15 koja predstavlja željenu funkciju prenosa objekta. Referentni model predstavlja željeni oblik funkcije prenosa po kojoj je potrebno da se ponaša izlaz, I_{IZ}^* , za promenu ulazne promenljive, d^* .



Slika 4. Blok dijagram regulatora stanja spuštača napona

$$G_p(s) = G_{Id}(s) \Rightarrow \tilde{I}_{IZ}(s) = \frac{k_p}{s^2 + a_{p1}s + a_{p2}} \tilde{d}(s) \quad (14)$$

$$G_m(s) = G_{Id}(s) = \frac{\tilde{I}_{IZ}(s)}{\tilde{d}^*(s)} \Rightarrow \tilde{I}_{IZ}(s) = \frac{k_m}{s^2 + a_{m1}s + a_{m2}} \tilde{d}^*(s) \quad (15)$$

Osnovni motiv za uvođenje regulatora stanja je da se manipulacijom referentnog signala (d postaje d^*) originalni objekat svede na ponašanje referentnog modela, koje ga iz nekog razloga čini povoljnijim za upravljanje. Ovim se poništava originalna dinamika objekta koja zavisi od karakteristika njegovih komponenti i može da dovede do odziva na promenu reference koji se razlikuju od željenih.

Modifikacijom referentnog signala d^* i zadavanjem tako uobličene signala d po jedn. 16, može se načiniti ekvivalentni sistem koji se ponaša kao referentni:

$$d = \frac{\alpha_1}{s + \lambda_0} d + \frac{\beta_1 s + \beta_2}{s + \lambda_0} I_{IZ} + k d^* \quad (16)$$

Pošto željena funkcija prenosa od referentnog signala d^* do izlaza I_{IZ} glasi:

$$G_{d^* I_{IZ}}(s) = \frac{k k_p (s + \lambda_0)}{(s + \lambda_0 + \alpha_1)(s^2 + a_{p1}s + a_{p2}) + k_p(\beta_1 s + \beta_2)} \quad (17)$$

potrebno je izabrati pojačanja regulatora stanja tako da važe jedn. 18a. i 18b., [9]:

$$(s + \lambda_0 + \alpha_1)(s^2 + a_{p1}s + a_{p2}) + k_p(\beta_1 s + \beta_2) = (s + \lambda_0)(s^2 + a_{m1}s + a_{m2}) \quad (18a)$$

$$k = \frac{k_p}{k_m} \quad (18b)$$

U tom slučaju se izjednačavaju dinamike dva sistema:

$$G_{d^* I_{IZ}}(s) = G_m(s) \Rightarrow e(t) = I_{IZ}^* - I_{IZ} \equiv 0, \forall t > 0 \quad (19)$$

Drugim rečima, ekvivalentni sistem sa delom za uobličavanje reference i objektom se u svakom vremenskom trenutku ponaša kao i referentni tj. postoji idealno praćenje promena na ulazu kroz izlazne promene. Greška između željene trajektorije izlaza, I_{IZ}^* , i ostvarene trajektorije izlaza, I_{IZ} , je u svakom trenutku jednaka nuli, jedn. 19. Tako je pokazano da se manipulacijom stvarne upravljačke promenljive d , filtracijom i povratnom spregom, nule i polovi originalnog sistema mogu pomeriti na proizvoljne lokacije u kompleksnoj s ravni.

Može se pokazati da će jedn. 18a. biti ispunjena ako se koeficijenti proračunaju na osnovu jedn. 20a. do 20e.:

$$\alpha_1 = a_{m1} - a_{p1} \quad (20a)$$

$$\lambda_0 = \alpha_1 \quad (20b)$$

$$\beta_1 = (a_{m2} - a_{p2} + a_{m1} \cdot \lambda_0 - a_{p1} \cdot (\lambda_0 + \alpha_1)) / k_p \quad (20c)$$

$$\beta_2 = (a_{m2} \cdot \lambda_0 - a_{p2} \cdot (\lambda_0 + \alpha_1)) / k_p \quad (20d)$$

$$k = \frac{k_p}{k_m} \quad (20e)$$

Takođe, može se pokazati da se za izbor parametara po jedn. 20a. do 20e. postoji jedan stepen slobode tj. ako se izjednače koeficijenti sa leve i desne strane jedn. 18a. dobija se sistem od četiri jednačine sa pet nepoznatih redom α_1 , λ_0 , β_1 , β_2 i k . Ta višeznačnost rešenja utiče na tranzijent upravljačke promenljive i na vrednosti ostalih koeficijenata u okviru jedn. 3.9. Pošto koeficijent λ_0 definiše unošenje fiktivne nule u

sistem (nula i pol u λ_0 od ekvivalentne funkcije prenosa se skrate), kompromisno rešenje podrazumeva jedn. 3.9b). Tada se ostali koeficijenti ovog kontrolera jednostavno izračunavaju.

B. Projektovanje regulatora izlazne struje pretvarača

Nakon što je funkcija prenosa objekta upravljanja uspešno kompenzovana gore opisanim regulatorom stanja može se pristupiti sintezi parametara PI regulatora struje. U ovoj sintezi se dalje smatra da je regulator stanja obezbedio uslove za primenu metoda amplitudne optimizacije, tj da su polovi objekta upravljanja podešeni na realnu osu.

Metode amplitudne optimizacije podrazumevaju da se korisni signal nalazi u određenom frekventnom opsegu i da ga treba prenositi kroz regulacionu strukturu bez amplitudskog izobličenja. Granica ovog opsega je na prelomnoj učestanosti ω_c , signali na višim učestanostima se smatraju šumom, odnosno njihovo prenošenje kroz sistem je nepoželjno.

$$|G_w(j\omega)| \cong 1, \omega \leq \omega_c \quad (21a)$$

$$|G_w(j\omega)| \cong 0, \omega > \omega_c \quad (21b)$$

Ove metode podrazumevaju sledeće funkcije zatvorenog prenosa sistema (22) sa modulima u funkciji učestanosti, (23):

$$G_w(s) = \frac{a_0}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2} \quad (22a)$$

$$G_w(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (22b)$$

$$|G_w(j\omega)| = \sqrt{\frac{a_0^2}{a_0^2 + (a_1^2 - 2a_0 a_2)\omega^2 + a_2^2 \omega^4}} \quad (23a)$$

$$|G_w(j\omega)| = \sqrt{\frac{a_0^2 + a_1^2 \omega^2}{a_0^2 + (a_1^2 - 2a_0 a_2)\omega^2 + (a_2^2 - 2a_1 a_3)\omega^4 + a_3^2 \omega^6}} \quad (23b)$$

Koeficijenti ovih funkcija zavise od parametara celog sistema, stoga i od parametara regulatora. Ako se parametri regulatora izaberu tako da važi:

$$a_1^2 = 2a_0 a_2 \quad (24a)$$

$$a_2^2 = 2a_1 a_3 \quad (24b)$$

tada moduli funkcije prenosa postaju optimizovani i približava se kriterijumima opisanih jedn. 21 što bliže moguće, [3]:

$$|G_w(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{a_2}{a_0}\right)^2 \omega^4}} \quad (25a)$$

$$|G_w(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{a_1}{a_0}\right)^2 \omega^2 + 1 + \left(\frac{a_3}{a_0}\right)^2 \omega^6}} \quad (25b)$$

U ovom radu primenjena je metoda optimizacije amplitudne frekventne karakteristike zasnovane na simetričnom optimumu, SO , koja obezbeđuje tvrdnu regulacionu strukturu, tj. visoke performanse odziva na poremećaj potrebne u ovoj primeni *Buck* pretvarača. Iz tog razloga regulator stanja je podešen tako da korigovana funkcija prenosa objekta poseduje najveću vremensku konstantu koja je bar četiri puta veća od sume svih ostalih, tzv 4σ pravilo.

U tom slučaju definišu se sledeći parametri sistema:

- T_{11} – dominantna vremenska konstanta sistema

- σ – zbir svih malih vremenskih konstanti u sistemu
- K_{PS} – direktno pojačanje petlje sistema
- T_{IS} – period integracije (ako postoji čist integrator)

U slučaju primene simetričnog optimuma potrebno je da regulaciona petlja zadovoljava određene zahteve koji se pred nju postavljaju. U tabeli 1 prikazana je kriterijum za izbor regulatora u zavisnosti od odnosa vremenskih konstanti sistema za slučaj primene simetričnog optimuma. Upotrebom regulatora stanja sistema može se obezbediti bilo koji od uslova definisanih u prvoj koloni tabele 1. Pošto prvobitna funkcija prenosa spuštača napona ne sadrži čist astatizam a neophodna je nulta statička greška izabran je *PI* regulator čiji se parametri dobijaju po proceduri opisanoj u prvom redu tabele 1.

TABELA 1. IZBOR REGULATORA U ZAVISNOSTI OD ODNOSA VREMENSKIH KONSTANTI U SISTEMU

Reg. petlja	Pravilo	Regulator	T_n	K_p
$T_{11} > 4\sigma$	SO	PI	4σ	$\frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}$
$T_{11} \gg 4\sigma$	SO	P	–	$\frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}$
$T_{IS} \ll 4\sigma$	SO	PI	4σ	$\frac{T_{IS}}{2 \cdot \sigma}$

Stoga se biraju parametri *PI* regulatora izlazne struje spuštača napona na sledeći način:

$$K_p = \frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}, K_I = \frac{K_p}{T_n} \quad (26)$$

IV. SIMULACIONI REZULTATI ODZIVA IZLAZNE STRUJE SPUŠTAČA NAPONA

Računarske simulacije rada pretvarača spuštača napona su izvršene u programskom paketu *MATLAB, Simulink toolbox*. Električne komponente, kao i komponente energetske elektronike, su modelovane u paketu *SimPowerSystem*.

Uvrštavanjem vrednosti parametara dobija se njegova originalna funkcija prenosa koja sadrži konjugovano kompleksne polove:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \frac{1}{2RC} \sqrt{1 - \frac{4R^2C}{L}} = -2500 \pm j2500 \cdot \sqrt{0.6} \quad (27)$$

Regulator stanja je podešen tako da se postigne aperiodičan odziv sa približno istim vremenom smirenja kao i prirodni odziv (isti realni deo dominantnog pola). Ovim izborom se upravljačka promenljiva ne menja znatno, čime je izbegnuta prevelika promena originalne funkcije prenosa i smanjenje regulacione margine za promenu faktora ispuhe. Iz tog razloga se regulatorom stanja podešava novi lokalitet polova korigovane funkcije prenosa spuštača:

$$s_1 = -2500, s_2 = -12500 \quad (28)$$

Izabrana su dva realna pola, dominantni pol je jednak realnom delu originalnih polova dok je brži pol izabran tako da bude za red veličine veći. Potrebna pojačanja regulatora stanja kojim se originalni sistem sa polovima opisanim jednačinom 27 transformiše u sistem sa željenim polovima, jedn. 28, glase:

$$\alpha_1 = a_{m1} - a_{p1} = 10 \text{ kHz} \quad (29a)$$

$$\lambda_0 = \alpha_1 = 1 \text{ kHz} \quad (29b)$$

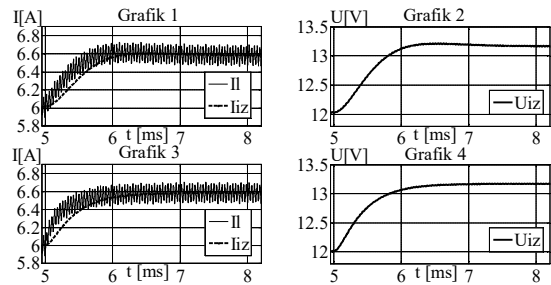
$$\beta_1 = (a_{m2} - a_{p2} + a_{m1} \cdot \lambda_0 - a_{p1} \cdot (\lambda_0 + \alpha_1)) / k_p = 0.375 \quad (29c)$$

$$\beta_2 = (a_{m2} \cdot \lambda_0 - a_{p2} \cdot (\lambda_0 + \alpha_1)) / k_p = 3.125 \cdot 10^7 \text{ Hz} \quad (29d)$$

$$k = \frac{k_p}{k_m} = 3.125 \quad (29e)$$

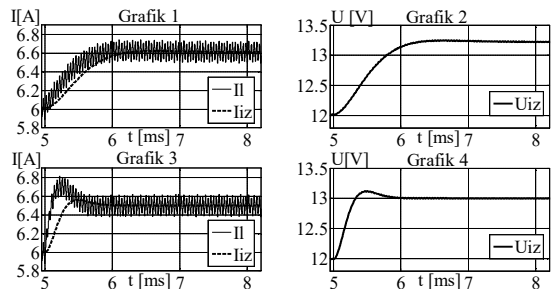
Novim položajem polova zadovoljeni su svi uslovi potrebni za primenu sinteze pojačanja po simetričnom optimumu, tj polovi su realni i zadovoljen je uslov, $T_{11} > 4\sigma$:

Simulacioni odzivi izlazne struje i napona su prikazani na sl. 5, za originalni sistem (grafici 1 i 2) i sistem korigovan regulatorom stanja (grafici 3 i 4). Za odskočnu referencu upravljačkog signala (faktor ispuhe d) u okolini izabrane radne tačke sistema ($d_s = 0.5, I_{IZs} = 6A, V_{IZs} = 12V$), originalni sistem ima blago oscilatoran odziv istih veličina. Može se pokazati da ovaj odziv u potpunosti odgovara odzivu opisanim jedn. 9 – 12 za parametre korišćene u simulacijama.



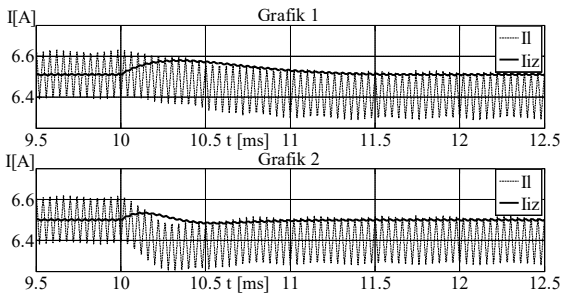
Slika 5. Odzivi izlazne struje i struje prigušnice i odzivi izlaznog napona pretvarača na odskočnu pobudu ulaznog signala faktora ispuhe – grafici 1 i 2 u otvorenoj sprezi, grafici 3 i 4 sa kolom za uobličavanje reference

Za istu odskočnu referencu upravljačkog signala korigovani sistem ima evidentan aperiodičan odziv veličina, uz identično vreme smirenja. Ovo je posledica izbora realnog dominantnog pola koji ima isti realni deo kao i par konjugovano kompleksnih polova originalnog sistema.



Slika 6. Odzivi izlazne struje i struje prigušnice i odzivi izlaznog napona pretvarača na odskočnu pobudu ulaznog signala, referenca struje – grafici 1 i 2 u otvorenoj sprezi, grafici 3 i 4 sa kolom za uobličavanje u zatvorenoj sprezi

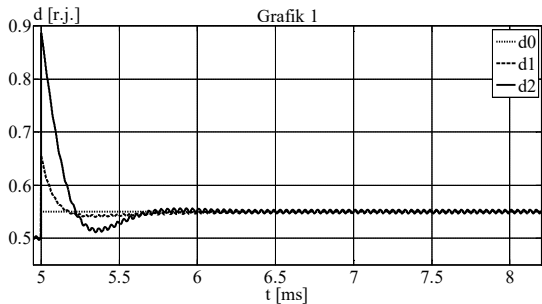
Na sl. 6 je prikazan rezultat primene zatvorene povratne sprege po struji podešene primenom simetričnog optimuma. Porede se odzivi struje pretvarača u otvorenoj sprezi (grafici 1 i 2), i odziv struje u zatvorenoj sprezi na odskočnu pobudu (grafici 3 i 4), tj. kada je dodat *PI* regulator izlazne struje. Prikazani su odzivi izlazne (I_{IZ}) i struje prigušnice (I_L) kao i izlaznog napona (V_{IZ}). Uočava se identično vreme smirenja ali i značajno ubrzan odziv sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi.



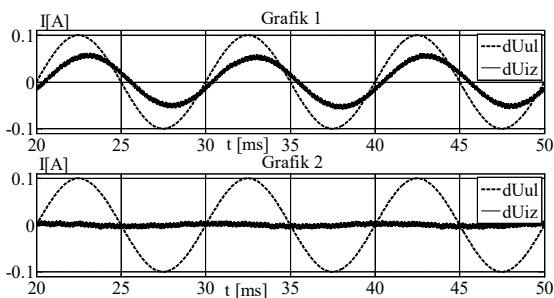
Slika 7. Odzivi izlazne struje i struje prigušnice (grafici 1 i 2) pretvarača na odskočnu promenu signala poremećaja u vidu promene opterećenja – grafik 1 u otvorenoj sprezi, grafik 2 sa kolom za uobličavanje u zatvorenoj sprezi

Na sl. 7 prikazan je odziv izlazne struje (I_{Iz}) i struje prigušnice (I_L) na odskočnu promenu poremećajne promenljive. Poboljšanje odziva na poremećaj je upravo bio jedan od osnovnih motiva za izbor simetričnog optimuma. Grafik 2 pokazuje da korigovani sistem primenom simetričnog pravila ima manji preskok i kraće vreme smirenja, dakle superiorniji odziv od prirodnog odziva sistema (Grafik 1).

Na sl. 8 je dat primer odziva faktora ispunje, tj upravljačke promenljive. Sa d_0 je prikazan odskočni odziv reference, d_1 je korekcija na izlazu regulatora stanja a d_2 predstavlja odziv u zatvorenoj strujnoj sprezi.



Slika 8. Odzivi upravljačke promenljive pretvarača na odskočnu promenu ulazne reference – d_0 u otvorenoj sprezi, d_1 sa kolom za uobličavanje, d_2 sa kolom za uobličavanje u zatvorenoj sprezi



Slika 9. Odzivi talasnosti izlaznog napona na talasnost ulaznog napona (100 Hz komponenta za simulaciju napajanja iz diodnog mosta) – grafik 1 u otvorenoj sprezi, grafik 2 sa kolom za uobličavanje u zatvorenoj sprezi

Na sl. 9 prikazan je primer originalnog prirodnog odziva oscilacija napona na izlazu pretvarača, (ΔU_{UL}), na oscilacije u ulaznom naponu (ΔU_{UL}), grafik 1. Vidi se da je šum unutar propusnog opsega i da se ne može redukovati. Unošenjem regulacione petlje struje propusni opseg se pomera ka nižim učestanostima te regulator skoro potpuno redukuje ulazne oscilacije koje su neprimetne na izlazu, grafik 2.

U ovom radu je izvršena analiza i sinteza kontrolera pogona pretvarača spuštača naona za potrebe regulacije izlazne struje pretvarača. Izveden je usrednjeni model razmatranog pretvarača u prostoru stanju i dobijene originalne funkcije prenosa od upravljačkog ulaza do izlaza, poremećajnog ulaza do izlaza i od naponskog ulaznog šuma do izlaza. Na osnovu položaja originalnih polova sistema projektovan je kontroler koji se sastoji od regulatora stanja pretvarača i regulatora izlazne struje. Izvršeno je izmeštanje pozicije polova sistema i sinteza parametara po metodi simetričnog optimuma. Simulacioni rezultati na prekidačkom modelu spuštača napona su prikazani kao i verodostojnost teorijski inferenci. Pokazano je da je moguće predloženim upravljačkim algoritimima korigovati dinamiku originalnog sistema i ostvariti svih pet kriterijuma performansi (stabilnost, osetljivost na poremećaje i šum, statičke i dinamičke performanse pogona).

LITERATURA

- [1] S. N. Vukosavić, Digitalno upravljanje električnim pogonima, Akademska misao, Beograd 2003.
- [2] M. R. Stojić, Digitalni sistemi upravljanja, Naučna knjiga, Beograd, 1990.
- [3] B. Jeftinić, V. Vasić, Đ. Oros, Regulisani elektromotorni pogoni – rešeni problemi sa elementima teorije, Akademska misao, Beograd, 2004.
- [4] F. Frohr, Electronic Control Engineering Made Easy – An Introduction for Beginners, Siemens, Berlin, 1985.
- [5] R. Sheehan, Understanding and Applying Current – Mode Control Theory: Practical design for fixed frequency, continuous conduction mode operation, Power Electronics Technology Exhibition and Conference, Dallas, Oct. 30 – Nov 1, 2007
- [6] A. J. Forsyth, S. V. Mollov, Modelling and Control of DC – DC Converters, Power Engineering Journal, Oct. 1988.
- [7] R. W. Erickson, Fundamentals of power electronics, Kluwer academic, 2001.
- [8] J. E. Slotine, W. Li, Applied nonlinear control, Prentice and Hall, New Jersey, 1991.

ABSTRACT

In this paper, the analysis of current regulated DC–DC Buck power converter for the torque control of hysteresis brake has been carried out. Based on the average model of Buck converter, the implementation of output current controller of this converter is conducted. Two controllers are used, pole placement controller and output current regulator, both used in order to obtain high performance power drive. Original system function is corrected with arbitrarily placed zero–pole structure and current control regulator is designed using simetrical optimum insuring high load disturbance rejection ratio. Theoretical conclusions are examined through appropriate simulation responses of converter output current concerning input reference change and various sources of load disturbances.

Implementation of Buck converter current controller for regulation of magnetic brake torque

Vladimir Popović, Marko Gecić, Đura Oros, Filip Kulić, Darko Marčetić