

## Simulaciona struktura elektromotornog pogona s trofaznim asinhronim motorom regulisanog digitalnim regulatorom pozicije

Tamara Živić, dipl.inž<sup>1)</sup>  
Saša Padežanin, dipl.inž<sup>1)</sup>

Dat je pregled regulacione strukture pozicioniranja, koja pripada oblasti digitalne regulacije elektromotornih pogona. Izložen je simulacioni model trofaznog asinhronog motora sa opterećenjem, kojim upravlja digitalni regulator pozicije. Obradeni su sastavni delovi celokupnog pogona sa podrobnim objašnjenjima njihovog funkcionisanja.

*Ključne reči:* Regulator, pozicija, elektromotorni pogon.

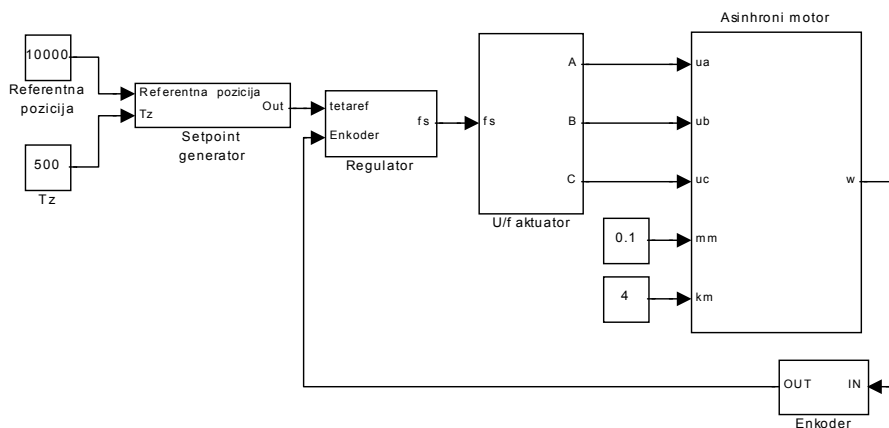
### Uvod

MOTORI za jednosmernu struju su po svojoj konstrukciji i održavanju kompleksniji od trofaznih asinhronih motora. Međutim, motori jednosmerne struje imaju bolje upravljačke karakteristike što ih je zadržalo u upotrebi do današnjih dana. Naglim razvojem elektronike i mikroprocesora došlo se u situaciju da se može konstruisati uređaj koji upravlja radom asinhronog motora na takav način da mu se radne karakteristike poklapaju s karakteristikama motora za jednosmernu struju [1]. U začetku razvoja ovakvih regulacionih tehnika upotrebljavali su se analogni regulatori. Loše strane ovakve regulacije bile su greške u analognom signalu, veliko vreme odziva - tromost sistema, itd. Razvojem digitalne tehnologije stvoreni su digitalni regulatori koji daleko prevazilaze mogućnosti svojih analognih prethodnika i predstavljaju ozbiljnu konkurenciju pogonima s motorima za jednosmernu struju. Zbog masovnosti proizvodnje i brzog napredovanja elektronike, ovim uređajima cena pada na prihvatljiv nivo, a prednosti su im i jednostavnost upotrebe, mnoštvo pomoćnih funkcija i kompatibilnost s personalnim računarima. U datom tekstu govori se o Danfossovom

digitalnom regulatoru koji se koristi u sistemu pozicioniranja. Ovim regulatorom može da se podešava kako brzina, tako i pozicija sistema. Primena ovakvih sistema je veoma široka (od regulacije pokretnih traka, do upravljanja velikim kranskim dizalicama), a regulacija je usavršena u svakom pogledu. Neke od posebnosti Danfossovih regulatora su i tzv. *feed forward* brzine i ubrzanja. Ovi delovi regulatora omogućavaju regulaciju brzine i ubrzanja pogona bez negativne povratne sprege (u otvorenoj petlji), što znatno olakšava rad drugog dela regulatora i poboljšavaju performanse pogona [2]. Struktura pozicioniranja s *feed forward*ima je modelirana i testirana u programu Simulink, programskog paketa MATLAB 5.3 u cilju lakšeg razumevanja rada ovog regulatora. Iako su osnovni rezultati simulacija obuhvaćeni ovim radom, bitno je napomenuti da je ovde prikazani simulacioni model pogona pokazao više nego zadovoljavajuće rezultate. U radu je prikazana struktura celog sistema i njegovih delova.

### Simulaciona struktura pozicionog sistema

Simulaciona struktura prikazana na sl. 1 sastoji se od:

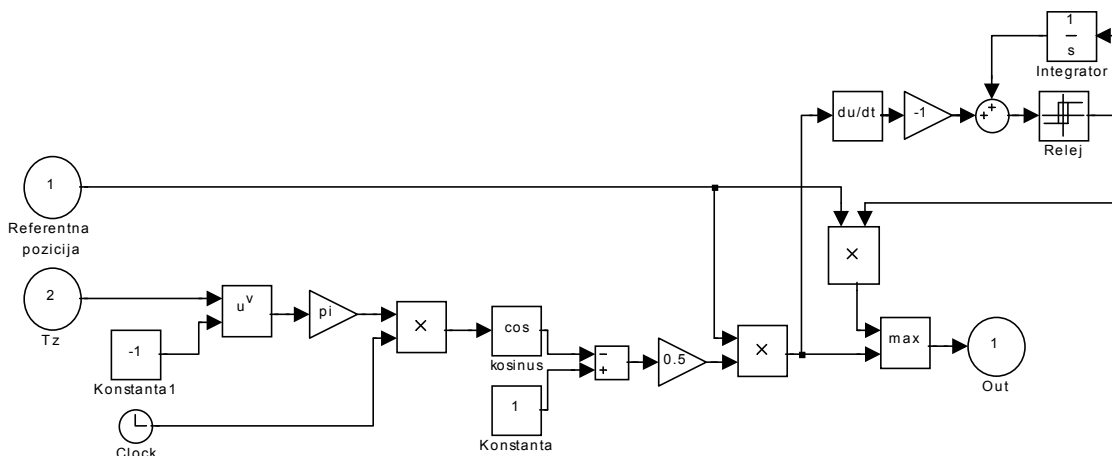


Slika 1. Izgled simulacione strukture pozicionog sistema

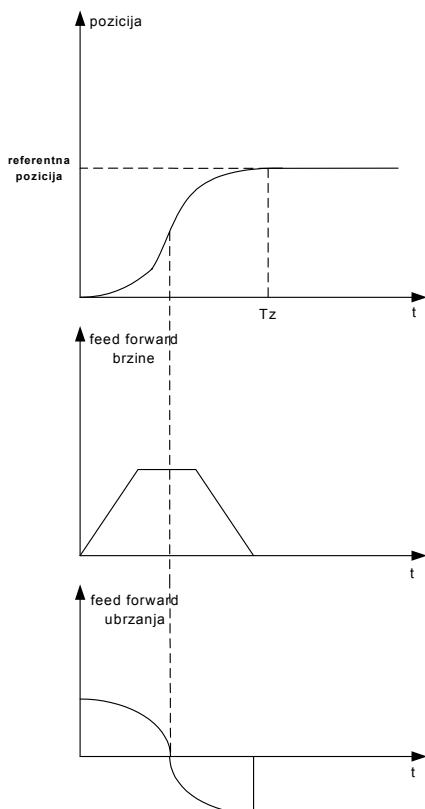
- setpoint generatora
- regulatora
- U/f bloka (aktuator)
- modela enkodera
- matematičkog modela trofaznog asinhronog motora

### Setpoint generator

Da bi pogon postigao zadatu poziciju bez oscilacija i prebačaja, potrebno je koristiti generator pozicije. Ovaj uređaj na svom ulazu uzima referentni signal pozicije, a na svom izlazu generiše karakteristični oblik zavisnosti pozicije od vremena. Setpoint generator prikazan je na sl.2, dok



Slika 2. Setpoint generator



su na sl.3 dati vremenski dijagrami izlaznog signala iz setpoint generatora, signala na *feed forwardu* brzine i signala na *feed forwardu* ubrzanja, respektivno.

Ovakav oblik signala pozicije generiše karakteristične signale na *feed forwardima*. Tako se na FFVEL (*feed forwardu* brzine) dobija trapezni oblik brzine u vremenu, dok se na FFACC (*feed forwardu* ubrzanja) dobijaju isti signali ubrzanja i usporavanja [2].

### Regulator

Proizvođač regulatora je obezbedio programski paket (Testrun program) koji se koristi kao alat za optimizaciju podešavanja kontrolera pozicije, pa samim tim i za optimi-

zaciju performansi sistema [2]. Simulacioni model koji je urađen u Simulinku, dobrim delom se oslanja na podatke koje pruža ovaj programski paket. Da bi se uradio odgovarajući model kontrolera, potrebno je poznavati neke činjenice o kontroleru pozicije.

Kontroler pozicije ima dva dela:

1. Setpoint generator prevodi različite komande pozicioniranja u kontroleru pozicije i generiše niz podešavanja koji rezultiraju željenom pozicijom.

Naravno, svi procesi pozicioniranja imaju krivu brzine trapezoidnog oblika. To znači da posle faze konstantnog ubrzanja sledi faza konstantne brzine i, konačno, faza konstantnog usporavanja, koja se završava željenom pozicijom.

2. PI (Proporcionalni-Integralni) kontroler prima podešenu poziciju iz setpoint generatora i uzastopno proračunava poziciju potrebnu da bi motor pratio tekuću zadatu referencu. Podešavajući parametre PI kontrolera (pod koje se ubrajaju i *feed forwardi* brzine i ubrzanja), može se direktno uticati na to, do kog stepena i koliko brzo će se odstupanje od teoretskog podešavanja smanjiti.

Sledeća ponašanja ukazuju na to da parametri kontrolera nisu optimalno podešeni:

- vibracije i buka pogona,
- česta pojava greške pozicije,
- mala tačnost kontrolera.

Kontrolni parametri su zavisi od opterećenja, pa pogon mora biti optimizovan pod stvarnim uslovima rada. U posebnim slučajevima potrebno je odrediti različita podeša-

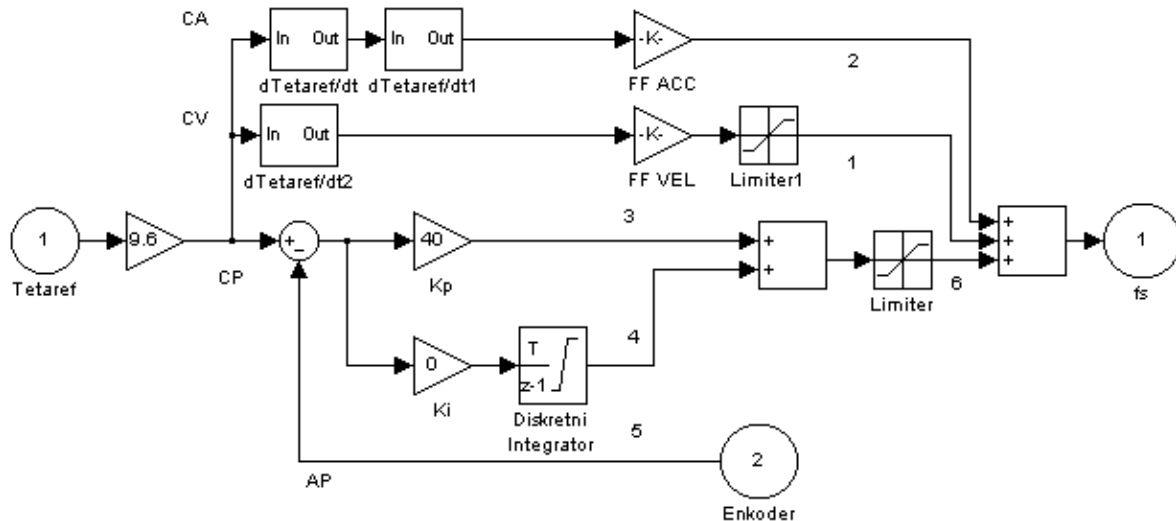
vanja kontrolnih parametara u toku rada i promeniti ih u zavisnosti od ponašanja pogona.

#### Značaj i uticaj parametara kontrolera

PI kontroler generiše, na osnovu ulaznih podataka, frekvenciju kao glavnu upravljačku veličinu  $U/f$  regulatora.

Podešavanja se periodično preračunavaju u intervalu od 1ms (interval je određen parametrima tajmera). Kontroler je fabrički podešen tako da odgovara većini primena.

Šema rada PI kontrolera prikazana je na sl.4.



Slika 4. Šema regulatora pozicije

Na slici su upotrebljene sledeće oznake:

- 1 - FFVEL. (referenca brzine)
- 2 - FFACC. (referenca ubrzanja)
- 3 - KPROP. (greška pozicije)
- 4 - KINT. (suma svih prethodnih grešaka pozicije)
- 6 - 3+4 (ograničeno sa propusnim opsegom)

AP- stvarna pozicija (dobijena iz enkodera) u  $qc^*$  (četvorostrukim vrednostima)

CP- trenutna referentna pozicija u  $qc$

CV- podešena brzina u  $qc/ms$

Greška pozicije se računa kao  $CP-AP$ ;

$qc^*$ - broj enkoderskih impulsa pomnožen sa 4, upravljačka veličina koju Danfos koristi u svojim uređajima.

Kontroler pozicije koristi dve strategije istovremeno:

1. Otvorenu petlju sa *feed forward* kontrolom. S obzirom da asinhroni motor prirodno ima dobre performanse u otvorenoj petlji, *feed forward* je veoma važan deo kontrolera u većini primena. Pogodnosti korišćenja kontrole *feed forward*ima je veoma brz i tačan odziv na promene reference.
2. PI kontrola zatvorenom petljom. PI kontroler pokazuje razliku između stvarne pozicije i podešene pozicije. Na osnovu toga, on proračunava kontrolni signal kako bi minimizirao grešku pozicije. Zbog toga je kontroler pozicije u mogućnosti da kompenzuje bilo koju grešku pozicije izazvanu netačnošću podešenja *feed forward* kontrolera u otvorenoj petlji.

Ukratko: *feed forward* kontrola se koristi da bi se prevazišle promene u odnosu na podešenu referencu (što je veoma važno u primenama sinhronizacije), dok se PI kontroler koristi da bi se neutralizovale promene u opterećenju ili netačnosti *feed forward* kontrole.

#### KPROP

Proporcionalni faktor se množi sa greškom pozicije i rezultat se dodaje kontrolnom signalu. Kako je proračunati kontrolni signal srazmeran greški pozicije, ova vrsta kontrole se zove proporcionalna kontrola. Ponašanje proporcionalne kontrole je slično opruzi - što se više isteže veća je protivsilna kojom se opire.

Uticaj proporcionalnog faktora:

KPROP premali – velika greška pozicije zbog nemogućnosti kompenzacije momenta trenja i opterećenja;

KPROP veliki – brži odziv, manja greška u ustaljenom stanju, veći prebačaj, manje prigušenje;

KPROP preveliki – velike vibracije, nestabilnost, tendencije ka prebačaju i oscilacijama.

#### KINT

Suma svih grešaka se proračunava svaki put kad se obnavlja kontrolni signal. Integralni faktor sa tada množi sa sumom svih grešaka pozicioniranja i dodaje se na ukupni kontrolni signal. Zato u slučaju da se u ustaljenom stanju greška pozicije desi u primeni, treba proveriti da li je korišćen integralni deo kontrolera.

Greške u ustaljenom stanju će biti poravnate kako se sumirana greška povećava vremenom dok se ulazni signal konačno ne poklopi sa izlaznim. Moguće je podesiti limit za kontrolni signal generisan od integralnog dela kontrolera. Integralni faktor PI kontrolera daje odgovarajuću korekciju momenta motora koja se vremenom povećava. Tako se poziciona greška ustaljenog stanja smanjuje na nulu, čak i ako je motor opterećen konstantnim opterećenjem.

Uticaj integralnog faktora:

KINT veoma mali – devijacija u ustaljenom stanju se veoma sporo reguliše na nulu;

KINT veliki – brža regulacija ka nultoj devijaciji pozicije u ustaljenom stanju, veći prebačaj;

KINT preveliki - velike vibracije, nestabilnost.

#### Integracioni limit KILIM

Integracioni limit postavlja ograničenje kontrolnom signalu generisanom od integralnog dela kontrolera. Ovo pomaže da se predupredi tzv. problem "podizanja" koji se

obično dešava u primenama gde je kontrolni signal duže vremena velik. Drugim rečima, pomoću KILIM se sprečava da zbog velike vrednosti signala sa integralnog dela dođe do prebačaja sistema.

Ova pojava je veoma korisna pri isključenju i uključenju napajanja motora, a da regulator za to vreme neprestano radi.

### Brzinski feed forward FFVEL

FFVEL je faktor skaliranja koji se množi sa izvodom podešene pozicije (brzinom podešene pozicije). Rezultat ove operacije se dodaje na konačni kontrolni signal. Ova pojava je posebno korisna u primenama gde je dobra korelacija između kontrolnog signala i brzine motora, npr. u većini primena na asinhronom motoru. Sa podešenjem na 1000 (preporučljivo u svim primenama), generiše se izlaz od 100% kada je podešenje brzine jednako maksimalnom podešenju [2].

### Feed forward ubrzanja FFACC

Faktor FFACC je pomnožen sa drugim izvodom referentne pozicije (ubrzanje reference), i rezultat se dodaje na kontrolni signal. Ovaj dodatak trebalo bi iskoristiti da se popravi moment koji se koristi za ubrzanje i kočenje pogona [2].

### Propusni opseg

Propusni opseg od 1000 znači da se podešena vrednost 100% izvršava, tako da se KPROP i KINT koriste kako su i definisani. Ali, ako se radi sa sistemom koji može biti ugrožen vibracijama, npr. kran sa velikim opterećenjem, tada se može ograničiti propusni opseg unutar koga radi PI kontroler. Propusni opseg od 300 ograničava mogući izlaz na 30%. Porast vibracija se sprečava time što se kontrola ograničava na 30% moguće vrednosti. Međutim, tada je neophodno koristiti *feed forward* deo kontrolera da bi se postigla odgovarajuća kontrola [2].

### Interval odabiranja podataka (IOD)

Potrebno je izabrati IOD koji odgovara sistemu i pretvaraču frekvencije, npr. 20–30 ms. Za dinamičke primene, IOD se može smanjiti do 1ms. Najkraće vreme odabiranja trebalo bi koristiti za servo motore [2].

### Optimizacija PI kontrolera

U sledećem delu izlaganja dat je kratak opis postupka optimizacije PI kontrolera koji je obavezan deo podešavanja jednog regulisanog elektromotornog pogona.

### Optimizacija FFVEL

1. Izvršiti probu sa  $KPROP = KINT = FFACC = 0$  i  $FFVEL = 100$
  2. Ako je stvarna brzina manja od referentne brzine, ponoviti postupak, samo sa većim FFVEL i obratno, ako je stvarna brzina veća od referentne, smanjiti FFVEL.
- Ovo je potrebno raditi dok se stvarna i referentna brzina ne poklope. FFVEL je sada optimalan [2].

### Optimizacija FFACC

U sistemima sa velikom inercijom i/ili naglim promenama referentne brzine, povoljno je iskoristiti FFACC kontrolu (dok se ovaj parametar podešava potrebno je da opterećenje bude priključeno na mašinu).

Treba početi sa malim faktorom za  $FFACC \approx 10$ , uz  $KPROP = KINT = 0$ , FFVEL nameštenim od ranije. Ako je u

toku ubrzanja stvarna brzina stalno manja od referentne, potrebno je povećavati FFACC dok se re-ferentna i stvarna brzina ne poklope [2].

### Podešavanje KPROP

Potrebno je izvršiti probu sa  $KPROP = KINT = 0$  i FFVEL i FFACC nameštenim od ranije. Ako brzina ne osciluje, tada može da se poveća KPROP. Povećanje KPROP se radi sve dok sistem (brzina) ne počne blago da osciluje. Tako nameštenu "nestabilnu" vrednost KPROP potrebno je smanjiti za 30%. To bi trebalo da bude optimalna vrednost za KPROP.

U svakom sistemu koji zahteva nultu grešku ustaljenog stanja, mora da se koristi integracioni deo kontrolera. Podešavanje ovog parametra je kompromis između brzog postizanja nulte greške ustaljenog stanja (što je dobro) i povećanja prebačaja i oscilacija u sistemu (što je loše) [2].

Pošto se u ovom regulatoru koristi digitalni PI kontroler, njegov izlazni signal se opisuje jednačinom:

$$u(n) = (Kp \cdot e(n) + Ki \cdot \Sigma e(n)) / \text{time},$$

gde su:

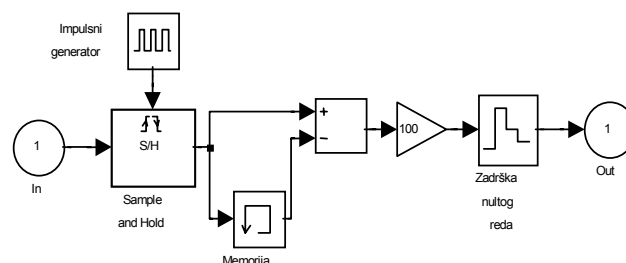
- $e(n)$  – greška u vremenu  $n$
- timer – vreme odabiranja,
- $Kp$  – proporcionalni faktor,
- $Ki$  – integracioni faktor.

### Izvod digitalnog signala po vremenu (koji se nalazi u granama FFACC i FFVEL)

Ovaj blok izveden je po principu nalaženja priraštaja funkcije u kratkom vremenskom intervalu prema sledećem izrazu:

$$\text{izvod} = (f(t_2) - f(t_1)) / (t_2 - t_1).$$

Na sl.5 je prikazan model koji izračunava izvod.



Slika 5. Simulacioni model derivacije digitalnog signala

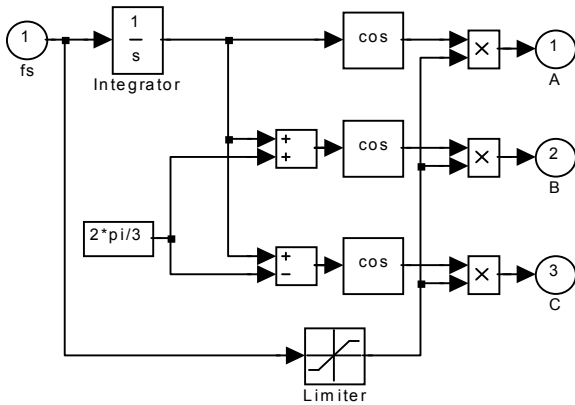
Ulazni signal ulazi u Sample and Hold blok gde se vrši uzimanje odbiraka i njihovo prosleđivanje na izlaz bloka u pravilnim vremenskim intervalima, koji su diktirani generatorom takta (impulсни generator na sl.5). Dalje se signal deli na dve grane, od kojih jedna ulazi u blok memorije. Blok memorije vrši kašnjenje signala za jedan interval takta. Zatim se vrši oduzimanje trenutnog od zakašnjelog signala. Time se dobija priraštaj ulazne veličine. On se dalje deli sa vremenskim intervalom odabiranja i time se dobija izvod digitalnog signala po vremenu. Poslednji blok na slici je Zadržka nultog reda, koji služi za "zaravnjenje" šupljina između impulsa izvoda. Ovaj blok je neophodan zbog toga što je ulaz u aktuator analogni signal.

### **Aktuator**

Za optimalno iskorišćenje asinhronog motora koristi se napajanje trofaznim simetričnim sistemom napona kod koga je odnos napona i frekvencije konstantan, tzv.  $U/f$

regulacija. Ovakav način napajanja obezbeđuje konstantan fluks u mašini i optimalno iskorišćenje magnetnog kola mašine [3]. Simulacioni model aktuatora ima, kao ulaznu veličinu, frekvenciju statorskih napona (a time i struja). Izlaz iz aktuatora sačinjavaju tri naizmenična napona promenljive amplitude i frekvencije, koji su međusobno fazno pomereni za ugao od  $120^\circ$ el.

Šematski izgled aktuatora, prikazan na sl.6, bitno je pojednostavljen time što su korišćene normalizovane veličine.



Slika 6. Simulacioni model aktuatora sa U/f zavisnošću

Frekvencija statora (ulazna promenljiva) se deli na dve grane. U jednoj grani signal se integriše i time se dobija trenutni električni ugao naizmenične veličine koji se dalje deli na tri grane, gde se vrši fazno pomeranje po  $120^\circ$ el. Iz ovih novih uglova se izračunavaju kosinusi, koji se dalje množe sa signalom iz druge grane. Signal iz druge grane predstavlja amplitudu naizmeničnog napona, koja je ograničena blokom Limiter. Gornje ograničenje bloka Limiter predstavlja amplitudu nominalnog napona mašine, a donja granična vrednost je postavljena na 0,2, odnosno 20% od maksimalne vrednosti amplitude.

Razlog ovom donjem ograničenju je sledeći:

Pošto se koristi model trofaznog asinhronog motora s nenultom vrednosti otpora statora, onda je potrebno koristiti kompenzovanu U/f regulaciju koja obezbeđuje optimalno iskorišćenje magnetnog kola mašine i pri malim frekvencijama [1]. Matematičko objašnjenje ovih pojava je sledeće:

Elektromagnetni momenat asinhronog motora pri zanemarenoj struji magnećenja je:

$$m_e = 3p \left( \frac{U_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \frac{\omega_r \cdot R_r}{\left( R_s \cdot \frac{\omega_r}{\omega_s} + R_r \right)^2 + \omega_r^2 \cdot (\lambda_s + \lambda_r)^2} \quad (1)$$

gde su:

- $U_s$  – efektivna vrednost faznog napona statora,
- $\omega_s$  – kružna učestanost statora (sinhrona kružna učestanost),
- $\omega_r$  – kružna učestanost rotora,
- $R_s$  – otpor po fazi statora,
- $R_r$  – otpor po fazi rotora sveden na stranu statora,
- $\lambda_s$  – induktivnost rasipanja po fazi statora,
- $\lambda_r$  – induktivnost rasipanja po fazi rotora svedena na stator,
- $p$  – broj pari polova.

Ukoliko se u prethodnom izrazu zanemari otpor statora, dobija se sledeći izraz:

$$m_e = 3p \left( \frac{U_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \frac{\omega_r \cdot R_r}{R_r^2 + \omega_r^2 \cdot \lambda^2} \quad (2)$$

$$\lambda = \lambda_s + \lambda_r \quad (3)$$

Ako se održava stalni odnos  $U_s/\omega_s$ , momenat  $m_e$  zavisi samo od rotorske učestanosti  $\omega_r$  ( $p$ ,  $R_r$  i  $\lambda$  su konstante), pa se pri promeni statorske učestanosti  $\omega_s$ , za isti momenat opterećenja u ustaljenom stanju zadržava ista razlika između  $\omega_s$  i svedene brzine rotora  $\omega$ . Mehanička karakteristika motora  $m_e=f(\omega)$  se translatorno pomera zadržavajući približno isti maksimalni momenat [3].

Zanemarenje otpornosti  $R_s$  pokazuje svoje negativne efekte naročito pri niskim  $\omega_s$  (smanjuje se fluks, a time i momenat). Ovo se koriguje dodavanjem konstantnog napona u delu karakteristike na niskoj učestanosti [1]. Dakle, donja granica bloka Limiter predstavlja napon  $U_0$  kompenzovane U/f regulacije.

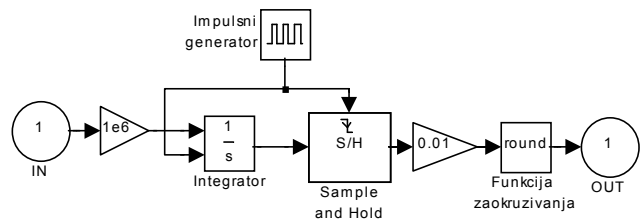
## Enkoder

Radi regulacije pogona potrebno je u svakom trenutku imati informacije o stanju u pogonu. Veličine kojima se mogu opisati procesi u pogonu su brzina pogona i njegova trenutna pozicija. Za određivanje ovih veličina koriste se tahogenerator i enkoder. Izlaz iz tahogeneratora je analogna veličina čija frekvencija ili amplituda odgovara merenoj brzini.

Zbog složenosti uređaja, električnih nesavršenosti i dodatnog momenta inercije koji tahogenerator unosi u pogon, prelazi se na enkoder čiji je princip rada zasnovan na optičkom detektovanju merene veličine i digitalnoj obradi podataka.

Za primene ove simulacije uzeta je standardna vrednost od 1024 impulsa po jednom obrtaju enkodera.

Simulacioni model enkodera je prikazan na sl.7.



Slika 7. Simulacioni model enkodera

Ulazna veličina u enkoder je normalizovana ugaona brzina pogona. Ta veličina, pomnožena korekcionim faktorom ulazi u resetabilni integrator, i izlazi u blok za uzimanje odbiraka (Sample and Hold) koji, praktično, vrši funkciju A/D konvertora. Ulaz za restartovanje na integratoru i ulaz za takt na S/H bloku su taktovani takt generatorom (Impulsni generator) koji generiše niz pravougaonih impulsa kontrolabilne amplitude i učestanosti. Na uzlaznoj ivici signala takta resetuje se integrator, i on počinje da integriše signal. Na silaznoj ivici signala takta daje se impuls S/H bloku da uzme odbirak i prosledi ga ka izlazu iz enkodera. Na sledećoj uzlaznoj ivici signala takta integrator se ponovo resetuje i postupak se ponavlja. Odavde se vidi da učestanost uzimanja odbiraka zavisi od učestanosti generatora takta.

Nakon S/H bloka sledi množenje odgovarajućim koeficijentom i prolazak kroz blok za zaokruživanje vrednosti (Funkcija zaokruživanja) odbirka na celobrojnu vrednost. Time se postiže ceo "broj zareza" koji enkoder šalje prema regulacionom sistemu. Bitno je napomenuti da Danfossov regulator koristi četverostruki broj impulsa sa enkodera. Množenje brojem 4 je obavljeno u bloku za množenje koji se nalazi ispred bloka za zaokruživanje vrednosti.

### Model trofaznog asinhronog motora

Za potrebe simulacije korišten je matematički model asinhronog motora s kratko spojenim rotorom za simetričan režim rada u sinhronom referentnom dq sistemu [1].

Nominalna učestanost motora je 50 Hz, dok su parametri:

$$R_s = 0.121 \text{ r.j.}$$

$$R_r = 0.085 \text{ r.j.}$$

$$M = 1.975 \text{ r.j.}$$

$$L_s = L_r = 2.046 \text{ r.j.}$$

$$T_m = 117 \text{ r.j.}$$

$$K_m = 0.2$$

### Primer simulacije

Prikazani su rezultati simulacije celokupnog sistema. Navedene su i vrednosti promenljivih korišćenih u simulaciji :

$$\text{Referentna pozicija} = 10000$$

$$T_z = 500$$

$$\text{FFACC} = 12000$$

$$\text{FFVEL} = 1000$$

$$K_p = 40$$

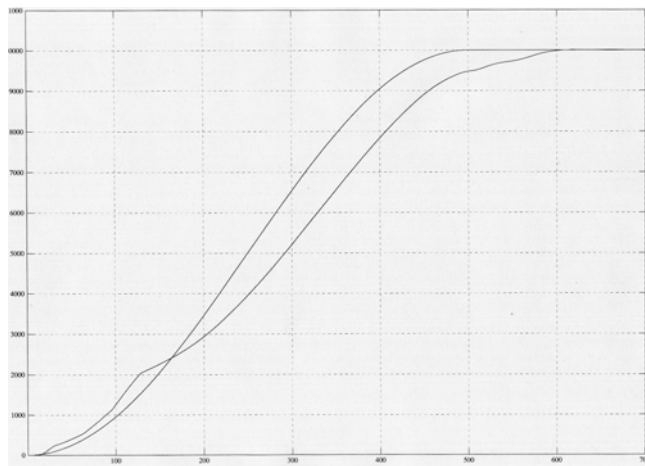
$$K_i = 0$$

$$m_m = 0.1$$

$$k_m = 4$$

$$m_{m \text{ ekv}} = m_m + k_m \cdot \omega$$

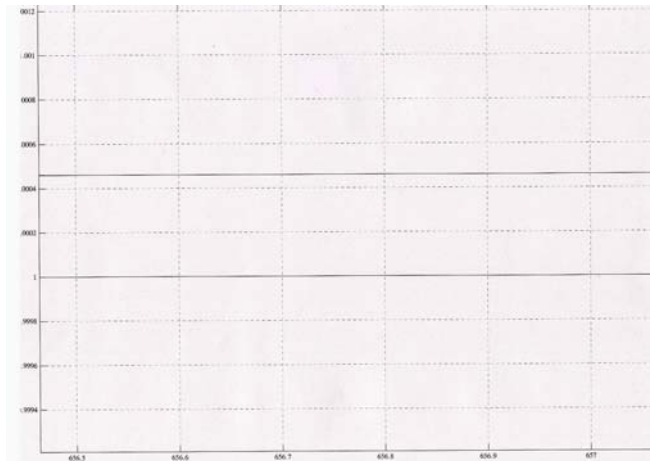
Na sl.8 je prikazana zavisnost stvarne i referentne pozicije od vremena simulacije.



Slika 8. Stvarna i referentna pozicija u funkciji vremena simulacije

Kao što se vidi na slici, u prelaznom procesu referentnog i stvarnog signala pozicije vidljiva su mala međusobna odstupanja. Ova odstupanja nisu važna za pogon, sve dok pogon ostvaruje krajnju, zadatu vrednost pozicije. Pažljivijim posmatranjem grafika simulacije (uvećanje na sl.9) vidi se da je tačnost pozicionog sistema veoma velika. Greška u

ustaljenom stanju iznosi manje od 0.05% , što je sasvim prihvatljiva vrednost greške.



Slika 9. Uvećana slika referentne i stvarne pozicije

Tome, naravno, doprinosi i uvođenje četverostrukog signala sa enkodera, čime se povećava "rezolucija" regulatora, odnosno njegove performanse. Ono što se ne vidi u simulaciji, a od velike je važnosti u praktičnoj primeni, jeste korišćenje digitalnog signala kao nosioca informacije pozicije sistema. Naime, poznato je da su digitalni sistemi prenosa informacija manje podložni greškama od analognih sistema. Greške u prenosu signala mogu biti prouzrokovane uticajima jakih stranih elektromagnetnih polja kojih u elektromotornim postrojenjima ima mnogo.

Na sl.10 je prikazana zavisnost momenta (viša kriva) i brzine (niža kriva) od vremena simulacije.



Slika 10. Moment i brzina u funkciji vremena simulacije

Veoma je lako primetiti da postoje velike oscilacije momenta kako bi brzina i pozicija poštovale zadate reference.

### Zaključak

Razvijanjem poluprovodničkih energetske prekidačkih komponenti i napredovanjem mikroprocesorske tehnologije moguće je konstruisati složene regulatore elektromotornih pogona, koji u sebi sadrže i upravljački i energetski deo. Nekadašnja teorijska razmatranja frekventne i vektorske kontrole elektromotornih pogona, danas su postala stvarnost, zahvaljujući sve većim mogućnostima ugrađenih mikroprocesora koji na brz i efikasan način izračunavaju upravljačke reference. Međutim, te upravljačke reference bile bi

neupotrebljive, da nema brzih i moćnih poluprovodničkih energetske pretvarača. Svakog dana se na tehničkom tržištu mogu naći sve noviji i savršeniji uređaji. Proizvođači teže ugrađivanju još većeg broja pomoćnih i zaštitnih funkcija, a komunikacija sa PC računarom je postala uobičajena pojava. Smanjuju se dimenzije uređaja, a povećavaju se njihovi kapaciteti u pogledu izlazne snage. Osim visokog kvaliteta, proizvođači teže i smanjenju cena uređaja kako bi mogli pridobiti što veće tržište.

Neiscrpe mogućnosti primene ovakvih uređaja daju inženjerima velike mogućnosti za istraživački rad.

## Literatura

- [1] VUČKOVIĆ, V. *Električni pogoni*. Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1997.
- [2] Danfosov priručnik za konvertor frekvencije VLT 5000, Danfoss, Danska, 2000. Korišćena je i Danfosova Internet prezentacija [www.danfoss.com](http://www.danfoss.com).
- [3] JEFTENIĆ, B. *Elektromotorni pogoni*. Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1992.

Rad primljen: 22.10.2001.god.

