

ALGORITAM SLABLJENJA POLJA VEKTORSKI UPRAVLJANOG ASINHRONOG MOTORA POGODAN ZA POGONE U DOMAĆINSTVU

Evgenije M. Adžić, Vlado B. Porobić, Darko P. Marčetić, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, Srbija*

Sadržaj – U ovom radu se analizira vektorski regulisan pogon trofaznog asinhronog motora pri veoma velikim brzinama obrtanja. Predložen je algoritam upravljanja rotorskim fluksom koji za sve vrednosti napona jednosmernog kola veće od minimalne predviđene obezbeđuje brz zalet i maksimalni izlazni momenat u stacionarnom stanju. Ovaj algoritam ujedno ima i zaštitu od ispada rotora kao i dodatni blok za korekciju fluksa u slučaju napona jednosmernog kola manjeg od minimalnog.

Abstract – This paper deals with the vector controlled induction motor drive operating at high rotor speeds. A field weakening algorithm that allows rapid rotor speed accelerations and maximum possible torque at steady state is proposed. That algorithm is designed to give the best performance for all the dc bus voltage higher than minimal defined value. If the dc bus gets further reduces, the additional block corrects the flux reference and allows enough voltage margin for drive to operate.

1. UVOD

U velikom broju primena električnih mašina potreban je rad u opsegu velikih brzina. Kod pogona sa asinhronim mašinama to se ostvaruje primenom neke od tehnika slabljenja polja. Vektorski upravljani pogon, ili pogon sa orijentacijom polja je poželjan kandidat za ovakve primene, jer se oslabljeno polje u mašini može ostvariti smanjivanjem d-komponente struje, odnosno komponente struje koja proizvodi fluks u mašini.

Maksimalni momenat koji mašina može da razvije zavisi od strujnih i naponskih mogućnosti invertora, odnosno od maksimalne struje i napona koji se mogu dovesti motoru. Stoga je za odabir regulator fluksa u mašini potrebno razmotriti kako naponski i strujni kapacitet invertora utiču na maksimalni ostvarivi momenat, u celom opsegu brzina.

U opsegu velikih brzina vrednost maksimalno ostvarivog elektromagnetnog momenta asinhronog motora zavisi od izbora tehnike slabljenja polja. Klasični metod slabljenja polja, u kome se fluks kontroliše kao recipročna vrednost brzine rotora - $1/\omega$ metoda, je moguće optimalno podesiti samo za jednu vrednost napona jednosmernog kola što nije praktično u većini primena. Direktna posledica promene jednosmernog napona je potreba za proračunom komande fluksa koja odgovara najnižoj mogućoj vrednosti napona. Iz tog razloga ova tehnika daje niži maksimalni ostvarivi momenat mašine za date strujne i naponske limite invertora. Odnosno, ovako upravljani motor može da se manje optereći, što u nekim primenama predstavlja veliki nedostatak.

U ovom radu je predstavljen novi pristup realizacije regulatora fluksa, koji treba da obezbedi maksimalni momenat u okviru celog opsega brzina, a za date strujne i naponske mogućnosti invertora. Predstavljeno pristup uzima u obzir i traženu specifikaciju koja se očekuje od pogona u pogledu referentnog momenta za različite referentne brzine u opsegu velikih brzina. Pored toga, predstavljen je uticaj parametara mašine na ostvarivi momenat. Dat je uporedni prikaz simulacionih rezultata dobijen primenom predložene i klasične $1/\omega$ metode.

2. STRUJNI I NAPONSKI LIMIT

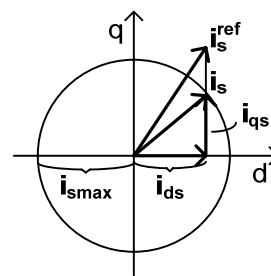
Da bi obezbedili privremenu preopteretivnost kontrolisanog pogona i poboljšali njegovu dinamiku, maksimalnu dozvoljenu struju invertora obično treba postaviti na nekoliko puta veću vrednost u odnosu na nazivnu struju motora. U ovom radu je korišćen inverter čija je

maksimalna efektivna vrednost struje 5 A, a nazivna struja ispitivanog motora iznosi 3 A.

Nivo fluksa u mašini u opsegu slabljenja polja je poželjno održavati konstantnim i jednakim referentnoj vrednosti u svim slučajevima, pa čak i tokom preopterećenja. U suprotnom, kontrolom fluksa u mašini, poremetila bi se optimalno podešena radna tačka za maksimalni ostvarivi momenat. Strujna granica pri preopterećenju stoga treba da se odnosi na ograničavanje komponente struje statora koja proizvodi momenat, i_{qs} , dok magnetizacionu komponentu struje - i_{ds} , treba ostaviti nepromenjeno. Stoga, ako limit struje invertora i motora iznosi i_{smax} , a zadata vrednost struje magnećenja iznosi i_{ds} , tada se uslov strujnog limita može zapisati kao:

$$i_{qs} \leq \sqrt{(\sqrt{2}i_{smax_rms})^2 - i_{ds}^2} \quad (1)$$

čime se postavlja prioritet za referentnu vrednost d-komponente struje u slučaju da se javi preopterećenje. Samo vrednost q-komponente struje treba smanjiti kako bi ukupna vrednost struje bila ispod strujnih mogućnosti invertora. Slika 1 ilustruje strujni vektor u slučaju preopterećenja, kada se ograničava unutar kružnice poluprečnika i_{smax} .



Sl. 1. Strujni limit referentnog vektora struje.

Da bi našli optimalnu vrednost d-komponente struje, koja će obezbediti maksimalni momenat, uključujući pri tome strujni limit invertora, potrebno je limit predstaviti u koordinatnom sistemu $m_e = f(i_{ds})$. Elektromagnetni momenat, m_e , se u vektorski orijentisanom pogonu može izraziti kao:

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (2)$$

Iz jednačina (1) i (2) proizilazi:

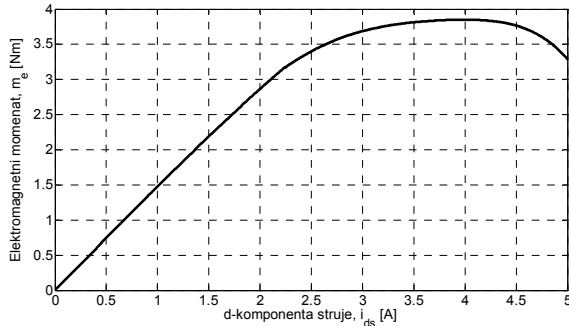
$$m_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{ds} \cdot \sqrt{i_{smax}^2 - i_{ds}^2} \quad (3)$$

Za ispitivani motor čiji su parametri dati u tabeli 1, strujni limit u navedenom koordinatnom sistemu izgleda kao na slici 2.

Tabela 1. Podaci ispitivanog motora.

U_n [V]	$I_{n,max}$ [A]	f [Hz]	n [ob/min]	p
195	4	540	16300	2

Prilikom iscrtavanja krive strujnog limita (i naponskog) može se uzeti u obzir kriva magnećenja, odnosno promena induktivnosti magnećenja $L_m = f(i_{ds})$. To nije neophodno, jer se u radu pogona neće zadavati veća vrednost struje magnećenja od nominalne, koja za dati motor iznosi 1,59 A efektivnih ($i_{dsm}=2,25A$), a za te struje možemo smatrati da je vrednost L_m konstantna. U radu je zavisnost $L_m = f(i_{ds})$ aproksimirana polinomom 5-tog reda, koristeći merne podatke za struje magnećenja manje od nominalne. Kriva na slici 2 nam daje maksimalnu vrednost ostvarivog momenta motora, za odabranu vrednost struje magnećenja i_{ds} , i zadati strujni limit invertora $i_{smax} = 5 \cdot \sqrt{2} = 7,05$ A. To je ujedno i kriva optimalne vrednosti struje i_{ds} , s namerom da se ostvari maksimalni momenat, usvajajući u obzir strujne mogućnosti invertora.



Slika 2. Maksimalno ostvarivi momenat u funkciji d-struje ako se uvaži strujni limit invertora $m_e = f_{sl}(i_{ds})$.

Fizički limit za maksimalni napon na motoru se dostiže kada pogon radi sa maksimalnim indeksom modulacije. Stoga je inverter taj koji postavlja limit za maksimalni napon na motoru. Slično kao i kod strujnog limita, treba obezbediti da maksimalni napon na izlazu invertora u_{smax} ne ograničava d-komponentu napona, u_{ds} , koja reguliše komponentu struje i_{ds} koja određuje fluks. U suprotnom bi se razdesilo optimalno podešenje fluksa u mašini. Naponski limit iznosi:

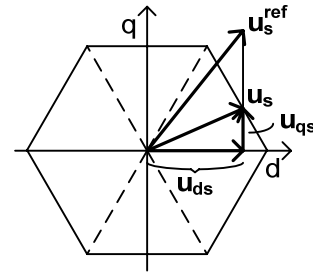
$$u_{qs} \leq \sqrt{u_{smax}^2 - u_{ds}^2} \quad (4)$$

gde u_{smax} iznosi $u_{dc}/\sqrt{3}$ kada je primenjen SVPWM modulator koji radi u linearnom režimu, a u_{dc} je napon dc kola. U datom slučaju nominalna vrednost napona dc kola je iznosila 340 V, tako da je maksimalna amplituda faznog napona motora $u_{smax}=196,3V$. Nadmodulacija u datom slučaju nije dozvoljena jer se rekonstrukcija faznih struja vršila čitanjem struje u donjim prekidačima invertora. Jednačina (4) postavlja prioritet referentnom naponu u_{ds} ukoliko dođe do potrebe da se ograniči napon na motoru. Slika 3 prikazuje kako ovakav način ograničavanja smanjuje ukupni intenzitet referentnog vektora s ciljem da se usvoji maksimalni izlazni napon invertora u datoj radnoj tački.

Da bi odredili optimalnu vrednost struje i_{ds} , i jednačinu (4) treba predstaviti u $m_e = f(i_{ds})$ koordinatnom sistemu. U vektorsko kontrolisanom pogonu važi:

$$u_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega_e \cdot L_\sigma \cdot i_{qs} \quad (5)$$

$$u_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega_e \cdot L_s \cdot i_{ds} \quad (6)$$



Slika 3. Naponski limit referentnog vektora napona.

Da bi odredili optimalnu vrednost struje i_{ds} , i jednačinu (4) treba predstaviti u $m_e = f(i_{ds})$ koordinatnom sistemu. U vektorsko kontrolisanom pogonu važi:

$$u_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega_e \cdot L_\sigma \cdot i_{qs} \quad (5)$$

$$u_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega_e \cdot L_s \cdot i_{ds} \quad (6)$$

Za brzine motora iznad nominalne vrednosti, odnosno u opsegu slabljenja polja, gde opterećenje mora da se redukuje, pad napona na statorskoj otpornosti R_s obično ne prelazi više od 5% te može da se zanemari. Stoga, jednačine (5) i (6) možemo zapisati kao:

$$u_{ds} = -\omega_e \cdot L_\sigma \cdot i_{qs} \quad (7)$$

$$u_{qs} = \omega_e \cdot L_s \cdot i_{ds} \quad (8)$$

Ako sada iz jednačine naponskog limita izrazimo u_{ds} , i uzmemo graničan slučaj, onda važi:

$$u_{ds} = \sqrt{u_{smax}^2 - u_{qs}^2} \quad (9)$$

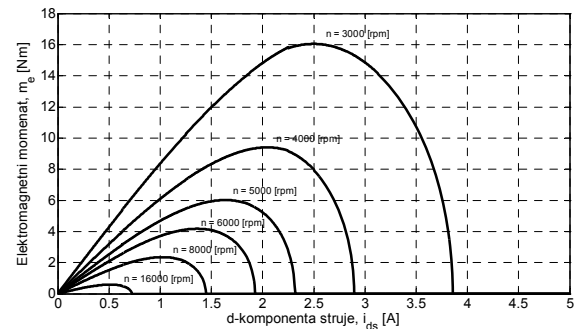
Ako iz jednačine (7) izrazimo komponentu struje i_{qs} i uvrstimo naponski limit (9) kao i zamenimo u_{qs} iz jednačine (8) tada važi:

$$i_{qs} = \frac{\sqrt{u_{smax}^2 - (\omega_e \cdot L_s \cdot i_{ds})^2}}{\omega_e \cdot L_\sigma} \quad (10)$$

Konačno, jednačina naponskog limita u terminima elektromagnetnog momenta m_e i struje magnećenja i_{ds} , glasi:

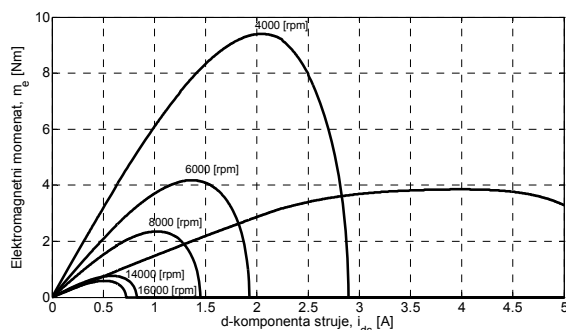
$$m_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{ds} \cdot \frac{\sqrt{u_{smax}^2 - (\omega_e \cdot L_s \cdot i_{ds})^2}}{\omega_e \cdot L_\sigma} \quad (11)$$

Postoji čitav set krivih naponskog limita za različite brzine polja $-\omega_e$. Na slici 4 su prikazane ove krive za različite brzine (3000, 4000, 5000, 6000, 8000, 16000 o/min) i usvojeni maksimalni napon $u_{smax} = u_{smaxn} = 340/\sqrt{3} \approx 195$ V.



Slika 4. Maksimalno ostvarivi momenat u funkciji d-struje ako se uvaži naponski limit invertora. Krive $m_e = f(i_{ds})$ date za različite brzine polja satora.

Oba limita treba da su zadovoljena tokom rada, tako da date krive treba zajedno posmatrati na istom grafiku. Presek krivih naponskog limita sa krivom strujnog limita definiše radnu tačku sa maksimalnim momentom koji je moguće postići na datoj brzini. Ove krive su za dati pogon zajedno prikazane na slici 5. Sa slike se može uočiti da presek krive naponskog limita za brzinu 4000 o/min i krive strujnog limita daje optimalnu vrednost struje i_{ds} oko 2,83 A uz maksimalni ostvarivi momenat 3,6 Nm. Međutim, za tu vrednost struje magnećenja motor bi bio duboko u saturaciji. Za brzine 6000 i 8000 o/min, presek krivih limita daće optimalnu vrednost struje i_{ds} , koja je niža od nominalne vrednosti 2,25A. Međutim, za brzine 14000 i 16000 o/min u ovom primeru, ne postoji presek krivih limita, odnosno maksimalni mogući momenat mašine nalazi se ispod strujnog limita. U ovom slučaju struju treba ograničiti na manju vrednost od strujnog limita invertora kako bi se postigao maksimalni momenat.



Slika 5. Presek strujnih i naponski limita momenta, naponski limit dat za razne brzine polja.

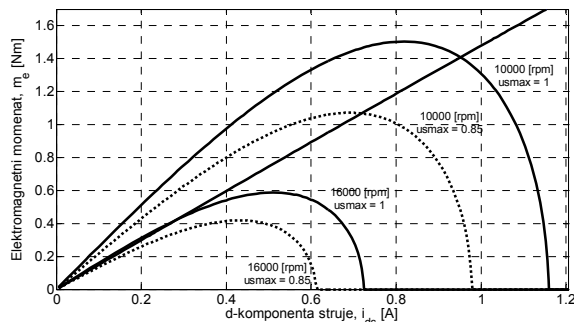
Na osnovu gore rečenog rad motora možemo podeliti na tri oblasti: 1) bazni opseg, u kojem je fluks održavan na nominalnoj vrednosti, 2) opseg slabljenja polja sa nižim brzinama, gde za datu brzinu presek strujnog i naponskog limita daje optimalnu vrednost fluksa, i 3) opseg slabljenja polja sa višim brzinama, gde za datu brzinu ne postoji presek naponskog limita i strujnog limita, i gde će maksimalni momenat na krivi naponskog limita odrediti optimalnu vrednost struje magnećenja, odnosno fluksa u mašini.

3. IZBOR OPTIMALNE VREDNOSTI FLUKSA

Pri izboru vrednosti d-komponente struje i_{ds} nije dovoljno uzeti u obzir samo naponske i strujne mogućnosti invertora. Pre svega je potrebno videti koje su specificirane vrednosti momenta koje treba ostvariti na različitim brzinama. Takve vrednosti momenta često je moguće ostvariti uz niži napon od nominalnog. To znači da je moguće u prethodno opisani postupak dobijanja optimalne vrednosti struje i_{ds} krenuti sa nižim naponom od maksimalnog nominalnog u_{smax} . Time se značajno poboljšava stabilnost i dinamika sistema, jer se obezbeđuje naponska margina za rad strujnih regulatora koji bi u protivnom bili u saturaciji. Naime, pri radu na velikim brzinama dostupni napon na izlazu invertora će većim delom držati ravnotežu indukovanoj elektromotornoj sili u motoru. Male prelazne greške u regulaciji fluksa mogu rezultovati nedovoljnom naponskom marginom da se ostvari zadata q-komponenta struje koja proizvodi momenat, što opet značajno može uticati na ukupne performanse pogona. Stoga, posebnu pažnju treba obratiti na dizajn strujnih regulatora koji moraju obuhvatiti neku od tzv. antiwind-up tehnika protiv namotavanja integralnog člana regulatora. Ovaj problem se može izbeći pravilnim izborom struje i_{ds} , odnosno

pravilnim izborom maksimalnog napona na motoru sa kojim se ulazi u račun krivih naponskog limita, ali tako da specificarne vrednosti momenta na datim brzinama i dalje budu zadovoljene.

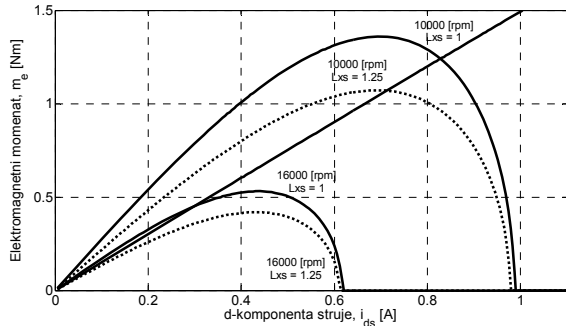
Slika 6 prikazuje krive naponskog limita za brzine polja 10000 i 16000 o/min u ravni $m_e = f(i_{ds})$. Punom linijom su prikazane strujni limit, kao i naponski limiti za napon $u_{smax} = u_{smaxn} = 195$ V. Tačkastom linijom su prikazane iste krive ali za usvojeni naponski limit 0,85·195 V = 165 V. Za dati pogon je specificirano da na brzini 16000 o/min treba da ostvari momenat 0,27 Nm. To znači da nije neophodno u izbor optimalne struje i_{ds} ući sa nominalnim, maksimalnim naponom 195 V, što u ovom slučaju daje maksimalni momenat oko 0,6 Nm za optimalno odabranu struju i_{ds} od 0,51 A (sa slike). Sa naponom na motoru 165 V, uz odabranu struju i_{ds} 0,43 A, moguće je ostvariti oko 0,42 Nm (sa slike), što je i dalje veće od specificiranih 0,27 Nm, ali je ovde prednost što je obezbeđena dovoljna naponska margina za rad strujnih regulatora. U slučaju da je dostupan niži napon na izlazu invertora od ovog sa kojim se ušlo u račun optimalne vrednosti i_{ds} , npr. usled pada napona dc kola, i u slučaju da je indukovani napon na motoru blizak tom dostupnom, potrebno je obezbediti regulator napona na motoru. Zadatak tog regulatora treba da bude da obezbedi neku inkrementalnu vrednost struje i_{ds} koju treba oduzeti od ovako izračunate. O tome će biti reči kasnije.



Slika 6. Krive naponskog limita za dve brzine polja i dve vrednosti napona na motoru.

Pored napona, na izgled krivih naponskog limita značajno utiče i rasipna induktivnost motora, što se može videti iz jednačine (11) gde se u imeniocu pojavljuje ekvivalentna rasipna induktivnost L_{σ} . Stoga njen uticaj treba uvažiti. Uticaj rasipne induktivnosti je ilustrovan na slici 7. Prikazana je nepovoljnija situacija kada je stvarna vrednost rasipne induktivnosti za 25% veća u odnosu na merenu, sa kojom se ušlo u izbor i račun optimalne vrednosti i_{ds} . Zašto nepovoljnija lako se može uočiti posmatrajući krive za brzinu 10000 o/min. Da je odabrana struja $i_{ds} = 0,83$ A na osnovu pune krive za koju je usvojena merena vrednost rasipne induktivnosti L_{σ} , a da je stvarna vrednost veća tada se zbog pomeranja krive ulevo prelazi na silazni deo krive naponskog limita, odnosno na deo sa opadajućim momentom. Za posmatrani slučaj umesto maksimalnog momenta od 1,07Nm mogao bi da se ostvari momenat 0,95Nm. Ovo ukazuje na potencijalnu opasnost, jer za neku veću pozitivnu grešku u određivanju rasipne induktivnosti moguće je da se desi da motor ne može da razvije momenat, odnosno da se pun napon koristi za držanje ravnoteže indukovanoj elektromotornoj sili. Sa druge strane, negativna greška parametra rasipne induktivnosti ne predstavlja problem jer će u tom slučaju strujni limit odrediti maksimalni momenat, za koji je već

prethodno trebalo ustanoviti da je dovoljan i zadovoljavajući.



Slika 7. Uticaj promene parametra rasipne induktivnosti na krive naponskog limita ostvarivog momenta.

4. REGULATOR FLUKSA

Na osnovu do sada rečenog može se zaključiti da regulator fluksa treba da obuhvati tri dela.

Prvi deo regulatora fluksa je look-up tabela sa optimalno proračunatim vrednostima d-struje, i_{ds_opt} za razne brzine polja, koristeći gore opisani način. To je tzv. *feed-forward* član i on zamenjuje $1/\omega$ vrednost struje kod klasičnog regulatora. Njegova prednost se ogleda u ostvarivanju većeg momenta, odnosno u većoj margini napona potrebne za rad strujnih regulatora. Tabela 2 prikazuje optimalne vrednosti struja magnećenja i_{ds} za četiri odabrane brzine, i vrednosti elektromagnetnog momenta koji mogu da se ostvare. U implementaciji predloženog regulatora fluksa korišćena je veća tabela, sa koracima brzine od 1000 o/min.

Tabela 2. Optimalne vrednosti i_{ds} (look-up tabela).

n_{da} [rpm]	4170	8000	10000	16000
i_{ds_opt} [A]	2,25	1,02	0,71	0,43
m_e_{max} [Nm]	3,18	1,51	1,06	0,42

Drugi deo regulatora fluksa je regulator napona. Gore opisani deo regulatora obezbeđuje optimalan rad ali samo za napone dc kola veće od unapred definisanog minimuma. Kada napon padne ispod te vrednosti, prelazi se na suboptimalni rad koji prvenstveno obezbeđuje dovoljnu naponsku marginu za rad strujnih regulatora. Ukoliko napona nestane pri optimalnom i_{ds} , regulator napona se aktivira ($-\Delta i_{ds}$) i umanjuje optimalno proračunatu i_{ds_opt} . Neophodna naponska margina između maksimalno mogućeg i izlaznog napona koja aktivira ovaj regulator je postavljena na 5%. Ovaj regulator čini samo integralni član, s ciljem izbegavanja naglih skokova u referentnoj struji koja određuje fluks u mašini.

Treći član regulatora fluksa je kalkulator limita q-struje, odnosno limita struje koja određuje moment. Ovaj deo regulatora se aktivira u blizini prevalnog momenta mašine i

stabilizuje predloženu strukturu. Limit klizanja, $\omega_k = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$, je praktično ostvaren limitovanjem struje po q-osi.

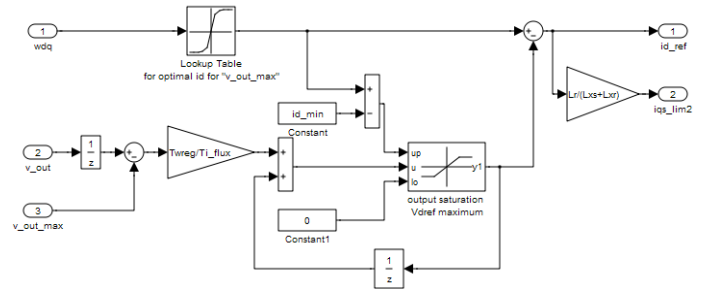
Prevalno klizanje zavisi od parametara motora, i uz zanemarenje statorske otpornosti R_s , ono iznosi:

$$s_{pr} = \frac{R_r}{\omega_s \cdot (L_{xs} + L_{xr})}$$

Ako se vrednost klizanja ograniči na vrednost prevalnog klizanja, to znači da je vrednost q- struje ograničena na:

$$i_{qs} = \frac{L_r}{L_{xs} + L_{xr}} \cdot i_{ds}$$

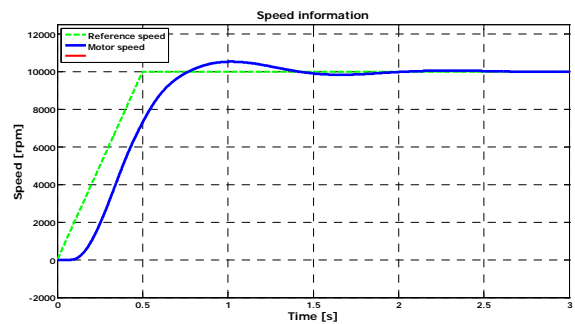
Opisani regulator fluksa prikazan je na slici 8.



Slika 8. Korišćeni regulator fluksa.

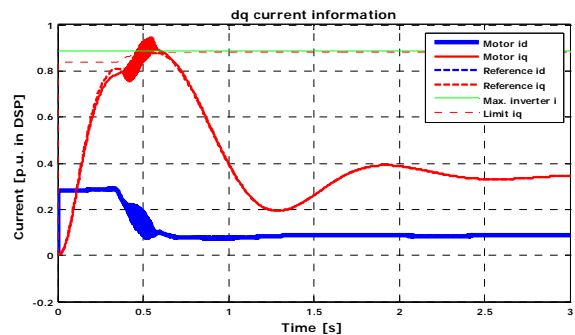
5. REZULTATI SIMULACIJE

Rezultati su dati za referentnu brzinu 10000 rpm-a, a za moment opterećenja 0,4 Nm.



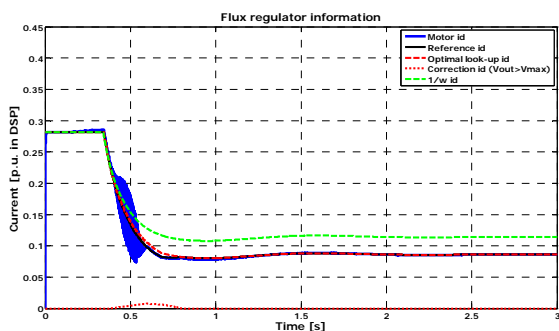
Slika 8. Odziv brzine pogona sa referencom duboko u oblasti slabljenja polja: 10000 o/min.

U baznom opsegu struja i_{ds} je konstantna. U oblast slabljenja polja ulazimo kada se, idući od velikih brzina ka manjim, vrednost optimalne struje i_{ds_opt} izjednači sa nominalnom strujom i_{ds_nom} (slika 5, tabela 2)..

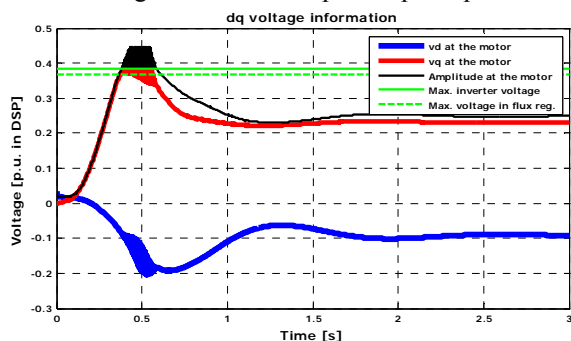


Slika 9. Struje statora dq tokom zaleta do 10000 o/min.

Smanjivanje struje se dešava po look-up tabeli, pri čemu se na slici 10 može uočiti da je proradio i regulator napona koji dodatno smanjuje referencu i_{ds} čime se ostavlja prostor za rad strujnih regulatora. Sa ove slike se vidi da je referentna i_{ds} manja od one koja se dobija metodom $1/\omega$, odnosno ima se veći elektromagnetni moment, kao što je ranije objašnjeno. Na slici 11 su prikazani dq naponi i ukupni napon na motoru. Njihovo ponašanje je potpuno u skladu sa izrazima 5 i 6.



Slika 10. Poređenje rada predloženog regulatora fluksa sa regulatorom fluksa po $1/\omega$ principu



Slika 11. Statorski naponi po d, q osi i ukupni napon na motoru

6. REZULTATI EKSPERIMENTA

Praktični rezultati dati u ovom poglavlju su prikupljeni na 1kW pogonu na bazi STM 32103 namenjenom za rad u aparatima za domaćinstvo. Maksimalna brzina obrtanja pogona je 10000 o/min i pogon mora da radi u širokom opsegu napona jednosmernog međukola 250V-380V. Predložen model regulacije fluksa je podešen da radi optimalno za sve napone preko 280V što je u skladu sa zadatim specifikacijama pogona.

U tabelama 3 i 4 su dati rezultati merenja i očitanih vrednosti na DSP-u za četiri različita momenta opterećenja. Vrednosti na DSP-u su u opsegu (+32767 do -32768), odnosno apsolutna vrednost veličine se najlakše dobije kada se tabelarna vrednost podeli sa brojem 32767. Zanimljivo je uporediti vrednosti sa slika 9, 10, 11 i iz navedenih tabela za momenat opterećenja od 0,4Nm. Parovi veličina sa slike 9 i iz table 4 su sledeći: i_{ds} (0.0864, 0,0859), i_{qs} (0.362, 0.397); parovi sa slike 11 i iz table 4 su: u_{ds} (-0.092, -0.097), u_{qs} (0.232, 0.241), u_s (0.249, 0.269), respektivno. Par fazni napon sa slike 11 i table 4 je (0,249, 0.244), respektivno.

Tabela 3. Mereni rezultati.

m_e [Nm]	P_{meh} [W]	V_{ph-ph} [Vrms]	I [Arms]	f [Hz]	P_{el} [W]
0,1	105,1	127,5	0,787	336,5	128
0,2	207,2	131,8	1,29	339,4	254,7
0,3	314,5	142,5	1,77	341,5	335,5
0,4	420	153,55	2,26	342,9	460,2

Tabela 4. Rezultati u softveru ($I_b=8A$, $V_b=509V$)s

I_d [p.u.]	I_q [p.u.]	V_d [p.u.]	V_q [p.u.]	V_{ph} [p.u.]	n_{slip} [rpm]
2896	3950	-680	7020	7150	100
2867	7300	-1550	7100	7350	180

2839	10000	-2500	7700	8500	230
2817	13030	-3200	7900	8800	300

Iz navedenog se može zaključiti da su ovi rezultati u skladu sa rezultatima dobijenih računarskim simulacijama.

6. ZAKLJUČAK

Trend razvoja pogona za aparate u domaćinstvu je umanjenje cene, bolja dinamika pogona, umanjenje utroška energije i uvećanje opsega brzine i momenta koje pogon može da ostvari. Pogon sa asinhronim motorom ispunjava ove uslove samo ako je upravljani vektorski, uz optimalno upravljanje rotorskim fluksom. Upravljanje fluksom na velikim brzinama je poseban problem kod ovih pogona jer po specifikaciji pogoni moraju da rade sa značajnim varijacijama napona jednosmernog međukola. U ovom radu je predložena metoda koja omogućava optimalnu kontrolu fluksa ukoliko je ulazni napon dovoljno veliki i suboptimalnu kada taj isti napon padne ispod unapred definisane vrednosti. Na ovaj način je izbegnuta potreba da se traži optimalno rešenje za sve moguće vrednosti napona, i prihvata umanjenje brzine u slučaju značajnog pada napona mreže, što je sasvim u skladu sa specifikacijama ovih pogona.

LITERATURA

- [1] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani, and Luca Zarri, "A Robust Method for Field Weakening Operation of Induction Motor Drives with Maximum Torque Capability", Industry applications conference, pp 111 - 117, 2006.
- [2] Briz, F. Diez, A. Degner, M.W. Lorenz, R.D., "Current and Flux Regulation in Field-Weakening Operation", Industry applications Transactions on, Volume 37, pp 42-50, 2001.
- [3] Tripathi, A. Khambadkone, A.M. Panda, S.K., "Dynamic Control of Torque in Overmodulation and in the Field Weakening Region", Power electronics, Transactions on, Volume 4, pp 1091-1098, 2006.
- [4] Bunte, A. Grotstollen, H. Krafcak, P., "Field weakening of induction motors in a very wide region with regard to parameter uncertainties", Power electronics Specialist Conference, pp 944-950, 1996.
- [5] Kerkman, R.J. Rowan, T.M. Leggate, D., "Indirect field oriented control of an induction motor in the field weakening region", Industry applications Transactions on, Volume 28, pp 850-857, 1992.
- [6] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho, "Maximum torque control of stator flux oriented induction machine drive in field weakening region", Industry applications Conference, Volume 3, pp 1461 - 1467, 2000.