

UVOD

Naizmjeni~ni motori, posebno asinhroni motori, odavno su se izdvojili kao najpogodniji za primene u industrijskim pogonima. Oni imaju dve osnovne prednosti u odnosu na jednosmerne motore: naizmjeni~ni motori zahtevaju mawe tro{kove odr`avawa i mnogo su mawih gabarita od jednosmernih motora iste snage. Osnovna prednost jednosmernog u odnosu na naizmjeni~ni motor ogleda se u jednostavnosti upravljanja izlaznim momentom motora preko nezavisnog terminala.

Pojavom energetskih pretvara~a sa naizmjeni~nim izlaznim naponom promenljive amplitude i u~estanosti i primenom digitalnih procesora velike brzine i slo`ene aritmetike omogu}ena je implementacija algoritama upravljanja, koji nelinearnu karakteristiku izlaznog momenta naizmjeni~nih pogona prevode na raspregnuto upravljanje fluksom u vazdu{nom procepu i izlaznim momentom naizmjeni~nog motora u zavisnosti od odgovaraju}ih komponenti statorske struje. Na taj na~in je mogu}e realizovati servopogone sa naizmjeni~nim motorom kao izvr{nim organom, sa {irokom primenom u sistemima vu~e, pogonima za pokretawe proizvodnih traka, za upravljanje ventilima, za pozicionirawe ma{ina alatnika, za upravljanje robotima.

Raspregnuto upravljanje fluksom vazdu{nog procepa i izlaznim momentom omogu}ava algoritam vektorskog upravljanja. U literaturi [2] pokazano je da se kvalitetno vektorsko upravljanje izlaznim momentom motora mo`e ostvariti jedino kada je obezbejena visokokvalitetna regulacija statorske struje. Pod tim se podrazumeva regulacija koja obezbe|uje da brzina odziva statorske struje bude bar deset puta ve}a od brzine odziva spoqne pozicione ili brzinske konture regulacije. Tako|e, visokokvalitetna regulacija statorske struje zahteva {to je mogu}e mawe odstupawe ove struje u odnosu na svoju referencu i {to je mogu}e mawu wenu talasnost.

U stru~noj literaturi sre}u se mnoga re{ewa pomenutog problema, pri ~emu raznolikost ideja i pristupa pokazuje da je u slu~aju regulacije statorske struje te{kko definisati neko univerzalno najbolje re{ewe. Kori}ene metode naj~e}e predstavljaju kompromis izme|u slo`enosti upravljanja~kog hardvera i kvaliteta regulacije. Ipak, iz mno{tva re{ewa izdvojilo se nekoliko najboljih koja se naj~e}e koriste u praksi.

Re{avawe problema visoko kvalitetne regulacije statorske struje se naj~e}e tra`i u dva razli~ita pravca. Prvi se sastoji u analognoj realizaciji regulatora, pri ~emu

ovakav pristup zahteva re{avawe nekoliko karakteristi~nih problema od kojih su najve}i promenqiva i ~esto nedopustivo visoka u~estanost prekidawa i nedopustivo veliko odstupawe statorske struje od zadate reference.

Prva i naj~e}e kori}ena analogna realizacija zasniva se na kliznom re`imu (sliding mode) regulacije statorske struje pomo}u histerezisnog komparatora. U literaturi [3] pokazano je da se najve}a prednost pomenute metode ogleda u postizawu najbr`eg mogu}eg odziv statorske struje. Me|utim, u primeni ove metode u~estanost prekidawa se mewa sa vredno}u statorske induktivnosti rasipawa i indeksa modulacije izlaznog napona invertora, {to predstavqa wen glavni nedostatak. Naime, promenqiva u~estanost prekidawa dovodi do promena u talasnosti statorske struje te samim tim i do fluktuacija izlaznog momenta motora. U radovima [3] i [4] predla`u se histerezisni nelinearni zakoni upravqawa sa mogu}no}u ograni~ewa veli~ina ekstremnih vrednosti u~estanosti prekidawa. Takvi su histerezisni regulatori sa sinusnim pojasom histerezisa i regulator sa pro}irewem trajawa nultih vektora. Pomenute metode daju veoma brzu regulaciju statorske struje sa mnogo ni`im u~estanostima prekidawa invertora u odnosu na obi~ni histerezisni regulator. Nedostaci pomenutih metoda se ogledaju u uslo`wawawu upravqa~kog hardvera, ~ime se potire ~esto isticana prednost histerezisne regulacije, koja se sastoji u jednostavnosti realizacije.

U literaturi [5] dat je prikaz metode regulacije statorske struje kori}ewem nosioca PWM-a fiksne u~estanosti. Ova metoda obezbe|uje rad invertora sa konstantnom u~estano}u prekidawa i to je wena osnovna prednost. Me|utim, i u primeni ove metode uvek postoji relativno veliko odstupawe statorske struje u odnosu na zadatu referencu. Drugi nedostatak ovog re{ewa se mo`e sagledati ako se ima u vidu ~iwenica da se ne sme dozvoliti da modulacioni signal PWM-a bude br`i od signala nosioca, jer bi u tom slu~aju do}lo do prekidawa invertora na mnogo ve}im u~estanostima od zadate.

Drugi generalni pristup u re{awawu problema visoko kvalitetne regulacije statorske struje se sastoji u projektowawu digitalne konture regulacije. U ovom pristupu problem promenqive u~estanosti prekidawa uop{te ne postoji. [tavi}e, gre}ka stacionarnog stawa se u nekim realizacijama mo`e potpuno eliminisati. Ipak, pri digitalnom upravqawu statorskom strujom javqaju se problemi druge prirode, kao {to su merewa struje, uticaja ka{wewa prora~una upravqa~kog signala na dinamiku sistema i problem projektowawa dovoqno brze regulacione petqe u sistemima sa ograni~enom mogu}no}u smawewa periode odabirawa.

Problem merewa struje poti~e od prisustva visokofrekventne komponente statorske struje, karakteristi~ne za sisteme sa PWM upravqa~kim signalima. U radovima [5] i [9] kori}ena je metoda odre|ivawa trenutka odabirawa vrednosti statorske struje u kome je vrednost struje jednaka wenoj fundamentalnoj komponenti. U literaturi [2] je opisana metoda U/f merewa veli~ina, koja je pogodna za merewe struje sa "step by step" usredwawawem radi eliminacije uticaja {uma.

Problem uticaja ka{wewa i problem postizawa potrebne brzine odziva re{avaju se izborom pogodne strukture sistema regulacije.

U literaturi [5] dat je prikaz klasi~ne digitalne regulacije statorske struje u stacionarnom koordinatnom sistemu kori}ewem "space vector" PWM modulacije. Primenom ove metode posti`e se statorska struja male talasnosti, {to je glavna odlika ove metode. Nedostatak metode se ogleda u postojawu neusagla{enosti statorske struje u odnosu na zadatu referencu.

U literaturi [7] dat je predlog strukture sistema regulacije koja obezbe|uje nultu gre}ku struje u stacionarnom stawu. U strukturi se koristi poznati model asinhrona

mašine. Međutim, ovo rešenje ima ozbiljan nedostatak: zahteva procesor sa složenijim aritmetičkim mogućnostima i nije robustna jer zahteva egzaktne vrednosti parametara modela motora da bi se garantovala visoko kvalitetna regulacija.

U literaturi [8] dat je prikaz najčešće korišćene metode digitalne regulacije statorske struje. Metoda se sastoji u projektovanju "dead-beat" regulatora koji obezbeđuje postizanje stacionarnog stava u toku najmanjeg mogućeg broja perioda odabiranja. Ovaj regulator se projektuje u rotacionom qd koordinatnom sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile, što obezbeđuje nultu grešku u stacionarnom stavu. Pomenute metode se predlaže u radu [9] i sastoji se u estimaciji vrednosti rotorskog fluksa pomoću opservera stava. Zadnje dve metode daju najbolje rezultate regulacije statorske struje, ali se oslanjaju na poznavanje egzaktne vrednosti parametara modela motora, a to je, razume se, nemoguće obezbediti u realnim uslovima rada. Takođe, pomenute metode zahtevaju jake procesorske resurse usled složenosti primenjenih algoritama.

U ovom magistarskom radu se problemi merenja i regulacije struje rešavaju postupcima koji su nezavisni od specifičnih metoda generisanja upravljačkih PWM signala, od konkretnog trenutka uzimanja odbirka struje i od kašnjenja koje unosi upravljačka elektronika. Takvu metodu regulacije struje je moguće primeniti u sistemima sa različitim topologijama primenjenih energetskih pretvarača. Takođe, predloženu metodu je moguće primeniti za različite tipove naizmeničnih motora. Konačno, primenom ove metode se povećani kvalitet regulacije postiže na relativno niskim učestanostima prekidanja.

U primenjenoj metodi se filtracija mernih signala statorske struje vrši korišćenjem analognog filtra prvog reda, što omogućava jednostavnije projektovanje regulatora. Korišćen je PID regulator projektovan u rotacionom qd sistemu, čime je obezbeđen nulti signal greške u stacionarnom stavu, jer se u pomenutom rotacionom koordinatnom sistemu trofazne veličine naizmeničnog motora svode na jednosmerne veličine. Regulator je projektovan sa periodom odabiranja od $300 \mu s$, što je omogućilo da se dobije odziv statorskih struja sa uzlaznom ivicom reda veličine $600 \mu s$. U radu je, takođe, pokazano da je regulator robustan u odnosu na promene vrednosti parametara modela motora nastalih usled promena fizičkih uslova okruženja u toku rada pogona.

Magistarski rad je organizovan u pet poglavlja. U prvom poglavlju je izveden model asinhronog motora u stacionarnom i u rotacionom koordinatnom sistemu. Model je korišćen prilikom projektovanja regulatora i za proveru robustnosti dobijenog rešenja.

U drugom poglavlju ukratko je dat opis algoritma vektorskog upravljanja asinhronim motorom. Takođe, u ovom poglavlju su dati opisi rešenja problema strujne regulacije koja se sreću u stručnoj literaturi, sa uporednom analizom osnovnih karakteristika metoda sa stanovišta njihove praktične primene.

U trećem poglavlju dat je prikaz projektovanog regulatora zajedno sa rezultatima simulacije. Takođe, u ovome poglavlju je pokazano koliko se projektovani regulator uklapa u zahteve koje postavlja namena asinhronog pogona.

U četvrtom poglavlju dat je prikaz korišćenog hardvera, uključujući energetski pretvarač, kola upravljanja, zahteva i digitalnu upravljačku elektroniku. Pored opisa dati su i kriterijumi prema kojima je projektovan hardver.

U petom poglavlju dati su rezultati merenja izvršenih na laboratorijskom prototipu. Izvršena su dva tipa merenja. U prvima regulator radi u nominalnim uslovima

eksploatacije pogona. U drugim uslovima rada dolazi do drastičnih promena parametara motora usled promena u uslovima eksploatacije pogona koje se najčešće sreću u praksi.

Na kraju rada je dat zaključak sa kratkim prikazom dobijenih rezultata uz napomene u pogledu mogućnosti dašeg razvoja dobijenog rešenja.

U prilogu 1 date su teme energetike, merne i upravne ke elektronike.

U prilogu 2 dat je prikaz asemblerskog koda digitalnog regulatora statorske struje asinhronog motora, sa osnovnim objašnjenjima rešenja u programu.

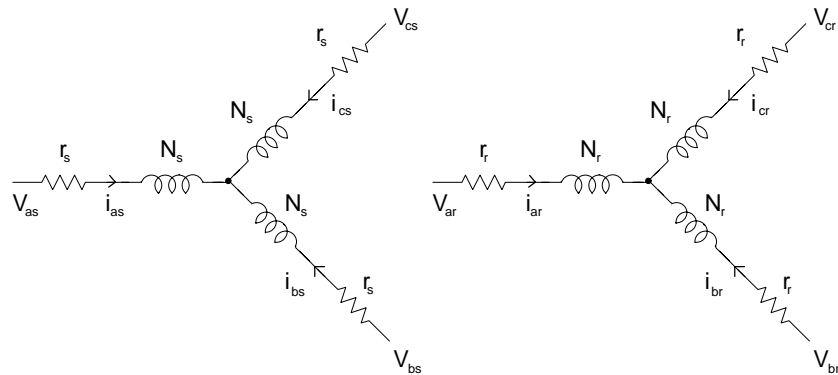
1. MODEL ASINHRONOG MOTORA

U ovome poglavku biše dat detašan prikaz modela asinhronog motora, prema literaturi ^[1]. Prikazani model še u radu biti iskorišten na dva načina. Prvo še na osnovu prikazanog modela asinhronog motora biti izveden model statorskog kola mašine i uticaja koje imaju promene određenih parametara i uslova rada motora na regulaciju statorske struje. Kao drugo, na osnovu izvedenih jednačina še biti napravšen simulacioni model asinhronog motora na kome še biti proveren rad strujnog regulatora primewen na različitim tipovima motora i u uslovima realnih promena parametara mašine.

1.1. Jednašine motora u trofaznom sistemu napona i struja

[1] Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1986.

Na slici 1 je dat {ematski prikaz statorskog i rotorskog dela asinhronog motora, gde postoji me|usobna magnetna sprega izme|u ogovaraju}ih namotaja ma{ine. Osnovna pretpostavka pod kojom je izveden model se sastoji u tome da se radi o simetri~nom naizmeni~nom motoru, sa rotorom bez isturenih polova.

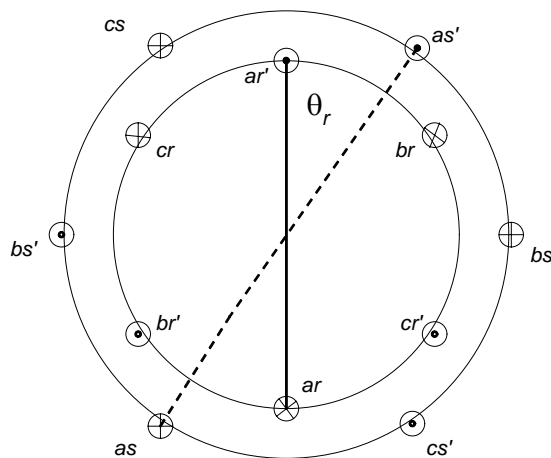


Slika 1. Prikaz statorskog i rotorskog dela asinhronog motora

Na slici 1 veli~ina r_s predstavlja otpornost, N_s broj statorskih namotaja, r_r otpornost rotorskih namotaja i N_r broj rotorskih namotaja jedne faze motora. Vrednosti V_{as} , V_{bs} i V_{cs} predstavqaju trenutne vrednosti statorskih faznih napona; V_{ar} , V_{br} i V_{cr} trenutne vrednosti rotorskih napona; i_{as} , i_{bs} i i_{cs} vrednosti statorskih struja; i_{ar} , i_{br} i i_{cr} vrednosti rotorskih struja motora. Tako|e, treba imati u vidu da je u svakom trenutku referentna osa rotora motora, vezana za polo`aj namotaja faze a , pomerena u odnosu na referentnu osu statora za ugao θ_r .

Koriste}i uvedene parametre i promenqive i na osnovu karakteristika magnetnog kola asinhronog motora izvode se vrednosti parametara otpornosti, rasipnih induktivnosti, me|usobnih induktivnosti i induktivnosti magne}ewa statorskog i rotorskog kola.

Prora~un pomenutih veli~ina mo`e se provesti kori{}ewem prikaza popre~nog preseka asinhronog motora datog na slici 2.



Slika 2. Popre~ni presek asinhronog motora

Na slici 2 namotaji as i as' predstavqaju referentni polo`aj motawa statorskog namotaja faze a . Isto pravilo va`i i za sve ostale statorske i rotorske namotaje. Referentni polo`aj zna`i da se na tom mestu nalazi sredwi polo`aj oko koga se vr`i motawe namotaja sa raspodelom provodnika koja obezbeuje kontraelektromotornu silu oblika {to je mogu}e bli`eg sinusoidalnom.

Pre nego {to budu izvedene naponske jedna~ine simetri~ne asinhronne ma{ine u nastavku poglavqa }e biti date relacije za karakteristi~ne parametre statorskog i rotorskog kola.

Otpornosti statorskog i rotorskog dela, R_s i R_r , su veli~ine ~ije su nominalne vrednosti date od strane proizvo|a~a, pri ~emu se mora voditi ra~una da u odre|enim uslovima rada motora dolazi do promene wihovih vrednosti. Naj~e}i uzrok promene vrednosti jeste zna~ajna promena radne temperature motora, koja se uvek doga|a, {to zna~i da svaki upravqa~ki algoritam nad asinhronim motorom mora biti robustan u odnosu na pretpostavqene promene otpornosti u modelu ma{ine. Detaqan opis pomenute pojave je mogu} sa uvo|ewem termi~kog modela motora i modela promene vrednosti otpornosti sa temperaturom. U ovom radu }e se izvr{iti prostija analiza u kojoj }e se pretpostaviti minimalana i maksimalna vrednosti otpornosti i prema wima izvr{iti projektovawe odgovaraju}eg upravqa~kog algoritma.

U modelu se, tako|e, pojavquju i induktivni elementi, ozna~eni na slede}i na~in: rasipne induktivnosti statora i rotora $L_{\sigma s}$ i $L_{\sigma r}$; induktivnosti magnetizacije statora i rotora L_{ms} i L_{mr} ; me|usobne induktivnosti statorskih namotaja $L_{(i,j) s}$; me|usobne induktivnosti rotorskih namotaja $L_{(i,j) r}$; i me|usobne induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja $L_{(i,j) sr}$ gde je uvek $i \neq j$ i gde i i j predstavqaju oznake faznih namotaja ($i, j \in \{a, b, c\}$).

Po{to se radi o simetri~noj asinhronoj ma{ini, polazi se od pretpostavke da su rasipne induktivnosti faznih namotaja me|usobno jednake. U jedna~inama (1.1.1) i (1.1.2) su dati izrazi za rasipne induktivnosti statora i rotora.

$$L_{\sigma s} = \frac{N_s^2}{R_{\sigma s}} \quad (1.1.1)$$

$$L_{\sigma r} = \frac{N_r^2}{R_{\sigma r}} \quad (1.1.2)$$

U prethodnim izrazima N_s predstavqa broj statorskih namotaja, a $R_{\sigma s}$ magnetnu otpornost rasipawa statorskog kola. Izraz za pomenutu veli~inu je $R_{\sigma s} = l_o / (\mu_o S_o)$, gde je l_o du`ina, μ_o magnetna peremabilnost i S_o popre~ni presek magnetnog kola rasipawa. Isti opis veli~ina va`i i za rotorske namotaje.

Izrazi za induktivnosti magne}ewa statorskih i rotorskih namotaja su dati u slede}im jedna~inama

$$L_{ms} = \frac{N_s^2}{R_m} \quad (1.1.3)$$

$$L_{mr} = \frac{N_r^2}{R_m} \quad (1.1.4)$$

gde je R_m magnetna otpornost slo`enog magnetnog kola asinhronog motora, ~iji je prora~una dat u literaturi [13].

Jedna~ina (1.1.5) predstavlja izraz za me|usobnu induktivnost statorskih namotaja,

$$L_{(i,j) s} = \frac{N_s^2}{R_m} \cos \theta_{i,j} \quad ; i \neq j; i, j \in \{a, b, c\} \quad (1.1.5) .$$

U prethodnom izrazu $\theta_{i,j}$ predstavlja ugao izme|u vektora povr{ina referentnih faznih namotaja. Pravac i smer vektora povr{ine dobijaju se kori{}ewem pravila desnog zavrta du` pomenutih referentnih namotaja.

Analogno prethodnom izrazu, jedna~ina (1.1.6) predstavlja izraz za me|usobne induktivnosti rotorskih namotaja,

$$L_{(i,j) r} = \frac{N_r^2}{R_m} \cos \theta_{i,j} \quad ; i \neq j; i, j \in \{a, b, c\} \quad (1.1.6) .$$

Jedna~ina (1.1.7) opisuje me|usobne induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja,

$$L_{(i,j) sr} = \frac{N_s N_r}{R_m} \cos \theta_{i,j}^0 + \theta_r \quad ; i, j \in \{a, b, c\} \quad (1.1.7) .$$

U prethodnom izrazu $\theta_{i,j}^0$ predstavlja ugao izme|u vektora povr{ina odgovaraju}ih statorskih i rotorskih namotaja u nultom referentnom polo`aju rotora (kada se rotorski namotaj faze a poklapa sa statorskim namotajem faze a). Veli~ina θ_r predstavlja trenutni polo`aj rotora u odnosu na stator.

U nastavku poglavqa }e biti date naponske jedna~ine simetri~ne asinhronne ma{ine.

Prema slici 1 imamo da su jedna~ine naponskog balansa statora i rotora asinhronog motora date slede}im matri~nim jedna~inama

$$\mathbf{V}_{(abc) s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{(abc) s} + \frac{d}{dt} \Psi_{(abc) s} \quad (1.1.8)$$

$$\mathbf{V}_{(abc) r} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{(abc) r} + \frac{d}{dt} \Psi_{(abc) r} \quad (1.1.9) .$$

U prethodnom izrazu su kori{}ene matrice ~iji su pro{}ireni oblici dati slede}im jedna~inama

$$\mathbf{V}_{(abs) s} = \begin{matrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \end{matrix} \mathbf{i}_{(abs) s} = \begin{matrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \end{matrix} \mathbf{V}_{(abs) r} = \begin{matrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \end{matrix} \mathbf{i}_{(abs) r} = \begin{matrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \end{matrix} \quad (1.1.10)$$

$$\mathbf{r}_{(abc) s} = \begin{matrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \end{matrix} \begin{matrix} 0 & 0 \\ R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{matrix} \mathbf{i}_{(abc) r} = \begin{matrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \end{matrix} \begin{matrix} 0 & 0 \\ R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{matrix} \quad (1.1.11)$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{matrix} \text{Diagram 1} & + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & \text{Diagram 2} \\ \text{Diagram 3} & L_{ms} & L_{\sigma s} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & \\ \text{Diagram 4} & \frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{\sigma s} + L_{ms} & \end{matrix} \quad (1.1.15)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{matrix} \text{Diagram 5} & + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & \text{Diagram 6} \\ \text{Diagram 7} & L_{mr} & L_{\sigma r} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & \\ \text{Diagram 8} & \frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{\sigma r} + L_{mr} & \end{matrix} \quad (1.1.16)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{matrix} \text{Diagram 9} & \cos \theta_r & \cos \theta_r + \frac{2\pi}{3} & \cos \theta_r - \frac{2\pi}{3} & \text{Diagram 10} \\ \text{Diagram 11} & -\frac{2\pi}{3} & \cos \theta_r & \cos \theta_r + \frac{2\pi}{3} & \\ \text{Diagram 12} & \frac{2\pi}{3} & \cos \theta_r - \frac{2\pi}{3} & \cos \theta_r & \text{Diagram 13} \end{matrix} \quad (1.1.17)$$

$$\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T \quad (1.1.18)$$

Na osnovu jednačina (1.1.3) i (1.1.4) imamo da je

$$L_{mr} = \frac{N_r^2}{N_s^2} L_{ms} \quad (1.1.19)$$

Korišćenjem jednačina (1.1.8)-(1.1.19) može se izvesti model asinhronog motora sveden na veličine statorskog kola. Ovaj model je najpogodniji za analizu i projektovanje regulatora statorske struje naizmenične mašine. Pomenuti model je pogodan i za izvođenje modela motora u stacionarnom stavu, na osnovu koga se mogu izvesti zaključci o uticaju promene parametara motora na strujnu regulaciju.

1.1.2 Model asinhronog motora sveden na statorske veličine

Model asinhronog motora sveden na statorske veličine se dobija uvođenjem smena, koje se zasnivaju na karakteristici da se sve magnetizacione i međusobne inuktivnosti mašine mogu izraziti preko vrednosti L_{ms} . Pomenute karakteristike su izražene jednačinama (1.1.17) i (1.1.19). Uvedene su sledeće smene

$$\mathbf{i}'_{(abc)r} = \frac{N_r}{N_s} \mathbf{i}_{(abc)r} \quad (1.1.20)$$

$$\mathbf{V}'_{(abc)r} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{V}_{(abc)r} \quad (1.1.21)$$

Primenom prethodnih smena jedna~ine (1.1.8) i (1.1.9) postaju

$$\mathbf{V}_{(abc)s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{(abc)s} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}'_{(abc)r} \quad (1.1.22)$$

$$\mathbf{V}'_{(abc)r} = \frac{N_s^2}{N_r^2} \mathbf{r}_r \mathbf{i}'_{(abc)r} + \frac{d}{dt} \left(\frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr} \right)^T \mathbf{i}_{(abc)s} + \frac{N_s^2}{N_r^2} \mathbf{L}_r \mathbf{i}'_{(abc)r} \quad (1.1.23)$$

U kona~nom obliku imamo sledeje jedna~ine

$$\mathbf{V}_{(abc)s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{(abc)s} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}'_{(abc)r} \quad (1.1.24)$$

$$\mathbf{V}'_{(abc)r} = \mathbf{r}'_r \mathbf{i}'_{(abc)r} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{i}_{(abc)s} + \mathbf{L}'_r \mathbf{i}'_{(abc)r} \quad (1.1.25)$$

gde iz prethodnih jedna~ina i jedna~ine (1.1.19) sledi

$$\mathbf{L}'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{ms} \quad (1.1.26)$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L}'_r &= \frac{N_s^2}{N_r^2} \mathbf{L}_r = \frac{N_s^2}{N_r^2} \begin{matrix} \text{---} L_{mr} \\ \text{---} L_{mr} \\ \text{---} L_{mr} \\ \text{---} L_{mr} \end{matrix} & \begin{matrix} -\frac{1}{2} L_{mr} \\ L_{\sigma r} + L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} \end{matrix} & \begin{matrix} -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} \\ L_{\sigma r} + L_{mr} \end{matrix} \\
 &= \begin{matrix} \text{---} L_{ms} \\ \text{---} L_{ms} \\ \text{---} L_{ms} \\ \text{---} L_{ms} \end{matrix} & \begin{matrix} -\frac{1}{2} L_{ms} \\ L'_{\sigma r} + L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} \end{matrix} & \begin{matrix} -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} \\ L'_{\sigma r} + L_{ms} \end{matrix}
 \end{aligned} \tag{1.1.27}$$

Tako je imamo da je

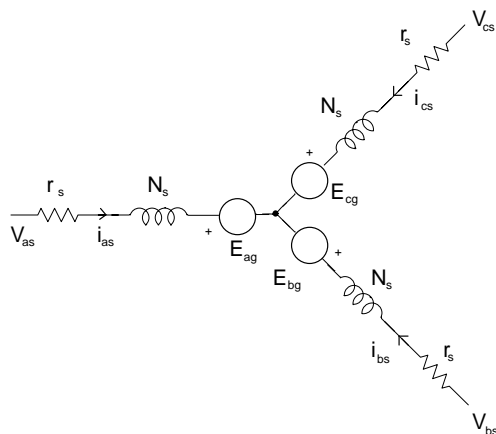
$$\mathbf{r}'_r = \frac{N_s^2}{N_r^2} \mathbf{r}_r \tag{1.1.28}$$

$$L'_{\sigma r} = \frac{N_s^2}{N_r^2} L_{\sigma r} \tag{1.1.29}$$

Jednažine (1.1.24) i (1.1.25) sa proširenim prikazom parametara (1.1.26)-(1.1.29) opisuju model asinhronog motora sveden na statorske veličine, koji će biti korišten u daljnjim izvođenjima.

Na osnovu izvedenih jednažina se dolazi do prvog uprošćenog modela statorskog kola asinhronog motora. Korišteni model dobija pun smisao kod naizmjenične mašine pobuđene sinusoidalnim naponima i strujama, što i jeste njihov radni režim. U tome modelu statorska struja pravi pad napona samo na statorskoj otpornosti i na rasipnoj induktivnosti namotaja, dok se ostale komponente statorskog napona posmatraju kao zbirna prostoperiodična kontraelektromotorna sila. Amplituda i faza kontraelektromotorne sile se najbolje uočavaju na stacionarnom modelu naizmjenične mašine, koji će biti izveden u narednim poglavcima.

Na slici 3 dat je prikaz opisanog modela statorskog kola asinhronog motora.



Slika 3. Model statorskog kola asinhronog motora

Strujni regulator je biti projektovan na osnovu modela statorskog kola datog na slici 3, dok je rezultati biti provereni simulacijom na kompletnom modelu naizmenične mašine i merenima na samom asinhronom motoru

1.2. Jednažine motora u zadatom referentnom koordinatnom sistemu

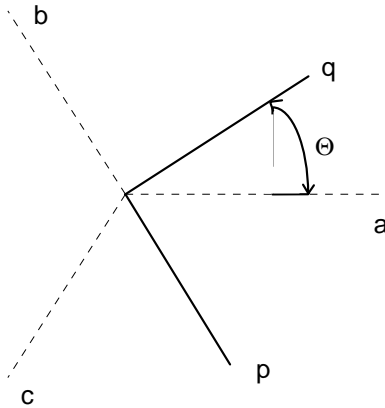
Kod trofaznih naizmeničnih mašina fazni naponi i struje mogu predstaviti trofaznim sistemom fazora, kod koga važi da je $\vec{f}_a + \vec{f}_b + \vec{f}_c = 0$, te se svaka od pomenutih faznih veličina može izraziti u zavisnosti od vrednosti pomenute veličine u preostale dve faze.

Otuda je i potekla ideja da se umesto modela naizmenične mašine u predimenzionisanom trofaznom sistemu veličina uvede model mašine u referentnom koordinatnom sistemu definisanom sa dva osnovna vektora.

Izbor referentnog koordinatnog sistema zavisi od veličina koje su od interesa prilikom analize rada mašine. U nastavku poglavlja je biti date jednažine za referentni sistem sa generalisanim koordinatama i dva specijalna slučaja koordinatnog sistema vezanog za statorske namotaje i koordinatnog sistema koji rotira sinhrono sa magnetopobudnom silom. Sistem vezan za statorske namotaje je važan zato što je u wemu biti projektovan strujni regulator, dok je sistem vezan za vektor magnetopobudne sile važan zato što je u wemu biti izveden algoritam vektorskog upravljanja motorom.

2.2.1. Referentni koordinatni sistem sa generalisanim koordinatama

Na slici 4 je dat prikaz trofaznog sistema napona vezanog sa statorske namotaje motora i referentnog sistema sa generalisanim koordinatama qd , koji je u odnosu na trofazni sistem pomeren za ugao θ . Prema datoj slici se izvode jednažine transformacije veličina iz trofaznog u referentni qd sistem.



Slika 4. Prikaz trofaznog abc sistema vezanog za statorske namotaje motora i referentnog qd sistema

Neka vektor $(\mathbf{f}_{qd0})^T = [f_q \ f_d \ f_0]$ predstavqa veli~ine u referentnom qd sistemu, a vektor $(\mathbf{f}_{abc})^T = [f_a \ f_b \ f_c]$ predstavqa veli~ine u trofaznom sistemu. Transformacija iz jednog u drugi sistem se vr{i slede}om matri~nom operacijom

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{abc} \quad (1.2.1)$$

gde se matrica \mathbf{K}_s dobija na osnovu slike 4

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.2.2)$$

Od interesa za daqe prora~une je i inverzija matrice \mathbf{K}_s

$$\mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.2.3)$$

Da bi se do{lo do modela asinhronog motora u referentnom koordinatnom sistemu, potrebno je izvesti jedna~ine transformacije napona i struja na otpornim i induktivnim elementima.

Posmatrajmo sistem napona i struja na trofaznom kolu otpornosti definisan slede}om jedna~inom

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abc} \quad (1.2.4) .$$

Izvr{imo sada transformaciju napona i struja u referentni koordinatni sistem kori{}ewem jedna~ine (1.2.1). Tako se dobija slede}a relacija

$$\mathbf{V}_{qd0s} = \mathbf{K}_s \mathbf{r}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{i}_{qd0s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qd0s} \quad (1.2.5) .$$

Prethodna relacija va`i u slu~aju kada matrica otpornosti \mathbf{r}_s ima dijagonalnu formu, {to se vidi iz jedna~ine (1.1.11). Jedna~ina (1.2.5) pokazuje da primewena transformacija ne mewa matricu otpornosti.

Posmatrajmo sada sistem trofaznog induktivnog kola, opisan slede}om jedna~inom

$$\mathbf{V}_{abc} = \frac{d}{dt} \Psi_{abc} \quad (1.2.6) .$$

Pod pretpostavkom da se referentni qd sistem kre}e u odnosu na fazne namotaje ugaonom brzinom ω , jedna~ine transformisanih napona i struja bi bile

$$\mathbf{V}_{qd0s} = \mathbf{K}_s \frac{d}{dt} \left[\begin{matrix} \omega \Psi_{qs} \\ \omega \Psi_{ds} \\ \omega \Psi_{0s} \end{matrix} \right] = \mathbf{K}_s \frac{d}{dt} \left[\begin{matrix} \omega \Psi_{qs} \\ \omega \Psi_{ds} \\ \omega \Psi_{0s} \end{matrix} \right]_{qd0s} + \frac{d}{dt} \Psi_{qd0s} \quad (1.2.7) .$$

Posle prora~una, matri~na forma iz jedna~ine (1.2.7) dobija vrednost

$$\mathbf{K}_s \frac{d}{dt} \left[\begin{matrix} \omega \Psi_{qs} \\ \omega \Psi_{ds} \\ \omega \Psi_{0s} \end{matrix} \right] = \begin{matrix} \omega & 0 & 0 \\ 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & \omega \end{matrix} \begin{matrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \\ \Psi_{0s} \end{matrix} + \frac{d}{dt} \Psi_{qd0s} \quad (1.2.8) .$$

Iz (1.2.7) i (1.2.8) dobijamo slede}i sistem jedna~ina napona

$$\begin{aligned} V_{qs} &= \omega \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \\ V_{ds} &= -\omega \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ V_{0s} &= \frac{d}{dt} \psi_{0s} \end{aligned} \quad (1.2.9) .$$

Veli~ina ω iz prethodnih jedna~ina predstavqa brzinu kojom se referentni koordinatni sistem kre}e u odnosu na sistem u kome se nalaze veli~ine koje se transformi{}u.

Jedna~ine fluksa u trofaznom sistemu je

$$\Psi_{abc_s} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abc_s} \quad (1.2.10)$$

Posle uvođenja transformacije u referentni qd koordinatni sistem dobija se sledeći sistem jednačina

$$\Psi_{qd0_s} = \mathbf{K}_s \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{qd0_s} \quad (1.2.11)$$

U sledećem poglavlju biće date transformacione matrice induktivnosti za različite matrice \mathbf{L}_s .

1.2.2. Jednačine asinhronog motora u referentnom sistemu sa generalisanim koordinatama

Primenom transformacije koordinata u jednačinama motora (1.1.8) i (1.1.9) dobijaju se sledeće jednačine

$$\mathbf{V}_{qd0_s} = \mathbf{K}_s \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qd0_s} + \mathbf{K}_s \frac{d}{dt} [\mathbf{K}_s^{-1} \Psi_{qd0_s}] \quad (1.2.12)$$

$$\mathbf{V}'_{qd0_r} = \mathbf{K}_s \mathbf{r}'_r \mathbf{i}'_{qd0_r} + \mathbf{K}_s \frac{d}{dt} [\mathbf{K}_s^{-1} \Psi_{qd0_r}] \quad (1.2.13)$$

Korišćenjem rezultata iz prethodnog poglavlja dobijaju se sledeće jednačine statorskih i rotorskih napona

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (1.2.14)$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (1.2.15)$$

$$V_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \psi_{0s} \quad (1.2.17)$$

$$V_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \psi_{0s} \quad (1.2.18)$$

$$V'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi'_{dr} + \frac{d}{dt} \psi'_{qr} \quad (1.2.19)$$

$$V'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi'_{qr} + \frac{d}{dt} \psi'_{dr} \quad (1.2.20)$$

$$V'_{0r} = r'_r i'_{0r} + \frac{d}{dt} \psi'_{0r} \quad (1.2.21)$$

$$\Psi_{qs} = L_{\sigma s} i_{qs} + \frac{3}{2} L_{ms} (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (1.2.26)$$

$$\Psi_{ds} = L_{\sigma s} i_{ds} + \frac{3}{2} L_{ms} (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (1.2.27)$$

$$\Psi_{0s} = L_{\sigma s} i_{0s} \quad (1.2.28)$$

$$\Psi'_{qr} = L'_{\sigma r} i'_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (1.2.29)$$

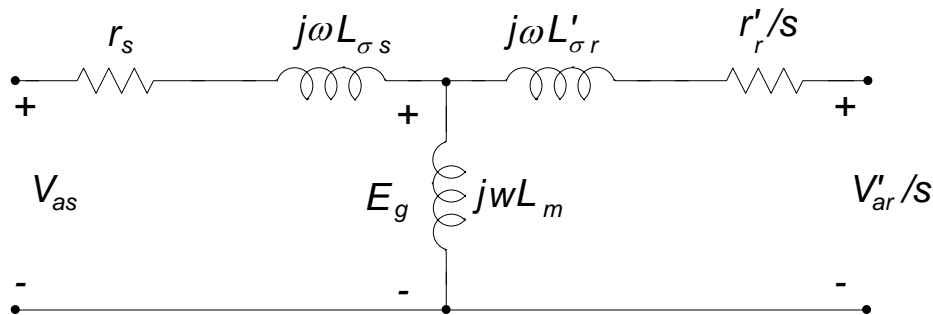
$$\Psi'_{dr} = L'_{\sigma r} i'_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (1.2.30)$$

$$\Psi'_{0r} = L'_{\sigma r} i'_{0r} \quad (1.2.31)$$

Izvedene jedna~ine u potpunosti defini{u model motora u referentnom koordinatnom sistemu sa generalisanim koordinatama. Jedna~ine flukseva ne}e biti zamewene u naponskim jedna~inama jer nam u daqim izvolewima ne}e sve jedna~ine biti potrebne. Potpune jedna~ine }e biti date za konkretne referentne sisteme, prilikom izvoiewa algoritma vektorske kontrole i prilikom simulacije modela asinhronog motora.

1.2.3. Jedna~ine motora u stacionarnom stawu

Prema literaturi [1], model motora u stacionarnom stawu, posmatran za jednu fazu motora, dat je na slici 5



Slika 5. Model faze motora u stacionarnom stawu

gde je s veli~ina klizawa definisana formulom $s = (\omega_e - \omega_r) / \omega_e$. Veli~ina ω_e predstavlja kru`nu u~estanost pobudnog signala na statoru motora, a ω_r kru`nu u~estanost obrtawa motora.

Prethodni model }e biti kori{}en iskqu~ivo u svrhu ilustracije uticaja promene magnetizacione induktivnosti motora, rotorske otpornosti i optere}ewa motora (izra`enog kroz veli~inu klizawa) na promenu faznog ka{wewa statorske struje u stacionarnom stawu rada motora. Razlog zbog koga se pre{}lo i na analizu rada motora u stacionarnom stawu je u tome {to se na taj na~in mo`e pratiti zakonitost promene

kontraelektromotorne sile sa re`imom rada motora, za razliku od modela sa slike 12 na kome je kontraelektomotorna sila posmatrana kao sinusni poreme}aj zadate amplitude i faze. Pomenuta analiza daje se u slede}im poglavqima.

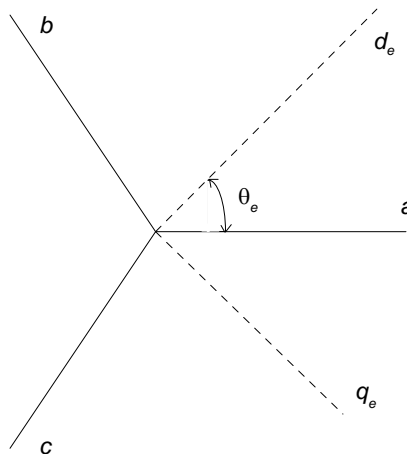
2. VEKTORSKO UPRAVQAWE ASINHRONIM MOTOROM

U ovom poglavqu }e biti dat kratak prikaz algoritma vektorskog upravqawa asinhronim motorom. Na osnovu datog prikaza }e se do}i do zahteva koje mora ispuwavati regulator statorske struje, kod koga referencu struje zadaje nadre}eni algoritam vektorske kontrole. U prikazu algoritma je kori}ena literatura [2] .

2.1. Kratak prikaz algoritma

Po}to se ovaj rad ne bavi problemom vektorskog upravqawa motorom, bi}e prikazan najop}tiji algoritam, bez ula`ewe u problematiku merewa i estimacije veli~ina koje on zahteva.

Jedna~ine algoritma se izvode iz modela asinhronog motora izra`enog u qd rotacionom sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile motora. U~estanost, faza i amplituda pomenutog vektora su odre}eni u~estano}u, fazom i amplitudom statorskih struja motora. Na slici 6 je dat prikaz polo`aja vektora magnetopobudne sile u odnosu na statorske namotaje motora.



Slika 6. Ose rotacionog qd sistema vezanog za vektor magnetopobudne sile

[2] S. Vukosavi}, Predavawa iz predmeta "Mikroprocesorsko upravqawe elektromotornim pogonima", Elektrotehni~ki fakultet, Beograd, 1995.

Ugao θ_e je određen u~estanošću vektora magnetopobudne sile ω_e , i dat je jedna~inom $\theta_e(t) = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_e(0)$.

U daqem izvodeju se koriste jedna~ine (1.2.14-1.2.15) i (1.2.17-1.2.18), gde su izrazi prilagođeni referentnom koordinatnom sistemu vezanom za obrtni vektor magnetopobudne sile. Jedina izmena u pomenutim jedna~inama predstavqa definisawe veli~ine ω , koja je ozna~avala brzinu kojom se referentni koordinatni sistem kreće u odnosu na statorske namotaje. U našem slu~aju $\omega = \omega_e$, gde je ω_e u~estanost obrtawa vektora magnetopobudne sile, odnosno u~estanost pobudnih statorskih struja.

Jedna~ina naponskog balansa za statorske veli~ine u qd sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile su

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_e \Psi_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} \quad (2.1.1)$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_e \Psi_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} \quad (2.1.2)$$

Jedna~ine rotorskih veli~ina su

$$V'_{qr} = 0 = r'_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \Psi'_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi'_{qr} \quad (2.1.3)$$

$$V'_{dr} = 0 = r'_r i'_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \Psi'_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi'_{dr} \quad (2.1.4)$$

U prethodnim jedna~inama su rotorski naponi jednaki nuli, pošto se radi o asinhronom motoru sa kratko spojenim rotorom. Takođe, u prethodnim jedna~inama veli~ina ω_r predstavqa brzinu obrtawa rotora. U daqim izvodejima izraz $\omega_e - \omega_r$ bi zamewen sa $\omega_k = \omega_e - \omega_r$, gde ω_k predstavqa brzinu klizawa rotora.

Na osnovu jedna~ina (1.2.24)-(1.2.25), imamo sledeće izraze za statorske flukseve u qd sistemu

$$\Psi_{qs} = L_{\sigma s} i_{qs} + \frac{3}{2} L_{ms} i'_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i'_{dr} = L_s i_{qs} + M i'_{qr} \quad (2.1.5)$$

$$\Psi_{ds} = L_{\sigma s} i_{ds} + \frac{3}{2} L_{ms} i'_{dr} - \frac{3}{2} L_{ms} i'_{qr} = L_s i_{ds} + M i'_{dr} \quad (2.1.6)$$

Na osnovu jedna~ina (1.2.27)-(1.2.29), dobijaju se izrazi za rotorske flukseve u qd sistemu.

$$\Psi'_{qr} = \Psi'_{\sigma r} + \frac{3}{2} L_{ms} i'_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs} = L'_r i'_{qr} + M i_{qs} \quad (2.1.7)$$

$$\Psi'_{dr} = \Psi'_{\sigma r} + \frac{3}{2} L_{ms} i'_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds} = L'_r i'_{dr} + M i_{ds} \quad (2.1.8) .$$

Od interesa za daća izvoļewa je i jedna~ina momenta asinhronog motora. Izra`ena u rotorskim veli~inama qd sistema, jedna~ina izlaznog momenta je

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (2.1.9) .$$

U prethodnoj jedna~ini veli~ina p ozna~ava broj polova asinhronog motora.

Algoritam vektorskog upravljanja se izvodi iz jedna~ina koje opisuju rotorske veli~ine motora, te }e pri opisu metode biti kori}ene jedna~ine (2.1.3)-(2.1.4), (2.1.7)-(2.1.8) i (2.1.9).

Jedna~ine koje opisuju statorske veli~ine, (2.1.1)-(2.1.2) i (2.1.5)-(2.1.6), }e biti kori}ene prilikom simulacije statorskog dela ma{ine sa primewenom strujnom regulacijom u qd koordinatnom sistemu.

Iz jedna~ina (2.1.3) i (2.1.4) je potrebno izvesti diferencijalne jedna~ine rotorskih flukseva motora, u kojima figuri}u statorske struje i rotorski fluksevi, kao veli~ine kojima se u algoritmu upravlja.

Iz jedna~ina (2.1.7) i (2.1.8) imamo slede}e izraze, u kojima su rotorske struje izra`ene pomo}u statorskih struja i rotorskih flukseva,

$$i'_{qr} = \frac{\Psi'_{qr} - M i_{qs}}{L'_r} \quad (2.1.10)$$

$$i'_{dr} = \frac{\Psi'_{dr} - M i_{ds}}{L'_r} \quad (2.1.11) .$$

Zamenom jedna~ina (2.1.10)-(2.1.11) u jedna~ine (2.1.3)-(2.1.4) dobijamo slede}e diferencijalne jedna~ine

$$\frac{d}{dt} \Psi'_{qr} + \Psi'_{qr} \frac{r'_r}{L'_r} + \omega_k \Psi'_{dr} = \frac{r'_r}{L'_r} M i_{qs} \quad (2.1.12)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi'_{dr} + \Psi'_{dr} \frac{r'_r}{L'_r} - \omega_k \Psi'_{qr} = \frac{r'_r}{L'_r} M i_{ds} \quad (2.1.13) .$$

Uvoļewem oznake rotorske vremenske konstante $T_r = L'_r / r'_r$, dobijaju se slede}e jedna~ine

$$\frac{d}{dt} \Psi'_{qr} + \Psi'_{qr} \frac{1}{T_r} + \omega_k \Psi'_{dr} = \frac{M}{T_r} i_{qs} \quad (2.1.14)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi'_{dr} + \Psi'_{dr} \frac{1}{T_r} - \omega_k \Psi'_{qr} = \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (2.1.15) .$$

Ako bi se vrednost klizawa ω_k tokom rada motora odr`avala na vrednosti

$$\omega_k = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Psi'_{dr}} \quad (2.1.16)$$

jedna~ina (2.1.14) bi postala

$$\frac{d}{dt} \Psi'_{qr} + \Psi'_{qr} \frac{1}{T_r} = 0 \quad (2.1.17) .$$

Na osnovu jedna~ine (2.1.17) imamo da bi, u slu~aju kada se klizawe motora odr`ava na vrednosti zadatoj sa (2.1.16), vrednost fluksa Ψ'_{qr} u stacionarnom stavu bila $\Psi'_{qr} = 0$. Diferencijalna jedna~ina (2.1.17) pokazuje da Ψ'_{qr} opada na vrednost 0 eskponencijalno sa vremenskom konstantom T_r .

Za $\Psi'_{qr} = 0$ jedna~ina (2.1.15) postaje

$$\frac{d}{dt} \Psi'_{dr} + \Psi'_{dr} \frac{1}{T_r} = \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (2.1.18) .$$

Na osnovu prethodne jedna~ine zakqu~ujemo da }e fluks Ψ'_{dr} eskponencijalno dolaziti do stacionarne vrednosti $\Psi'_{dr} = M i_{ds}$ sa vremenskom konstantom T_r .

Zamenom jedna~ina (2.1.10)-(2.1.11) u (2.1.9) se dobija slede}a jedna~ina momenta

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{M}{L'_r} (i_{qs} \Psi'_{dr} - i_{ds} \Psi'_{qr}) \quad (2.1.19) .$$

Iz prethodnih jedna~ina se mo`e zakqu~iti da }e, u slu~aju kada je klizawe asinhronog motora jednako vrednosti zadatoj sa (2.1.16), komponente fluksa biti $\Psi'_{qr} = 0$ i $\Psi'_{dr} = M i_{ds}$, a vrednost momenta motora

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{M}{L'_r} (\Psi'_{dr} i_{qs} - \Psi'_{qr} i_{ds}) = \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{M}{L'_r} \Psi'_{dr} i_{qs} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{M}{L'_r} (M i_{ds}) i_{qs} \end{aligned} \quad (2.1.20) .$$

Treba pomenuti da, po{to se radi u koordinatnom sistemu vezanom za obrtni vektor magnetopobudne sile koji je sinhron sa statorskim strujama, veli~ine i_{ds} i i_{qs} iz jedna~ine (2.1.19) predstavqaju jednosmerne veli~ine. Otuda se, na osnovu jedna~ne

(2.1.19), vidi da se algoritmom vektorskog upravljanja momentom asinhronog motora može upravljati na isti način kao i momentom jednosmernog motora.

Naime, upravljanjem komponente struje i_{ds} se upravlja veličinom komponente rotorskog fluksa Ψ'_{dr} , gde je, kao i u jednosmernom motoru, poželjno tu vrednost održavati konstantnom zbog izbegavanja efekata nelinearnosti magnetne mašine. U slučaju kada se i_{ds} drži na konstantnoj vrednosti može se linerno upravljati izlaznim momentom asinhronog motora promenom vrednosti i_{qs} , saglasno jednažini (2.1.20). Na taj način se dobija linearno kontrolisani izvršni organ, pogodan za korišćenje u raznim sistemima upravljanja. Ipak, treba imati u vidu da jednažina (2.1.20) važi tek kada prođu prelazni procesi uspostavljanja struja i flukseva u motoru, pa se i prethodno pomenuta dinamika mora uzimati u obzir prilikom projektovanja sistema u kojima se koristi vektorski upravljani asinhroni motor kao izvršni organ.

Na osnovu jednažina (2.1.16) i (2.1.20) može se zaključiti da algoritam vektorskog upravljanja u potpunosti definiše trenutne vrednosti komponenti statorskih struja i_{ds} i i_{qs} . Amplitude struja su određene rešenim vrednostima fluksa Ψ'_{dr} i rešenom vrednošću izlaznog momenta T_e , prema sledećim jednažinama

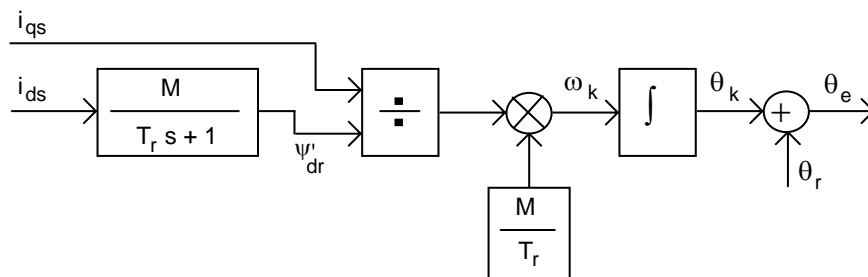
$$i_{ds} = \frac{\Psi'_{dr}}{M} \quad (2.1.21)$$

$$i_{qs} = \frac{T_e^*}{\frac{p}{2} \frac{M}{L'_r} \Psi'_{dr} k_T} \quad (2.1.22)$$

Ugao fazora struja i_{qs} i i_{ds} je određen uglom koji osa d_e zaklapa sa statorskim namotajima, prema slici 6. Pomenuti ugao je određen sledećom jednažinom

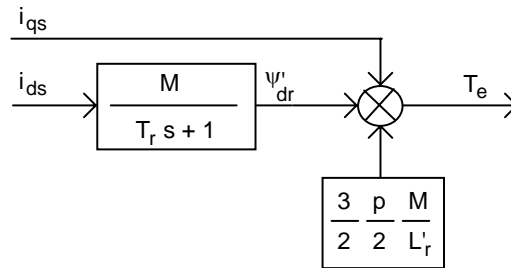
$$\theta_{de}(t) = \theta_{de}(0) + \int_0^t \omega_k dt = \theta_e(0) + \int_0^t [\omega_k(t) + \omega_r(t)] dt \quad (2.2.23)$$

gde je ω_k užeestanost klizava i ω_r brzina obrtavanja rotora. Ugao ose q_e se dobija kao $\theta_{qe} = \theta_{de} - 90^\circ$. Na slici 7 je dat blok dijagram proračuna rešenih trenutnih vrednosti statorskih struja u algoritmu vektorskog upravljanja, koje se proračunavaju na osnovu trenutnog položaja i amplitude fazora statorske struje. Amplitude komponenti statorske struje su ulazne veličine u algoritam, dok se trenutni ugao proračunava na osnovu prethodno izvedenih jednažina.



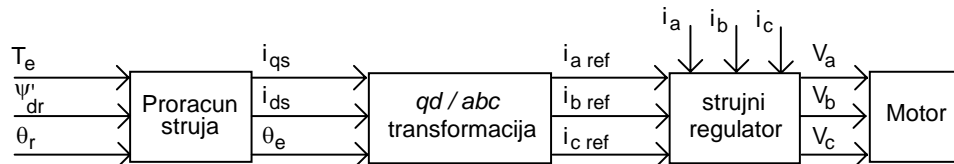
Slika 7. Proračun ugla fazora statorske struje motora

Na slici 8 je data zavisnost izlaznog momenta asinhronog motora od amplituda komponenti fazora statorske struje motora.



Slika 8. Zavisnost izlaznog momenta motora od komponenti fazora statorske struje

Na slici 9 prikazan je sistem sa primenenim algoritmom vektorskog upravljanja.



Slika 9. Sistem sa primenenim algoritmom vektorskog upravljanja

Ulazi u algoritam su zadati momenat, komponenta fluksa Ψ'_{dr} i izmeren ili estimiran polo`aj rotora motora. Algoritam prora~unava amplitude i uglove fazora statorskih struja u qd koordinatnom sistemu vezanom za fazor magnetopobudne sile. Zatim se iz pomenutog qd sistema $2\Phi/3\Phi$ transformacijom prora~unavaju odgovaraju}e trenutne vrednosti struja tri fazna statorska namotaja a , b i c . Sa stanovi{ta algoritma potrebno je pora~unate vrednosti statorskih struja odr`avati u statorskim namotajima motora. Otuda imamo da prora~unate vrednosti statorskih struja ulaze kao reference u lokalnu upravlja~ku petqu po vrednostima merenih statorskih struja. Od dinamike ove upravlja~ke petqe }e zavisiti brzina uspostavljanja `eqenog izlaznog momenta motora.

Na osnovu izlo`enog algoritma vektorskog upravljanja mogu se definisati zahtevi koje mora da ispuni regulator koji odr`ava zadate vrednosti statorskih struja. Pomenuti zahtevi }e biti definisani u slede}em poglavqu.

2.2. Karakteristike strujne regulacije

U prethodnom poglavqu je ukratko opisana procedura kojom se realizuje algoritam vektorskog upravljanja. Osnovni preduslovi, koje je potrebno obezbediti da bi se uspe{no primenilo vektorsko upravljanje izlaznim momentom asinhronog motora, jesu ta~no merenje ili estimacija trenutne pozicije rotora motora i ta~na i brza regulacija statorskih struja motora.

U nastavku poglavqa }e biti izvedeni uslovi koje je potrebno obezbediti prilikom projektovanja digitalnog strujnog regulatora.

Pokazano je da algoritam vektorskog upravljanja u svakom trenutku definiše vrednosti statorskih struja za koje je trenutna vrednost izlaznog momenta motora jednaka zadatoj vrednosti. Pomenute statorske struje su definisane preko fazora u koordinatnom qd sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile motora. Nakon transformacije veličina iz qd u abc koordinatni sistem dobijaju se trenutne vrednosti statorskih struja koje je potrebno ostvariti u statorskim namotajima.

Otuda imamo i prvi zahtev koji je potrebno ostvariti u strujnoj regulaciji: (1) Potrebno je da u radnom opsegu uklanjanosti statorskih struja amplitudsko slabljenje i fazno kašnjenje odziva u odnosu na zadatu vrednost budu što je moguće manji. Na osnovu prikaza algoritma vektorskog upravljanja, datog u poglavlju 2.1, može se zaključiti da je od posebne važnosti smanjenje faznog kašnjenja statorske struje u odnosu na zadatu vrednost. To potiče iz uslova da se vektorsko upravljanje zasniva na tome što se obrtni vektor magnetopobudne sile pozicionira sa zadatim uglom predviđena u odnosu na položaj ose rotora. Tada bi postojale fazne greške statorske struje u odnosu na zadatu vrednost izazvala grešku u pozicioniranju vektora magnetopobudne sile, pa samim tim i grešku u algoritmu vektorskog upravljanja.

Drugi zahtev proizilazi iz karakteristika sistema u kojima je bitni korišćen vektorski upravljanje asinhroni motor. Naime, algoritam vektorske kontrole nam služi da od asinhronog motora napravi izvršni organ sa linearnom zavisnošću izlaznog momenta. Kao takav asinhroni motor bi mogao da se koristi u brzinskim i pozicionim servo pogonima. Na osnovu slike 17 se može zaključiti da izlazni momenat nema direktnu linearnu zavisnost od ulaznih struja, već se uspostavlja sa brzinom definisanom vremenskom konstantom T_r . Takođe, dinamika uspostavljanja izlaznog momenta u odnosu na referencu je zavisiti od brzine uspostavljanja statorskih struja u odnosu na zadate referentne vrednosti. Mi možemo da utičemo samo na dinamiku uspostavljanja statorskih struja i to podešavanjem brzine odziva sistema regulacije statorskih struja pogodnim regulatorom. Standardni servopogoni se projektuju tako da je unutrašnja regulaciona petlja po struji najmanje deset puta brža od spoljne konture regulacije po brzini ili po poziciji. Pošto se pozicioni servopogoni projektuju sa propusnim opsegom od 10 Hz, brzinski pogoni sa propusnim opsegom od 100 Hz, regulacija statorske struje bi trebala da se projektuje sa propusnim opsegom od najviše 1 kHz. Time je i definisan drugi zahtev prilikom projektovanja strujnog regulatora, i sastoji se u tome da: (2) Brzina reagovanja statorske struje bude najmanje deset puta veća od brzine reagovanja spoljne konture regulacije.

Treći zahtev potiče iz zadatog kvaliteta regulacije momenta koji bi trebalo realizovati u algoritmu vektorskog upravljanja. Naime, zbog prirode izvršnog organa kakav je inverter, nama je se na osnovnom harmoniku statorske struje pojaviti visokofrekventna komponenta, sinhrona sa PWM-om. Usled zavisnosti izlaznog momenta od trenutnih vrednosti statorskih struja, pokazane na slici 17, izlazni momenat je imati visokofrekventnu komponentu. Otuda se treći zahtev može formulisati kao: (3) Treba što je moguće više minimizirati uklanjanje viših harmonika u statorskoj struji.

Četvrti zahtev potiče iz karakteristika prekidačkih komponenti koje se koriste u izvršnom organu. Naime, usled gubitaka koji se javljaju prilikom komutacije prekidačkih komponenti, koji su srazmerni sa kvadratom frekvencije komutacije, imamo zahtev da: (4) Uklanjanost PWM-a ne sme da prekorači maksimalnu vrednost koja je katalogski zadata za korišćenu komponentu. U našem slučaju maksimalna uklanjanost PWM-a iznosi 10 kHz.

Peti zahtev potiče iz konačne brzine radnja korišćenih upravljačkih komponenti. Naime, usled konačne brzine rada nam je korišćen procesor generisati upravljačku komandu sa izvesnim transportnim kašnjenjem u odnosu na trenutak odabiranja. Pošto se kod regulacije statorske struje radi sa malim periodama odabiranja, kašnjenje vrlo lako može biti reda veličine periode odabiranja. Otuda imamo i peti zahtev kod projektovanja regulatora, koji se sastoji u tome da: (5) Regulator bude robustan u odnosu na kašnjenje koje unosi procesor usled proračuna.

[esti zahtev potiče usled prisustva (uma visokog nivoa na uestanoštima) veći od polovine uestanoštosti odabiranja. Tada dolazi do pojave preslikavanja spektra signala u osnovni pojas, koje se događa usled diskretne prirode signala. Otuda potiče (esti zahtev: (6) Potrebno je spremiti preslikavanje visokofrekventnog (uma u osnovni pojas uestanoštosti).

Sedmi zahtev potiče iz potrebe da regulator treba da otkloni jednosmerne poremećaje koji se javljaju usled prisustva "dead time"-a u upravljačkim kolima prekidačkih komponenti i prisustva naponskih ofseta u upravljačkoj elektronici. Otuda se sedmi zahtev može definisati kao: (7) Regulator treba da otkloni uticaj konstantnog poremećaja.

Osmi zahtev: (8) Prilikom projektovanja regulatora potrebno je uzeti u obzir dinamiku koju unosi PWM.

Deveti zahtev potiče iz realnih uslova eksploatacije asinhronog motora u kojima dolazi do većih promena parametara mašine: (9) Potrebno je da regulacija bude robustna u odnosu na promena parametara asinhronog motora koje se mogu desiti u realnim uslovima eksploatacije.

2.3. Prikaz rešenja problema strujne regulacije, datih u stručnoj literaturi

U nastavku rada biće dat prikaz rešenja strujnog regulatora koja se mogu sresti u stručnoj literaturi. Zajedno sa prikazom biće data i analiza o tome koliko predloženo rešenje zadovoljava prethodno izložene zahteve.

Najčešće korišćeno rešenje, koje sa jednostavnim hardverom daje kvalitetnu regulaciju, predstavlja korišćenje histerezisnog komparatora. U osnovi ovog rešenja leži dvopolajni regulator koji generiše binarne komande ukupno ili iskupno izlaznih tranzistora invertora.

Posmatrajmo regulaciju struje jedne faze. Dvopolajni regulator realizuje algoritam upravljanja u kome se u slučaju da je merena vrednost struje manja od reference generiše visoki izlazni napon grane invertora, kako bi struja rasla prema referentnoj vrednosti. Takođe, u slučaju da je struja veća od reference na izlazu invertora se generiše niži izlazni napon, kako bi struja opadala prema referentnoj vrednosti. Ovakva regulacija predstavlja vid nelinearnog upravljanja, koji obezbeđuje najbrže moguće praćenje reference, usled beskonačnog pojačanja koje unosi dvopolajni regulator. Mana ovog rešenja je u tome što je statorska struja uvek posedovati određenu grešku praćenja u odnosu na referencu, koja se ogleda u visokofrekventnoj komponenti oscilovanja statorske struje oko zadate reference.

Dodatni problem predstavlja i uestanoštost oscilacija praćenja, koja zavisi od parametara statorskog kola i od trenutnog opterećenja mašine. Takva zavisnost može dovesti do velikih promena u uestanoštosti praćenja regulatora, što je nedopustivo u

realnim pogonima, u kojima se mora poštovati minimalni indeks PWM modulacije i dozvođeni harmonijski sastav pobudnog napona.

Druga, i najveća, mana dvopoložajnog regulatora se ogleda u nivoenici da u stacionarnom stavu u nivoestanost prađewa prevazilazi vrednosti i do nekoliko stotina kiloherca, što je nemoguće realizovati na postojećim prekidačkim energetskim komponentama.

Ograničenje u nivoestanosti prađewa se postiže uvođenjem histerezisnog komparatora umesto dvopoložajnog regulatora. Algoritam pomenutog regulatora je dat u literaturi [3], i prikazan je jednačinama (2.3.1)-(2.3.4).

Neka je Δi širina histerezisnog pojasa i neka je i_{ref} zadata sinusna referenca. Tada gornja i donja granica histerezisnog komparatora imaju sledeće vrednosti

$$i_{gornje} = i_{ref} + \Delta i \quad (2.3.1)$$

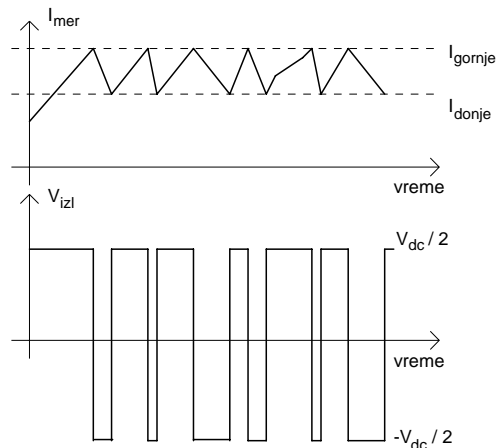
$$i_{donje} = i_{ref} - \Delta i \quad (2.3.2)$$

Algoritam upravljanja histerezisnog regulatora je dat sledećim jednačinama

$$i_{mer} > i_{gornje}, V_{izl} = -V_{dc} / 2 \quad (2.3.3)$$

$$i_{mer} < i_{donje}, V_{izl} = V_{dc} / 2 \quad (2.3.4)$$

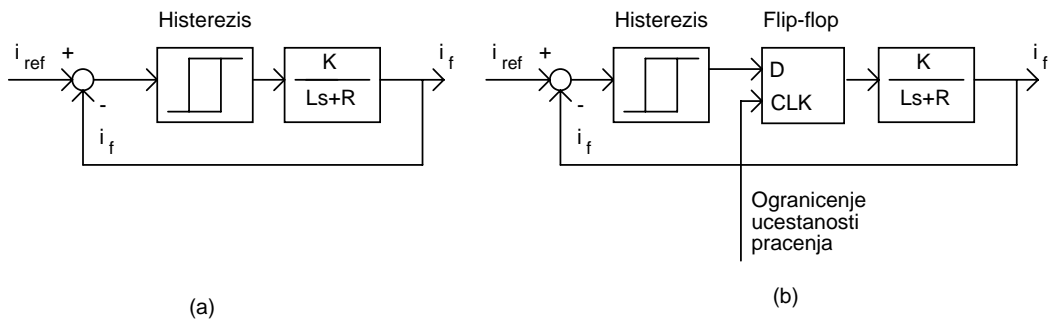
Slika 10 ilustruje rad histerezisnog komparatora.



Slika 10. Prikaz rada histerezisnog komparatora

Na slici 11 date su dve realizacije regulacije sa histerezisnim komparatorom.

[3] A. Tripathi and P. C. Sen, "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 3, No 1, Feb. 1992.



Slika 11. Realizacije regulacije sa histerezisnim komparatorom:
 (a) klasi~na, (b) sa ograni~ewem u~estanosti pracenja

Kod primene histerezisnog komparatora i daqe ostaju ranije navedeni problemi, koji se sastoje u promenljivoj i, ~esto, nedopustivo viskoj u~estanosi pra}ewa i mogu}e pojave nedopustivo velikog faktora harmonijskih izobli~ewa statorske struje.

Problem visoke u~estanosti prekidawa se re{ava uvo}ewem nasilnog ograni~ewa maksimalne u~estanosti pra}ewa. Pomenuto re{ewe je dato na slici 11 (b). Treba imati u vidu da ograni~ewe u~estanosti pra}ewa dovodi do pove}awa ripla struje i pove}awa faznih i amplitudskih izobli~ewa u odnosu na zadatu vrednost.

Problem visokog faktora harmonijskih izobli~ewa, koji se javqa usled prisustva ripla struje izazvanog postojawem histerezisa komparatora, se delimi~no re{ava uvo}ewem promenljivog histerezisa. Naj{ire prihva}eno re{ewe se sastoji u upravqawu sa sinusoidalnim histerezisom komparatora.

Neka je referenca regulacije zadata sa $i_{ref} = i_{max} \sin(\omega t)$. Tada se gorwa i dowa granica histerezisnog komparatora defini{u na slede}i na~in

$$i_{gornje} = i_{ref} + \Delta i \sin(\omega t) \quad (2.3.5)$$

$$i_{donje} = i_{ref} - \Delta i \sin(\omega t) \quad (2.3.6)$$

Zakon upravqawa je dat slede}im jedna~inama, prema literaturi [3],

$$\text{Za } i_{ref} > 0 \quad \begin{cases} i_{ref} > i_{gornje} \\ i_{ref} < i_{donje} \end{cases}, V_{izl} = -V_{dc} / 2 \quad (2.3.7)$$

$$\text{Za } i_{ref} > 0 \quad \begin{cases} i_{ref} < i_{gornje} \\ i_{ref} > i_{donje} \end{cases}, V_{izl} = V_{dc} / 2 \quad (2.3.8)$$

$$\text{Za } i_{ref} < 0 \quad \begin{cases} i_{ref} > i_{gornje} \\ i_{ref} < i_{donje} \end{cases}, V_{izl} = V_{dc} / 2 \quad (2.3.9)$$

$$\text{Za } i_{ref} < 0 \quad \begin{cases} i_{ref} < i_{gornje} \\ i_{ref} > i_{donje} \end{cases}, V_{izl} = -V_{dc} / 2 \quad (2.3.10)$$

Iz prethodnih jedna~ina se vidi da {to je apsolutna vrednost reference mawa i histerezis komparatora postaje mawi. Smawewe pojasa histerezisa dovodi do smawewa ripla struje te samim tim i do smawewa faktora harmonijskih izobli~ewa. Naravno, prilikom smawewa histerezisa treba voditi ra~una o tome da dolazi do pove}awa trenutne vrednosti u~estanosti pra}ewa. Odre}ivawa zakona periodi~ne promene histerezisa treba izvr{ti kao kompromis izme}u smawewa faktora harmonijskih izobli~ewa i zakona promene u~estanosti pra}ewa. Zakon promene u~estanosti se projektuje prema dozvoqenoj disipaciji na prekida~kim komponentama, gde je disipacija proporcionalna kvadratu u~estanosti prekidawa.

Pored izvedenih zakona histerezisnog upravljanja, razvijeni su i slo`eniji algoritmi koji implementiraju znawe o dinamici statorskog kola u slo`en algoritam histerezisnog upravljanja.

Prethodne realizacije su podrazumevale postojawe tri histerezisna komparatora, kojima bi se regulisale vrednosti statorskih struja, iako postoji me|usobna zavisnost veli~ina trofaznog sistema kakve su i komandni naponi pojedinih faza invertora. Prva izmena u novoj histerezisnoj regulaciji statorskih struja se sastoji u tome {to dva histerezisna komparatora vr{e regulaciju veli~ina u qd referentnom sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile. Pomenuta transformacija je detaqno opisana u poglavqu 2. Princip rada poboq{anog histerezisnog regulatora statorske struje je dat u literaturi [4].

Osnovna ideja u novom histerezisnom regulatoru se sastoji u tome da se osnovni problem ovoga regulatora, koji predstavqa visoka u~estanost komutacija u stacionarnom stawu, otklawa dodavawem nultih vektora invertora u odgovaraju}im trenutcima vremena. Pod nultim vektorima izlaznog napona invertora se podrazumevaju stawa u kojima su izlazi sve tri faze me|usobno jednaki. Otuda imamo dva nulta vektora: (1) kada su fazni naponi jednaki $-V_{dc} / 2$ i (2) kada su fazni naponi jednaki $V_{dc} / 2$. Pored nultih napona na izlazu invertora se mogu definisati jo{ (est nenultih trenutnih vektora napona.

Otuda, trenutni izlaz invertora defini}e slede}ih osam vektora

$$\vec{V}_k = V_d(k) + j V_q(k) = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j \frac{k\pi}{3}}, & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0, & k = 0, 7 \end{cases} \quad (2.3.11)$$

Na osnovu modela asinhronog motora u qd koordinatnom sistemu, imamo slede}e diferencijalne jedna~ine struja

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} [V_d(k) - E_{dm}] \quad (2.3.12)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} [V_q(k) - E_{qm}] \quad (2.3.13)$$

Neka su signali gre{ke u datom koordinatnom sistemu definisani kao $e_d = i_{d ref} - i_d$ i $e_q = i_{q ref} - i_q$. Tada dobijamo slede}e dinami~ke jedna~ine signala gre{ke u slu~ajevima: (1) kada je primewen nenulti vektor na fazne prikqu~ke motora,

$$\frac{de_d}{dt} = -\frac{R}{L} e_d + \frac{di_{d ref}}{dt} + \frac{R}{L} i_{d ref} - \frac{1}{L} [V_d(k) - E_{dm}] \quad (2.3.14)$$

$$\frac{de_q}{dt} = -\frac{R}{L} e_q + \frac{di_{q ref}}{dt} + \frac{R}{L} i_{q ref} - \frac{1}{L} [V_q(k) - E_{qm}] \quad (2.3.15)$$

[4] C. T. Pan and T. Y. Chang, "An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol 9, N^o 1, Jan. 1994.

i (2) kada je na fazne prikqu~ke motora doveden nulti vektor,

$$\frac{de_d}{dt} = -\frac{R}{L}e_d + \frac{di_{d\text{ref}}}{dt} + \frac{R}{L}i_{d\text{ref}} + \frac{1}{L}E_{dm} \quad (2.3.16)$$

$$\frac{de_q}{dt} = -\frac{R}{L}e_q + \frac{di_{q\text{ref}}}{dt} + \frac{R}{L}i_{q\text{ref}} + \frac{1}{L}E_{qm} \quad (2.3.17) .$$

Iz jedna~ina (2.3.14)-(2.3.15) vidi se mehanizam smawewa gre~ke statorske struje primenom nenultog vektora napona na fazne prikqu~ke motora. Od ineteresa za novu metodu je mogu}nost smawewa odstupawa vrednosti statorske struje od zadate reference primenom nultog vektora, gde jedna~ine (2.3.16)-(2.3.17) pokazuju da se i u slu~aju kada je na motor doveden nulti naponski vektor de{ava promena gre~ke statorske struje.

Na osnovu izvedenog principa mo`e se doji do osnovnog modela nove histerezisne kontrole. Model se sastoji u tome da se u trenutku kada signal gre~ke dostigne gorwu ili dowu granicu histerezisa komparatora, primenom nultog vektora, u zavisnosti od trenutnog statusa veli~ina iz jedna~ina (2.3.16)-(2.3.17), mo`e signal gre~ke odr`avati unutar granica histerezisa. Naravno, za odrejene vrednosti veli~ina iz jedna~ina (2.3.16)-(2.3.17) nije mogu}e delovati na signal gre~ke u potrebnom pravcu, te se ovakav metod upravqawa statorskom strujom mora kombinovati sa obi~nim histerezisnim komparatorom, koji bi vr{io osnovnu regulaciju struje. Mehanizam ubacivawa nultih vektora bi podigao kvalitet osnovne kontrole u smislu da omogu}i smawewe u~estanosti komutovawa invertora u stacionarnom stawu.

Na primer, neka je $e_d > 0$, $e_q > 0$, $de_d/dt < 0$ i $de_q/dt < 0$. U tom slu~aju bi, u trenutku kada neki od signala gre~ke dostigne granicu histerezisa imalo smisla primeniti nulti naponski vektor na izlazu invertora.

U tabeli 1 su dati naponski vektori koje treba primeniti na osnovu znaka signala gre~ke i znaka izvoda signala gre~ke statorskih struja u qd koordinatnom sistemu.

V_k	V_5	V_4	V_6	V_0	V_5	V_4	V_0	V_3	V_6	V_0	V_1	V_2	V_0	V_3	V_1	V_2
$\text{sgn}(de_d)$	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1
$\text{sgn}(de_q)$	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1
$\text{sgn}(e_d)$	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1
$\text{sgn}(e_q)$	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1

Tabela 1. Zavisnost primewenog izlaznog naponskog vektora invertora od znaka signala gre~ke i znaka izvoda signala gre~ke

Iz tabele 1 se vidi da se dozvoqawa ubacivawe nultog vektora jedino kada za obe struje, i u q i u d koordinatnom sistemu, va`i da su im signal gre~ke i izvod signala gre~ke suprotnog znaka.

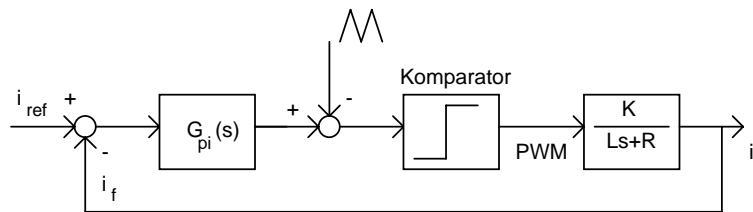
Pored prethodno izne{enih pravila, regulator mora u sebi da sadr`i i osnovnu histerezisnu funkciju, na ~ijem }e ulazu da se nalaze signali gre~ke. Obi~na i nova

histerezisna funkcija se me|u sobom uklapaju tako {to se za obi~an histerezisni komparator defini{u {ire histerezisne granice u kojima on treba da odr`ava signal gre{ke. Za novi histerezisni komparator se defini{u dve mawe histerezisne granice, unutar prethodno opisanog pojasa, gde se regulatoru dozvoqava da, eventualno, ubaci nulti vektor na izlazu invertora kada signal gre{ke dostigne pomenute mawe granice. Treba imati u vidu da mawe granice slu`e samo za ubacivawe nultih vektora.

Pomenuti regulator se realizuje kori{ewem ne previ{e komplikovane analogne elektronike i EPROM-a u kome je upisana tabela 1.

Na osnovu rezultata datih u radu [4] vidi se da predlo`eni regulator vi{e od tri puta smawuje u~estanost komutacije u stacionarnom stawu. Mana predlo`enog regulatora je u tome {to se wime ne mo`e regulisati struja u nesimetri~nom trofaznom sistemu, u kome pored q i d komponenti struje postoji i jednosmerna komponenta. Pomenuta mana va`i za sve realizacije kod kojih se vr{i regulacija struje preko transformisanih veli~ina u qd koordinatnom sistemu.

I pored svih izmena kojima su poboq{ane karakteristike histerezisne regulacije, za wu }e uvek va`iti osobina da se zasniva na promenqivoj u~estanosti prekidawa invertora. Zbog toga su mnogi autori poku{ali da do|u do analogne realizacije strujne regulacije koja }e uvek raditi sa fiksnom u~estano{u prekidawa invertora. Opis naj~e}e kori{enog regulatora sa fiksnom u~estano{u signala nosioca PWM-a je dat u literaturi [5] , gde je struktura pomenute regulacione petqe prikazana na slici 12.



Slika 12. Regulator sa nosiocem fiksne u~estanosti

Prednost predlo`enog re{ewa u odnosu na histerezisni regulator ogleda se u tome {to trougaoni nosilac unapred defini{e u~estanost komutacija invertora, te se ta u~estanost ne mewa sa uslovima rada motora, {to je bio slu~aj kod histerezisne regulacije.

Nedostatci ovog regulatora su: (1) uvek imamo faznu i amplitudsku gre{ku statorske struje u odnosu na referencu; (2) postoji ograni~ewe u pove}awu brzine odziva sistema u tome {to izlaz PI regulatora ne sme da ima strminu ve}u od strmine signala testere sa kojim se poredi. Ukoliko ovaj zahtev ne bi bio zadovoljen do{lo bi do komutacija invertora sa ve}om u~estano{u od u~estanosti trougaonog nosioca, {to se ne sme dozvoliti; (3) iz prethodnog uslova proizilazi zahtev da poja~awe PI regulatora treba da bude proporcionalno sa u~estano{u nose}eg signala, kako ne bi do{lo do vi{estrukih komutacija. Otuda poti~e i najve}i nedostatak ovog regulatora: na niskim u~estanostima signala nosioca karakteristike regulacije se drasti~no degradiraju. Stoga je ovo re{ewe nemogu}e koristiti u invertorima ve}ih snaga.

[5] J. Holtz and B. Beyer, "Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, N^o 5, Sept/Oct. 1995.

Problem višestrukih komutacija se može rešiti korišćenjem specijalizovanih PWM kola. Pri tome treba voditi računa da hardverski limit učestanosti komutacija unosi dodatna amplitudska i fazna izobličenja.

Problem postojanja fazne i amplitudske greške prethodnog rešenja postaje izuzetno veliki, pogotovo kod sistema sa malim učestanostima prekidawa invertora usled sporosti korišćenih prekidačkih komponenti. U takvim situacija se koristi upravqawe statorskom strujom pomoću metode optimalne sinhronne PWM modulacije.

U pomenutoj metodi se u tablice upisu optimalne, unapred izraunate, sekvence PWM komandnih signala kojima se pobuđuje motor prema traenoj vrednosti statorske struje i uenoj učestanosti pobude.

Ovakav pristup korisniku omogučava rad sa minimalnim harmonijskim izobličenjima i maksimalnim indeksom modulacije u stacionarnom stavu. Naravno, ova metoda je neupotrebqiva sa stanovišta upravqawa vrednostima statorskih struja vektorski upravqanog asinhronog motora, zbog toga što u sebi ne sadrži regulaciju prelaznih procesa. Metoda je opisana u literaturi [5].

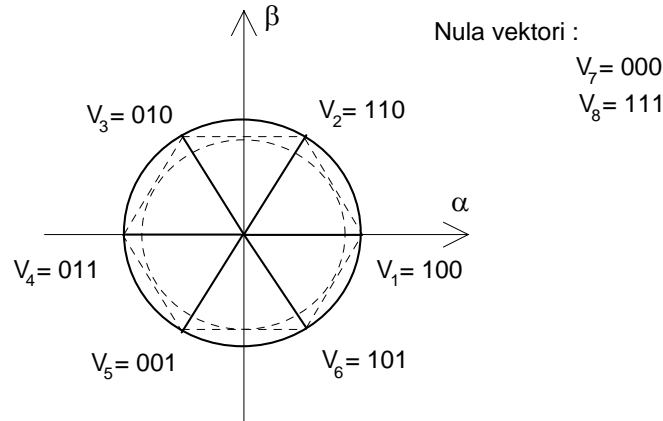
Iz prethodno navedenih metoda se vidi da ni jedna od analognih realizacija ne može u potpunosti da zadovolji zahteve eliminacije greške statorske struje u odnosu na zadatu vrednost i rad sa fiksnom učestanošću prekidawa invertora. U nastavku će biti date realizacije digitalnog upravqawa statorskom strujom. U ovom slučaju je u startu eliminisan problem promenqive učestanosti prekidawa invertora zbog diskretne prirode generisawa upravqakog signala. Problem eliminisawa greške statorske struje u odnosu na zadatu vrednost je sa mawe ili više uspeha rešen, što je i biti osnovni kriterijum prilikom vrednovawa opisanih metoda. Takođe, posebna pažnja je biti posvećena složenosti algoritma sa stanovišta wegove primene na realnom pogonu.

Kao prva biće prikazana metoda sa "space vector" modulacijom upravqakog signala. Ovim rešenjem se eliminiše najveći problem koji se sreće prilikom digitalne regulacije statorske struje. On se sastoji u tome što izmerene vrednosti statorske struje, pored fundamentalne komponente koja je nama od interesa, sadrži i visokofrekventnu komponentu. Pomenuta komponenta se posle odabirawa signala preslikava u propusni opseg sistema, što dovodi do degradacije upravqakog signala. Ova regulacija je opisana u literaturi [5].

Pomenuti problem se rešava korišćenjem karakteristike odziva statorske struje asinhronog motora pobuđivanog sa "space vector" moduliranim naponom. Naime, u tom slučaju se zna trenutak u kome je statorska struja jednaka fundamentalnoj komponenti, pod uslovom da je otpornost statorskog kola izuzetno mala. Ta osobina se najboqe može ilustrovati prikazom same "space vector" modulacije. Pomenuta modulacija je opisana u literaturi [6].

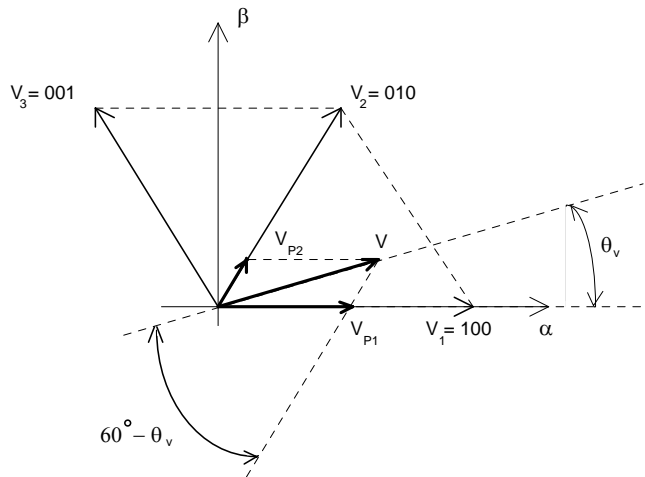
Ova modulacija se sastoji u tome da se sekvence komandnih signala tri fazna izlaza invertora ne generišu meľusobno nezavisno, već se vrši slagawe izlaznih napona u ciqu modulirawa zadatog izlaznog naponskog vektora. Osnovni vektori koji se koriste prilikom modulacije su prikazani na slici 13.

[6] V. R. Stefanovic and S. N. Vukosavic, "Space-vector pwm voltage control with optimized switching strategy"



Slika 13. Osnovni izlazni vektori trofaznog invertora

Modulacija se vrši tako što se `egeni izlazni vektor razla`e na komponente dva susedna osnovna vektora. Pomenuto razlagawe na komponente je prikazano na slici 14.



Slika 14. Razlagawe izlaznog naponskog vektora na komponente

Na osnovu slike 14 izlazni vektor se mo`e prikazati kao

$$\vec{V} = V_{p1} \frac{\vec{V}_1}{|\vec{V}_1|} + V_{p2} \frac{\vec{V}_2}{|\vec{V}_2|} + \vec{V}_0 \quad (2.3.18) .$$

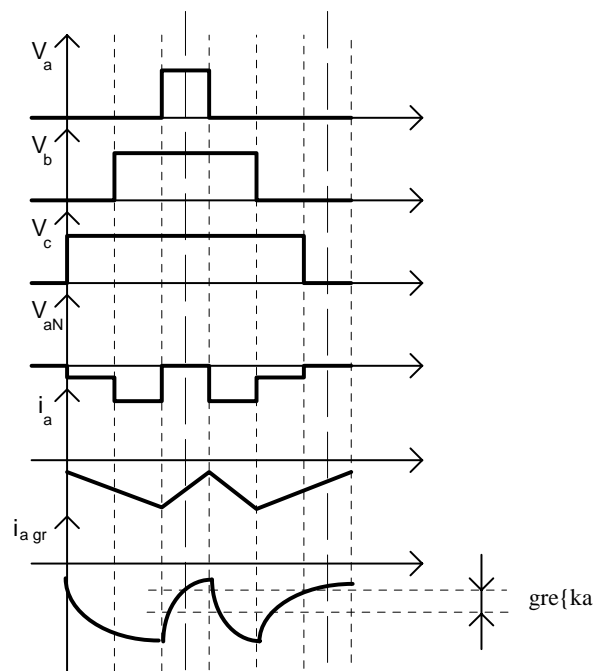
Prikazano slagawe vektora se mo`e realizovati specijalnom impulsnom {irinskom modulacijom, tako {to }e se u toku periode PWM-a T u trajawu od T_1 primeniti vektor V_1 , u trajawu od T_2 vektor V_2 i odgovaraju}i nulti vektor u trajawu od $T_3 = T - T_1 - T_2$. Nulti vektor se bira tako da se u prilikom prelaska sa prethodnog vektora izvr{i komutacija samo jedne grane trofaznog invertora. Vremena T_1 i T_2 su data slede}im jedna~inama

$$T_1 = T \frac{|\vec{V}|}{V_{dc} \sin(60^\circ)} \sin(60^\circ - \theta_v) \quad (2.3.19)$$

$$T_1 = T \frac{|\vec{V}|}{V_{dc} \sin(60^\circ)} \sin(\theta_v) \quad (2.3.20)$$

Zbog smanjenja broja komutacija invertora uvodi se direktno-inverzna sekvenca osnovnih vektora. To znači da se u toku dve susedne periode PWM-a modulirani vektor sa slike 14 ne može modulirati sa dve direktne sekvence $V_1 - V_2 - V_7 - V_1 - V_2 - V_7$, već sa jednom direktnom i jednom inverznom sekvencom $V_1 - V_2 - V_7 - V_2 - V_1 - V_0$.

Određivanje trenutka u kome je statorska struja jednaka fundamentalnoj komponenti se vrši na osnovu sledeće slike, na kojoj je prikazana sekvenca trofaznog PWM komandnog signala dobijenog "space vector" metodom. Pored komandnih signala prikazan je i pretpostavljeni odziv jedne od statorskih struja.



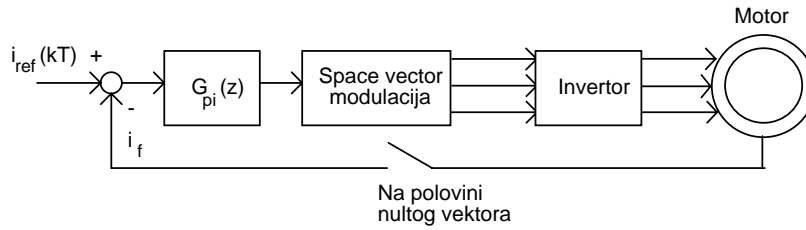
Slika 15. Određivanje trenutka kada je struja jednaka fundamentalnoj komponenti

Sa slike 15 se vidi da se trenutak u kome je statorska struja jednaka fundamentalnoj komponenti dešava na polovini periode u kojoj se primenjuje nulti vektor. Otuda bi odabirom signala struje tačno u navedenim trenucima vremena dobili merni signal bez prisustva visokofrekventnog šuma (to bi nam omogućilo kvalitetniju regulaciju).

Problem kod ove metode predstavlja regulacija statorske struje kod motora sa velikom otpornošću statorskog kola, kod kojih ne važi prethodno izvedeno pravilo o validnim trenucima odabira usled eksponencijalne prirode odziva statorske struje. Pomenuti izvor greške je ilustrovan na slici 15 prikazom oblika statorske struje $i_{a\ gr}$ koji se javlja kod statorskih kola sa velikom vrednošću otpornosti gubitaka. Tada nam odbirci

struje ne) je biti jednaki fundamentalnoj komponenti, (to) je se ogledati u prisustvu viskofrekventnog (uma prilikom merewa vrednosti statorske struje.

Na slici 16 je prikazan regulacioni sistem sa "space vector" modulacijom.



Slika 16. Prikaz regulacionog sistema sa "Space vector" modulacijom

Problem odstupawa izmerne vrednosti struje od fundamentalne komponente se mo`e re{iti digitalnom filtracijom, pri ~emu se mora uzeti u obzir i uticaj digitalnog filtra na dinamiku sistema.

Na osnovu strukture regulacione petqe, date na slici 16, mo`e se zakqu~iti da }e u stacionarnom stawu postojati gre{ka statorske struje u odnosu na sinusoidalnu referencu. Zbog toga su mnogi autori te`i{te svojih istra`ivawa preneli na pronala`ewe strukture koja }e obezbediti nultu gre{ku statorske struje u stacionarnom stawu. U literaturi [7] je dat opis regulacione petqe koja zadovoljava navedeni uslov. U woj se koristi regulator promenqive strukture i "space vector" modulisanog upravqa~kog signala izlaznog napona.

U (2.3.21) dat je izvedeni sistem diferencijalnih jedna~ina po strujama i fluksevima asinhronog motora u qd koordinatnom sistemu. Na osnovu datog modela se izvodi struktura primewenog regulatora. U jedna~ini je zadr`ana notacija iz rada [7].

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_e \psi_{ds} \\ -\omega_e \psi_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} & \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} \\ -\frac{\omega_r L_m}{L_r L_\sigma} & -\frac{\omega_r L_m}{L_r L_\sigma} \\ -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ \frac{R_r}{L_r} & -(\omega_e - \omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_r L_m}{L_r L_\sigma} \\ \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} \\ (\omega_e - \omega_r) \\ -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} \\ \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} \\ -\frac{R_r}{L_r} \\ -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.3.21)
 \end{aligned}$$

Po{to se prilikom vektorskog upravqawa motorom odr`avaju vrednosti flukseva na $\psi_{qr} = 0$, $\psi_{dr} = \text{const}$, iz jedna~ine (2.3.21) dobijamo slede}e izraze

[7] K. K. Shyu and H. J. Shieh, "Variable structure current control for induction motor drives by space voltage vector PWM", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 42, N^o 6, December 1995.

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} + \omega_e i_{qs} + \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_\sigma} \Psi_{dr} - \frac{1}{L_\sigma} V_{ds} \quad (2.3.22)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} - \omega_e i_{ds} - \frac{\omega_r L_m}{L_r L_\sigma} \Psi_{dr} - \frac{1}{L_\sigma} V_{ds} \quad (2.3.23)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} \quad (2.3.24)$$

Uvedimo sada signale greške statorskih struja u odnosu na reference $e_{ds} = i_{ds} - i_{ds}^*$ i $e_{qs} = i_{qs} - i_{qs}^*$. Iz jednačina (2.3.22) i (2.3.23) dobijamo sledeće diferencijalne jednačine po signalima greška

$$\frac{de_{ds}}{dt} = -\alpha_d e_{ds} + \frac{1}{L_\sigma} (V_{ds} + D_d - L_\sigma \alpha_d i_{ds}^*) \quad (2.3.25)$$

$$\frac{de_{qs}}{dt} = -\alpha_q e_{qs} + \frac{1}{L_\sigma} (V_{qs} + D_q - L_\sigma \alpha_q i_{qs}^*) \quad (2.3.26)$$

gde su

$$\alpha_d = \alpha_q = \frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} \quad (2.3.27)$$

$$D_d = \frac{R_r L_m}{L_r^2} \Psi_{dr} + L_\sigma \omega_e i_{qs} \quad (2.3.28)$$

$$D_q = -\frac{\omega_r L_m}{L_r} \Psi_{dr} - L_\sigma \omega_e i_{ds} \quad (2.3.29)$$

Jednačine (2.3.25)-(2.3.26) prikazuju karakteristiku statorskog kola svedenog na sistem prvog reda u prisustvu izvedenih poremećaja. Od pomenutih poremećaja jedan koji potiče od referenci i_{qs}^* i i_{ds}^* se može smatrati sporopromenljivim u odnosu na dinamiku statorskog kola i merljivom, jer je vrednost reference poznata. Ostali poremećaji se mogu smatrati nepromenljivim, te zahtevaju odgovarajuću regulaciju u zatvorenoj povratnoj sprezi.

Pomenuto postojawe dve različite vrste poremećaja i dovodi do potrebe za primenom regulatora sa promenljivom strukturom.

Upravo po qd komponentama je sadržati dve komponente. Prva je eliminisati poznati sporopromenljivi poremećaj koji je srazmeran referenci, dok je druga pokušati da eliminiše preostali nepromenljivi poremećaj. Karakteristika regulatora je data jednačinama (2.3.30) - (2.3.31).

$$V_{ds}^* = \begin{cases} \alpha_d i_{ds}^* - \frac{e_{ds}}{|e_{ds}|} \bar{\rho}_d, & |e_{ds}| \neq 0 \\ \alpha_d i_{ds}^*, & |e_{ds}| = 0 \end{cases} \quad (2.3.30)$$

$$V_{qs}^* = \begin{cases} \alpha_q i_{qs}^* - \frac{e_{qs}}{|e_{qs}|} \bar{\rho}_q, & |e_{qs}| \neq 0 \\ \alpha_q i_{qs}^*, & |e_{qs}| = 0 \end{cases} \quad (2.3.31)$$

U prethodnim jednačinama korišteni su parametri sa vrednostima $\bar{\rho}_d \geq |D_d|$ i $\bar{\rho}_q \geq |D_q|$, kao maksimalne apsolutne vrednosti nereguliranih poremećaja.

Prilikom realizacije regulatora izlazni naponi se modulišu "space vector" PWM modulacijom koja je opisana u prethodnom poglavlju.

[to se tiče brzine odziva sistema, u radu [7] je pokazano da vremenska konstanta odziva ne prelazi vrednost $2\alpha_{dq}$. U pomenutom radu je takođe pokazano da je primenjeni regulator robusan na promene parametara mašine u realnim uslovima rada.

Nedostatak ovog regulatora je što zahteva precizno poznavanje vrednosti induktivnosti rasipava statorskog kola, koja se koristi prilikom eliminacije merqivog poremećaja proporcionalnog referenci. Takođe, mana ovog rešewa sastoji se u tome što prethodno navedena brzina odziva sistema u većem broju pogona sa vektorskim upravljanjem ne može da zadovolji zahtevane karakteristike. Naime, iz rada [7] se vidi da za najviše vrednosti parametara pogona predloženi sistem obezbeđuje regulaciju statorske struje sa propusnim opsegom od 100 Hz. Mora se imati na umu da pogoni sa vektorskim upravljanjem zahtevaju strujnu regulaciju sa propusnim opsegom ne manjim od 500 Hz.

Problem brzine odziva statorske struje, koji eliminiše prethodno rešewe kao pogodno za primenu u pogonima sa vektorskim upravljanjem, najradikalnije se rešava primenom strukture sa "dead-beat" regulatorom. Pomenuta metoda je detaljno opisana u literaturi [8].

Rešewe se zasniva na tome da se za diskretni model invertora i asinhronog motora, dobijen metodom usrednjavanja, projektuje "dead beat" regulator koji obezbeđuje minimalno moguće trajanje prelaznog procesa.

Prilikom izvođenja diskretnog modela polazi se od osnovne jednačine statorskog kola motora, u stacionarnom koordinatnom sistemu $\alpha\beta$ vezanom za statorske namotaje motora.

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (2.3.32)$$

[8] D. S. Oh, K. Y. Cho and M. J. Youn, "A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage-fed PWM inverter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, No 2, April 1992.

Referentni izlazni napon invertora bi se dobio iz zadatih referentnih vrednosti struja $i_{\alpha\beta}^*$ kao

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta}^* = \mathbf{R} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^* + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^* + \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (2.3.33) .$$

Ako se uvede signal greške kao $\Delta i_{\alpha\beta} = i_{\alpha\beta}^* - i_{\alpha\beta}$, dobija se sledeća diskretna jednačina statorskog kola motora

$$\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k+1) = a \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k) + b [\mathbf{V}_{\alpha\beta}^*(k) - \mathbf{V}_{\alpha\beta}(k)] \quad (2.3.34) .$$

Parametri korišćeni u prethodnoj jednačini imaju vrednosti

$$a = \exp\left(-\frac{R}{L}T\right) \quad (2.3.35)$$

$$b = \frac{1 - \exp\left(-\frac{R}{L}T\right)}{R} \cong \frac{T}{L} \quad (2.3.36)$$

dok diskretne vrednosti napona predstavljaju njihove srednje vrednosti dobijene kao

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta}^*(k) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \mathbf{v}_{\alpha\beta}^*(t) dt \quad (2.3.37)$$

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta}(k) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) dt \quad (2.3.38) .$$

Na osnovu prostoperiodične prirode faznih napona motora i jednačine (2.3.37) dobijamo sledeću diferencnu jednačinu referentnih napona motora

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta}^*(k) = \mathbf{C} \mathbf{V}_{\alpha\beta}^*(k-1) \quad (2.3.39)$$

gde je

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \cos(\omega T) & \sin(\omega T) \\ \sin(\omega T) & \cos(\omega T) \end{pmatrix} \quad (2.3.40) .$$

Iz jednačine (2.3.34) dobijamo

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta}^*(k-1) = \mathbf{V}_{\alpha\beta}(k-1) + \frac{1}{b} [\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k) - a \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k-1)] \quad (2.3.41) .$$

Iz jednačina (2.3.39) i (2.3.41) sledi

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{\alpha\beta}^*(k) &= \mathbf{C} \mathbf{V}_{\alpha\beta}^*(k-1) = \\ &= \mathbf{C} \mathbf{V}_{\alpha\beta}(k-1) + \frac{1}{b} [\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k) - a \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k-1)] \end{aligned} \quad (2.3.42) .$$

Zamenom jednačine (3.3.39) u (3.3.34) dobija se sledeći izraz

$$\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k+1) - a \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k) = b \Delta \mathbf{V}_{\alpha\beta} + \mathbf{C} [\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k) - a \Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k-1)] \quad (2.3.43)$$

gde je

$$\Delta \mathbf{V}_{\alpha\beta} = \mathbf{C} \mathbf{V}_{\alpha\beta}(k-1) - \mathbf{V}_{\alpha\beta}(k) \quad (2.3.44) .$$

Ako se uvede vektor promenljivih stawa

$$\mathbf{x}(k) = [\Delta i_{\alpha}(k-1) \quad \Delta i_{\beta}(k-1) \quad \Delta i_{\alpha}(k) \quad \Delta i_{\beta}(k)]^T \quad (2.3.45)$$

i vektor ulaza

$$\mathbf{u}(k) = [\Delta V_{\alpha}(k) \quad \Delta V_{\beta}(k)] \quad (2.3.46)$$

može se definisati sledeći diskretni model sistema u prostoru stawa

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) \quad (2.3.47) .$$

U prethodnom izrazu korišćene su matrice sa sledećim vrednostima

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.3.48) .$$

Regulacija se postiže povretnom spregom po promenljivama stawa, gde se upravljačka komanda dobija kao

$$\mathbf{u}(k) = [\mathbf{G}_1 \quad \mathbf{G}_2] \mathbf{x}(k) \quad (2.3.49) .$$

Tada model sistema u prostoru stawa postaje

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{G}) \mathbf{x}(k) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(k) \quad (2.3.50)$$

gde je

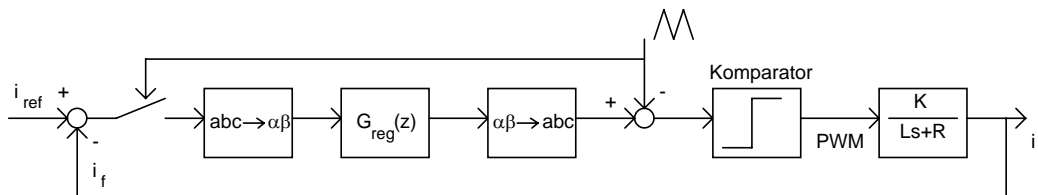
$$A = \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{pmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{C} \mathbf{G}_1 \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{a} \mathbf{I} + \mathbf{C} - \mathbf{b} \mathbf{G}_2 \quad (2.3.51) .$$

"Dead beat" regulacija posti`e se postavqawem svih polova sistema sa zatvorenom povratnom spregom opisanog jedna~inom (3.3.50) u koordinatni po~etak. Pomenuta regulacija se posti`e sa sledejim matricama poja~awa po promenqivama stawa

$$\mathbf{G}_1 = -\frac{a}{b} \mathbf{C}, \quad \mathbf{G}_2 = \frac{1}{b} (\mathbf{a} \mathbf{I} + \mathbf{C}) \quad (2.3.52) .$$

Primewena regulacija bi u na`em slu~aju trebala da obezbedi prelazni re`im u trajawu od ~etri periode odabirawa. Problem kod ove regulacije je u tome {to zahteva striktno poznavawe modela sistema kojim se upravqa. U literaturi [8] je pokazano da su degradacije regulacije prilikom promena vrednosti parametara ma{ina u realnim uslovima rada podnoqivo male.

Prilikom realizacije upravqawa koristi se PWM sa trougaonim nosiocem, pri ~emu se pomenuti signal nosilac koristi i za odabirawe signala gre{ke vrednosti statorske struje u odnosu na analognu referencu. Naime, signal gre{ke se odabira u trenutcima maksimuma trougaonog signala nosioca. Pored regulacije, primeweni procesor bi trebao da vr{i i transformaciju statorskih veli~ina u odgovaraju}e veli~ine u stacionarnom koordinatnom $\alpha\beta$ sistemu i obratno. Prikaz digitalne regulacije statorskom strujom je dat na slici 17.



Slika 17. Realizacija predlo`ene regulacije statorske struje

Iako je u radu [8] pokazano da predlo`ena regulacija zadovolqava po svojim dinami~kim karakteristikama, u datoj metodi nije pokazano kako bi se u prakti~noj realizaciji sistem za{titio od uticaja visokofrekventnog {uma koji poti~e od PWM-a.

Tako je, mana predlo`enog re{ewa sastoji se i u tome {to rad sa veli~inama u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu ne obezbejuje nultu gre{ku u stacionarnom stawu. Osnovni izvor gre{ke je prisustvo poreme}aja u vidu kontraelektromotorne sile, koja se mewa sa brzinom i optere}ewem motora.

Potpuna eliminacija gre{ke statorske struje u odnosu na zadatu vrednost bi se postigla projektawem regulatora u referentnom qd koordinatnom sistemu vezanom na vektor magnetopobudne sile. Po{to se u pomenutom koordinatnom sistemu radi sa jednosmernim veli~inama, mogu}e je projektovati regulator koji obezbejuje nultu gre{ku u stacionarnom stawu.

U literaturi [9] dat je detaljan prikaz jedne takve regulacione strukture, u kojoj je korišćeno "dead beat" upravljanje. Razlika u odnosu na prethodno prikazanu metodu je u tome što se u modelu motora kao promenljive stator koriste i veličine fluksa procepa motora. Pošto su pomenute veličine teško merljive, u radu je primenjena estimacija vrednosti fluksa korišćenjem opserversa stator.

Kontinualni model statorskog kola dat je jednačinom (2.3.53)

$$\begin{bmatrix} \ddot{I}_s \\ \dot{I}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \dot{I}_s \end{bmatrix} \quad (2.3.53)$$

gde je vektor izlaza

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} I_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{I}_s \\ \dot{I}_s \end{bmatrix} \quad (2.3.54)$$

Pošto se regulator projektuje u sinhronom referentnom koordinatnom qd sistemu, vezanom za vektor magnetopobudne sile, vektori promenljivih imaju sledeće oblike

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} I_s \\ \dot{I}_s \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} I_s \\ \dot{I}_s \end{bmatrix}_{qr} = \begin{bmatrix} I_s \\ \dot{I}_s \end{bmatrix}_{qs} \quad (2.3.55)$$

U prethodnim izrazima korišćene su matrice sa sledećim elementima

$$A_{11} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} + R_2 \frac{1-\sigma}{\sigma L_2} \quad (2.3.56)$$

$$A_{12} = -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} \frac{R_2}{L_2} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \quad (2.3.57)$$

$$A_{21} = M \frac{R_2}{L_2} \mathbf{I} \quad (2.3.58)$$

$$A_{22} = -\frac{R_2}{L_2} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \quad (2.3.59)$$

$$\mathbf{B}_1 = \frac{1}{\sigma L_1} \mathbf{I} \quad (2.3.60)$$

gde je

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} = 1 - \frac{M^2}{1 - L_1 L_2} \quad (2.3.61)$$

[9] L. Ben-Brahim, A. Kawamura, "Digital control of induction motor current with deadbeat response using predictive state observer", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, No 3, July 1992.

U prethodnim izrazima R_s i R_r su statorska i rotorska otpornost, L_s i L_r su sopstvene induktivnosti statora i rotora, M je meĭusobna induktivnost statora i rotora i ω_r je ugaona brzina rotora. Kada se kontinualni model statorskog kola diskretizuje sa kolom zadr{ke nultog reda na ulazu [10], dobija se slede}i diskretni model sisema

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(k+1) \\ \mathbf{i}_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{11} & \mathbf{F}_{12} \\ \mathbf{F}_{21} & \mathbf{F}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(k) \\ \mathbf{i}_r(k) \end{bmatrix} + \mathbf{M}(k) \quad (2.3.62)$$

Vektor $\Delta \mathbf{T}(k) = [\Delta T_d(k) \quad \Delta T_q(k)]^T$ predstavqa komandne signale PWM-a koji odgovaraju pobudnim ulaznim naponima motora. Prema literaturi [9], "dead beat" regulacija, opisana u prethodnom poglavqu, posti`e se generisawem upravqawa prema slede}oj jedna~ini,

$$\Delta \mathbf{T}(k) = (\mathbf{H}_1)^{-1} [\mathbf{I}_s^*(k+1) - \mathbf{F}_{11} \mathbf{I}_s(k) - \mathbf{F}_{12} \Psi_r(k)] \quad (2.3.63)$$

Iz prethodne jedna~ine vidi se da je, pored trenutnih vrednosti statorskih struja, za generisawe upravqawa potrebno poznavati i trenutne vrednosti fluksa u vazdu{nom procepu motora. Po{to je tu veli~inu nemogu}e precizno izmeriti u naizmeni~nim pogonima op{te namene, vr{i se estimacija vrednosti fluksa kori}ewem opservera. U opserveru se vrednost fluksa estimira na osnovu izmerenih vrednosti statorskih struja i usvojenog modela motora.

Model opservera dat je jedna~inom (3.3.64)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(k+1) \\ \mathbf{i}_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{11} & \mathbf{F}_{12} \\ \mathbf{F}_{21} & \mathbf{F}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s(k) \\ \mathbf{i}_r(k) \end{bmatrix} + \mathbf{M}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \end{bmatrix} \Psi_s(k) - \hat{\mathbf{I}}_s(k) \quad (2.3.64)$$

gde su matrice

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} -g_2 \\ g_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} -g_4 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad (2.3.65)$$

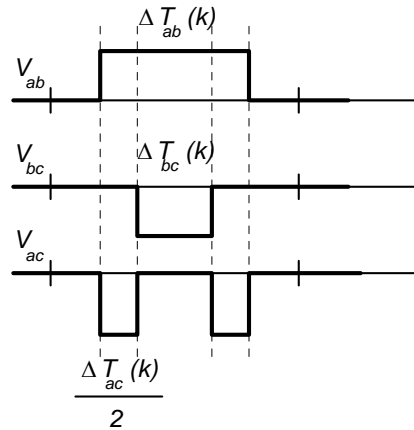
Vrednosti parametara iz jedna~ine (3.3.65) se pode{avaju prema literaturi [10].

Iz opservera se dobijaju procwene vrednosti fluksa, koje se koriste u generisawu upravqa~kog signala.

Jo{ jedna karakteristika predlo`enog re{ewa se sastoji u generisawu simetri~nih PWM upravqa~kih signala. Razlog zbog koga su se autori odlu~ili za pomenuto re{ewe se sastoji u tome {to je u sistemu sa simetri~nim pobudnim signalima striktno definisan trenutak u kome je statorska struja jednaka fundamentalnoj komponenti, pod uslovom da je re~ o ma{ini sa malom statorskom otporno}u.

[10] M. R. Stojij}, *Digitalni Sistemi Automatskog Upravqawa*, Nauka, Beograd, 1994.

Pošto se iz izrađunatih komadnih signala $\Delta \mathbf{T}(k) = [\Delta T_d(k) \quad \Delta T_q(k)]^T$ transformacijom dobiju komadni signali u stacionarnom statorskom koordinatnom sistemu $\Delta \mathbf{T}_{abc}(k) = [\Delta T_{ab}(k) \quad \Delta T_{bc}(k) \quad \Delta T_{ac}(k)]^T$, simetri~ni signali PWM-a se dobijaju prema slici 18.



Slika 18. Prikaz simetri~nog PWM-a

Problem kod ovakve realizacije se javqa u slu~aju kada otpornost statorskog kola nije nezanemarqiva. Ovaj problem je detaqnije obraen u poglavqu 2.3.4.

Dodatni problem prilikom realizacije sistema predstava osetqivost algoritma na odstupawa realnih vrednosti parametara motora od vrednosti usvojenih u modelu pogona. Promena pomenutih parametara mo`e uticati na kvalitet opservacije fluksa, koji direktno zavisi od ta~nosti usvojenog modela. Naravno, odstupawe parametara od realnih vrednosti mo`e uticati i na kvalitet "dead beat" regulacije. U literaturi [9] je pokazano da je algoritam najviše osetqiv na promene rotorske otpornosti. Ipak, u {irokom opsegu promene pomenutog parametra regulacija zadr`ava zadovoljavaju}e karakteristike.

Osnovne prednosti predlo`enog algoritma ogledaju se u brzom odzivu sistema koji omogu}ava rad na ni`im u~estanostima prekidawa, {to pojeftiwuje kori}eni hardver i smawuje gubitke na pogonu. Dodatna prednost se sastoji u tome {to se prilikom regulacije dobija struja sa malim riplom, pa i izlazni momenat motora tako je ima mali ripl.

Najve}a prednost predlo`ene metode je {to se estimirana vrednost fluksa mo`e koristiti i u algoritmu vektorskog upravljanja motorom u ciqu odre}ivawa trenutnog polo`aja rotora.

Nedostaci predlo`enog algoritma su: zahteva se poznavawe ta~nih vrednosti svih parametara motora, i kao krajwi rezultat dobija se relativno komplikovan algoritam upravljanja koji zahteva upravqa~ku elektroniku velike brzine i slo`ene aritmetike.

Na osnovu prikazanih metoda mo`e se zakqu~iti da se problem eliminisawa gre{kke statorske struje u odnosu na zadatu vrednost najboqe re{ava na na~in prikazan u posledwoj metodi - projektovawem regulatora u qd koordinatnom sistemu vezanom za vektor magneto pobudne sile. Problem postizawa dovoqno velike brzine odzive statorske struje i problem jednostavnog i ta~nog merewa fundamentalne komponente

statorske struje i daqe ostaju otvoreni. U narednom poglavqu bi}e izvr{en poku{aj re{avawa i pomenuta dva problema.

3. PROJEKTOVANJE DIGITALNOG STRUJNOG REGULATORA POGODNOG ZA PRIMENE U ASINHRONIM POGONIMA SA VEKTORSKOM KONTROLOM IZLAZNOG MOMENTA

U ovom poglavku je dat prikaz rezultata sinteze, simulacije i realizacije regulatora statorske struje asinhronog motora. Regulator je projektovan tako da se ispune zahtevi dati u poglavku 2.2, čime bi bili zadovoljeni uslovi potrebni da bi se realizovani strujni regulator koristio u naizmeničnim pogonima sa primenim algoritmom vektorskog upravljanja.

Polazna ideja se sastoji iz projektovanja dva strujna regulatora u sinhronom koordinatnom sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile motora, koji bi nezavisno upravljali i_q i i_d komponentama statorske struje. Ovakva struktura nam obezbeđuje nultu vrednost statorske struje, jer se u pomenutom koordinatnom sistemu radi sa jednosmernim veličinama u stacionarnom stanju. Nedostatak ovog rešenja je što podrazumeva primenu na simetričnoj asinhronoj mašini, kod koje statorske struje čine usklađeni trofazni sistem. Otuda bi svaka pojava konstantnog poremećaja u statorskim strujama dovela do pogrešnog rada regulatora.

Osnovni problemi koji su se javljali prilikom projektovanja su bili: eliminacija uticaja kontraelektromotorne sile; eliminacija uticaja visokofrekventnog šuma koji potiče od PWM-a invertora; projektovanje regulatora u prisustvu transportnog kašnjenja od jedne periode odabiranja u generisanju upravljačke komande od strane procesora; i projektovanje regulatora robusnog na promene parametara naizmenične mašine.

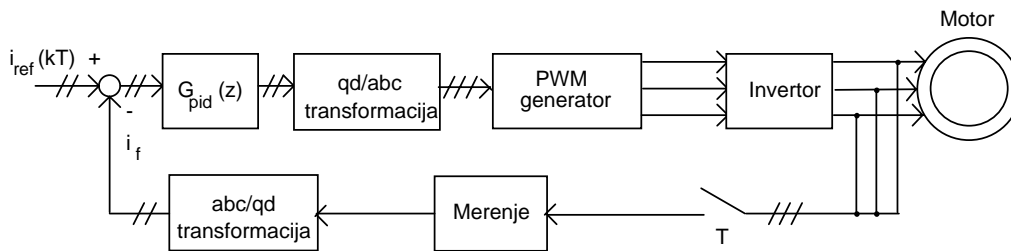
4.1. Projektovanje regulatora u stacionarnom koordinatnom sistemu vezanom za statorske namotaje

Projektovanje strujnog regulatora izvodi se na modelu statorskog kola motora sa veličinama posmatranim u stacionarnom koordinatnom sistemu vezanom za statorske namotaje motora. Ovo je ujedno sa ciljem upoređenja modela asinhronog motora koji

se koristi prilikom projektovanja. Naime, u stacionarnom koordinatnom sistemu se statorsko kolo motora može posmatrati kao sistem prvog reda definisan otpornošću i induktivnošću rasipava statorskog kola. Uticaj preostale dinamike motora bi se u statorskom kolu preslikao kao poremećaj u vidu kontraelektromotorne sile.

Razlika u odnosu na analizu u stacionarnom koordinatnom sistemu nastaje prilikom prelaska u rotacioni sistem korišćenjem qd transformacije. Na osnovu izlaganja u poglavlju 1 se vidi da qd transformacija ne menja statičko pojačanje sistema. Otuda, projektovana struktura u stacionarnom koordinatnom sistemu slobodno se može primeniti i u rotacionom koordinatnom sistemu uz eventualne promene pojačanja regulatora.

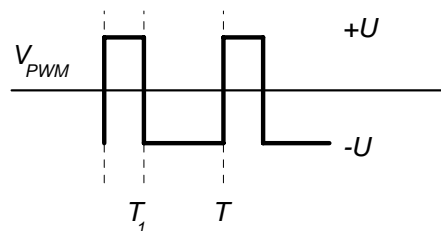
Na slici 19 je dat uopšten prikaz strukture pete strujne regulacije, sa dva fazna strujna regulatora.



Slika 19. Uopšten prikaz dvofazne i_q i i_d regulacione pete

Pošto je model asinhronog motora opisan u prethodnim poglavljima, od važnosti za modeliranje upravljačkog sistema je opis funkcije PWM generatora. Pomenuti blok vrši modulaciju srednje vrednosti signala na svome izlazu shodno ulaznom modulacionom signalu.

Neka izlaz modulatora može da uzme dve vrednosti $+U$ i $-U$, i neka je T osnovna perioda PWM signala. Tada je trajanje primene izlaznog napona $+U$ određeno jednačinom $T_1 = T/2 + k V_{mod}$, a vreme trajanja izlaznog napona $-U$ jednačinom $T_2 = T - T_1$. Na slici 29 dat je prikaz dve periode PWM signala.



Slika 20. Prikaz periode PWM signala

Pošto se komande na ulazu u PWM generator zadavati u diskretnim trenucima vremena, u cilju modelovanja sistema sa slike 19 potrebno je upotrebiti specifičan oblik diskretizacije sistema karakterističan za sistem sa PWM kontrolisanim aktuatorima, kao što je invertor. U literaturi [11] dat je prikaz izvođenja pomenute diskretizacije, koja se koristi u ovome radu.

[11] \ M. Stojić, *Projektovanje strujnog regulatora za asinhroni motor*, Diplomski rad, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1994.

Neka je sistem opisan kontinualnim modelom u prostoru stawa

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \mathbf{u}(t)\end{aligned}\quad (3.1.1)$$

Tada se diskretizacijom dobija sledeji model sistema u prostoru stawa

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{G} \mathbf{x}(k) + \mathbf{H} \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(k) + \mathbf{D} \mathbf{u}(k)\end{aligned}\quad (3.1.2)$$

Matrice koriene u prethodnom izrazu imaju sledeje vrednosti,

$$\begin{aligned}\mathbf{G}(T) &= \mathbf{E}^2(T/2) \\ \mathbf{H}(T) &= \frac{T}{2} k * \mathbf{E}(T/2) * [\mathbf{E}(T/2) \mathbf{B} + \mathbf{B} - \mathbf{A} \mathbf{F}(T/2)] U\end{aligned}\quad (3.1.3)$$

U prethodnom izrazu matrice $\mathbf{G}(T)$ i $\mathbf{H}(T)$ su dobijene diskretizacijom za periodu odabirawa T dok su matrice $\mathbf{F}(T/2)$ i $\mathbf{E}(T/2)$ dobijene "zero-hold" diskretizacijom sistema (3.1.1) za periodu odabirawa $T/2$, prema literaturi [10]. Na osnovu dobijenog diskretnog modela sistema u prostoru stawa moe se dobiti i diskretna funkcija prenosa sistema. Koriewem navedene metode diskretizacija dobija se model statorskog kola asinhronog motora.

Za asinhrnoni motor korijen u eksperimentnima dati su sledeji parametri statorskog kola : $R_s = 2.89 \Omega$ i $L_s = 0.015 \text{ H}$. Tada je funkcija prenosa statorskog kola asinhronog motora,

$$G_m(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (3.1.4)$$

Problem postojawa visokofrekventne komponente statorske struje se uveava usled pojave preslikavawa spektra diskretizovanog signala u osnovni Nikvistov pojas u~estanosti. Samim tim se viskokofrekventni um posle odabirawa pojavquje kao niskofrekventni um koji puno degradira karatkeristike regulacije. Otuda je problem postojawa uma potrebno reiti adekvatnom analognom filtracijom merewa struje. Po{to je i pomenuto analogno kolo uticati na stabilnost sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi, usvojen je filter prvoga reda kao kompromis izmeju eliminacije visokofrekventnog uma i postizawa eqenih karakteristika regulacije. Funkcija prenosa upotrebqenog filtra je

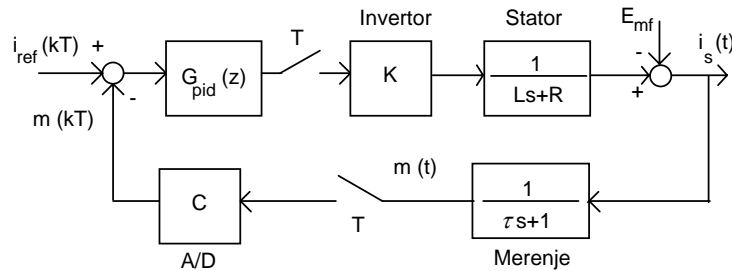
$$G_f(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.1.5)$$

gde je $\tau = 0.00005$. Konstantu C unose merni senzor i A/D konvertor i ona ima vrednosti $C = 0.25 \cdot 1024 / 5 = 51.2$.

Prema literaturi [13], inverter se može modelovati pojačavem koje unosi po fundamentalnoj komponenti modulisanog napona. Za slučaj regulacije statorske struje u stacionarnom koordinatnom sistemu rezolucija PWM-a je 1800, napon invertora $V_{dc} = 500$ V, pa je pojačave invertora $K = (2/3) \cdot 500/1800 = 0.1852$. Dodatno pojačave od 2/3 definiše napon na koji ulazni linijski napon motora doprinosi faznom naponu posmatranog statorskog namotaja.

Kontraelektromotorna sila motora je modelovana sinusoidalnim poremećajem na učestanosti statorske pobude, čija se amplituda i faza zadaju prilikom simulacije.

Struktura opisanog sistema data je na slici 21.



Slika 21. Struktura konture regulacije

Analogni deo sistema se može modelovati sledećom funkcijom prenosa

$$G_a(s) = K G_m(s) G_f(s) = \frac{K}{Ls+R} \frac{1}{\tau s+1} \quad (3.1.6)$$

Korišćenjem opisane diskretizacije dobija se diskretna funkcija prenosa objekta upravljanja, za periodu odabiranja od $T = 300 \mu s$

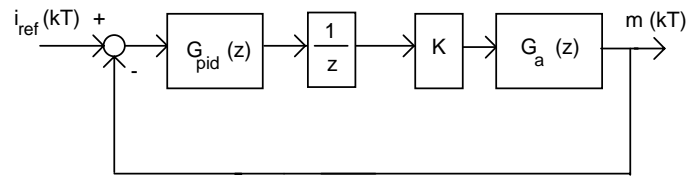
$$G_a(z) = \frac{b_1 z + b_0}{a_2 z^2 + a_1 z + a_0} = \frac{0.049 z + 0.0024}{z^2 - 0.9463 z + 0.0023} \quad (3.1.7)$$

Prilikom modelovanja sistema potrebno je uzeti u obzir i kašnjenje od cele jedne periode, koje unosi procesor prilikom proračuna upravljačke komande.

Za regulaciju statorske struje koristi se sekvencijalni PID regulator, čija je funkcija prenosa data sa

$$G_{pid}(z) = K_p \left[1 + K_i \frac{z}{z-1} + K_d \frac{z-1}{z} \right] \quad (3.1.8)$$

Blok dijagram diskretizovanog modela konture regulacije dat je na slici 22.



Slika 22. Diskretni model konture regulacije

Funkcija prenosa sistema u zatvorenoj sprezi sa slike 22 postaje

$$\begin{aligned}
 G_s(z) &= \frac{G_{pid}(z) \frac{1}{z} K G_a(z)}{1 + G_{pid}(z) \frac{1}{z} K G_a(z)} \\
 &= \frac{K_p \left(1 + K_i \frac{z}{z-1} + K_d \frac{z-1}{z} \right) \frac{b_1 z + b_0}{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}}{1 + K_p \left(1 + K_i \frac{z}{z-1} + K_d \frac{z-1}{z} \right) \frac{b_1 z + b_0}{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}} \\
 &= \frac{z^3 n_3 + z^2 n_2 + z n_1 + n_0}{z^5 d_5 + z^4 d_4 + z^3 d_3 + z^2 d_2 + z d_1 + d_0} \quad (3.1.9)
 \end{aligned}$$

Parametri brojioca funkcije prenosa date jedna-inom (3.1.9) imaju sledeje vrednosti

$$\begin{aligned}
 n_3 &= b_1 k p (k d + k i + 1) \\
 n_2 &= b_0 k p (k d + k i + 1) - b_1 k p (2 k d + 1) \\
 n_1 &= b_1 k d k p - b_0 k p (2 k d + 1) \\
 n_0 &= b_0 k d k p
 \end{aligned} \quad (3.1.10)$$

Parametri imenioca funkcije prenosa (3.1.9) imaju vrednosti

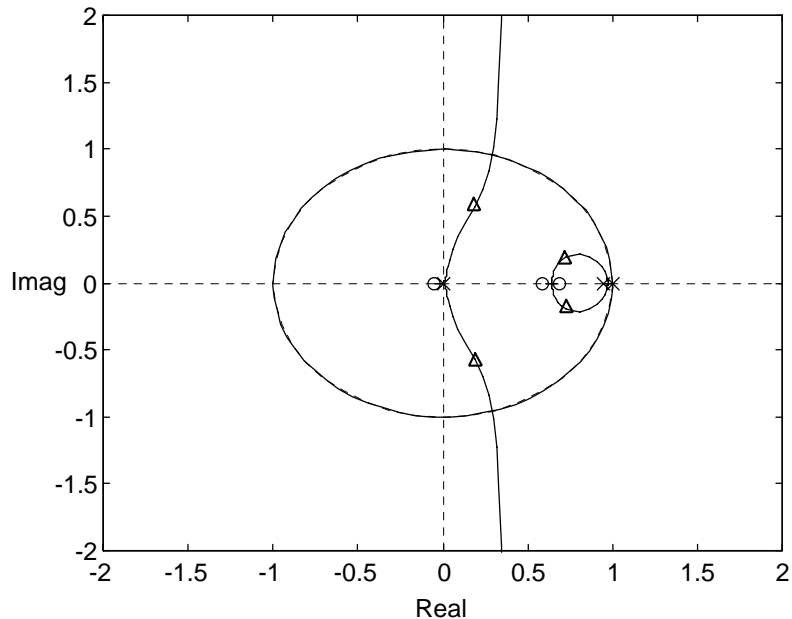
$$\begin{aligned}
 d_5 &= a_2 \\
 d_4 &= a_1 - a_2 \\
 d_3 &= a_0 - a_1 + b_1 k p (k d + k i + 1) \\
 d_2 &= b_0 k p (k d + k i + 1) - a_0 - b_1 k p (2 k d + 1) \\
 d_1 &= b_1 k d k p - b_0 k p (2 k d + 1) \\
 d_0 &= b_0 k d k p
 \end{aligned} \quad (3.1.11)$$

Regulator je projektovan tako da brzina odziva sistema bude {to je mogu}e ve}a. U konkretnom slu~aju zahtevano je da za periodu odabirawa od $T = 300 \mu s$ trajawe

usponske ivice odziva statorske struje ne bude veća od 600 μ s. Projektovawe regulatora detaqano je opisano u literaturi [10], gde je brzina odziva sistema projektovana izborom polo`aja dominantnih polova sistema. Za usvojenu strukturu regulatora dobijene su slede}e vrednosti parametara

$$\begin{aligned} k_p &= 1.21 \\ k_i &= 3.84 \\ k_d &= 3.51 \end{aligned} \tag{3.1.12}$$

Za datu strukturu regulatora geometrijsko mesto korena sistema dato je na slici 23, gde se posmatra promena polo`aja polova sistema za promenu vrednosti parametra k_p . Na grafiku je sa trouglovima obele`en polo`aj polova sistema za usvojene vrednosti parametara regulatora, datih jedna~inom (3.1.12).



Slika 23. Geometrijsko mesto korena sistema za promenu vrednosti parametra k_p

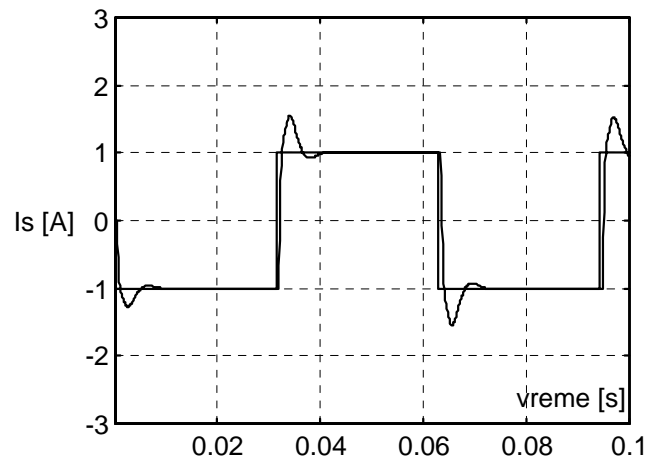
Polo`aj dominantnih polova sistema sa slike 23 u Z-ravni je $z_{1,2} = 0.2 \pm j 0.65$, gde se, nakon preslikavawa iz Z-ravni u S-ravan, dobijaju ekvivalentni analogni dominantni polovi $s_{1,2} = -1328 \pm j 4227$. Izra~unati polovi imaju prigu{ewe od $\zeta = 0.3$ i neprigu{enu u~estanost oscilovawa $\omega_n = 4430$ r/sec. Po{to za dominantnu vremensku konstantu sistema va`i da je $T_d \leq 1 / (\zeta \omega_n) = 0.75$ ms mo`e se zakqu~iti da sistem sa datim dominantnim polovima u zatvorenoj sprezi, projektovanog prigu{ewa i neprigu{ene u~estanosti oscilovawa, zadovolqava zahteve o brzini regulacionog sistema iz poglavqa 2.

Po{to je za projektovawe strujnog regulatora u qd koordinatnom rotacionom sistemu od interesa odziv sistema na step pobudu, u nastavku }e biti prikazani rezultati simulacije regulatora u sistemu sa jednosmernim referentnim signalima. Ovo je u~iweno

stoga {to }e odziv statorske struje u rotacionom qd koordinatnom sistemu imati isti prelazni re`im kao i u stacionarnom koordinatnom sistemu, gde se regulatori u pomenutim sistemima razlikuju jedino po stati~kim poja~awima, koje je neophodno izmeniti usled promene stati~kog poja~awa objekta upravqawa izazvane primenom rotacione transformacije.

Pored provere brzine odziva sistema, potrebno je simulacijom utvrditi da li predlo`ena struktura regulatora obezbejuje robustnost upravqawa statorskom strujom u uslovima promene parametara modela pogona. U na{em slu~aju radi se o promenama vrednosti otpornosti gubitaka i rasipne induktivnosti statorskog kola. U realnim uslovima rada motora jedina ve}a promena vrednosti parametara de{ava se prilikom prevezivawa statorskog kola motora iz forme trougla u formu zvezde. Tada dolazi do trostrukog pove}awa ekvivalentne induktivnosti. U uslovima pomenute promene vrednosti parametara potrebno je proveriti trajawa prelaznog re`ima uspostavqawa statorske struje.

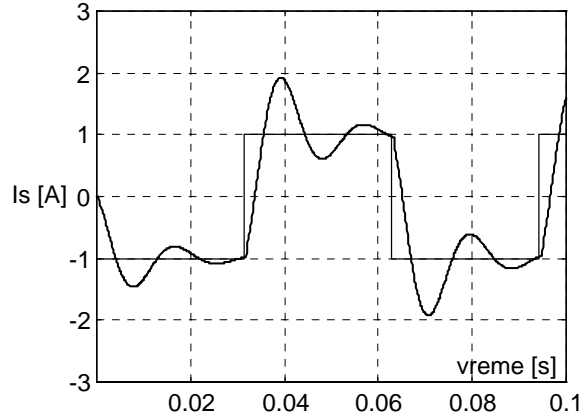
Na slici 24 data su rezultati simulacije sistema sa slike 21 za vrednosti parametara statorskog kola $R_s = 2.89 \Omega$ i $L_s = 0.015 H$.



Slika 24. Odziv statorske struje za $R_s = 2.89 \Omega$ i $L_s = 0.015 H$

Rezultati simulacije pokazuju da je trajawa uzlazne ivice $\Delta t = 600 \mu s$.

Na slici 25 su dati rezultati simulacije za vrednosti parametara statorskog kola $R_s = 2.89 \Omega$ i $L_s = 0.005 H$, {to odgovara promeni vremenske konstante statorskog kola prilikom prevezivawa iz trougla u zvezdu.



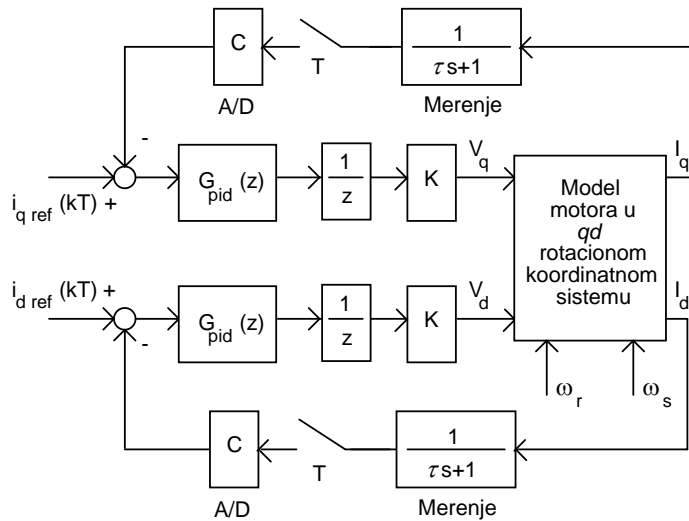
Slika 25. Odziv statorske struje za $R_s = 2.89 \Omega$ i $L_s = 0.045 H$

Rezultati simulacije dati na slici 25 pokazuju da je vreme trajanja usponske ivice odziva statorske struje $\Delta t = 750 \mu s$.

Na osnovu prikazanih rezultata simulacije može se zaključiti da predložena struktura regulatora, projektovana za uprošćeni model statorskog kola, može da zadovolji postavljene zahteve u pogledu brzine regulacije. Ipak, realna verifikacija brzine i robusnosti regulacije može se dobiti simulacijom regulatora statorske struje na modelu motora u rotacionom qd koordinatnom sistemu.

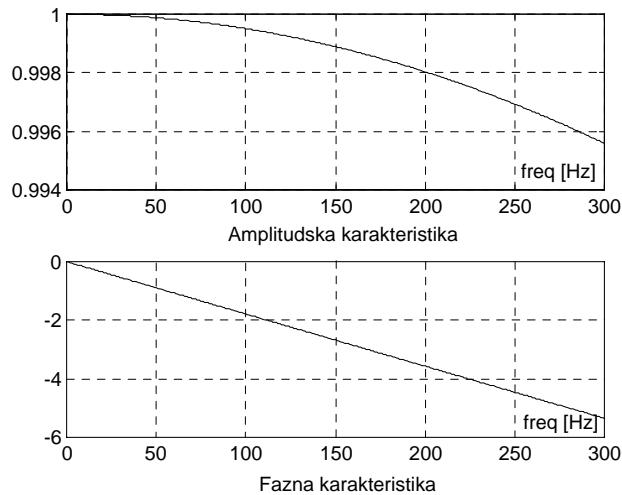
3.2. Simulacije regulatora statorske struje u rotacionom koordinatnom sistemu vezanom vektor magnetopobudne sile

Model asinhronog motora u rotacionom koordinatnom sistemu dobijen je korišćenjem rezultata datih u poglavlju 1. Na slici 26 dat je prikaz kompletnog simulacionog modela kontrolne petlje statorske struje. U datom modelu je učinjena aproksimacija tako da analogna filtracija merenja nije uključena u transformisani model motora, već je modelirana na isti način na koji se pojavljuje u stacionarnom koordinatnom sistemu. Ovo je učinjeno stoga što rotaciona transformacija ne menja dinamiku transformisanih objekata već samo unosi dodatno pojačanje. Otuda se promenama pojačanja regulatora može ispitati robusnost i brzina regulacije statorske struje sa sistemom predložene strukture.



Slika 26. Simulacioni model strujne regulacije u qd koordinatnom sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile

Takođe, postojawe analognog filtra treba naglasiti iz još jednog razloga. Naime, regulacija statorske struje u qd rotacionom koordinatnom sistemu obezbediće nam nultu grešku filtrirane statorske struje u odnosu na zadatu referencu. Pošto su struje sinusoidalne, filter će shodno svojoj dinamici unositi fazno kačenje između statorske struje i merenja koje ulazi u regulaciju. Otuda će prisustvo filtra biti izvor greške sinusoidalnih statorskih struja u odnosu na zadate reference. Pomenuti filter je, iz prethodno navedenih razloga, projektovan tako da na opsegu učestanosti važnom za pobuđivawe statora naizmeničnih pogona (0 - 200 Hz) unosi zanemarqivo malo amplitudsko i fazno izobličenje. Potvrda toga data je na slici 27, gde su prikazane amplitudska i fazna karakteristika korišćenog analognog filtra.



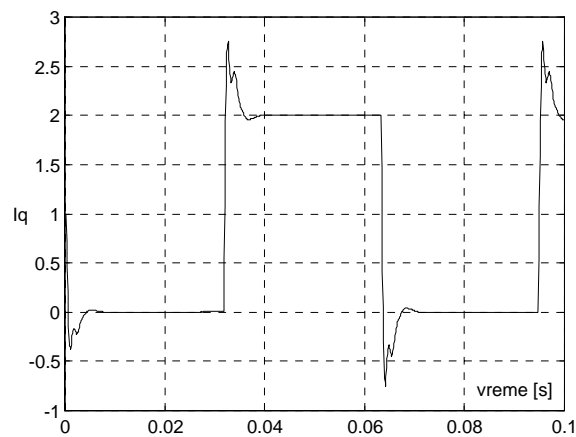
Slika 27. Amplitudska i fazna karakteristika upotrebenog analognog filtra

Simulacija regulacije statorske struje na modelu u rotacionom qd koordinatnom sistemu daje najrealniju sliku ponašanja regulatora, jer omogućava simulaciju rada u sledećim uslovima: promene svih parametara motora, promene opterećenja motora, promene brzine rotora i promene učestanosti pobude.

U nastavku poglavlja biće dati rezultati simulacije sistema za sve prethodno navedene situacije koje se mogu desiti prilikom eksploatacije pogona.

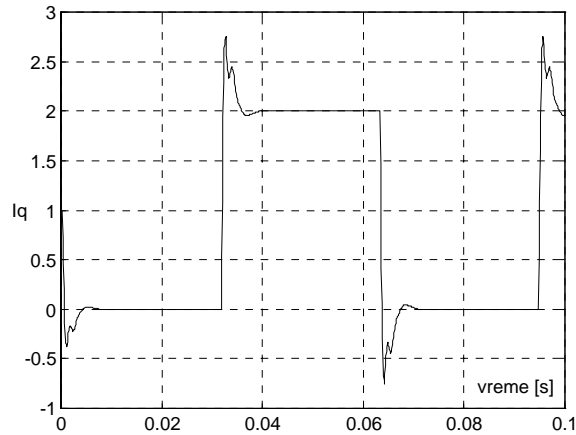
3.2.1. Simulacija strujne regulacije u qd rotacionom sistemu pri nominalnim uslovima rada sa različitim opterećenjima

Pod nominalnim smatraju se uslovi rada u kojima parametri motora imaju nominalne vrednosti, date od strane proizvođača. U konkretnom slučaju nominalne vrednosti parametara motora su: $R_s = 2.89 \Omega$, $L_s = 0.015 \text{ H}$, $R_r = 2.25 \Omega$, $L_r = 0.008 \text{ H}$ i $L_m = 0.04 \text{ H}$. U nastavku dati su rezultati simulacije za dve različite vrednosti klizanja motora. To je učieno stoga što varijacije vrednosti klizanja dovode do promene dinamičkih karakteristika modela pogona.



Slika 28. Odziv I_q komponente statorske struje za nominalne vrednosti parametara motora, $\omega_s = 100 \text{ r/sec}$ i $\omega_r = 80 \text{ r/sec}$

Rezultati simulacije sa slike 28 pokazuju da se radi o odzivu I_q komponente statorske struje sa trajanjem uzlazne ivice od $\Delta t = 500 \mu\text{s}$. Na slici 29 dati su rezultati simulacije sistema za $\omega_s = 100 \text{ r/sec}$ i $\omega_r = 80 \text{ r/sec}$.



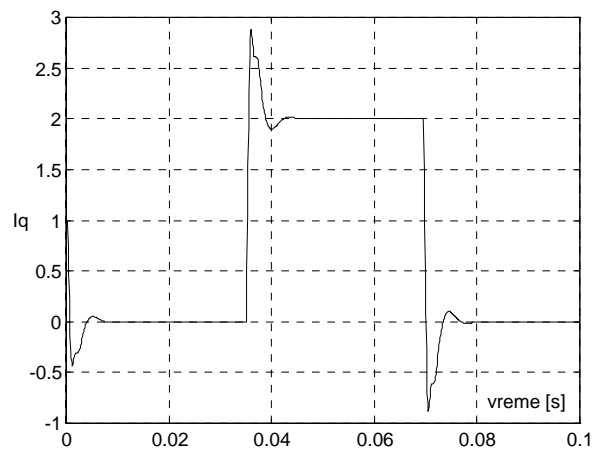
Slika 29. Simulacija odziva I_q komponente statorske struje za nominalne vrednosti parametara motora, $\omega_s = 100$ r/sec i $\omega_r = 0$ r/sec

Pošto promena brzine obrtavanja rotora znači i promenu amplitude kontraelektromotorne sile u statorskom kolu, simulacije sa slika 28 i 29 pokazuju da predložena struktura regulacije može da otkloni uticaj pomenutog poremećaja. Takođe, važno je uočiti da ekstremne promene u brzini obrtavanja rotora ne izazivaju velike promene u trajanju prelaznog režima uspostavljanja zadate vrednosti statorske struje.

3.2.2. Simulacija strujne regulacije u qd rotacionom sistemu, u uslovima promene vrednosti parametara statorskog i rotorskog kola

U ovome poglavku je simulacijom biti proverena robustnost regulatora u odnosu na promene vrednosti parametara statorskog i rotorskog kola. U realnim uslovima rada naizmeničnog pogona najčešće dolazi do promene vrednosti otpornosti statorskog i rotorskog kola. Takođe, potrebno je proveriti ponajviše regulacione strukture u uslovima prevezivanja motora iz trougla u zvezdu. Prilikom pomenute izmene dolazi do promene induktivnosti ekvivalentnog statorskog kola.

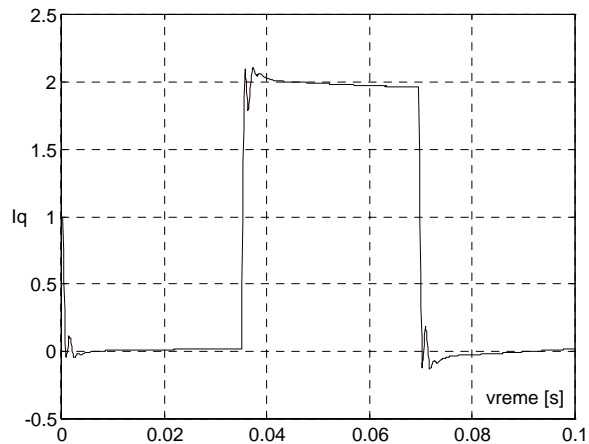
Na slici 30 dat je odziv I_q komponente statorske struje za sledeće vrednosti parametara: $R_s = 0.1 \Omega$, $L_s = 0.015$ H, $R_r = 2.25 \Omega$, $L_r = 0.008$ H i $L_m = 0.04$ H.



Slika 30. Odziv I_q komponente statorske struje za izmewene vrednosti parametara statorskog kola:
 $R_s = 0.1 \Omega$, $L_s = 0.015 H$

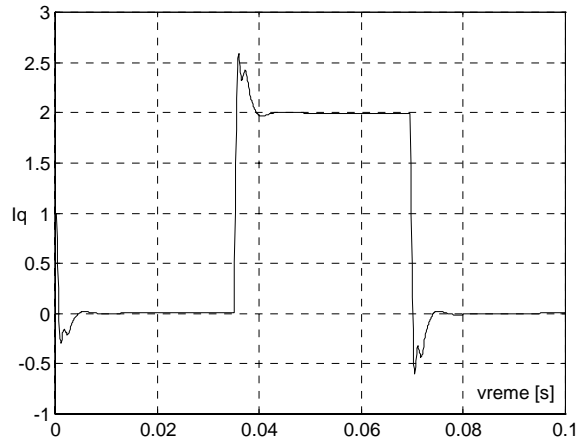
Na osnovu rezultata simulacije sa slike 38 vidi se da za ekstremno smanjene vrednosti statorske otpornosti regulacioni sistem statorske struje ostaje stabilan.

Na slici 31 dati su rezultati simulacije regulacione petlje u uslovima ekstremnog pove}awa statorske otpornosti. Vrednosti parametara kori}enog simulacionog modela su: $R_s = 10 \Omega$, $L_s = 0.015 H$, $R_r = 2.25 \Omega$, $L_r = 0.008 H$ i $L_m = 0.04 H$.



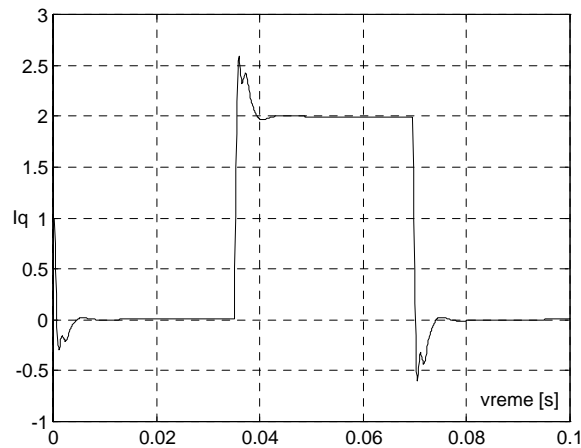
Slika 31. Odziv I_q komponente statorske struje za izmewene vrednosti parametara statorskog kola:
 $R_s = 10 \Omega$, $L_s = 0.015 H$

U nastavku su dati rezultati simulacije za ekstremno smanjene vrednosti rotorske otpornosti. Vrednosti parametara simulacionog modela su: $R_s = 2.89 \Omega$, $L_s = 0.015 H$, $R_r = 0.1 \Omega$, $L_r = 0.008 H$ i $L_m = 0.04 H$.



Slika 32. Odziv I_q komponente statorske struje za izmewene vrednosti parametara statorskog kola:
 $R_r = 0.1 \Omega$, $L_r = 0.008 H$

Na slici 33 dati su rezultati simulacije u uslovima ekstremnog pove}awa rotorske otpornosti. Vrednosti kori}enih parametara su: $R_s = 2.89 \Omega$, $L_s = 0.015 H$, $R_r = 10 \Omega$, $L_r = 0.008 H$ i $L_m = 0.04 H$.

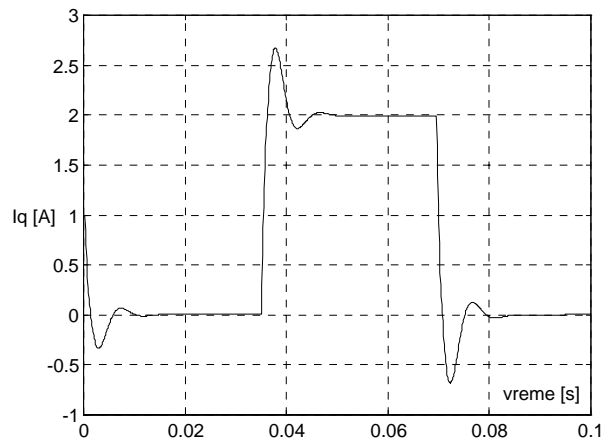


Slika 33. Odziv I_q komponente statorske struje za izmewene vrednosti parametara statorskog kola:
 $R_r = 10 \Omega$, $L_r = 0.008 H$

Rezultati simulacije sa slika 30, 31, 32 i 33 pokazuju da je regulacioni sistema robusan u odnosu na ekstremne varijacije vrednosti otpornosti statorskog i rotorskog kola.

U realnim uslovima eksploatacije pogona mo`e se desiti situacija prevezivawa statorskih prikqu~aka motora iz trougla u zvezdu, pri ~emu se trostruko pove}ava vrednost statorske induktivnosti ekvivalentnog statorskog kola. Robusnost }e se proveravati na regulatoru sa promewenim poja~awem ekvivalentno promeni stacionarnog poja~awa modela statorskog kola u pomenutoj situaciji. Na slici 34 su dati

rezultati simulacije za vrednosti parametara modela: $R_s = 2.89 \Omega$, $L_s = 0.045 \text{ H}$, $R_r = 2.25 \Omega$, $L_r = 0.008 \text{ H}$ i $L_m = 0.04 \text{ H}$.



Slika 34. Odziv I_q komponente statorske struje za vrednost statorske induktivnosti $L_s = 0.045 \text{ H}$

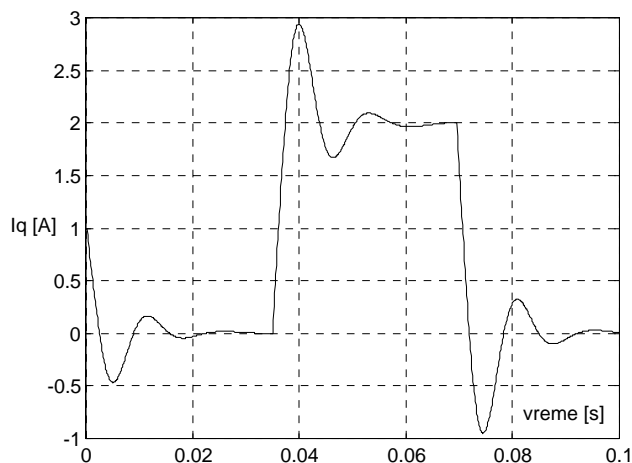
Rezultati simulacije pokazuju da je regulaciona struktura robustna u odnosu na promene vrednosti parametara statorskog i rotorskog kola.

3.2.3. Simulacija strujne regulacije u qd rotacionom sistemu, u uslovima zasi}ewa magnetnog kola naizmeni~nog motora

U literaturi [12] pokazano je da u uslovima zasi}ewa magnetnog kola naizmeni~nog motora, koje se doga}a prilikom pove}awa magnetizacione struje ma}ine, dolazi do smawewa magnetizacione induktivnosti motora. Na osnovu date zavisnosti magnetizacione induktivnosti od struje magnetizacije mo}e se zakqu~iti da u ekstremnim slu~ajevima mo}e do}i do smawewa vrednosti L_m i do 50%.

Robustnost strujne regulacije na promene vrednosti magnetizacione induktivnosti je proverena na simulacionom modelu sa slede}im vrednostima parametara: $R_s = 2.89 \Omega$, $L_s = 0.015 \text{ H}$, $R_r = 2.25 \Omega$, $L_r = 0.008 \text{ H}$ i $L_m = 0.02 \text{ H}$. Rezultati simulacije su dati na slici 35.

[12] H. Grotstollen and J. Wiesing, "Torque capability and control of a saturated induction motor over a wide range of flux weakening", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol 42, N^o 4, August 1995.



Slika 35. Odziv I_q komponente statorske struje za vrednost magnetizacione induktivnosti $L_m = 20 \text{ mH}$

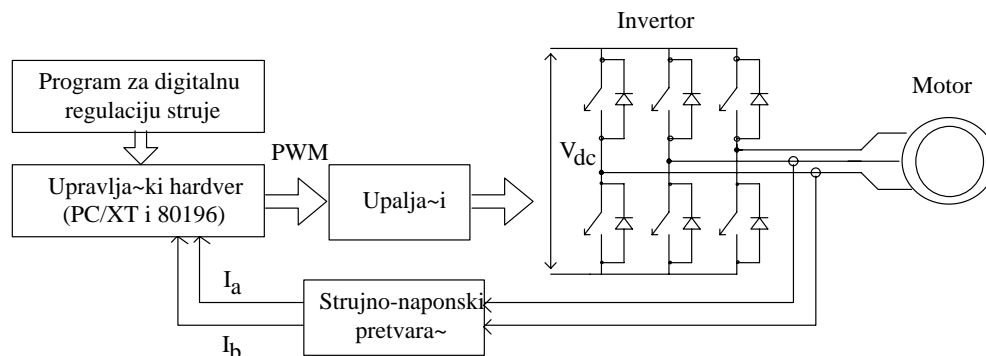
Na osnovu rezultata simulacije datih na slici 35 se mo`e zakqu~iti da u uslovima visokog zasi}ewa magnetnog kola motora dolazi do degradacija karakteristika regulacije. Ipak, sistem jo} uvek ostaje unutar dozvoqenih granica brzine odziva.

Na osnovu rezultata simulacija mo`e se zakqu~iti da primeweni regulator zadovoljava postavqene zahteve po brzini odziva statorske struje i po robusnosti regulacione petqe u odnosu na promene parametara pogona. Potpuna provera kvaliteta primewenog re{ewa se mo`e posti}i analizom rezultata eksperimenata sa realnog pogona, na kome je primewen opisani algoritam regulacije statorske struje. Eksperimentalna verifikacija dobijenih rezultata je izvr{ena u narednom poglavqu.

4. PRIKAZ UPRAVQA^KOG SISTEMA

Algoritam digitalne regulacije statorske struje naizmeni~nog pogona je realizovan na sistemu koga ~ine: asinhroni motor; trofazni inverter; upravqa~ka elektronika - PC/XT sa upravqa~kom karticom i plo~a na bazi mikrokontrolera Intel 80196; kartica upaqa~a IGBT tranzistora sa prenaponskom i prekostrujnom za{titom; strujno-naponski pretvara~.

Na slici 36 je dat prikaz upravqa~kog sistema.



Slika 36. Prikaz upravlja~kog sistema

Sistem sa slike 36 predstavlja regulacionu konturu statorske struje asinhronog motora, u kojoj se upravlja~ki naponi motora generi~u na invertoru, kontrolisanom od strane upravlja~kog digitalnog hardvera. Upravlja~ke signale tranzistora invertorskog mosta ~ine izlazi digitalnih regulatora modulirani PWM modulacijom. Ulaze u digitalne regulatore ~ine signali gre~ke, dobijeni oduzimawem izmerene vrednosti statorske struje od vrednosti odgovaraju~e reference. Vrednost statorske struje se dobija A/D konverzijom izlaza Lem senzora struje postavqenog na odgovaraju~i linijski prikqu~ak motora. Treba primetiti da se u sistemu mere samo dve fazne struje. To je ura~eno zato {to struje motora ~ine trofazni sistem, te se tre}a fazna struja mo`e rekonstruisati na osnovu vrednosti preostale dve kori~ewem jedna~ine $i_a + i_b + i_c = 0$.

Svaka od pomenutih komponenti sistema }e biti detaqno opisana u narednim poglavqima.

4.1. Motor

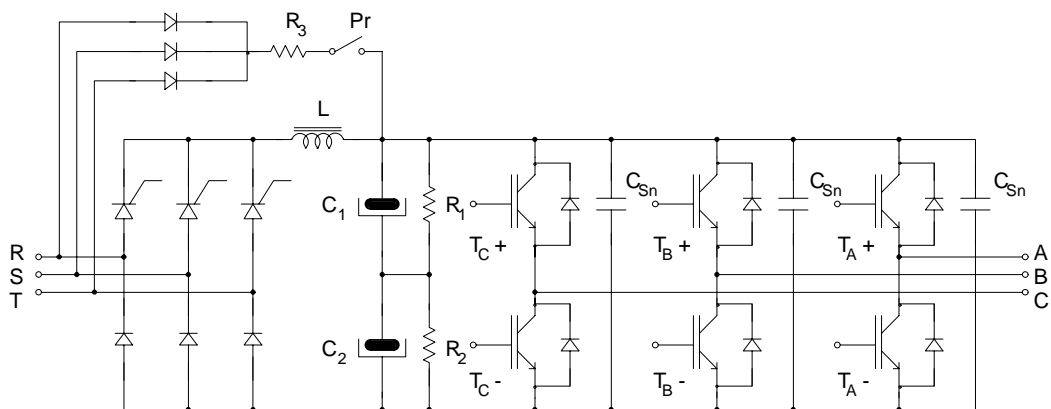
Magistarski rad je zami~en tako da se u wemu izlo`i problematika projektovawa i realizacije regulatora statorske struje naizmeni~nih ma~ina, uop~te. Ipak, sa stanovi~ta analize modela i sprovo~ewa realnih merewa u radu }e biti izlo`eni rezultati dobijeni na asinhronom motoru. Ovim se ne}e izgubiti na op~tosti re~ewa jer su, sa stanovi~ta regulacije statorske struje, modeli statorskih kola naizmeni~nih ma~ina (asinhroni, sinhroni, "brushless" motor) vrlo sli~ni.

Model asinhronog motora, izveden u obliku potrebnom za sintezu strujnog regulatora, }e biti prikazan u zasebnom poglavqu.

4.2. Invertor

U radu je kori~en trofazni invertor u formi punoga mosta. Pretvara~ je projektovan za snagu od 10 kVA, gde su brzina prekidawa i za~tite prekida~kih komponenti prilago~ene re`imu rada naizmeni~nog pogona.

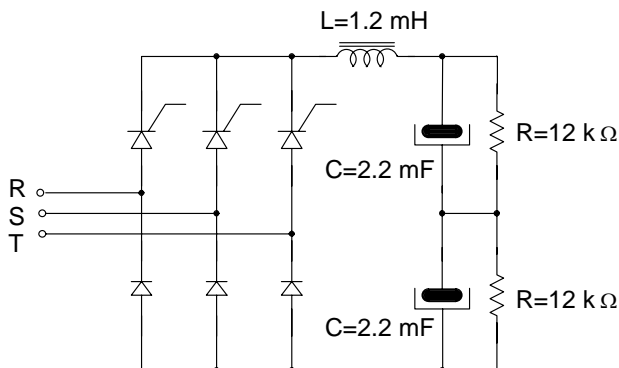
Na slici 37 je data {ema energetskog dela kori~enog invertora.



Slika 37. [ema trofaznog invertora

Na {emi sa slike 37 se vidi da se energetski deo invertora sastoji iz tri funkcionalne celine: poluupravqivi tiristorski most sa izlaznim filtrom, {est tranzistorskih prekida~a i kolo za "soft start" invertora.

[ema poluupravqivog tiristorskog mosta sa vrednostima upotrebqenih reaktivnih komponenti je data na slici 38.



Slika 38. Poluupravqivi tiristorski most

Tiristori u mostu prikazanom na slici 38 su pobu|ivani tako da cela struktura vr{i funkciju obi~nog trofaznog diodnog mosta. Razlog za kori{}ewe tiristora le`i u tome {to se ga{}ewem signala gejta tiristora mo`e ugaziti ceo ispravqa~ki deo invertora. Vrednosti induktivnosti prigu{nice i kapacitivnosti elektrolita su prora~unate prema maksimalnoj dozvoqenoj talasnosti izlaznog napona ispravqa~a i prema maksimalnom optere}ewu pri kome je struja kroz prigu{nicu neprekidna. Detaqan prora~un je izveden u literaturi ^[13], gde su u nastavku dati kona~ni izrazi (4.2.1) i (4.2.2) za vrednosti parametara kori{}enih komponenti i za vrednost izlaznog napona trofaznog diodnog ispravqa~a u re`imu neprekidne struje prigu{nice.

U jedna~ini (4.2.1) je dat izraz minimalne vrednosti induktivnosti prigu{nice izlaznog filtra ispravqa~a pri kojoj je, za nominalno optere}ewe ispravqa~a, struja kroz prigu{nicu neprekidna. Potrebno je da struja kroz prigu{nicu bude neprekidna jer bi,

[13] N. Mohan, *Power Electronics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.

ina-e, imali promenljivu vrednost izlaznog napona ispravqa-a u zavisnosti od optere}ewa.

$$L_{\min} = \frac{0.013 V_{LL}}{\omega I_d} \quad (4.2.1)$$

U izrazu (4.2.1) V_{LL} predstavqa efektivnu vrednost me|ufaznog napona, koja iznosi 380 V, a I_d maksimalnu vrednost optere}ewa pri kome je struja prigu{nice neprekidna. Za $I_d = 15$ A dobija se vrednost $L_{\min} = 1.09$ mH. Iz konstruktivnih razloga za vrednost induktivnosti prigu{nice je uzeto $L = 1.2$ mH.

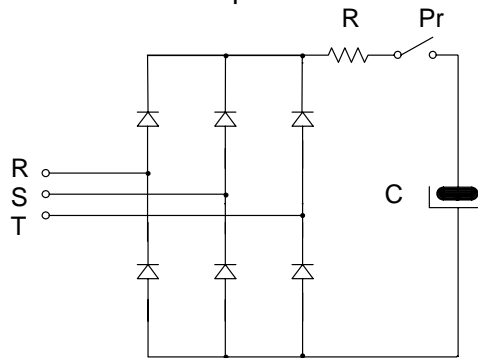
Vrednost kapacitiivnosti elektrolita se prora~unava prema maksimalnoj dozvoqenoj ralasnosti izlaznog napona. U slu~aju kori}enog invertora uzeta je vrednost od $C = 1.1$ mF. Ova kapacitivnost je realizovana rednom vezom od dva elektrolita kapacitivnosti od 2.2 mF, gde je svakom od wih paralelno vezan otpornik za izjedna~avawe napona na elektrolitima.

Za ispravqa~ projektovan da radi u re}imu sa neprekidnom strujom prigu{nice vrednost izlaznog napona u stacionarnom stawu iznosi,

$$V_{dc} = 1.35 V_{LL} = 1.35 \cdot 380 \text{ V} = 513 \text{ V} \quad (4.2.2)$$

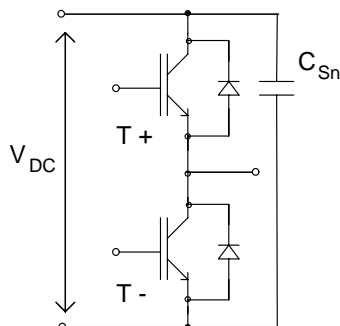
{to je upravo i vrednost jednosmernog napona kojim }e se napajati prekida~ki deo invertora.

Na slici 39 je dat prikaz puwa~a elektrolita. Wegova funkcija je da se sa vremenskom konstatnom od 2 s elektroliti u mostu napune do napona bliskog izlaznom naponu ispravqa~a, kako u trenutku ukqu~ewa ispravqa~a kroz prigu{nicu izlaznog filtra ne bi potekla velika struja. Vremenska konstanta puwa~a se pode}ava izborom otpornika R , uzev{i u obzir izra~unatu vrednost za kapacitivnost C elektrolita.



Slika 39. Kolo za "soft start" invertora

Na slici 40 je dat prikaz grane prekida~kog dela invertora koga sa~iwava modul od dva IGBT tranzistora, maksimalnog napona "drain-source" od 1000 V i maksimalne struje $I_{d \max} = 150$ A . Od zna~aja za performanse invertora je i karakteristika zagrevawa prekida~kih tranzistora u uslovima visoke u~estanosti prekidawa. Uzev{i u obzir fabri~ki zadatu kvadratnu zavisnost disipacije na tranzistoru od u~estanosti prekidawa, ulazni jednosmerni napon invertora i nominalnu struju optere}ewa invertora, projektovan je hladwak sa vredno}u termi~ke provodnosti koja omogu}ava rad invertora na u~estanostima prekidawa od 10 kHz .

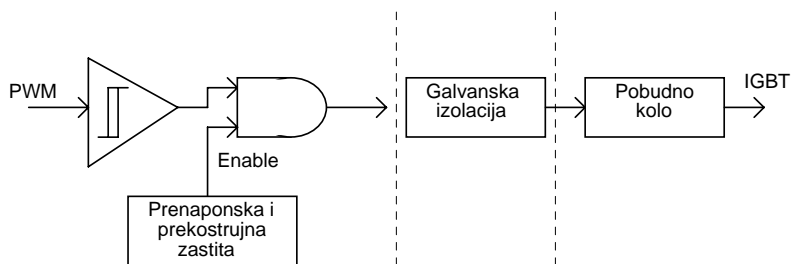


Slika 40. Grana prekida~kog dela invertora

Pored tranzistora u grani mosta se nalaze zamajne diode, integrisane u tranzistorske module, i kondenzator prenaponske za{tite. Postupak odre|ivawa kapacitivnosti kondenzatora prenaponske za{tite je detaqno opisan u literaturi [13].

4.3. Kartica upaq~a tranzistora

Kartica upaq~a tranzistora sadr`i slede}e funkcionalne celine: uobli~ava~ ulaznih digitalnih signala upaq~a; prenaponsku i prekostrujnu za{titu; galvansku izolaciju i pobudu IGBT tranzistora odgovaraju}im naponskim signalom. Na slici 41 je dat {ematski prikaz toka signala paqewa za jedan energetski tranzistor.

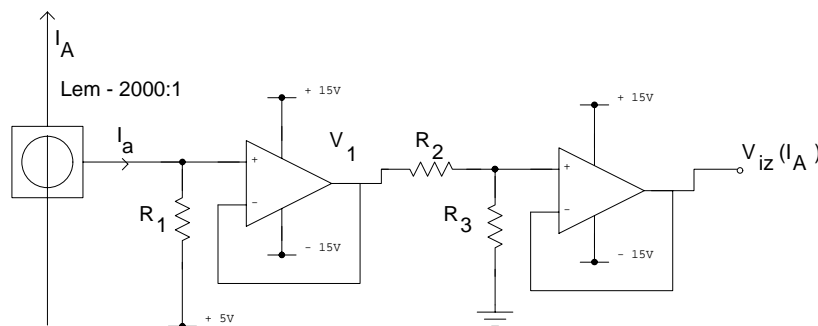


Slika 41. Tok signala paqewa tranzistora

Prenaponska i prekostrujna za{tita reaguju na promene napona i struje sabirnice jednosmernog napona na ulazu invertora. Prekostrujna za{tita zaustavqa rad invertora kada struja I_{dc} postane ve}a od 25 A. Prenaponska za{tita reaguje pri vrednosti napona V_{dc} od 600 V. Galvanska izolacija je realizovana kori{}ewem optokaplera. Pobuda IGBT tranzistora je ostvarena kori{}ewem specijalizovanih kola IRQ 2110.

4.4. Strujno-naponski pretvara~

Strujno-naponski pretvara~ slu`i kao senzor statorskih struja motora. Sastoji se iz Lem komponente, koja vr{i strujno-strujno pretvarawe na bazi metode "nultog fluksa", i propratne analogne elektronike za strujno-naponsku transformaciju. Na slici 42 je dat prikaz grane za merewe jedne statorske struje.



Slika 42. Strujno-naponski pretvara~

Kori}ena Lem komponenta vr{i strujno-strujnu transformaciju sa prenosnim faktorom 2000:1, {to zna~i da }e izme}u struja I_A i I_a va`iti odnos $I_A/I_a = 2000:1$. Na otporniku $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ se vr{i strujno-naponska transformacija. Pomenuti otpornik je vezan za napon od + 5V kako bi se bipolarni opseg vrednosti struje prebacio u unipolarni opseg napona. Ovo je neophodno jer se na obe digitalne upravqa~ke kartice nalaze A/D konvertori sa unipolarnim opsegom ulaznog napona. Vrednosti napona V_1 i V_{iz} sa slike 42 iznose

$$V_1 = R_1 I_a + 5 \text{ V} = R_1 \frac{I_A}{2000} + 5 \text{ V} \quad (4.4.1)$$

$$V_{iz} = V_1 \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(R_1 \frac{I_A}{2000} + 5 \text{ V} \right) \quad (4.4.2)$$

Izlazni operacioni poja~ava~ je postavljen kako bi se moglo vr{iiti dodatno pode{avawa opsega mernog napona.

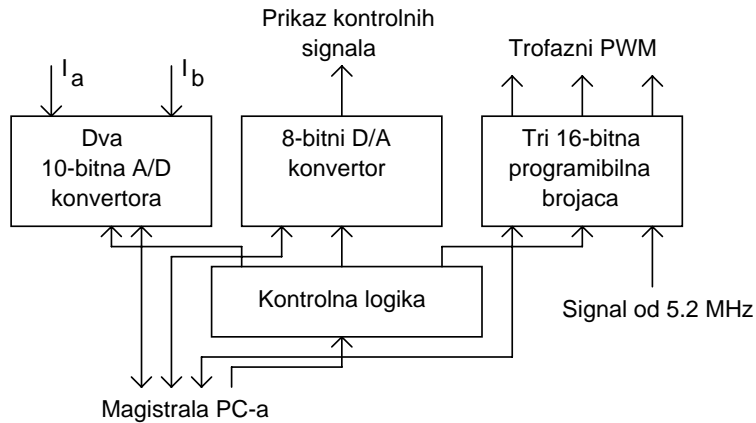
4.5. Digitalni upravqa~ki hardver

Razvoj digitalnog strujnog regulatora je tekao u dve faze, koje su se razlikovale po kori}enom upravqa~kom hardveru. U prvoj fazi je kori}en sistem zasnovan na ra~unaru PC/XT i izra}enoj upravqa~koj kartici. U drugoj fazi je kori}en upravqa~ki sistem baziran na kartici sa mikrokontrolerom Intel 80196KB i propratnim hardverom. U nastavku poglavqa bi}e dat opis kori}enih upravqa~kih sistema ponaosob.

4.5.1. Upravqa~ki sistem baziran na PC/XT ra~unaru

Ovaj sistem je kori}en, pre svega, zbog komfora koji daje prilikom razvoja upravqa~kog softvera. Aplikacije su razvijane u vi{em programskom jeziku C, {to je omogu}avalo brze i jednostavne izmene parametara i strukture upravqa~kog algoritma. Mana ovakvog sistema je u velikoj sporosti u odnosu na specijalizovani hardver, tako da su na predlo`enom hardveru isprobani algoritmi na ve}im periodama odabirawa. Kona~ni rezultati, ra}eni sa mawim periodama odabirawa, su dobijeni kori}ewem plo~ica sa br`im mikroprocesorom.

Na slici 43 je dat prikaz funkcionalnih blokova koji čine upravljačku karticu ugrađenu u PC.

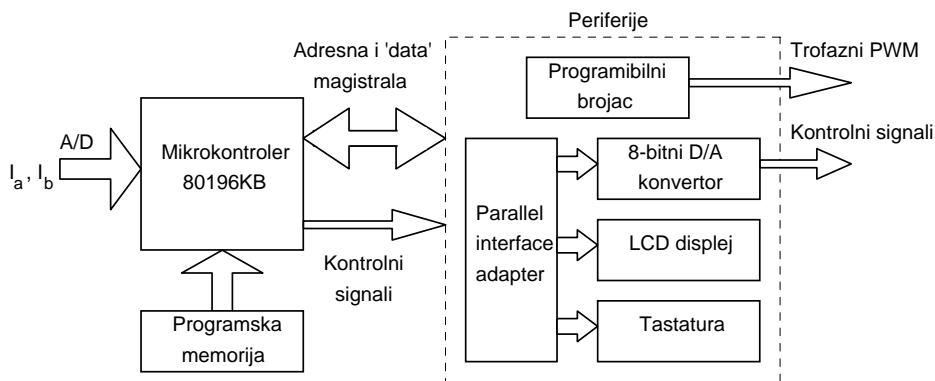


Slika 43. Funkcionalna shema kartice za PC

Za merenje faznih struja motora koriste se dva 10-bitna A/D konvertora čija je vreme konverzije $15 \mu\text{s}$. Merni opseg signala se kreće od 0 V do 10 V. Pošto je prilikom procene kvaliteta regulacije potrebno u realnom vremenu posmatrati referencu i merenje statorske struje, na kartici je ugrađen jedan 8-bitni D/A konvertor preko koga se prikazuju interni signali važni za rad regulatora. Programski je omogućen izbor između dve strujne reference, signala greške i upravljačkih komandi regulatora. Na kartici je ugrađen i programibilna komponenta 8253, koja u sebi sadrži tri 16-bitna brojača. Ovaj se čip koristi za generisanje trofaznog PWM signala, koji upravljaju radom invertora. Rezolucija PWM-a je određena učestanosti ulaznog signala u brojaču ($f_1 = 5.2 \text{ MHz}$) i učestanosti odabirane regulacione petlje ($f_2 = 1 \text{ kHz}$) i iznosi $R_{ez} = f_1/f_2 = 5200$. Pored nabrojanih komponenti na pločici se nalaze upravljačka logika i prilagodna elektronika prema eksternoj magistrali PC-a.

4.5.2. Upravljačka kartica bazirana na mikrokontroleru 80196KB

Konačna realizacija digitalnog strujnog regulatora je izvršena korišćenjem specijalizovanog hardvera, baziranog na mikrokontroleru 80196KB. Na slici 44 je data blok shema korišćene kartice.



Slika 44. Blok shema upravljačke kartice bazirane na čipu 80196KB

Upravljačke funkcije su hardverski i softverski realizovane korišćenjem 16-bitnog mikrokontrolera Intel 80196KB, koji je svojom strukturom internih prekida, brojača, A/D konvertora, registara i svojom 16-bitnom aritmetikom prilagođen aplikacijama u brzim upravljačkim sistemima.

Kao ulazni signali u mikrokontroler se javljaju merenja trenutnih vrednosti dve statorske struje motora. Pomenuti signali se dovode na ulaz 10-bitnog A/D konvertora, koji je realizovan unutar mikrokontrolera i čije je vreme konverzije $22 \mu\text{s}$ [14]. Prilikom merenja vrednosti struje mora se voditi računa i o tome da se druga struja meri sa kašnjenjem od najmanje jednog punog vremena konverzije u odnosu na prvu, jer unutar mikrokontrolera ne postoje 'sample and hold' kola na kojima bi se istovremeno zapamtile trenutne vrednosti ulaznih struja. Merni opseg signala se kreće od 0 V do 5 V.

Pored programske memorije, kontroler je povezan sa programibilnim brojačem 8253 i programibilnim paralelnim adapterom 8255.

Čip 8253 u sebi sadrži tri programibilna 16-bitna brojača, koji služe za generisanje trofaznog upravljačkog PWM-a. Ulazni signal čipa 8253 ima učestanost $f_1 = 6 \text{ MHz}$. Na izlazu komponente se generiše PWM signal učestanosti $f_2 = 10 \text{ kHz}$. Otuda, rezolucija impulsno širinske modulacije upravljačkog signala iznosi $R_{ez} = f_1 / f_2 = 6000$.

Čip 8255 u sebi sadrži tri programibilna ulazno-izlazna porta. Od toga su dva povezana sa LCD displejem i tastaturom, dok se preko trećeg upravljačkim izlazom D/A konvertora. Preko pomenutog analognog izlaza se mogu u realnom vremenu pratiti vrednosti veličina važnih za rad regulatora, kao trenutna referenca i upravljačka komanda, na primer.

U sledećim poglavcima biće dat detaljan opis funkcija mikrokontrolera koje su korišćene prilikom realizacije regulatora i načina na koji su periferije povezane i korišćene u sistemu.

[14] *16-Bit Embedded Controller Handbook*, Intel Corp., LA, 1990.

5. EKSPERIMENTALNA PROVERA REZULTATA STRUJNE REGULACIJE SA PRIMENOM NOVOM STRUKTUROM UPRAVQAWA

Digitalna regulacija, prikazana u poglavqu 3, implementirana je kori{}ewem hardvera opisanog u poglavqu 4. U ovome poglavqu dat je prikaz merewa regulisane statorske struje asinhronog motora u realnim uslovima eksploatacije pogona.

Rezultati merewa bi trebalo da potvrde da brzina regulacije statorske struje asinhronog motora dozvoqava primenu predlo`enog algoritma u pogonima sa vektorskim upravqawem. Takoje, potrebno je pokazati da se karakteristike regulacije ne degradiraju sa promenama vrednosti parametara pogona, do kojih mo`e doji u realnim uslovima rada.

Prikaz rezultata merewa organizovan je u dva podpoglavqa. U prvom su data merewa I_q komponente statorske struje, pri razli~itim vrednostima u~estanosti statorske pobude. To je u~iweno kako bi se pokazalo da brzina odziva statorske struje ne zavisi od u~estanosti pobude pogona. Takoje, pokazano je da primewena regulaciona struktura mo`e da otkloni uticaj poreme}aja u vidu kontraelektromotorne sile, ~ija amplituda raste sa u~estano{}u pobude motora. Prelazni re`im statorske struje je mogu}e uo~iti jer je prilikom izvo}ewa eksperimenta vr{ena brza promena reference I_q komponente statorske struje.

U drugom podpoglavqu su data merewa I_q komponente statorske struje u uslovima promene parametara pogona. Prvi eksperiment obuhvata merewa u uslovima prevezivawa statorskih prikqu~aka motora iz forme trogula u formu zvezde, prilikom ~ega se tri puta pove}ava ekvivalentne statorska induktivnosta rasipawa. U drugom eksperimentu je izvr{eno zasi}ewe magnetnog kola motora, prilikom ~ega je do{lo do smawewa wegove magnetizacije induktivnosti. Dobijena merewa bi trebalo da poka`u da je primewena regulacija robusna u odnosu na promene vrednosti parametara motora.

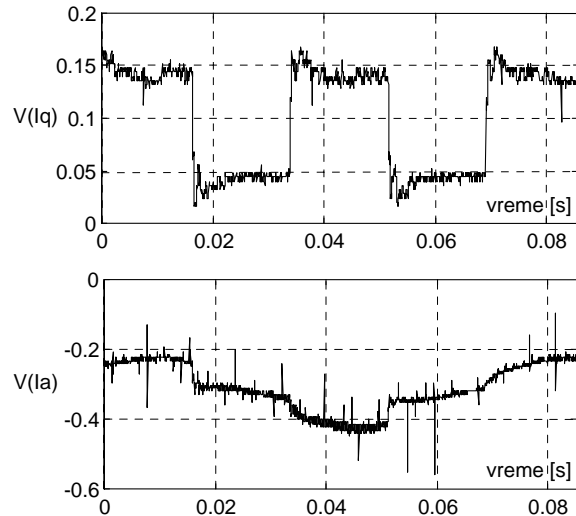
Merewa su vr{ena kori{}ewem memorijskog osciloskopa HITACHI-V106.

5.1. Merewa I_q komponente statorske struje za razli~ite u~estanosti pobude

U ovome paragrafu dat je prikaz prelaznog re`ima I_q komponente statorske struje, pri razli~itim u~estanostima pobude. Po{to se radi o jednosmernoj veli~ini, promena u~estanosti pobude ogleda}e se u promeni prelaznog re`ima struje, koja poti~e od promene vrednosti klizawa rotora motora.

Treba napomenuti i to da su reference i merewa statorske struje dati u internim digitalnim veli~inama sa kojima radi regulator.

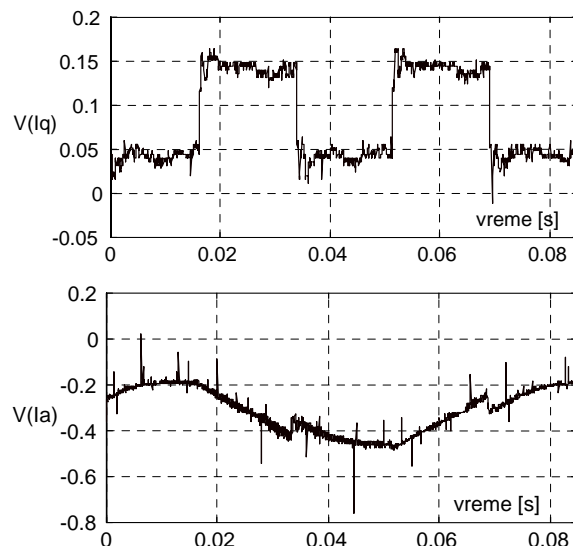
Na slici 45 dat je prikaz odziva I_q komponente statorske struje za u~estanost pobude od $f_p = 15$ Hz, pri ~emu se rotor motora ne obr}e. Po{to rotor motora miruje, ne postoji kontraelektromotorna sila u statorskim namotajima motora.



Slika 45. Odziv I_q komponente struje i I_a fазne struje za u-estанost pobude od $f_p = 15$ Hz, bez prisustva kontraelektromotorne sile

Na osnovu rezultata merewa sa slike 45 mo`e se zakqu`iti da trajawe uzlazne ivice odziva I_q komponente struje iznosi $\Delta t = 550 \mu s$, {to zadovoljava zahteve u pogledu brzine regulacije. Tako je, mo`e se приметiti da odziv I_q komponente statorske struje u potpunosti odgovara simulacija odziva, datoj na slici 29 u poglavqu 3. Pomenuta simulacija je izvr{ena za pribli`no istu vrednost u-estанosti pobude, u uslovima mirovawa rotora. Otuda je, ovim eksperimentom, potvr|eno da je brzina odziva statorske struje jednaka projektovanoj vrednosti. Jo{ je potrebno pokazati da predlo`ena regulaciona struktura mo`e da otkloni uticaj poreme}aja u vidu kontraelektromotorne sile, {to je u-iveweno u narednom eksperimentu.

Na slici 46 dati su rezultati merewa odziva I_q komponente struje za istu referentnu vrednost kao i na slici 45, pri ~emu je I_d komponenta promewena tako da izazove obrtawe rotora motora. U tom se slu~aju uslovi regulacije mewaju usled prisustva poreme}aja kontraelektromotorne sile i usled promene modela motora, koja poti~e od promene vrednosti klizawa rotora.



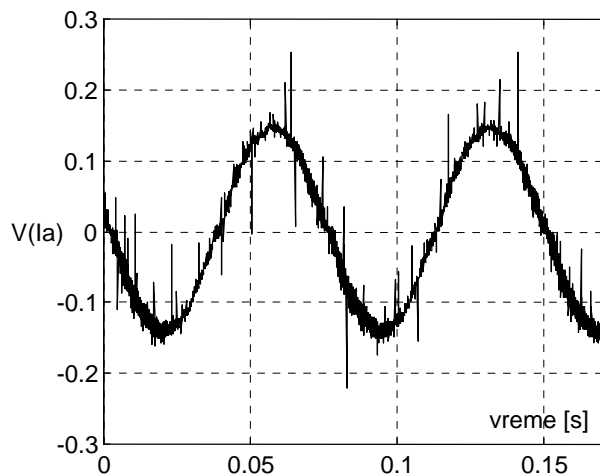
Slika 46. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za u -estanost pobude od $f_p = 15$ Hz, uz prisustvo kontraelektromotorne sile

Na osnovu rezultata sa slike 46 mo`e se zakqu~iti da usled promene vrednosti klizawa rotora dolazi do vrlo male promene oblika prelaznog re`ima uspostavqawa statorske struje. Otuda sledi zakqu~ak da u uslovima promene parametara modela pogona usled promene vrednosti klizawa rotora i u uslovima prisustva poreme}aja u vidu kontraelektromotorne sile predlo`ena struktura zadr`ava svoje dinami~ke karakteristike. Tako je se mo`e zakqu~iti da se dobijena merewa u potpunosti sla`u sa rezultatima simulacije sa slike 29 iz poglavqa 3. Tada je simulacija vr{ena pod istim uslovima rada asinhronog motora sa onima koji su postojali prilikom izvoqewa eksperimenta sa slike 46, te slagawe rezultata simulacije i eksperimentalnih merewa potvrquje ta~nost simulacionog modela.

Merewa sa slike 46 pokazuju da se u uslovima obrtawa rotora u merewu I_q komponente statorske struje javqaju mawa izobli~ewa koja poti~u od nesimetrije magnetnog kola asinhronog motora. Naime, magnetizaciona induktivnost nije ista za svaki polo`aj rotora, {to se ogleda u naglim promenama amplitude kontraelektromotorne sile koja se javqa prilikom obrtawa rotora. Ipak, kao {to se vidi sa slike 46, pomenuta pojava ne izaziva ve}a izobli~ewa u talasnom obliku statorske struje.

Pored odziva I_q komponente statorske struje, na slikama 45 i 46 data su merewa I_a komponente statorske struje kako bi se ilustrovala promena talacnog oblika regulisane veli~ine u stacionarnom koordinantom sistemu vezanom za statorske namotaje motora.

Na slici 47 dat je oblik I_a fazne struje u stacionarnom stawu, za fiksne reference I_q i I_d komponenti struje. Na osnovu merewa datih na slici 47 mo`e se zakqu~iti da statorska nema harmonijskih izobli~ewa. [um, prisutan na merewima, ~ini komponenta u -estanosti 3 kHz, koja poti~e od PWM modulacije izlaznog napona invertora.

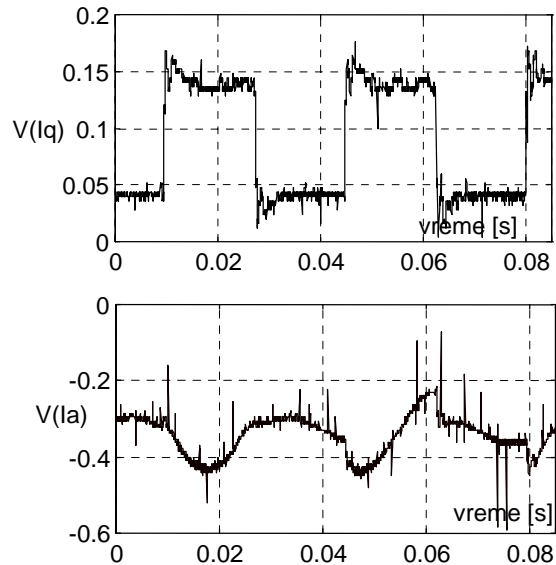


Slika 47. Odziv I_a fazne struje za u -estanost pobude od $f_p = 15$ Hz u stacionarnom stawu, za fiksne reference

U nastavku su izvr{eni isti eksperimenti kao i na slikama 45 i 46, sa jedinom razlikom da je izmewena u -estanost pobude motora. To je u -iweno kako bi se pokazalo

da na celom opsegu u~estanosti, sa kojima radi vektorski upravqani pogon, strujni regulator zadr`ava svoje dinami~ke karakteristike.

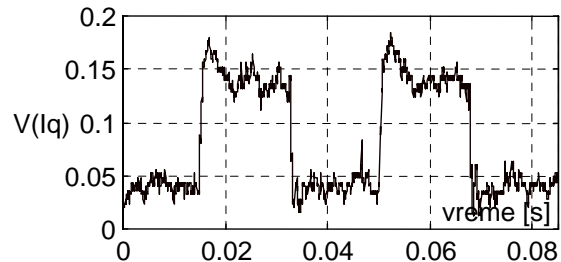
Na slici 48 prikazani su rezultati merewa odziva I_q komponente statorske struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 30$ Hz, bez prisustva kontraelektromotorne sile.

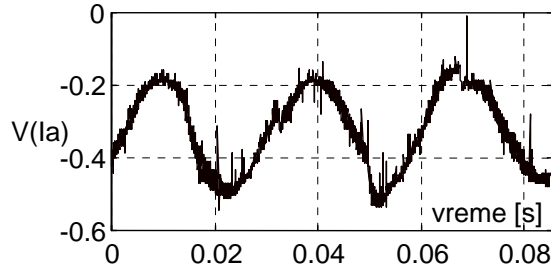


Slika 48. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 30$ Hz, bez prisustva kontraelektromotorne sile

Na osnovu rezultata datih na slici 48 mo`e se zakqu~iti da je i za pove}anu u~estanost pobude pogona regulaciona struktura zadr`ala svoje dinami~ke karakteristike.

Na slici 49 dat je prikazani su rezultati merewa odziva I_q komponente statorske struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 30$ Hz, uz prisustvo kontraelektromotorne sile koja se javqa usled obrtawa rotora motora.

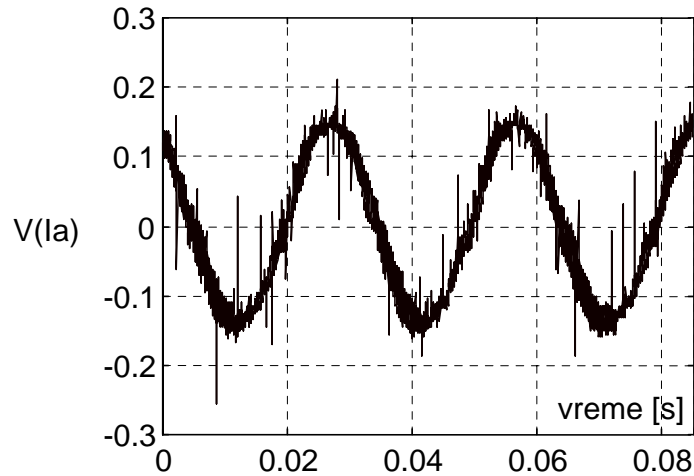




Slika 49. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za u -estanost pobude od $f_p = 30$ Hz uz prisustvo kontraelektromotorne sile

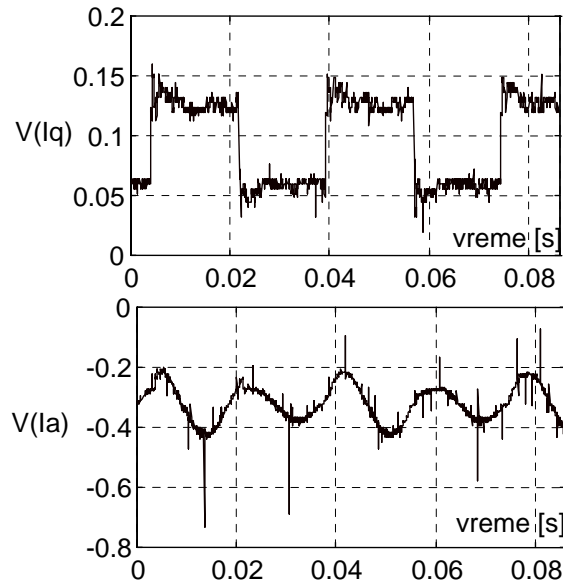
Na osnovu merewa datih na slici 49 mo`e se zakqu-iti da pri ve}im brzinama obrtawa rotora, usled pove}awa kontralektromotorne sile, dolazi do promena u obliku prelaznog procesa uspostavqawa statorske struje. Naime trajawe uzlazne ivice se pove}alo na $\Delta t = 600 \mu\text{s}$, gde je sistem i daqe dovoqno brz za primene u vektorski upravqanim naizmeni-nim pogonima.

Na slici 50 prikazan je oblik I_a fazne struje u stacionarnom stawu, za fiksne reference I_q i I_d komponente struje i u -estanost pobude od $f_p = 30$ Hz. Kao i na slici 47 vidi se da statorska struja nema harmonijskih izobli-ewa.



Slika 49. Odziv I_a fazne struje za u -estanost pobude od $f_p = 30$ Hz u stacionarnom stawu, za fiksne reference

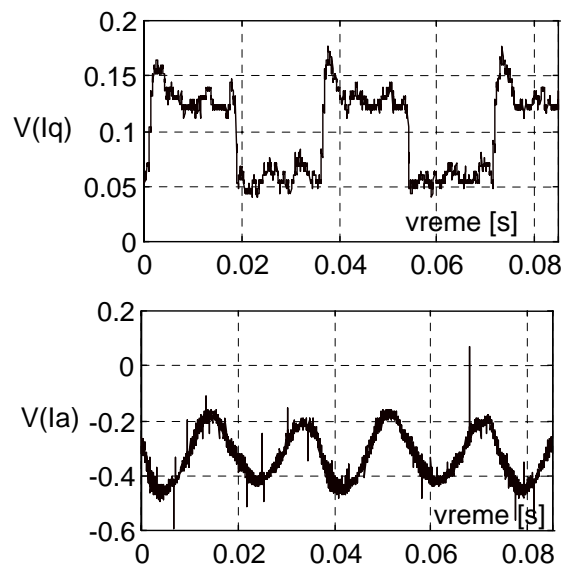
Za maksimalnu u -estanost pobude uzeta je vrenost od $f_p = 54$ Hz. Na slici 50 prikazan je odziv I_q komponente statorske struje i I_a fazne struje za pomenutu u -estanost pobude, bez prisustva kontraelektromotorne sile.



Slika 50. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 54$ Hz bez prisustva kontraelektromotorne sile

Kao i na slikama 45 i 48, merewa sa slike 50 pokazuju da je su karakteristike regulatora identi~ne za ceo opseg u~estanosti pobude.

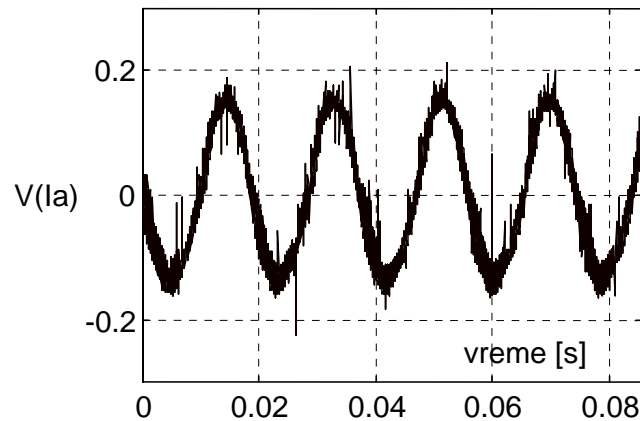
Na slici 52 dat je odziv I_q komponente statorske struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 54$ Hz, uz prisustvo kontraelektromotorne sile.



Slika 52. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 54$ Hz uz prisustvo kontraelektromotorne sile

Merewa sa slike 52 pokazuju da se sistem u prisustvu velike kontraelektromotorne sile, koja se javlja usled velike brzine obrtavanja rotora, donekle usporuje, gde se i sa pomenutim promenama predložena struktura i daće može koristiti u pogonima sa vektorskim upravljanjem.

Na slici 53 prikazan je oblik I_a fazne struje u stacionarnom stanju, za fiksne reference I_q i I_d komponente struje i u-stanost pobude od $f_p = 54$ Hz.



Slika 53. Odziv I_a fazne struje za u-stanost pobude od $f_p = 54$ Hz u stacionarnom stanju, za fiksne reference

Na osnovu prikazanih snimaka prelaznih režima I_q komponente statorske struje, za različite u-stanosti pobude i različite vrednosti klizanja rotora, može se zaključiti da strujna regulacija zadržava svoje projektovane karakteristike u pogledu brzine odziva regulisane veličine. Naime, na svim prikazanim odzivima trajanje usponske ivice ne prelazi vreme od $\Delta t = 600 \mu s$, što odgovara jednakom kvalitetu regulacije.

Takođe, odzivi statorske struje u stacionarnom stanju, za različite u-stanosti pobude, pokazuju da statorska struja nema ni amplitudskih niti faznih izobličenja u odnosu na referencu, nezavisno od promenljive amplitude i faze kontraelektromotorne sile motora. Potvrda prethodnog zaključka su merewa sa slika 47, 49 i 53, na kojima se vidi da je u celom opsegu u-stanosti regulator držao istu amplitudu statorske struje motora, gde je faza struje, takođe, bila jednaka zadatoj fazi pobudnog signala motora.

U nastavku su izvršeni eksperimenti kojima je proverena robusnost predloženo regulatora u odnosu na promene vrednosti parametara pogona.

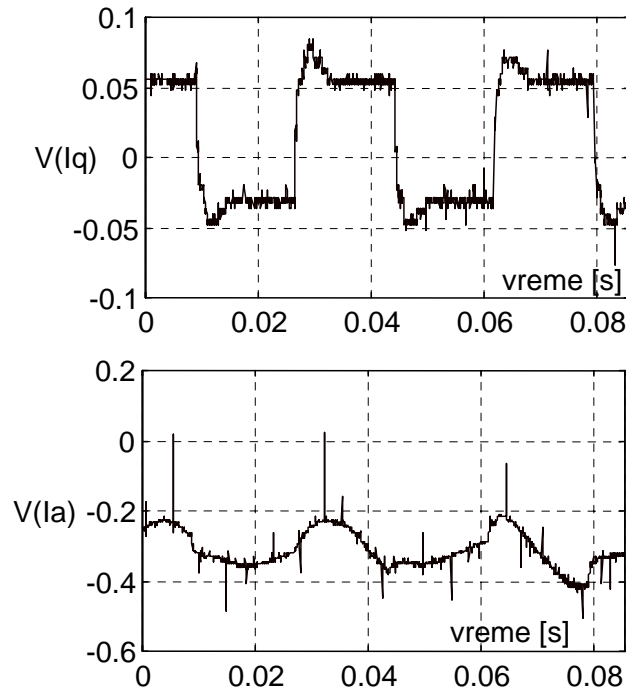
5.2. Merewa regulisane statorske struje u uslovima promene vrednosti parametara motora

U ovome podpoglavlju su data merewa statorske struje u uslovima drastične promene vrednosti parametara motora, do kojih može doći prilikom eksploatacije pogona. To su: prevezivawe statorskih priključaka iz forme trougla u formu zvezde i zasićewe magnetnog kola motora.

5.2.1. Regulacija statorske struje prilikom prevezivawa statorskih priključaka motora iz trougla u zvezdu

Najveća promena vrednosti parametara statorskog kola u realnim uslovima eksploatacije naizmeničnog pogona može se desiti prilikom prevezivanja statorskih priključaka motora iz trougla u zvezdu, kada dolazi do trostrukog povećanja vrednosti ekvivalentne induktivnosti rasipawa statorskog kola.

Na slici 54 dat je odziv I_q komponente statorske struje i I_a fazne struje za ušestanost pobude od $f_p = 30$ Hz u uslovima mirovawa rotora motora. Treba napomenuti da je usled promene stacionarnog pojačawa modela ekvivalentnog statorskog kola izvršena korekcija pojačawa regulatora.



Slika 54. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za ušestanost pobude od $f_p = 54$ Hz, bez prisustva kontraelektromotorne sile, za statorske priključke vezane u zvezdu

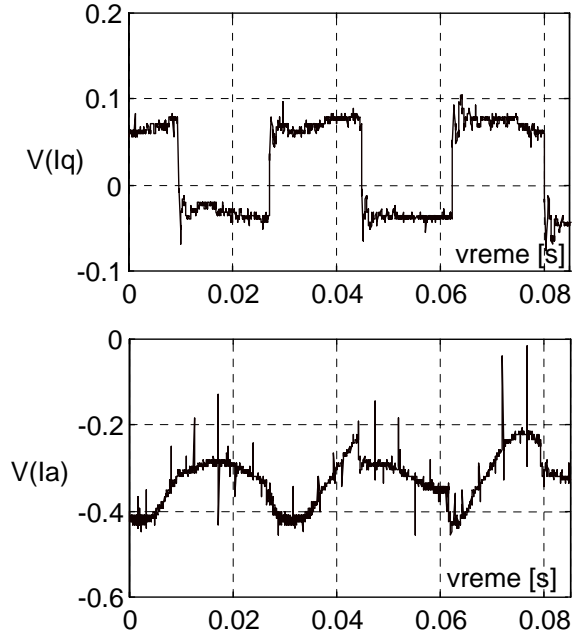
Merewa sa slike 54 pokazuju da u uslovima promene ekvivalente vrednosti induktivnosti rasipawa statorskog kola regulacija zadržava svoje projektovane karakteristike. Takođe, može se primetiti da rezultati merewa u potpunosti odgovaraju rezultatima simulacije datim na slici 34.

5.2.2. Regulacija statorske struje u uslovima zasićawa magnetnog kola naizmeničnog motora

Prilikom zasićawa magnetnog kola dolazi do smanjawa vrednosti magnetizacione induktivnosti motora, što utiče na dinamiku strujne regulacione petlje. Na realnom pogonu zasićawe je simulirano tako što je u jednu od faza ubacivana jednosmerena

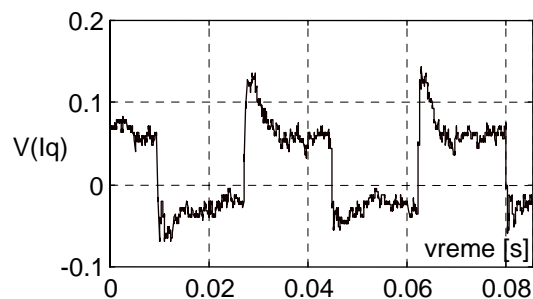
komponenta struje $I_m = 5$ A, pri \sim emu je vrednost nominalne struje magne)ewa motora bila $I_n = 9$ A.

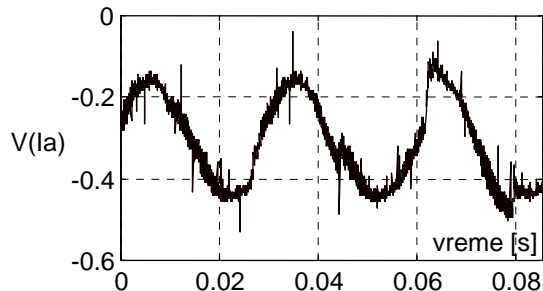
Na slici 55 je dat odziv I_q komponente statorske struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 30$ Hz u uslovima zasi)ewa motora i mirovawa rotora.



Slika 55. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 30$ Hz, bez prisustva kontraelektromotorne sile, u uslovima zasi)ewa magnetnog kola

Na slici 56 je dat odziv I_q komponente statorske struje i I_a fazne struje za u~estanost pobude od $f_p = 30$ Hz u uslovima zasi)ewa motora i prisustva kontraelektromotorne sile.





Slika 56. Odziv I_q komponente struje i I_a fazne struje za u -estanost pobude od $f_p = 30$ Hz, uz prisustva kontraelektromotorne sile i zasi}ewa magnetnog kola

Rezultati merewa sa slika 55 i 56 pokazuju da je regulator robustan na promene vrednosti magnetizacione induktivnosti motora. Tako}e, rezultati sa slike 56 se poklapaju sa rezultatima simulacije sa slike 36, u kojima je simuliran rad pogona sa zasi}enim magnetnim kolom i pokretnim rotorom.

Ovim su zavr}ena sva potrebna testirawa strujne regulacije, koja su pokazala da predlo}eno re}ewe zadovoljava zahteve koji se postavqaju prilikom projektovawa regulatora statorske struje vektorski upravqanog asinhronog pogona. Pokazano je da u uslovima promena u -estanosti pobude, vrednosti klizawa rotora, vrednosti kontraelektromotorne sile, vrednosti parametara statorskog i magnetizacionog kola motora regulacija zadr}ava zahtevani kvalitet u pogledu brzine odziva i vrednosti signala gre}ke regulisane veli}ine u stacionarnom stawu. Na osnovu datih rezultata merewa mo}e se zakqu}iti da je, prilikom promena uslova rada pogona, do}lo do pove}awa vremena smirewa I_q komponente statorske struje od 20%. I u najgorem slu}aju, }to je eksperiment zasi}ewa magnetnog kola sa slike 56, brzina odziva statorske struje je dovoqno velika za primene predlo}ene regulacione strukture u vektorski upravqanim pogonima.

6. ZAKLJUČAK

U ovom radu predložena je nova struktura sistema digitalne regulacije statorske struje asinhronog motora. Pokazano je da je regulator robusan u odnosu na promene parametara motora i da u svim uslovima eksploatacije pogona zadržava projektovane dinamičke karakteristike. Primljeni digitalni regulator, sa mnogo većom periodom odabirava u poređenju sa dosadašnjim rešenjima, daje brz odziv regulisane veličine u prelaznom procesu i nultu vrednost signala greške u stacionarnom stanju. Takođe, na mnogo jednostavniji način u poređenju sa dosadašnjim rešenjima, eliminisan je uticaj sumarnih merenja koji se uvek javlja u ovakvim aplikacijama. Naime, pokazano je da se korišćenjem jednostavnog analognog filtra i odgovarajućim izborom zakona upravljanja mogu izbeći komplikovana rešenja, koja zahtevaju korišćenje U/f konvertora, brzih A/D konvertora, preciznih "sample-hold" kola i specijalnih metoda određivanja trenutka odabirava vrednosti signala merenja statorske struje. Time je dobijena regulaciona struktura koja se lako primenjuje na vrlo jednostavnom upravljačkom hardveru. Takođe, pokazano je da predložena upravljačka struktura zadovoljava sve zahteve koji se postavljaju prilikom primene na naizmeničnim pogonima sa realizovanim algoritmom vektorskog upravljanja.

U projektovanju sistema visoko kvalitetne regulacije statorske struje rešeni su sledeći problemi: (1) eliminacija uticaja visokofrekventnog sumarnog merenja statorske struje; (2) postizanje veličine propusnog opsega sistema regulacije većeg od 500 Hz, što se inače zahteva pri korišćenju strujnog regulatora u naizmeničnim pogonima sa vektorskim upravljanjem; (3) osvajanje nulte vrednosti signala greške regulisane promenljive u odnosu na svoju referentnu vrednost; (4) postizanje robusnosti regulatora u odnosu na transportno kašnjenje koje unosi digitalni upravljački hardver; (5) sinteza regulatora robusnog u odnosu na promene vrednosti parametara pogona i promene uslova eksploatacije pogona.

Eliminacija mernog sumarnog merenja se koristi korišćenjem analognog filtra prvog reda, pogodnog sa stanovišta filtracije i jednostavnog uklapanja dinamičkih karakteristika filtra u dinamiku konture regulacije.

Eliminacije greške regulisane veličine u odnosu na svoju referentnu vrednost postignuta je uvođenjem rotacione transformacije naizmeničnih statorskih veličina pogona i projektovanjem strujnog regulatora u *qd* rotacionom sistemu vezanom za vektor magnetopobudne sile motora. Budući da su u ovom koordinatnom sistemu veličine motora jednosmerne, moguće je u stacionarnom stanju postići nultu vrednost signala greške.

Brzina odziva statorske struje i robusnost konture regulacije postignuti su pogodnim izborom strukture regulatora i odgovarajućim podešenjem vrednosti parametara regulacije. U našem slučaju korišćen je digitalni kaskadni PID regulator koji su parametri podešeni sa ciljem da se postigne određena brzina reagovanja sistema regulacije i trajanje prelaznog procesa. Rezultati simulacije i eksperimentalnih merenja na realnom pogonu pokazali su da tako projektovan regulator ispunjava zadate zahteve.

Daće pobožniji predloženi rešenja bi trebalo tražiti u korišćenju bržeg upravljačkog hardvera sa boćim svojstvima u pogledu aritmetike. Tako bi se omogućilo

rad sa kra}im periodama odabirawa i mawim transportnim ka{wewem u generisawu upravqa~kih komandi. Osim toga, sa kra}im periodama odabirawa pove}ava se mogu}nost postizawa jo{ br`eg odziva i daqeg smawewa ripla statorske struje. Skra}ivawe transportnog ka{wewa u generisawu upravqa~kih komandi jo{ vi}e bi omogu}ilo pove}avawe brzine odziva statorske struje. Tako}e, mogu}a je i primena nadrejenih upravqa~kih rutina, koje bi na pogonu, u realnom vremenu, vr}ile prora~un vrednosti parametara upravqa~kog algoritma shodno promenama uslova rada pogona. Sve bi to zajedno omogu}ilo daqe upro}ewe osnovne strukture upravqawa statorskom strujom i, samim tim, daqe pojednostavqewe upravqa~kog hardvera.

7. LITERATURA

- [1] Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill Book C^o. , New York, 1986.
- [2] S. Vukosavi}, Predavawa iz predmeta "Mikroprocesorsko upravqawe elektromotornim pogonima", Elektrotehni~ki fakultet, Beograd, 1995.
- [3] A. Tripathi and P. C. Sen, "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 3, N^o 1, Feb. 1992.
- [4] C. T. Pan and T. Y. Chang, "An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol 9, N^o 1, Jan. 1994.
- [5] J. Holtz and B. Beyer, "Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, N^o 5, Sept/Oct. 1995.
- [6] V. R. Stefanovic and S. N. Vukosavic, "Space-vector pwm voltage control with optimized switching strategy"
- [7] K. K. Shyu and H. J. Shieh, "Variable structure current control for induction motor drives by space voltage vector PWM", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 42, N^o 6, December 1995.

- [8] D. S. Oh, K. Y. Cho and M. J. Youn, "A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage-fed PWM inverter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, N^o 2, April 1992.
- [9] L. Ben-Brahim, A. Kawamura, "Digital control of induction motor current with deadbeat response using predictive state observer", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, N^o 3, July 1992.
- [10] M. R. Stojić, *Digitalni Sistemi Automatskog Upravljanja*, Nauka, Beograd, 1994.
- [11] M. Stojić, *Projektovanje strujnog regulatora za asinhroni motor*, Diplomski rad, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1994.
- [12] H. Grotstollen and J. Wiesing, "Torque capability and control of a saturated induction motor over a wide range of flux weakening", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol 42, N^o 4, August 1995.
- [13] N. Mohan, *Power Electronics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [14] *16-Bit Embedded Controller Handbook*, Intel Corp., LA, 1990.

PRILOG 1

- [ema energetike
- [ema strujno-naponskog pretvarača sa analognim filtrom
- [ema upravljačke elektronike

PRILOG 2

- Asemblerski kod strujnog regulatora

U prilogu 2 dat je prikaz asemblerskog koda podprograma u kome su realizovana dva regulatora i_q i i_d komponenti statorske struje asinhronog motora.

Regulator ~ine ~etiri modula. Prvi modul predstavlja qd transformaciju merenja faznih struja asinhronog motora u rotacioni koordinatni sistem, vezan za vektor magnetopobudne sile. Drugi modul predstavlja realizaciju dva PID regulatora i_q i i_d komponenti statorske struje. Treći modul predstavlja inverznu qd transformaciju, koja kao izlazne vrednosti daje upravljačke signale izlaznih napona trofaznog invertora. Četvrti modul je izdvojen u odnosu na prethodna tri i predstavlja inicijalizaciju vrednosti promenljivih korišćenih u regulatoru.

Podprogram regulatora se nalazi u prekidnoj rutini koja se poziva svakih 300 μ s. Modul regulatora ima sledeći oblik

regulator:

```
lcall qd_transf          ; poziv modula qd transformacije
lcall reg                ; poziv modula PID regulatora
lcall inv_qd_transf     ; poziv modula inverzne qd transformacije

ret
```

gde je opis komandi dat u nastavku komandne linije, razdvojen znakom ';' .

U nastavku je dat modul qd transformacije ulaznih veličina.

qd_transf:

```
ld broj, cos[faza]      ; broj = cos(faza), gde je 'faza' trenutna vrednost
                        ; faznog ugla statorske pobude motora
mul iq, mer_a, broj     ;  $I_q = I_a \cdot \cos(\text{faza})$ , gde 'mer_a' predstavlja merenje
```

```

; struje faze 'a' asinhronog motora i 'iq' predstavlja
; promenljivu u kojoj se cuva vrednost  $I_q$  komponente
; statorske struje
ld broj, cos_120[faza] ; broj =  $\cos(\text{faza} - 120^\circ)$ 
mul pomoc, mer_b, broj ; pomoc =  $I_b \cdot \cos(\text{faza} - 120^\circ)$ , gde 'mer_b' predstavlja
; merenje struje faze 'b' motora

add iq, pomoc
addc iq+2, pomoc+2 ;  $I_q = I_q + \text{pomoc}$ 
ld broj, cos120[faza] ; broj =  $\cos(\text{faza} + 120^\circ)$ 
mul pomoc, mer_c, broj ; pomoc =  $I_c \cdot \cos(\text{faza} + 120^\circ)$ , gde 'mer_c' predstavlja
; merenje struje faze 'c' motora

add iq, pomoc
addc iq+2, pomoc+2 ;  $I_q = I_q + \text{pomoc}$ 

ld broj, sin[faza] ; broj =  $\sin(\text{faza})$ 
mul id, mer_a, broj ;  $I_d = I_a \cdot \sin(\text{faza})$ , gde 'id' predstavlja promenljivu u
; kojoj se cuva vrednost  $I_d$  komponente statorske struje

ld broj, sin_120[faza] ; broj =  $\sin(\text{faza} - 120^\circ)$ 
mul pomoc, mer_b, broj ; pomoc =  $I_b \cdot \sin(\text{faza} - 120^\circ)$ 
add id, pomoc
addc id+2, pomoc+2 ;  $I_d = I_d + \text{pomoc}$ 
ld broj, sin120[br1] ; broj =  $\sin(\text{faza} + 120^\circ)$ 
mul pomoc, mer_c, broj ; pomoc =  $I_c \cdot \sin(\text{faza} + 120^\circ)$ 
add id, pomoc
addc id+2, pomoc+2 ;  $I_d = I_d + \text{pomoc}$ 
shral id, #10 ;  $I_d = I_d / 1024$  zbog preskaliranja
shral iq, #10 ;  $I_q = I_q / 1024$  zbog preskaliranja

ret

```

Nakon izvr{wa prethodnog modula u promenljivama i_q i i_d nalaze se trenutne vrednosti i_q i i_d komponenti statorske struje. U narednom modulu se vr{i regulacija pomenutih veli~ina, kako bi u stacionarnom stawu wihove vrednosti bile jednake zadatim vrednostima, prora~unatim u nadre~enoj upravqa~koj rutini.

reg:

```

sub grs_q, refq, iq ;  $e_q(k) = \text{grs}_q = \text{refq} - i_q$ , gde je 'refq' referenca 'iq'
; komponente statorske struje
sub grs_d, refd, id ;  $e_d(k) = \text{grs}_d = \text{refd} - i_d$ , gde je 'refd' referenca 'id'
; komponente statorske struje

mul grs_q_1, k3 ;  $\text{grs}_q_1 = e_q(k-1) \cdot k_3$ 
shral grs_q_1, #5 ;  $\text{grs}_q_1 = e_q(k-1) \cdot k_3 / 32$ 
mul grs_d_1, k3 ;  $\text{grs}_d_1 = e_d(k-1) \cdot k_3$ 
shral grs_d_1, #5 ;  $\text{grs}_d_1 = e_d(k-1) \cdot k_3 / 32$ 
ld pomq, grs_q ; pomq =  $e_q(k)$ 
ld pomd, grs_d ; pomd =  $e_d(k)$ 
sub grs_q, grs_q_1 ;  $\text{grs}_q = e_q(k) - e_q(k-1) \cdot k_3 / 32$ 
sub grs_d, grs_d_1 ;  $\text{grs}_d = e_d(k) - e_d(k-1) \cdot k_3 / 32$ 

```

```

ld grs_q_1, pomq          ; grs_q_1 = e_q(k)
ld grs_d_1, pomd          ; grs_d_1 = e_d(k)
sub y_q, y_q_1, u_q_1      ; y_q(k) = y_q(k-1) - k2 · u_q(k-1)
sub y_d, y_d_1, u_d_1      ; y_d(k) = y_d(k-1) - k2 · u_d(k-1)
mul e_q_1, grs_q, k2       ; u_q_1 = k2 · e_q(k)
mul e_d_1, grs_d, k2       ; u_d_1 = k2 · e_d(k)
mul grs_q, k1              ; grs_q = k1 · (e_q(k) - e_q(k-1) · k3 / 32)
mul grs_d, k1              ; grs_d = k1 · (e_d(k) - e_d(k-1) · k3 / 32)
add y_q, grs_q             ; y_q(k) = y_q(k) + grs_q
add y_d, grs_d             ; y_d(k) = y_d(k) + grs_q

ld y_q_1, y_q              ; y_q(k-1) = y_q(k)
ld y_d_1, y_d              ; y_d(k-1) = y_d(k)
cmp y_d, #25600
jlt d1
ld y_q, #25600             ; Ako (y_q(k) > 25600) Onda (y_q(k) = 25600)
d1:
  cmp y_q, neg_broj
  jgt d2
  ld y_q, neg_broj         ; Ako (y_q(k) < -25600) Onda (y_q(k) = -25600)
d2:
  cmp y_d, #25600
  jlt d3
  ld y_d, #25600          ; Ako (y_d(k) > 25600) Onda (y_d(k) = 25600)
d3:
  cmp y_d, neg_broj
  jgt d4
  ld y_d, neg_broj        ; Ako (y_d(k) < -25600) Onda (y_d(k) = -25600)
d4:

shra y_q, #5              ; y_q(k) = y_q(k) / 32, zbog preskaliranja
shra y_d, #5              ; y_d(k) = y_d(k) / 32, zbog preskaliranja

ret

```

Posle izvr{ewa prethodnog modula u promenqivama 'y_q' i 'y_d' nalaze se izlazi regulatora statorske struje, koji predstavqaju upravqa~ke komande izlaznog napona invertora. U nastavku je dat prikaz modula inverzne *qd* transformacije, koja na osnovu dobijenih izlaza regulatora prora~unava upravqa~ke komande napona invertora u stacionarnom *abc* koordinatnom sistemu vezanom za statorske namotaje.

inv_qd_transf:

```

ld broj, cos[faza]        ; broj = cos(faza)
mul iz_a, y_q, broj       ; iz_a = y_q(k) · cos(faza)
ld broj, sin[faza]        ; broj = sin(faza)
mul pomoc, y_d, broj      ; pomoc = y_d(k) · sin(faza)

```

```

add iz_a, pomoc
addc iz_a+2, pomoc+2      ; iz_a = iz_a + pomoc
ld broj, cos_120[faza]   ; broj = cos(faza - 120°)
mul iz_b, y_q, broj      ; iz_b = yq(k) · cos(faza - 120°)
ld broj, sin_120[faza]   ; broj = sin(faza - 120°)

mul pomoc, y_d, broj     ; pomoc = yd(k) · sin(faza - 120°)
add iz_b, pomoc
addc iz_b+2, pomoc+2     ; iz_b = iz_b + pomoc
shral iz_a, #11          ; iz_a = iz_a / 2048, zbog preskalanja
shral iz_b, #11          ; iz_b = iz_b / 2048, zbog preskalanja
ld iz_c, #0
sub iz_c, iz_a
sub iz_c, iz_b           ; iz_c = - iz_a - iz_b, posto komandni signali cine
                        ; trofazni sistem

ret

```

Nakon izvr{ewa prethodnog modula u promenqivama 'iz_a', 'iz_b' i 'iz_c' nalaze se upravqa~ke komande izlaznih napona trofaznog invertora. Dobijeni brojevi se, daqe, upisuju u programibilne broja~e, koji generi{u upravqa~ke PWM signale invertora.

Pored navedenih modula nedostaje jo{ rutina u kojoj se vr{i inicijalizacija kori{enih promenqivih. U nastavku je dat wen kod.

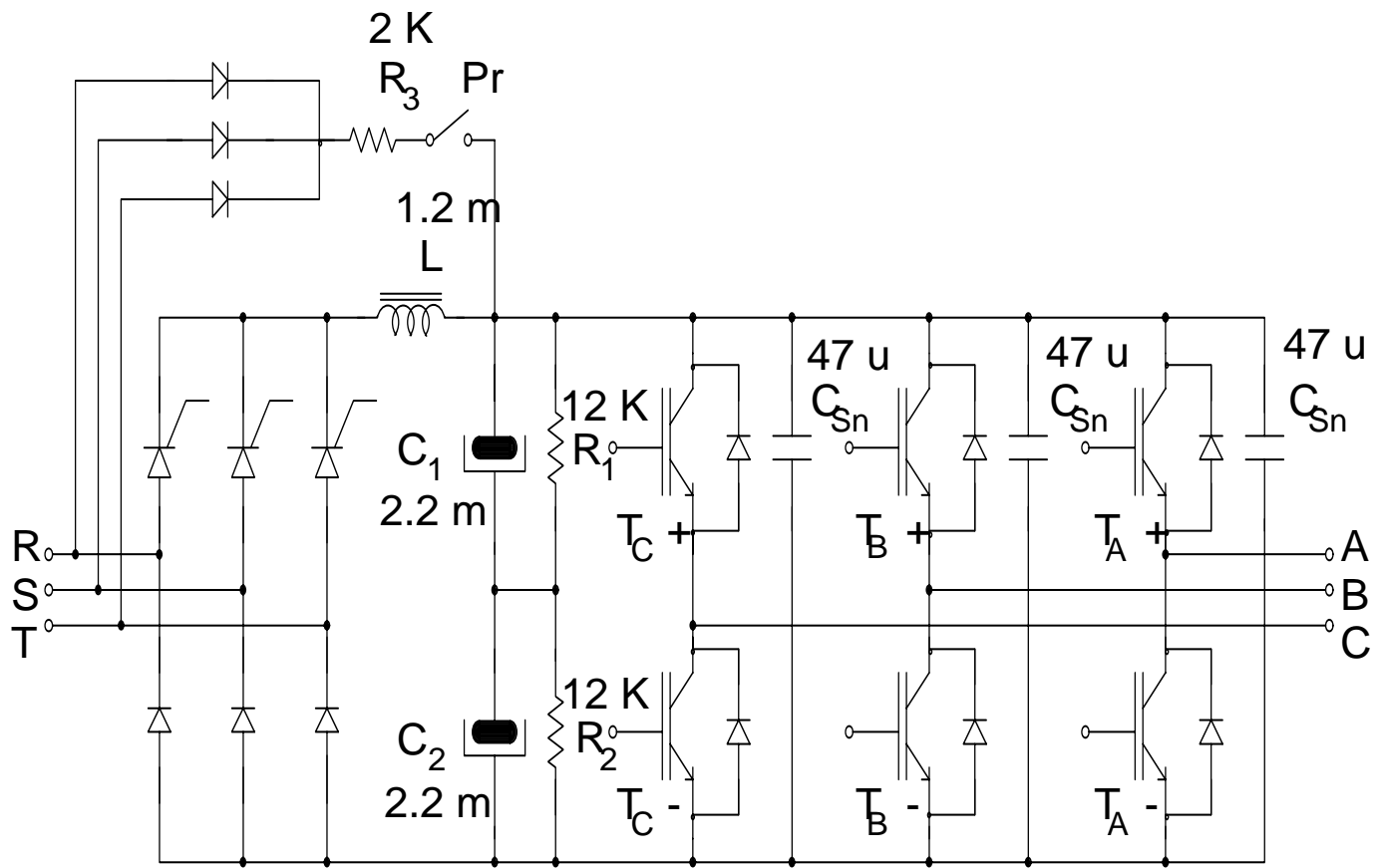
init_reg:

```

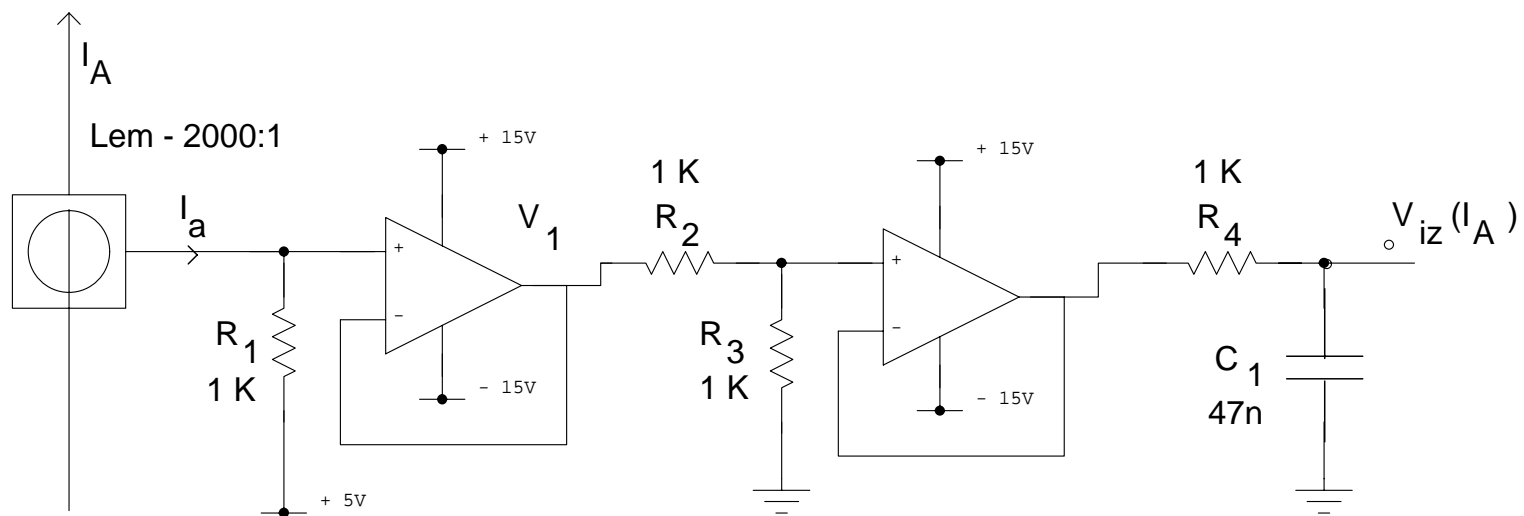
ld y_q_1, #0             ; y_q_1 = 0
ld y_d_1, #0             ; y_d_1 = 0
ld u_q_1, #0             ; u_q_1 = 0
ld u_d_1, #0             ; u_d_1 = 0
ld grs_q_1, #0          ; grs_q_1 = 0
ld grs_d_1, #0          ; grs_d_1 = 0
ld iz_0, #0             ; iz_0 = 0
ld iz_1, #0             ; iz_1 = 0
ld iz_2, #0             ; iz_2 = 0
ld k1, #70              ; k1 = 70
ld k2, #49              ; k2 = 49
ld k3, #22              ; k3 = 22, gde su k1, k2 i k3 parametri regulatora
ld neg_broj, #25600
neg neg_broj            ; neg_broj = -25600

ret

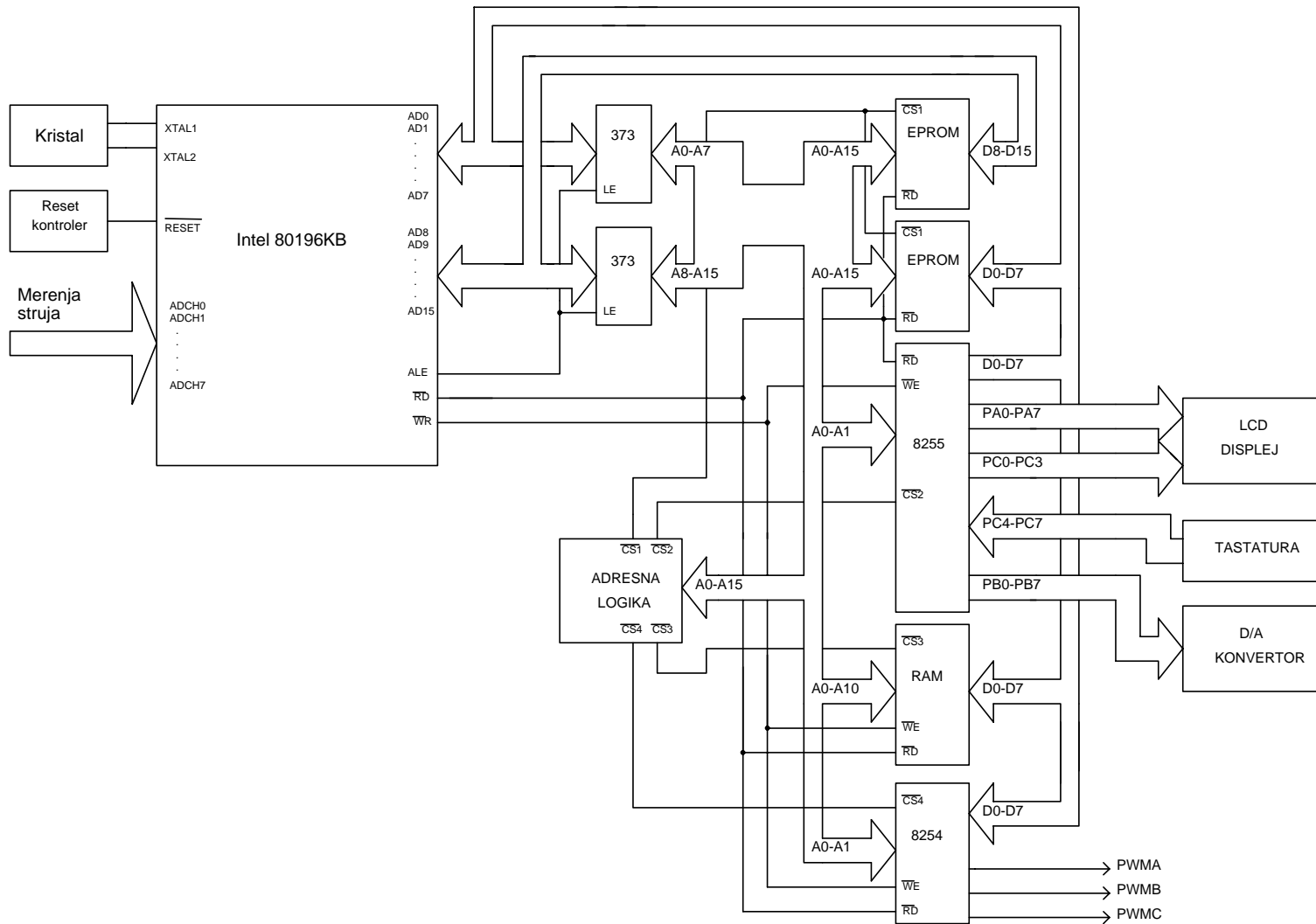
```

Slika 1. [ema energetike]



Slika 2. Strujno-naponski pretvarač sa filtrom prvog reda



Slika 3. [ema uprava~ke elektronike bazirana na mikrokontroleru INTEL 8016KB

