

**SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA**

DIPLOMSKI RAD br. 298

**Simulacija sustava za upravljanje
višefaznog istosmjernog motora bez četkica**

Goran Krunić

ZAGREB, Lipanj 2011.

Sadržaj	
1.Uvod.....	4
2.Upravljanje putem otvorene i zatvorene petlje.....	5
2.1 PID regulator/upravljač.....	6
2.1.1 Proporcionalni izraz.....	9
2.1.1.1 Pogrbljenost.....	10
2.1.2 Integrirajući izraz.....	11
2.1.3 Derivirajući izraz.....	12
2.1.4 Sažetak PID regulacije.....	13
3.Bezkolektorski istosmjerni motor (engl. BLDC – brushless DC motor).....	15
3.1 BIM s pravokutnim strujama (engl. non-sinusoidal back EMF BLDC motor).....	19
3.1.1 Matematički model.....	23
3.1.2 Upravljački most.....	28
3.1.3 Simulacija rada motora.....	30
3.1.3.1 Rezultati simulacije.....	30
3.1.3.2 Proizvoljna pobuda.....	32
3.1.3.3 Rezultati simulacije za proizvoljnu pobudu.....	33
3.1.3.4 DTC simulacija.....	35
3.1.3.5 Dobivanje upravljačkog signala metodom SVPWM za BIM sa PM u MATLAB-u.....	37
3.1.3.6 SVPWM – Pulsno širinska modulacija korištenjem prostornih vektora.....	41
4. Izravno upravljanje momentom i tokom (Direct Torque Control).....	49
4.1 Metoda.....	49
4.2 Implementacija i rezultati.....	51
5. Zaključak.....	58
Literatura.....	59
Naslov, sažetak, ključne riječi (HRV i ENG).....	60

1. Uvod

Moderni pogonski električni sustavi se sastoje od električno-energetskih komponenata, transformatora, analogno-digitalnih pretvarača te osjetila i promatrača. Poboljšanja u poluvodičkim električno-energetskim komponentama su omogućila primjenu naprednih upravljačkih tehnika visokih frekvencija komutacije i učinkovitosti. Složeni algoritmi upravljanja su se široko koristili, te su postali jednostavniji u pogonima zbog napredaka u programskoj tehnologiji. DC, asinkroni i sinkroni motori su često korištene vrste motora sa ovakvim pogonskim sustavima. Nove vrste motora se razvijaju poput linearnih, koračnih, motora sa komutiranim ustezanjem, te sinkronih motora sa permanentnim magnetima. Sinkroni motori sa permanentnim magnetima se koriste tamo gdje se općenito zahtjeva visoka stabilnost brzine, te sinkron rad više međusobno spojenih motora. Pogodni su za primjene gdje se zahtijevaju brzine neovisne o teretu ili sinkron rad uz strogo poštivanje definiranih brzinskih veza unutar širokog frekvencijskog raspona. Kako tehnologija biva poboljšana, studije o ovakvim motorima poput metode izravnog upravljanja momentom su se također poboljšale. DTC (engl. Direct Torque Control – izravno upravljanje momentom) posjeduje mnoge prednosti poput bržeg upravljanja momentom, visokog momenta pri niskim brzinama, te visoke osjetljivosti brzine. Glavna ideja u DTC-u je korištenje motornog toka i momenta kao osnovnih upravljačkih varijabli, isto kao za DC pogone. Kako bi se emulirali magnetski radni uvjeti DC motora, informacija o stanju rotora je potrebna za izvršavanje procesa orijentacije polja tokovno-vektorskog pogona. Ova bi se informacija trebala dobivati prosljeđivanjem brzine rotora i kutovnog položaja nazad korištenjem pulsnog enkodera. Enkoderi su, s druge strane, skupi i dodaju složenosti sustava. (1)

2. Upravljanje putem otvorene i zatvorene petlje

Upravljač bez povratne veze (otvorena petlja) je vrsta upravljača koja računa ulaz u sustav koristeći samo trenutno stanje i svoj model sustava. Karakteristika ovakvog upravljača jest što ne koristi povratnu vezu za određivanje da li je izlaz postigao cilj koji je ulaz imao za ostvariti. Dakle, upravljač ne nadzire izlaz sustava kojim upravlja. Kao posljedica toga, ovakav sustav s otvorenom petljom ne može strojno učiti, te također ne može ispraviti greške koje može napraviti, kao što ne može nadomjestiti za poremećaje koji se dogode u sustavu. (3)



upravljanje u otvorenom krugu

Slika 2.1 – shematski prikaz upravljanja putem otvorene petlje (2)

S druge strane, upravljač sa povratnom vezom (zatvorena petlja) koristi povratnu informaciju na izlazu sustava kako bi izračunao novu ulaznu vrijednost. Prednosti su mogućnost implementacije složenijih algoritama i načina upravljanja, dok je nedostatak složenija sklopovska implementacija, te posljedično veća cijena.



povratna veza, upravljanje u zatvorenom krugu

Slika 2.2 – shematski prikaz upravljanja putem zatvorene petlje, sa povratnom vezom (2)

2.1 PID regulator/upravljajč

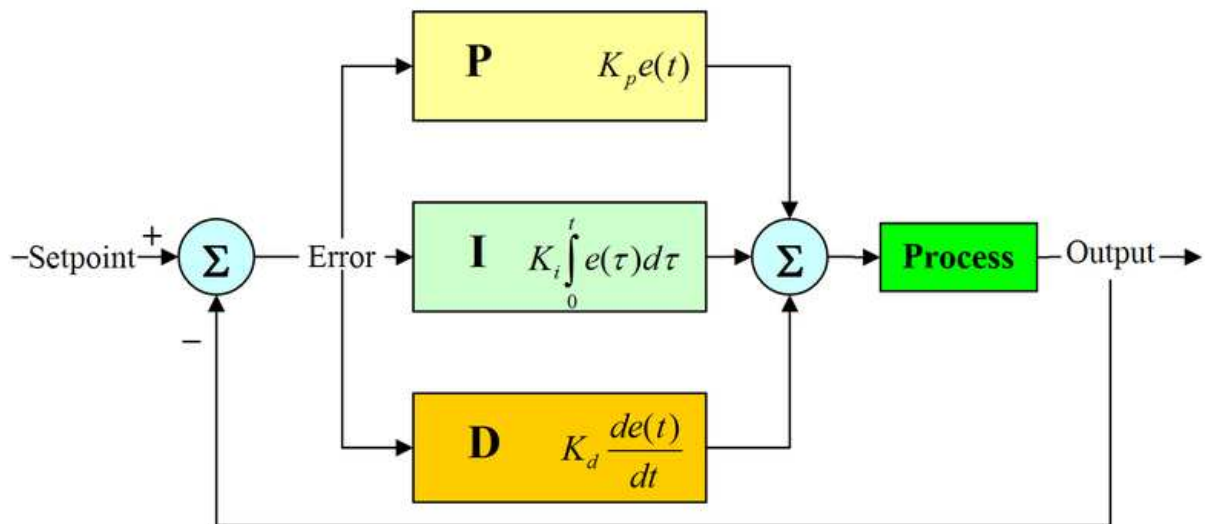
Proporcionalno-integrirajuće-derivativni upravljač (PID upravljač) je opći mehanizam povratne veze kontrolne petlje široko korišten u industrijskim upravljačkim sustavima, to je najčešće korišten upravljač sa povratnom vezom. PID upravljač računa vrijednost greške, tj. razliku između izmjerene procesne varijable i željene točke. Upravljač nastoji smanjiti grešku podešavanjem ulaza upravljanja procesa.

PID račun, tj. algoritam se sastoji od 3 različita parametra: proporcionalne, integrirajuće i derivativne vrijednosti (P, I, D). Ove se vrijednosti mogu interpretirati u kontekstu vremena, P ovisi o trenutnoj grešci, I o zbroju prethodnih grešaka, dok je D predviđanje budućih pogrešaka, na osnovi trenutne stope promjene. Težinska suma ova tri parametra se koristi za podešavanje procesa putem upravljačkog elementa, poput položaja upravljačkog ventila ili napajanja grijачkog elementa.

PID upravljač je najbolji izbor, u nedostatku poznavanja zadanog procesa. Podešavanjem tri konstante u algoritmu PID upravljača, upravljač daje upravljački doprinos za određene zahtjeve procesa. Odziv upravljača se može opisati u kontekstu odaziva na grešku, stupanj nadvišenja željene točke te stupanj oscilacije

sustava. Važno je napomenuti da korištenje PID algoritma ne osigurava optimalno upravljanje sustava ili njegovu stabilnost.

Neke primjene mogu zahtijevati korištenje samo jednog ili dva načina osiguranja prikladnog sustavskog upravljanja. Ovo se postiže postavljanjem doprinosa neželjenih upravljačkih izlaza na nulu. PID upravljač se naziva PI, PD, P ili I upravljačem u odsutnosti odgovarajućih upravljačkih sposobnosti. PI upravljači su razmjerno česti, obzirom da je derivativan doprinos osjetljiv na šum mjerenja, dok odsutnost integrirajuće vrijednosti može spriječiti sustav da postigne svoju željenu vrijednost zbog upravljačkog doprinosa.



Slika 2.3 – blokovski prikaz PID regulatora (4)

Poznati primjer upravljačke petlje je način podešavanja dva ventila slavine radi održavanja vode iz slavine na željenoj temperaturi. Ovdje se radi o miješanju dva procesna toka, vruće i hladne vode. Osoba takne vodu radi određivanja ili mjerenja njene temperature. Ovisno o povratnoj informaciji, izvrši upravljački pothvat kako bi podesila dva ventila dok se temperatura procesa ne stabilizira na željenoj vrijednosti.

Očitavanje temperature vode je analogno mjerenju procesne vrijednosti ili procesne varijable (PV). Željena temperatura se naziva zadana vrijednost (ZV). Ulaz u proces (položaj ventila) se naziva manipulirana varijabla (MV). Razlika

između izmjerene temperature i zadane vrijednosti je greška (e) i kazuje da li je voda previše vruća ili previše hladna, te za koliko.

Nakon mjerenja temperature (PV), te potom računanja greške, upravljač odlučuje kada promjeniti položaj slavine (MV), te za koliko. Kada upravljač prvi puta uključi ventil, može okrenuti ventil za vruću vodu samo malo ako se traži topla voda, ili može skroz otvoriti ventil, ako je tražena vrlo vruća voda. Ovo je primjer jednostavnog proporcionalnog upravljanja. U slučaju da topla voda ne dođe brzo, upravljač može pokušati ubrzati proces otvaranjem ventila za vruću vodu više i više kako vrijeme prolazi. Ovo je primjer integralnog upravljanja.

Prevelikom promjenom kad je greška mala je isto kao da koristimo upravljač visokog pojačanja, što će dovesti do nadvišenja. Ako bi upravljač opetovano radio promjene koje su prevelike i ako bi opetovano nadvisio željenu vrijednost, izlaz bi oscilirao oko zadane vrijednosti konstantnom, rastućom ili padajućom sinusoidom. Ako oscilacije rastu s vremenom, onda je sustav nestabilan, dok ako padaju onda je stabilan. Ako su oscilacije konstantnog intenziteta, onda je sustav granično stabilan.

Upravljač može htjeti prigušiti predviđene buduće oscilacije, kako bi postigao postupnu konvergenciju na željenoj temperaturi (ZV). Upravljač može ublažiti njihove postavke, ovo se može smatrati derivativnim upravljanjem.

Ako upravljač kreće iz stabilnog stanja sa nultom greškom ($PV=ZV$), onda će daljnje promjene upravljača biti odgovor na promjene na druge mjerene ili nemjerene ulaze procesa koje utječu na proces, te na PV. Varijable koje utječu na proces, a koje nisu MV se nazivaju poremećajima. Općenito se upravljači koriste za odbacivanje i/ili implementaciju promjena zadanih vrijednosti. Promjene u temperaturi dolazeće vode predstavljaju poremećaj procesu upravljanja temperaturom vode iz slavine.

Teoretski se upravljač može koristiti za upravljanje bilo kojeg procesa koji ima mjerljiv izlaz (PV), poznatu idealnu vrijednost za taj izlaz (ZV), te ulaz u proces (MV) koji će utjecati na PV. Upravljači se koriste u industriji za regulaciju

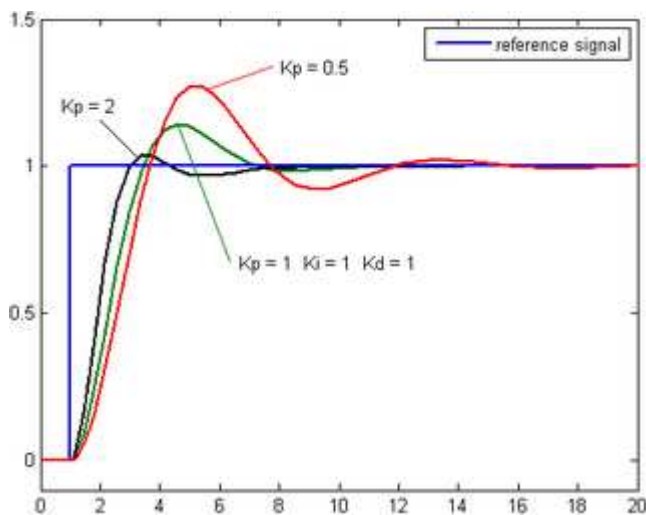
temperature, pritiska, stope toka, kemijskog sastava, brzine i praktički svake druge varijable koja se može mjeriti.

PID shema upravljanja se tako naziva zbog 3 ispravljajuća izraza, čija suma predstavlja MV.

$$MV(t) = P_{out} + I_{out} + D_{out} \quad (2.1)$$

P_{out} , I_{out} , i D_{out} su doprinosi izlazu PID upravljača svakog od 3 izraza, kao što je niže opisano.

2.1.1 Proporcionalni izraz



Slika 2.4 – dijagram PV u vremenu za 3 vrijednosti K_p (K_i i K_d su konstante) (4)

Proporcionalni izraz (pojačanje) mijenja izlaz proporcionalno trenutnoj vrijednosti greške. Proporcionalni odziv se može namjestiti množenjem greške konstantom K_p , također znanom kao proporcionalnim pojačanjem.

Proporcionalni izraz ovako izgleda:

$$P_{out} = K_p e(t) \quad (2.2)$$

gdje je

P_{out} : proporcionalni izraz izlaza

K_p : proporcionalno pojačanje, parametar podešavanja

SP: zadana/željena vrijednost

PV: procesna varijabla/vrijednost, mjerena vrijednost

e: greška = $SP - PV$

t: vrijeme, sadašnjost, sadašnji trenutak

Visoko proporcionalno pojačanje ima za posljedicu veliku promjenu u izlazu za neku promjenu greške. Ako je pojačanje previsoko, sustav može postati nestabilan. Naprotiv, malo pojačanje rezultira u malom izlaznom odzivu prema velikoj ulaznoj grešci, te manje osjetljivim upravljačem. Ako je pojačanje prenisko, korektivni pothvat može biti premalen prilikom odgovora na poremećaje sustava.

2.1.1.1 Pogrbljenost

Čisti proporcionalni upravljač se neće uvijek smiriti na ciljanoj vrijednosti, ali može zadržati pogrešku stabilnog stanja. Posebno, procesno pojačanje – klizanje u odsutnosti upravljanja, poput hlađenja peći prema sobnoj temperaturi pokazuje pristranost prema čisto proporcionalnom upravljaču. Ako je procesno pojačanje smanjeno, kao kod hlađenja, onda će pristranost biti ispod zadane vrijednosti, od čega dolazi izraz pogrbljenost.

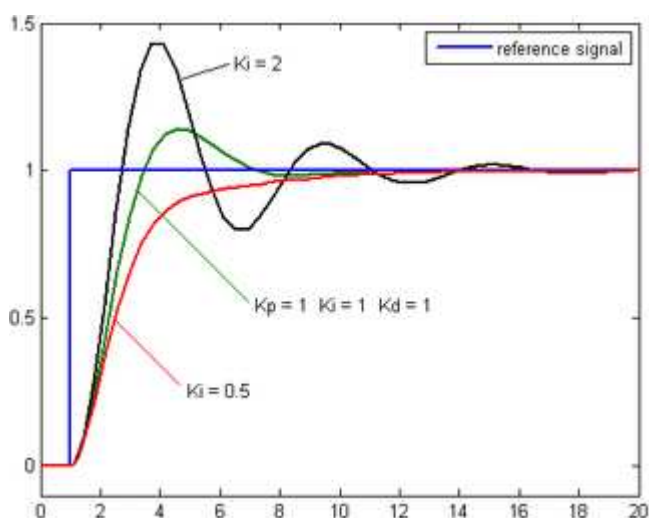
Pogrbljenost je proporcionalna procesnom pojačanju i obrnuto proporcionalna proporcionalnom pojačanju. Greška stabilnog stanja izgleda ovako:

$$e = G / K_p \quad (2.3)$$

Pogrbljenost je urođena mana čisto proporcionalnog upravljanja. Ona se može ublažiti dodavanjem kompenzirajućeg pristranog izraza (postavljanjem zadane vrijednosti iznad stvarne željene vrijednosti), ili ispraviti dodavanjem integracijskog izraza (u PI ili PID upravljaču), koji efektivno računa pristranost prilagodljivo.

Unatoč pogrbljenosti, i teorija podešavanja i industrijska praksa pokazuju da proporcionalni izraz treba doprinositi većinu promjene na izlazu.

2.1.2 Integrirajući izraz



Slika 2.5 – dijagram PV u vremenu za tri vrijednosti K_i (K_p i K_d su konstante) (4)

Doprinos integrirajućeg izraza (ponekad zvana reset) je proporcionalan i veličini greške i trajanju iste. Pribrajanjem trenutne greške s vremenom (integrirajući grešku) dobivamo akumulirani odmak koji je prethodno trebao biti ispravljen. Akumulirana greška se onda množi integrativnim pojačanjem i pribraja izlazu upravljača. Veličina doprinosa integrirajućeg izraza cjelokupnom upravljačkom pothvatu je određena integrativnim pojačanjem K_i .

Integralni izraz je dan ovako:

$$I_{out} = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

gdje je

I_{out} : integralni izraz izlaza

K_i : integralno pojačanje, parametar podešavanja

SP : zadana/željena vrijednost

PV : Procesna vrijednost/varijabla, mjerena vrijednost

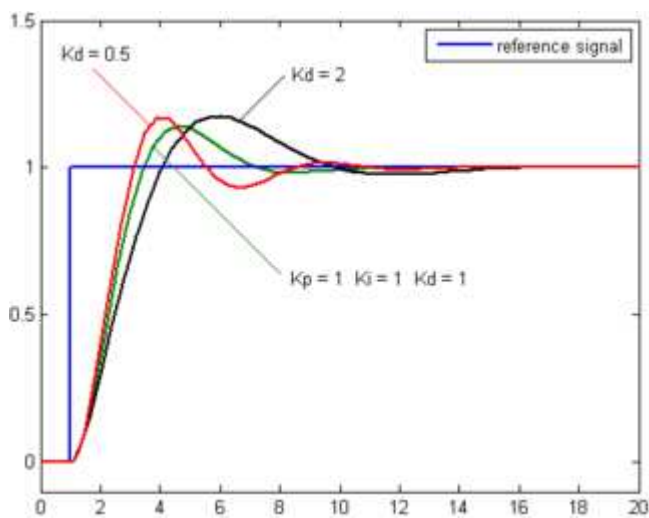
e : greška = $SP - PV$

t : vrijeme, sadašnjost, sadašnji trenutak

τ : dummy varijabla integracije

Integrirajući izraz (prilikom približavanja proporcionalnom izrazu) ubrzava kretanje procesa prema zadanoj vrijednosti i uklanja ostatnu grešku stabilnog stanja koja se javlja kod isključivo proporcionalnog upravljača. Međutim, obzirom da integralni izraz odgovara akumuliranim greškama iz prošlosti, može izazvati nadvišenje trenutne vrijednosti u odnosu na zadanu vrijednost (prijeći zadanu vrijednost i onda stvoriti iskrivljenje u drugom smjeru).

2.1.3 Derivirajući izraz



Slika 2.6 – dijagram PV u vremenu za tri vrijednosti K_d (K_p i K_i su konstante) (4)

Stopa promjene procesne greške se računa određivanjem nagiba greške kroz vrijeme (prva derivacija u vremenu) te množenjem ove stope promjene sa derivativnim pojačanjem K_d . Veličina doprinosa derivativnog izraza (ponekad zvanog stopa) cjelokupnom upravljačkom pothvatu se naziva derivativno pojačanje K_d .

Derivativan izraz je dan ovako:

$$D_{out} = K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.5)$$

gdje je

D_{out} : derivativni izraz izlaza

K_d : derivativno pojačanje, parametar podešavanja
 SP : zadana/željena vrijednost
 PV : procesna vrijednost/varijabla, mjerena vrijednost
 e : greška = $SP - PV$
 t : vrijeme, sadašnjost, sadašnji trenutak

Derivativan izraz usporava stopu promjene upravljačevog izlaza i ovaj učinak je najočitiji blizu zadane vrijednosti upravljača. Stoga, derivativno upravljanje se koristi za redukciju veličine nadvišenja integrativne komponente i poboljšanje kombinirane stabilnosti upravljača i procesa. Međutim, diferencijacija signala pojačava šum te je stoga ovaj izraz u upravljaču vrlo osjetljiv na šum u izrazu greške, te može uzrokovati nestabilnost procesa ako su šum i derivativno pojačanje dovoljno veliki. Stoga se češće koristi aproksimacija diferencijatora sa ograničenim pojasom. Takav sklop se naziva fazno-voditeljski nadomještavač.

2.1.4 Sažetak PID regulacije

Proporcionalni, integralni i derivativni izrazi se zbrajaju radi izračunavanja izlaza PID upravljača. Ako definiramo $u(t)$ kao izlaz upravljača, konačan oblik PID algoritma je:

$$u(t) = MV(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.6)$$

gdje su parametri podešavanja:

Proporcionalno pojačanje, K_p

Veće vrijednosti tipično znače brži odziv obzirom da nadomještavanje proporcionalnog izraza raste sa pogreškom. Pretjerano veliko proporcionalno pojačanje vodi u nestabilnost procesa i oscilaciju.

Integralno pojačanje, K_i

Veće vrijednosti podrazumijevaju da se greške stabilnog stanja uklanjaju brže. U zamjenu za to, dobivamo veće nadvišenje: bilo kakva negativna

greška integrirana tokom prijelaznog odziva se mora izintegrirati sa pozitivnom greškom prije dohvata stabilnog stanja.

Derivativno pojačanje, K_d

Veće vrijednosti smanjuju nadvišenje, ali usporavaju prijelazan odziv i mogu dovesti do nestabilnosti zbog pojačanja signalnog šuma u diferencijaciji greške. (4)

Effects of *increasing* a parameter independently

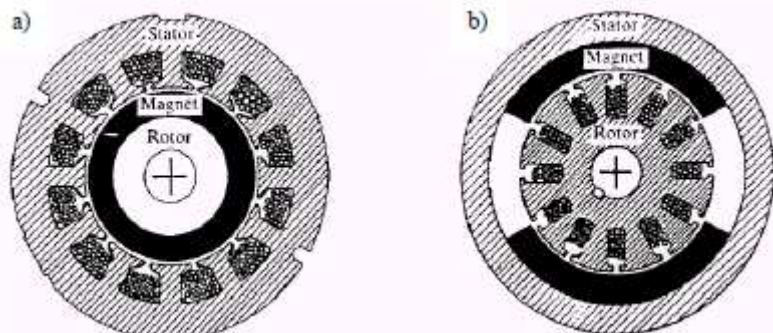
Parameter	Rise time	Overshoot	Settling time	Steady-state error	Stability ^[3]
K_p	Decrease	Increase	Small change	Decrease	Degrade
K_i	Decrease ^[4]	Increase	Increase	Decrease significantly	Degrade
K_d	Minor decrease	Minor decrease	Minor decrease	No effect in theory	Improve if K_d small

Slika 2.7 – tablica učinka nezavisnog povećavanja jednog od parametara (4)

3. Bez kolektorski istosmjerni motor (engl. BLDC – brushless DC motor)

Korištenje kvalitetnih magnetskih materijala s visokom koncentracijom magnetske energije po jedinici volumena (materijali na bazi rijetkih metala, samarij kobalt (SmCo5), neodimij-željezo-bor (NdFeB) ...) te smanjenjem cijena i razvojem učinkovitih pretvarača sa sklopkama visoke frekvencije sklapanja (engl. MOSFET, *Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, IGBT, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) rezultiralo je povećanim interesom za primjenu motora s permanentnim magnetima. Pojavljivanjem bržih i jeftinijih signalnih procesora postalo je moguće i praktično primijeniti teoriju vektorskog upravljanja na izmjeničnim motorima čime su postignuta ista upravljačka svojstva izmjeničnih i istosmjernih elektromotornih pogona, a osim toga je izvedba sustava vektorskog upravljanja motora s permanentnim magnetima jednostavnija, jer je položaj vektora magnetskog toka rotora čvrsto vezan uz jednostavno mjerljiv položaj rotora. Prednosti izmjeničnih motora s permanentnim magnetima u kombinaciji s brzo padajućim cijenama permanentnih magneta, dovele su do njihove široke primjene u mehatronici; robotski aktuatori, alatni strojevi, kompjuterski diskovi, kućanski aparati, pogoni s vlastitim napajanjem (elektromobil, invalidska kolica, golf kolica, bicikli), aviosvemirski programi, i slično. Već u uvodnom dijelu o aktuatorima je rečeno da ta mehatronička komponenta podrazumijeva sinergiju pojačala (učinskog pretvarača) i motora. U ovom poglavlju se analiziraju motori koji imaju permanentne magnete na rotoru i trofazni namot na statoru. *Konstruktivski su isti kao izmjenični trofazni sinkroni strojevi, a napajani su s frekvencijskim pretvaračem. Analiza rada te karakteristika takvog aktuatora zasnovanog na sinkronom motoru, dovodi na iznimno značajan zaključak: sinkroni stroj s permanentnim magnetima (PM) na rotoru i trofaznim namotom na statoru uz pridruženo odgovarajuće pojačalo i senzor položaja osovine motora, ima gotovo identičnu mehaničku karakteristiku kao klasični istosmjerni motor. Ako se još uzme u obzir da je trofazni namot motora s PM-om smješten na statoru a permanentni magneti na rotoru, za razliku od istosmjernog motora gdje je armaturani namot na rotoru a magneti na statoru (sl.3.1.), onda se navedeni aktuator s PM-om može smatrati „izvnutim“ istosmjernim motorom. S obzirom na*

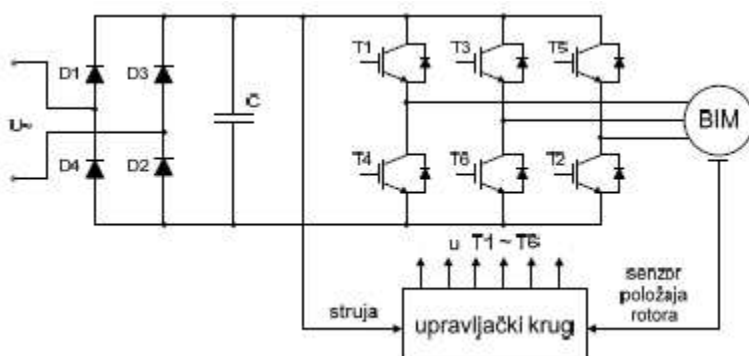
sličnost statičke mehaničke karakteristike $\Omega=f(M)$ ovog motora s odgovarajućom karakteristikom klasičnog istosmjernog stroja, često se koristi naziv bezkolektorski istosmjerni motor (BIM) ili bezkolektorski istosmjerni stroj (BIS).



Slika 3.1 - Poprečni presjek, a) BIM-a i b) klasičnog istosmjernog stroja (5)

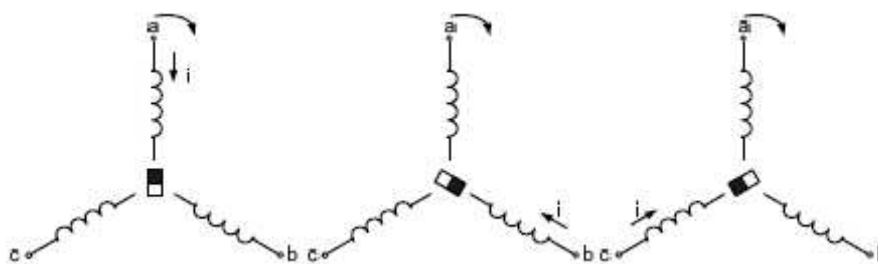
Budući da je kod motora s PM-om funkcija rotora i statora zamijenjena u odnosu na klasični istosmjerni motor, nema potrebe za *mehaničkom komutacijom* struja faza (*mehanički izmjenjivač*) koja se kod klasičnog istosmjernog motora izvodi pomoću sustava kolektor-četkica. Razlog je u tome što se statorski namot motora s PM-om (ekvivalent armaturnom namotu klasičnog stroja) nalazi na statoru motora, pa se komutacija struja u 3-faznom namotu realizira učinkim pretvaračem, tj. bez rotacijskih mehaničkih komponenata. BIM, utemeljen na prethodno opisanom konceptu, prikazan je na *sl.3.2.*, i sastoji se od sinkronog motora s PM-om (rotor-magneti, stator-3f namot), učinkog pretvarača, senzora položaja rotora i upravljačkog kruga. Učinski pretvarač je strukturno identičan pretvaraču napona i frekvencije koji se susreće kod upravljanja asinkronih kaveznih motora, a sastoji se od ulaznog stupnja (ispravljač ili usmjerivač), istosmjernog međukruga s kondenzatorom (i eventualno kočnim sklopom), trofaznog izmjenjivača u mosnom spoju, senzora položaja rotora motora i upravljačkog kruga. Ulazni ispravljač je obično *diodni ispravljač u mosnom spoju* (kao na slici.3.2.). Ako se želi omogućiti regenerativno kočenje s vraćanjem energije u mrežu, koristi se odgovarajući *usmjerivač*. Istosmjerni napon se u izmjenjivaču pretvara u trofazni sustav napona određene frekvencije, koji se dovodi na stator sinkronog stroja. Trofazni sustav napona stvara *rotirajuće magnetsko polje* čija je brzina određena frekvencijom rada

izmjenjivača. Rotor je izveden s permanentnim magnetima (uzbuda je konstantna), pa protjecanje rotora sa statorskim protjecanjem uzrokuje zakretni moment. Rotor se vrti sinkrono s rotirajućim magnetskim poljem.



Slika 3.2 – pojednostavljena struktura BIM-a (5)

Način rada se može objasniti pomoću jednostavnog prikaza na sl.3.3. Ako se propusti struja kroz fazni namot *a*, u statoru će nastati magnetsko polje koje će privući permanentni magnet rotora i izazvati njegov pomak. Ako se u prikladnom trenutku prebaci napajanje s faze *a* na fazu *b*, magnetsko polje statora će se pomaknuti u pozitivnom smjeru za 120° pa će i rotor nastaviti gibanje u istom smjeru. Nastavi li se nadalje naizmjenično napajanje namota statora opisanim redoslijedom (prebacivanje struje iz jednog namota u drugi), stvara se rotacijsko magnetsko polje koje privlači rotor i gibanje se nastavlja.



Slika 3.3 - Ilustracija načela rada BIM-a (5)

Promjenom redoslijeda uključivanja, s *a-b-c-a*, na *a-c-b-a*, magnetsko polje (a samim tim i rotor) okretat će se u suprotnom smjeru. Za sinkronizaciju prebacivanja vođenja struje između faznih namota *a*, *b*, *c*, upotrebljava se prikladno osjetilo položaja, na osnovi kojeg se generira signal za upravljački sklop koji upravlja sklopkama izmjenjivača, slika 3.2. Ovisno o tipu BIM-a koriste se različiti senzori položaja za sinkronizaciju sklapanja sklopki izmjenjivača s položajem rotora, tj. rotorskim poljem. Na taj način fazna struja statora u međudjelovanju sa magnetskim poljem permanentnog magneta rotora proizvodi

zakretni moment proporcionalan struji i jakosti magnetskog polja. Rotor se ubrzava, a brzina se povećava do iznosa kada priključeni napon umanjen za iznos proizvedene elektromotorne sile (EMS) ograničava struju na vrijednost potrebnu za svladavanje opterećenja. Što je veći priključeni napon na namotu (fazi) motora, bit će veća i brzina vrtnje. Drugim riječima, što je veće opterećenje, potrebna je i veća struja za održavanje brzine vrtnje, inače se motor okreće sporije. Istosmjerni napon se u izmjenjivaču pretvara u trofazni sustav napona određene frekvencije i napona, koji se dovodi na stator sinkronog stroja, slika.3.3. Statorske struje koje proteku namotima stvaraju protjecanje θ_a , dok rotor sinkronog motora stvara konstantno uzbudno protjecanje θ_u . Razvijeni elektromagnetski moment motora iznosi

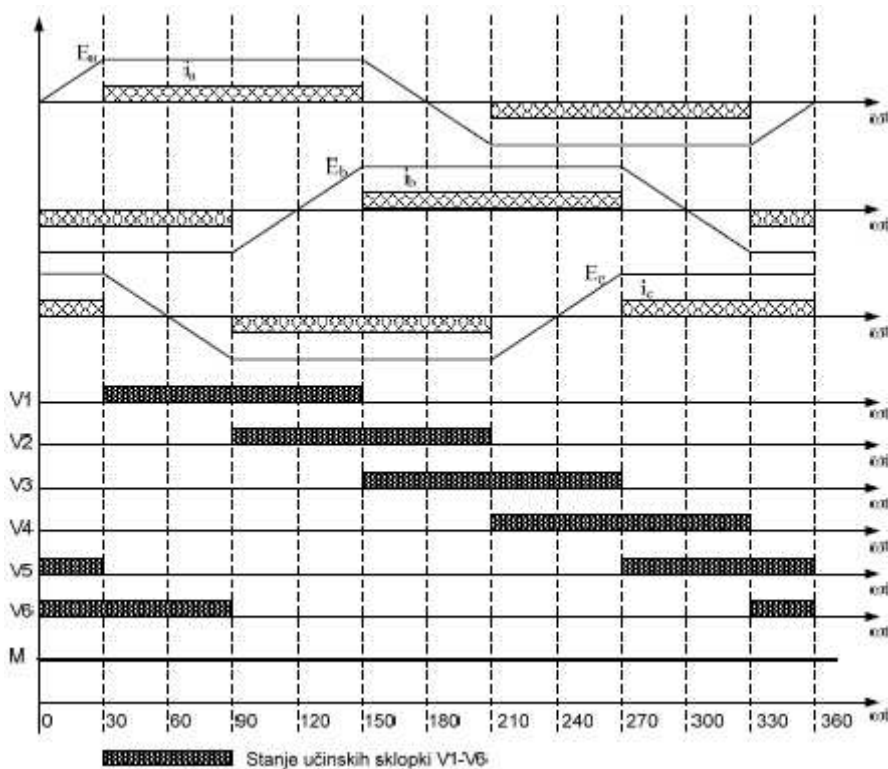
$$M_e = k \cdot \Theta_a \cdot \Theta_u \cdot \sin \alpha \quad (3.1)$$

gdje je k konstanta, a α kut između statorskog i rotorskog protjecanja (polja). Dakle, maksimalni moment će biti za $\alpha=90^\circ$, a pri $\alpha=0^\circ$ i $\alpha=180^\circ$ moment je jednak nuli. Iz ovoga slijedi da je osnovni zadatak elektroničkog komutatora da na osnovi signala davača položaja rotora *uključuje odgovarajuće namote (faze) statora, tako da stvoreno statorsko protjecanje zatvara s rotorskim protjecanjem kut od 90°* . To je nemoguće ostvariti u svakom položaju rotora u odnosu na stator jer su statorski namoti diskretno raspodijeljeni po statorskom obodu. Za smanjenje valovitosti momenta bio bi nužan višefazni (polifazni) statorski namot, što bi vodilo na znatno složeniji i skuplji pretvarač, pa je trofazni sustav statorskog napona optimalno rješenje, tj. *kompromis* zahtjeva za *glatkim momentom* i *niskom cijenom* (jednostavnošću) učinskog pretvarača. Za razliku od sinkronog motora s PM-om koji priključen na pojnu mrežu konstantnog napona i frekvencije može usljed velikog opterećenja *ispasti iz sinkronizma*, za BIM se to ne može reći. Naime, porastom opterećenja rotor BIM-a počinje usporavati pa senzor pozicije rotora preko upravljačke logike daje nalog za sporije prebacivanje vođenja struje s jednog namota na drugi. To znači da senzor položaja rotora preko upravljačke logike direktno utječe na frekvenciju izmjenjivača, a to u ovom slučaju znači da se frekvencija pretvarača smanjuje. Dinamički moment koji nastaje rasterećenjem motora, vraća pogon u radnu točku neopterećenog stroja, a to znači da impulsi od senzora prema upravljačkoj logici pristižu brže, pa se u suglasju s tim i frekvencija rada izmjenjivača povećava. Postoje dva tipa BIM-a koji se koriste u mehatronici.

Jedan je BIM s pravokutnim strujama i trapezoidalnom indukcijom a drugi je BIM sa sinusnim (sinusoidalnim) strujama i sinusnom (sinusoidalnom) indukcijom u zračnom rasporu.

3.1 BIM s pravokutnim strujama (engl. non-sinusoidal back EMF BLDC motor)

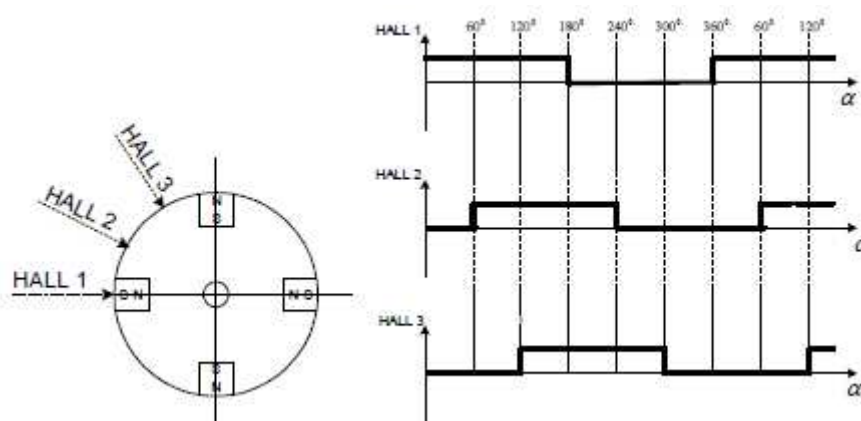
Kod ovog tipa beskolektorskog istosmjernog motora pri projektiranju se teži dobivanju trapezoidalnog oblika indukcije u zračnom rasporu stroja, a samim tim i induciranih napona, slika.3.4. Rade se uglavnom s površinskim magnetima i sa širokim magnetskim polnim lukovima. Statorski namoti su obično koncentrirani namoti koji proizvode pravokutni oblik raspodjele gustoće toka oko zračnog raspora. Da bi se postigao nevaloviti izlazni moment, valni oblik inducirano napona treba biti širi od 120° el. Analiza pokazuje da se nevaloviti moment dobije ako se uz ovakav oblik indukcije, koji odgovara obliku protuelektromotorne sile, osigura pravokutan oblik struja trofaznog namota statora. Upravo je zbog toga dobro ovu grupu bezkolektorskih motora nazvati **Bezolektorski Istosmjerni Motori s Pravokutnim strujama**, BIMP. Struje pojedinih faza pravokutnog oblika su međusobno fazno pomaknute za 120° , a generiraju se pomoću učinskog pretvarača, slika.3.4.



Slika 3.4 - Valni oblici u ovisnosti o položaju rotora; E_a , E_b i E_c fazni inducirani naponi; I_a , I_b i I_c fazne struje; M moment motora; T1-T6 upravljački signali učinskih sklopki (5)

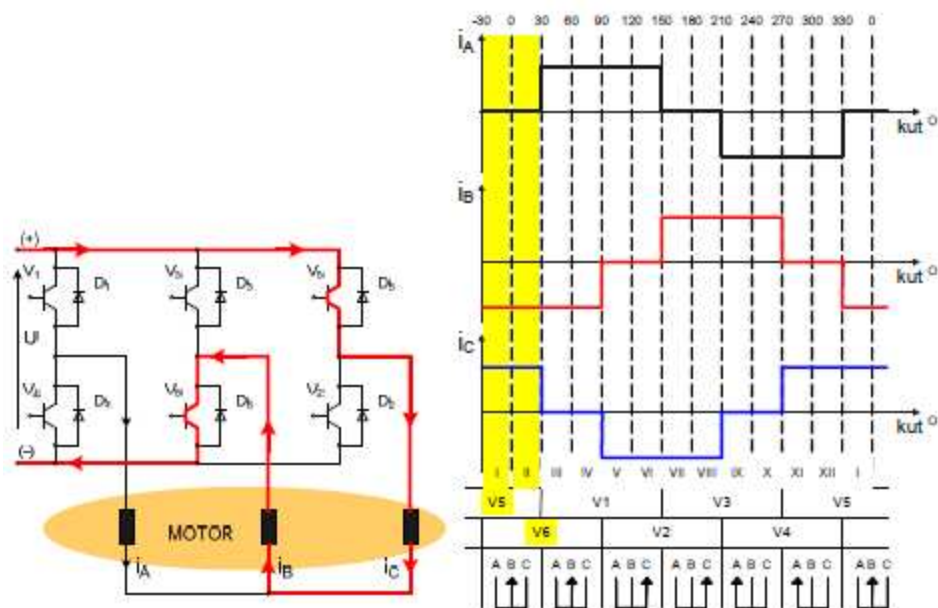
Mjerni član položaja rotora za BIM s pravokutnim strujama je Hallovo osjetilo (sonda), slika 3.5. Može se uočiti da se stanje vođenja mijenja svakih 60° el., što vodi na zaključak da su potrebna samo 3 senzora položaja rotora za određivanje trenutaka promjene vođenja pojedinih faza, tj. aktiviranja odgovarajućih sklopki izmjenjivača. Tri Hallova osjetila postavljena na statoru pobuđuju se s malim permanentnim magnetom smještenim na rotoru. Oni generiraju signale koji se nakon odgovarajuće obradbe upotrebljavaju za upravljanje sklopkama izmjenjivača (najčešće IGBT, MOSFET) sa svrhom pravodobnog uključivanja namota motora na istosmjerni izvor napajanja. Signali s Hallovog osjetila služe kao adrese stanja sklopki izmjenjivača zapisanih u memoriji (memorijskom polju) upravljačke jedinice (npr. PROM-a ili PAL-a, engl. **Programmable Read Only Memory**, **Programmable Array Logic**), slika x.7. Memorija sadrži u tabličnoj formi svih 6 stanja sklopki za oba smjera brzine vrtnje te za motorski i generatorski režim rada (slika.3.7.). Stanja sklopki na izlaznim priključcima PROM-a (ili PAL-a, **Programmable Array Logic**) su definirana ne samo stanjima Hallovih osjetila nego i postojećim logičkim uvjetima kao što su signali za motorski i kočni rad, signali za vrtnju osovine motora u jednu i drugu stranu, prekostrujna zaštita i slično. U praktičnim izvedbama uglavnom se koriste rješenja s istovremenim pobuđivanjem

dva faznih namota, čime se postiže veći proizvedeni moment, slika 3.6, [L1,3,4]. Na slici je prikazan je ciklus vođenja u I i II sektoru (60° el) za sklopke izmjenivača, pri čemu je i strelicama naznačen put struje od istosmjernog međukruga preko izmjenivača do trošila, tj. motora. Nakon vođenja sklopki V5 i V6 u I i II sektoru (pozitivna struja i_C i negativna struja i_B), u III i IV sektoru struja i_A preuzima vođenje od struje i_C (komutira s njom) što se vidi na mapi vođenja na dijelu b) slike. Svaka od faza vodi 120° el.



Slika 3.5 - smještaj davača pozicije rotora i pripadni valni oblici za 4-polni BIM (5)

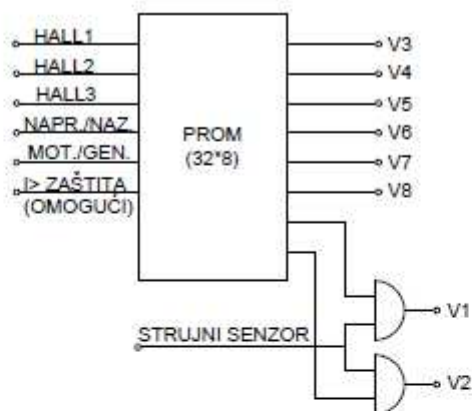
Za sada je objašnjen način upravljanja izmjenjivačem u 6 koraka zasnovan na određivanju položaja rotora pomoću Hallovog senzora. Sada se može uvesti i nadređeni krug upravljanja, a to je krug regulacije struje motora. Razlika u zahtjevanom obliku struja BIM-a s pravokutnim i BIM-a sa sinusnim strujama vodi na različita rješenja sklopova za upravljanje strujom motora. Pri tome se za BIMP najčešće koristi histerezni regulator ili regulator struje s pulsno širinskom modulacijom, PWM-om (engl. **Pulse Width Modulation**), koji osiguravaju da stvarna struja uz dozvoljena odstupanja slijedi zadanu referentnu vrijednost. Pomoću histereznog regulatora struje, mjernog člana položaja rotora i izmjenjivača postiže se napajanje BIM-a strujama približno pravokutnog oblika [L1]. Nazivi *histerezni regulator*, *dvopoložajni komparator s histerezom*, *Schmittov trigger* i *bang-bang regulator* su često korišteni sinonimi za ovu vrstu regulatora.



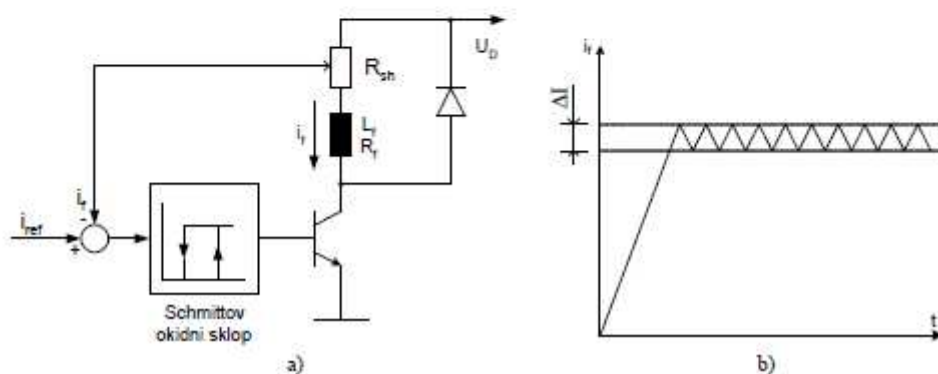
Slika 3.7 – a) i b) Prikaz stanja vođenja sklopki izmjenivača BIMP-a kod istovremenog vođenja dviju faza (5)

Upravljačka logika, (sl.3.2. i sl.3.4.) pomoću signala s Halovih senzora (sl.5) aktivira sklopke izmjenivača (sl.3.6.a) prema odgovarajućem zapisu u memorijskom polju PROMa, sl.7a. Na taj način struju počinju voditi dvije faze koje definiraju sektor vođenja prema sl.3.6.b. Histerezni regulator struje prikazan na slici 8.a. ima trajanje vođenja ili pauze (popunjenost impulsa) određeno ne samo referentnim signalom, nego i brzinom promjene fazne struje koja ovisi o trenutnoj vrijednosti induktiviteta faze, L_f . Pogreška regulacije struje ΔI određena je samo područjem neosjetljivosti (širinom histereze) Schmittovog okidnog sklopa (dvopoložajnog regulatora s histerezom). Rješenje sa strujnim pojasom osigurava nepromjenljivost pragova komutacije okidnog sklopa s obzirom na referentnu i stvarnu vrijednost struje, jer reagira samo na njihovu razliku. Povratna veza se ostvaruje pomoću mjernog člana (senzora) struje. Na sl.3.8.a. je prikazan otpornički strujni mjerni član struje (tzv. *shunt*, čita se *šant*). Budući da je amplituda struje istosmjernog međukruga uvijek jednaka amplitudi fazne struje motora, kod ovog načina upravljanja strujom u šest koraka, mjeri se struja istosmjernog međukruga umjesto fazne struje. Stoga se kao senzor struje obično koristi shunt, koji je u seriji s izmjenjivačem. Ako je zadana referentna vrijednost struje faze u stacionarnom stanju, stvarna struja pod utjecajem napona napajanja sklopke U_d počinje rasti sve dok ne dosegne iznos $I_{ref} + \Delta I/2$, pri čemu je ΔI širina histereze Schmittovog sklopa, sl.8b. Nakon toga, u skladu sa shemom a), struja pada na

iznos $I_{ref} - \Delta I/2$ i taj ciklus se ponavlja sve dok vođenje struje ne preuzme druga faza.



Slika x.7. Zapis stanja sklopki u programabilnoj memoriji.



Slika 3.8 - Histerezni regulator (Schmittov okidni sklop) s idealiziranim valnim oblikom struja motora u odzivu na skokovitu referentnu vrijednost (5)

3.1.1 Matematički model

Za modeliranje BIM-a s pravokutnim strujama (BIMP-a) upotrijebljene su fazne varijable zbog njegovog nesinusoidalnog inducirano napona i faznih struja.

Naponske jednačbe BIM-a mogu se napisati kao

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a + sL_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b + sL_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c + sL_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

gdje su u_a , u_b i u_c fazni naponi, i_a , i_b i i_c su fazne struje, e_a , e_b i e_c su fazni inducirani naponi (protu-elektromotorne sile), R_a (R_b i R_c) su otpori, L_a (L_b i L_c) induktiviteti faza a s je Laplaceov operator koji je preslika operatora deriviranja, d/dt . Elektromagnetski moment se sada, pored izraza, može na osnovi (3.2) izraziti i relacijom

$$M_e = \frac{e_a \dot{I}_a + e_b \dot{I}_b + e_c \dot{I}_c}{\omega_m} \quad (3.3)$$

gdje je ω_m mehanička brzina vrtnje rotora. Jednadžba gibanja je definirana izrazom

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{M_e - b\omega_m - M_t}{J} = \frac{M_e - M_{tr,v} - M_t}{J} = \frac{M_m - M_t}{J} \quad (3.4)$$

gdje je M_e elektromagnetski moment motora, M_m moment motora (na osovini), M_t moment tereta, $M_{tr,v}$ moment gubitaka trenja i ventilacije, b konstanta viskoznog trenja, a J moment tromosti osovine rotora i tereta. Treba napomenuti da je razlika između elektromagnetskog momenta M_e i momenta na osovini motora M_m (momenta koji se predaje radnom mehanizmu) u gubicima trenja i ventilacije motora. Za proračune koje ne zahtijevaju veliku točnost, ovi se gubici zanemaruju, pa onda vrijedi $M_e = M_m$. Prema jednadžbi (3.3) moment BIM-a s pravokutnim strujama je produkt faznog induciranog napona i fazne struje. Inducirani naponi u svakoj fazi su trapezoidalnog oblika i međusobno pomaknuti za 120° električnih stupnjeva u trofaznom stroju. Iznos fazne struje je određen referentnom vrijednošću struje (sl.3.8.) definiranog nadređenim regulacijskim krugom (krug regulacije brzine) i stvarnom strujom faze, što osigurava regulator struje. Zbog toga se može reći da u stacionarnom stanju BIM s pravokutnim strujama generira konstantan moment, što se može zaključiti i na osnovi slike 3.4. Ovo načelo upravljanja, obično nazvano upravljanje strujom u šest koraka, ilustrirano je na slici 3.6. Amplituda induciranog napona svake faze je proporcionalna brzini vrtnje rotora i dana je s izrazom

$$E = k_e \Phi \omega_m = c_e \omega_m \quad (3.5)$$

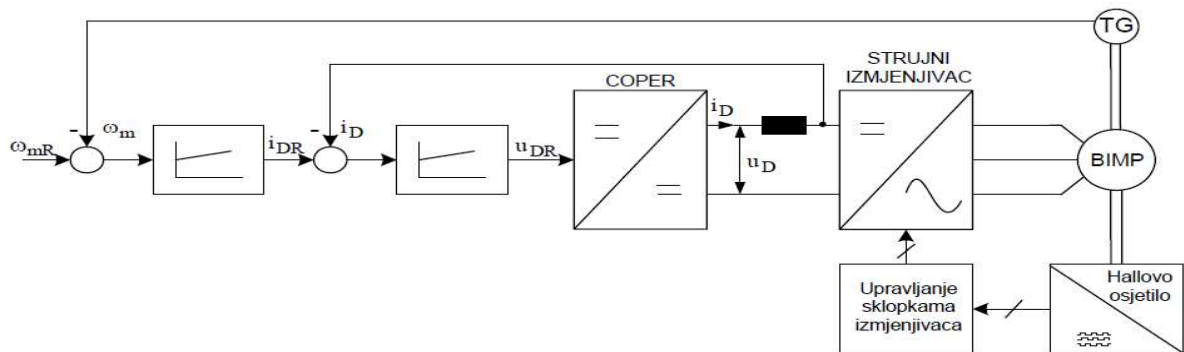
gdje je k_e konstanta koja ovisi o broju zavoja svake faze (konstrukcijske konstante), Φ je stalni magnetski tok i ω_m je mehanička brzina vrtnje. Prema slici 3.4, tijekom bilo kojeg intervala od 120° trenutna snaga pretvorena iz električne u mehaničku je zbroj doprinosa dvaju u seriji spojenih faza i dana je izrazom

$$P_e = \omega_m M_e = 2EI \quad (3.6)$$

gdje je M_e elektromagnetski moment, a I je amplituda fazne struje. Uz zanemarenje gubitaka trenja i ventilacije ($M_e = M_m$) te uvrštenjem (3.5) u (3.6) i sređivanjem, dobije se izraz za razvijeni moment motora

$$M_m = 2k_m \Phi I = 2c_m I \quad (3.7)$$

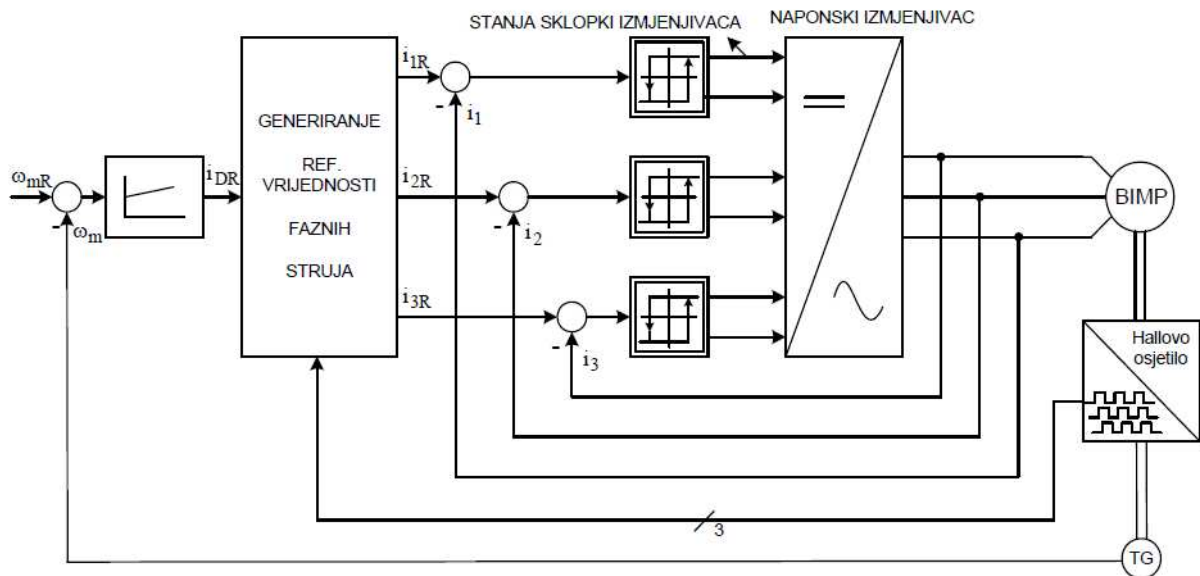
gdje su k_m i c_m konstante momenta, pri čemu vrijedi $k_m = k_e$. Konstanta c_m se uvodi u izraz (3.7) kao rezultat pojednostavljenja modela koji je moguć zbog konstantne uzbude (permanentni magneti!). Budući da je moment motora, prema izrazu (3.7), proporcionalan samo amplitudi fazne struje, upravljanje momentom BIM-a se postiže upravljanjem faznom strujom. Ovdje se uočava velika sličnost između klasičnog istosmjernog stroja i BIMP-a s pravokutnim strujama. Varijable kao struja, inducirani napon, uzбудni tok te odgovarajuće konstante su ne samo slične, nego i funkcionalno gotovo identične, pa se za mehatroničke sustave zasnovane na ovim motorima može primijeniti isti matematički model kao i za klasične istosmjerne motore. Isto vrijedi i za mehaničke karakteristike BIMP-a. Što se karakteristika regulacije tiče, za BIMP vrijede karakteristike klasičnog (kolektorskog) istosmjernog stroja, ali samo u području konstantnog momenta. Zbog nemogućnosti slabljenja uzbudnog polja iznad nazivne brzine (permanentni magneti), BIM s pravokutnim strujama se *ne može upravljati u području konstantne snage*.



Slika 3.9 - strukturna blokovska shema upravljanja BIMP-a pomoću strujnog izmjenjivača (5)

Zahtijevani pravokutni valni oblik struja vodi na korištenje strujnog izmjenjivača, slika 3.9. Struktura regulacije brzine vrtnje i struje odgovara dobro poznatoj i jednostavnoj kaskadnoj regulacijskoj strukturi istosmjernog motora. Upravljanje momentom se ostvaruje regulacijom ulazne istosmjerne struje izmjenjivača i_D . U regulacijskoj strukturi, na slici.3.9, izlaz nadređenog regulacijskog kruga brzine vrtnje i_{DR} predstavlja referentnu vrijednost kruga regulacije struje izmjenjivača i_D ,

koja se regulira naponom čopera u_D . Izlazna veličina regulatora struje (i_{DR}) predstavlja referentnu vrijednost izlaznog napona čopera (ili tiristorskog usmjerivača) na koji je priključen strujni izmjenjivač. Pri tome se sklopke izmjenjivača uključuju na pojavu bridova pravokutnih signala s Hallovog senzora.

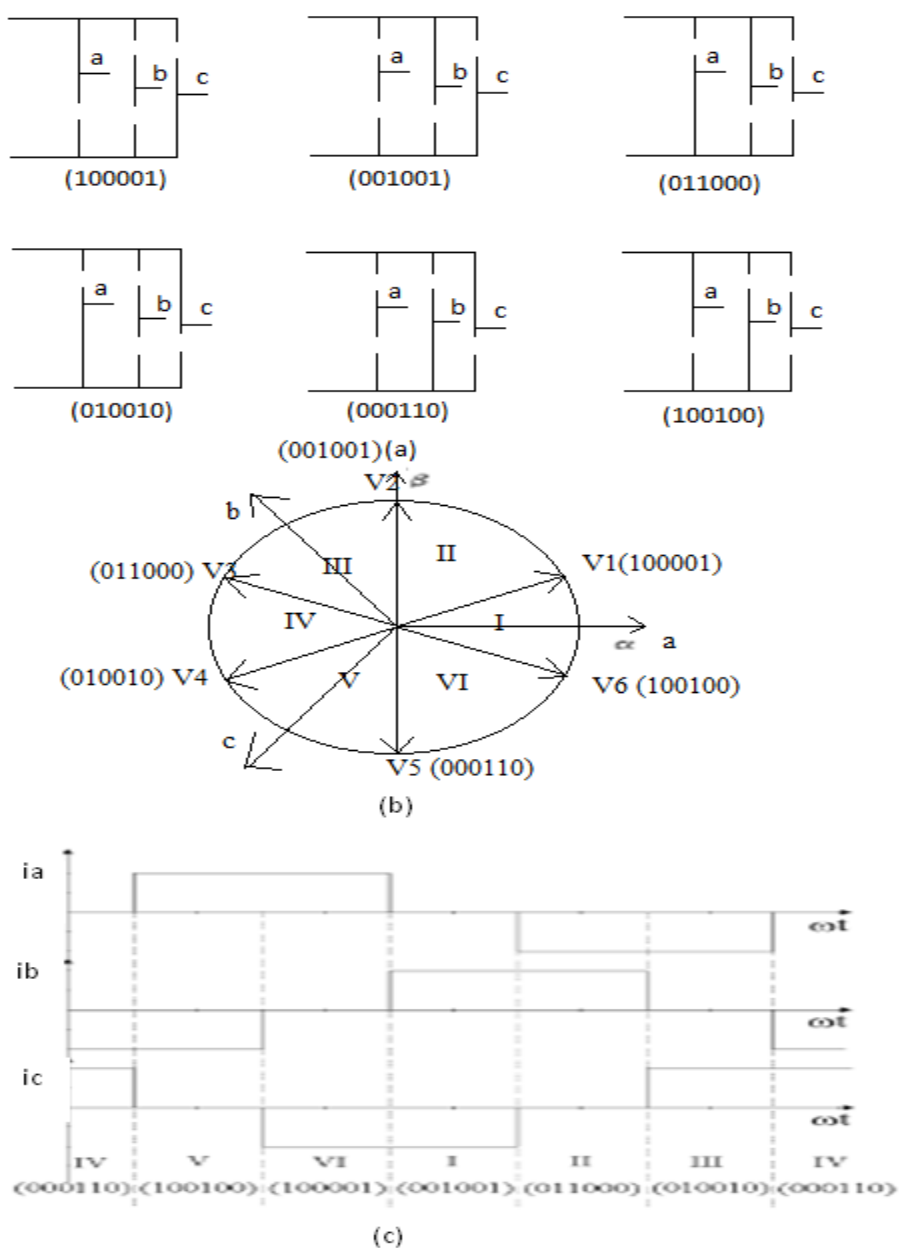


Slika 3.10 - strukturna blokovska shema upravljanja BIMP-a sa strujno-reguliranim naponskim izmjenjivačem (5)

Kod inačice upravljanja s BIMP-om prema slici 3.10, pravokutni impulsi sa Hallovog senzora na ulazu u izmjenjivač ne bi mogli osigurati pravokutne faze struje u motoru. Zbog toga se, za razliku od sheme na slici 3.9, ne može pravokutnim signalima s Hallovog senzora izravno upravljati sklopkama naponskog izmjenjivača. Upravljanje momentom se ostvaruje regulacijom faznih struja. Za svaku fazu postoji regulator fazne struje. Tri histerezna regulatora struje funkcioniraju tako da strujom upravlja regulator onefaze kroz koju u tom intervalu teče pozitivna struja (ostala dva regulatora u tom intervalu ne djeluju na sklopke izmjenjivača). Na svom izlazu on daje digitalne signale za dvije tranzistorske sklopke u izmjenjivaču. Stvarne struje motora slijede referentne uz određeno odstupanje ΔI , pa se u struji i elektromagnetskom momentu motora javljaju harmoničke komponente relativno visoke frekvencije. Ta frekvencija ovisi o parametrima motora, širini histereze regulatora struje i o naponu istosmjernog međukruga. Referentne vrijednosti faznih struja (i_{1R} - i_{3R}) generiraju se množenjem referentne vrijednosti i_{DR} (izlazne veličine regulatora brzine) s jediničnim pravokutnim signalima struje u bloku za generiranje referentnih

vrijednosti faznih struja. Oblici tih signala odgovaraju željenim valnim oblicima struje (slika 3.4. i slika 3.6.b.), a dobivaju se jednostavnom digitalnom obradom signala s Hallovih senzora. Struktura pogona s naponskim izmjenjivačem na slici 3.10. jednostavnija je i jeftinija jer ne zahtijeva ugradnju čopera. S druge strane, upravljačka struktura je nešto složenija i zahtjeva tri mjerna člana faznih struja (može i dva mjerna člana struje, ako je priključak motora izveden bez nul vodiča, $i_3 = -i_1 - i_2$). Može se zaključiti da jednostavnost senzora položaja i upravljačke strukture predstavlja prednost korištenja BIMP-a u odnosu na BIMS ili asinkroni motor. Dodatne pogodnosti BIMP-a napajanog iz strujnog izmjenjivača su niska sklopna frekvencija izmjenjivača i samo jedan mjerni član struje. Nedostaci proizlaze iz naglašene valovitosti momenta motora pri nižim brzinama vrtnje. Time je ograničena primjena BIMP-a u sustavima za pozicioniranje i u sustavima regulacije brzine vrtnje koji zahtijevaju visoku točnost regulacije u području malih brzina vrtnje. (5)

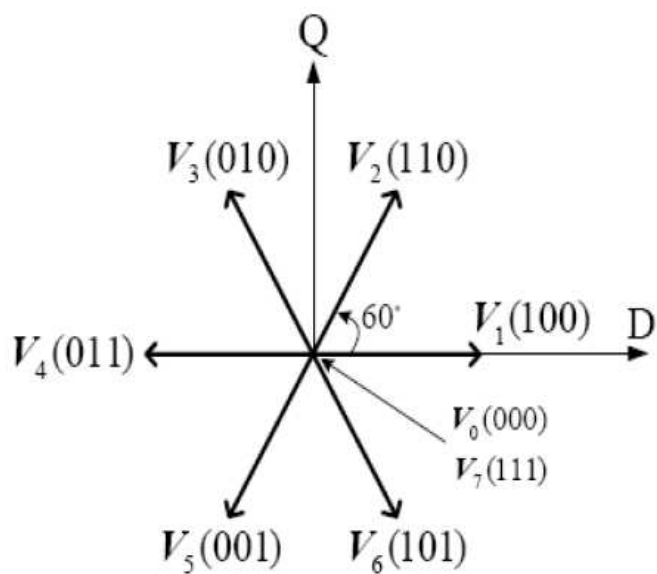
3.1.2 Upravljački most



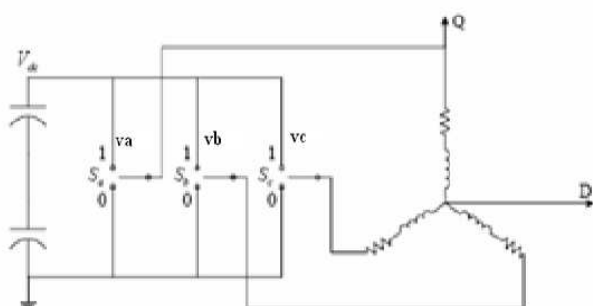
Slika 3.11 – prikaz stanja 6-koračnog invertora (mosta), te vektora koji opisuju stanja, kao i valnih oblika sva tri statorska namota (6)

Upravljački most se sastoji od 3 serijska spoja dva tranzistora (MOSFET i sl.) u paraleli međusobno. Stanje za pojedini spoj označavamo binarnom jedinicom ako gornji tranzistor, tj. sklopka vodi, a nulom ako je situacija obrnuta, takva stanja su obilježena ne nul vektorima na gornjoj i donjoj slici, dok ako su sve tri donje ili gornje sklopke istovremeno zatvorene, onda imamo situaciju da motor koči i to je predstavljeno nul vektorima V_0 i V_7 (donja slika). Faze a, b i c su

spojene na odgovarajuće namote statora. Komutacija motora se izvršava pravovremenim mijenjanjem naelektriziranosti namota.



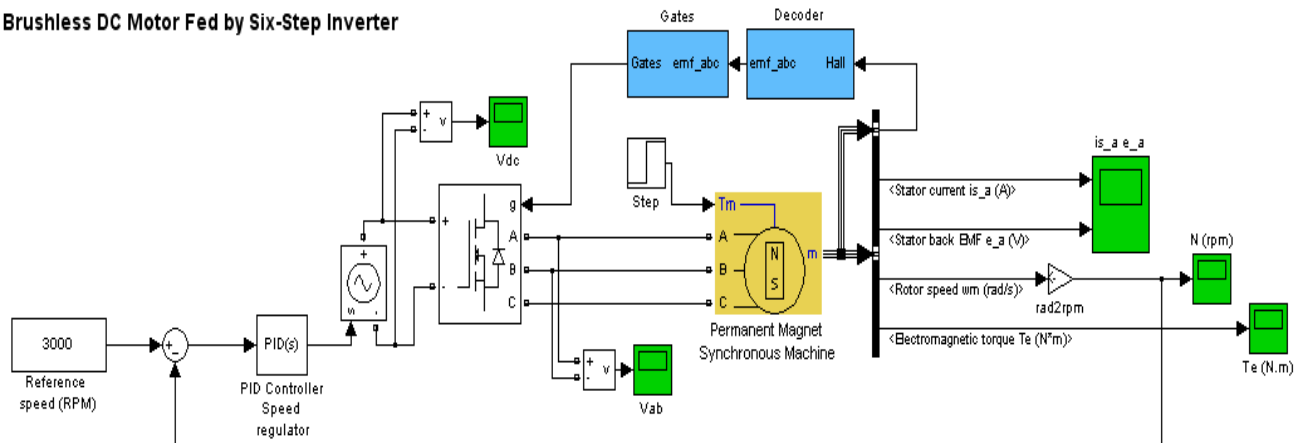
Slika 3.12 – prikaz vektora (7)



Slika 3.13 – prikaz mosta/invertora i spoja na statorske namote (7)

3.1.3 Simulacija rada motora

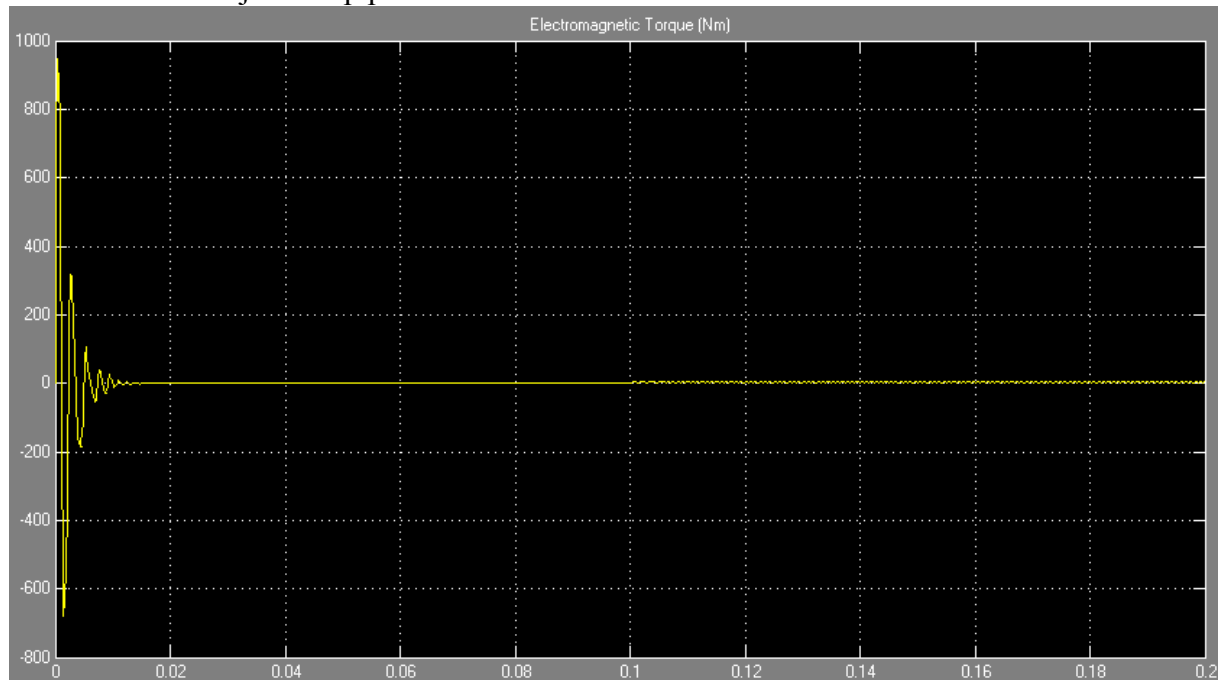
Brushless DC Motor Fed by Six-Step Inverter



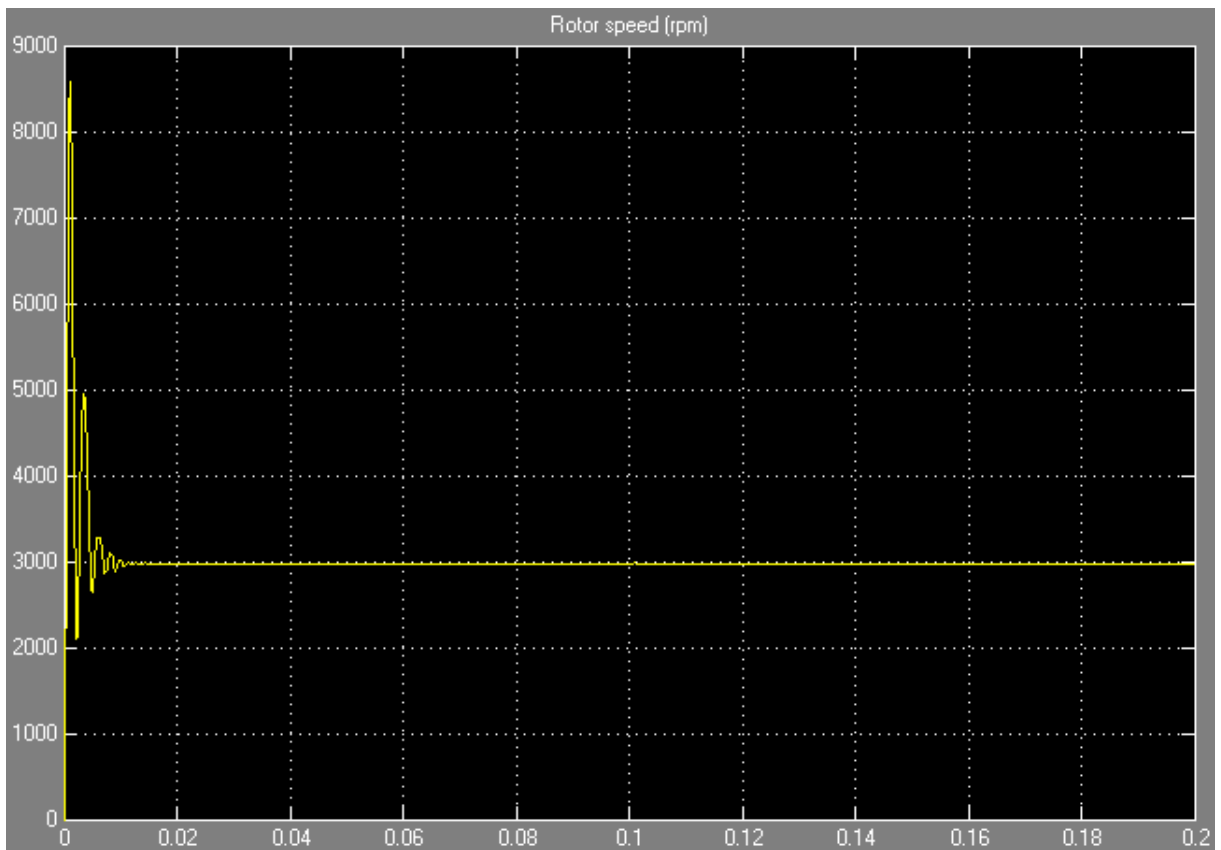
Slika 3.14 – prikaz simulacijskog sustava u programskom alatu simulink

3.1.3.1 Rezultati simulacije

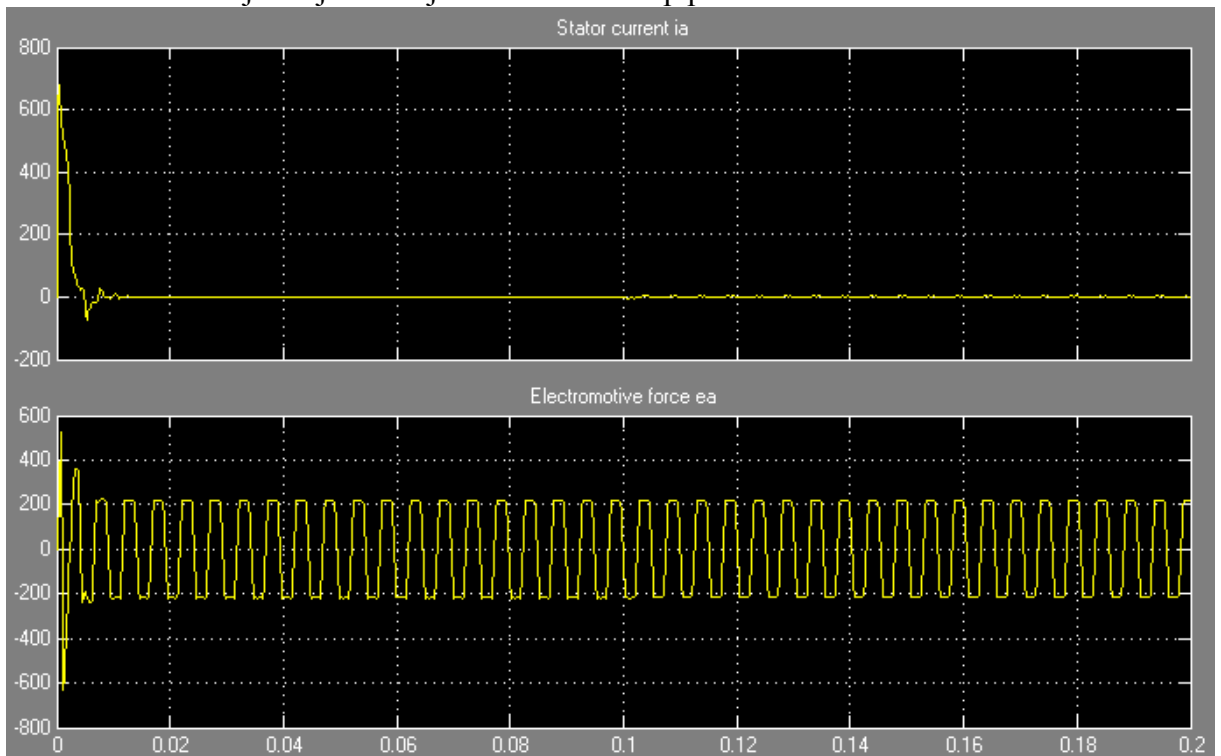
Rezultati simulacije za step pobudu intenziteta 3:



Slika 3.15 – krivulja električnog momenta za step pobudu



Slika 3.16 – krivulja broja okretaja u sekundi za step pobudu



Slika 3.17 – krivulje struje statora i pozadinske elektromotorne sile (back EMF) za step pobudu

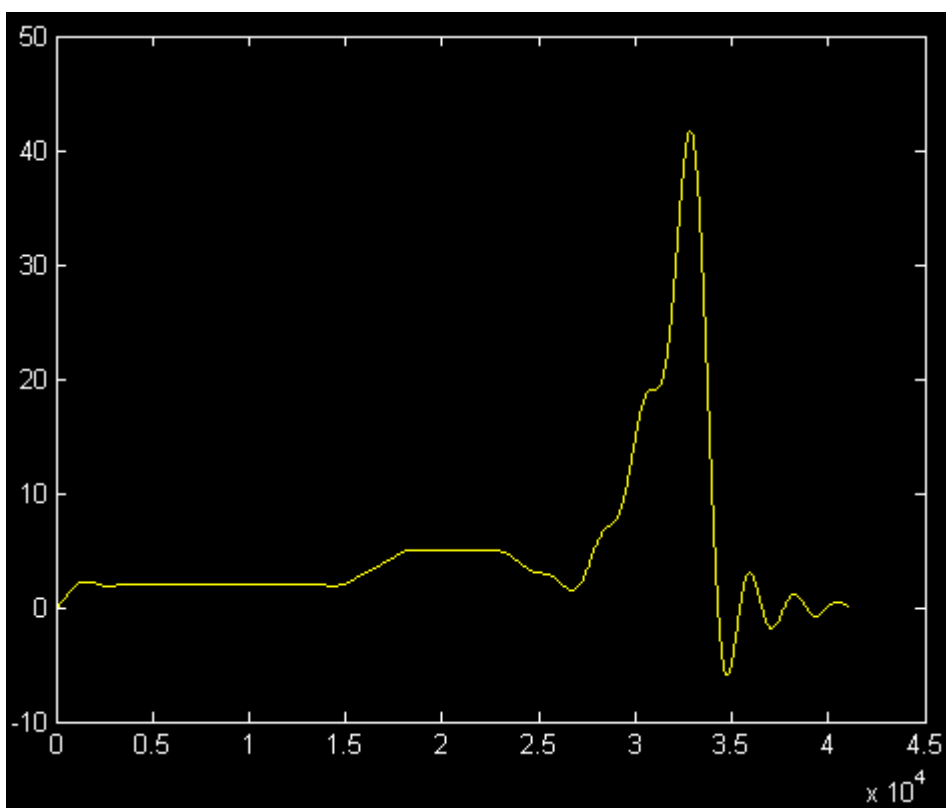
3.1.3.2 Proizvoljna pobuda

Nakon dobivanja rezultata simulacije za jednostavnu, generičku pobudu, pripremila se proizvoljna pobuda na sljedeći način:

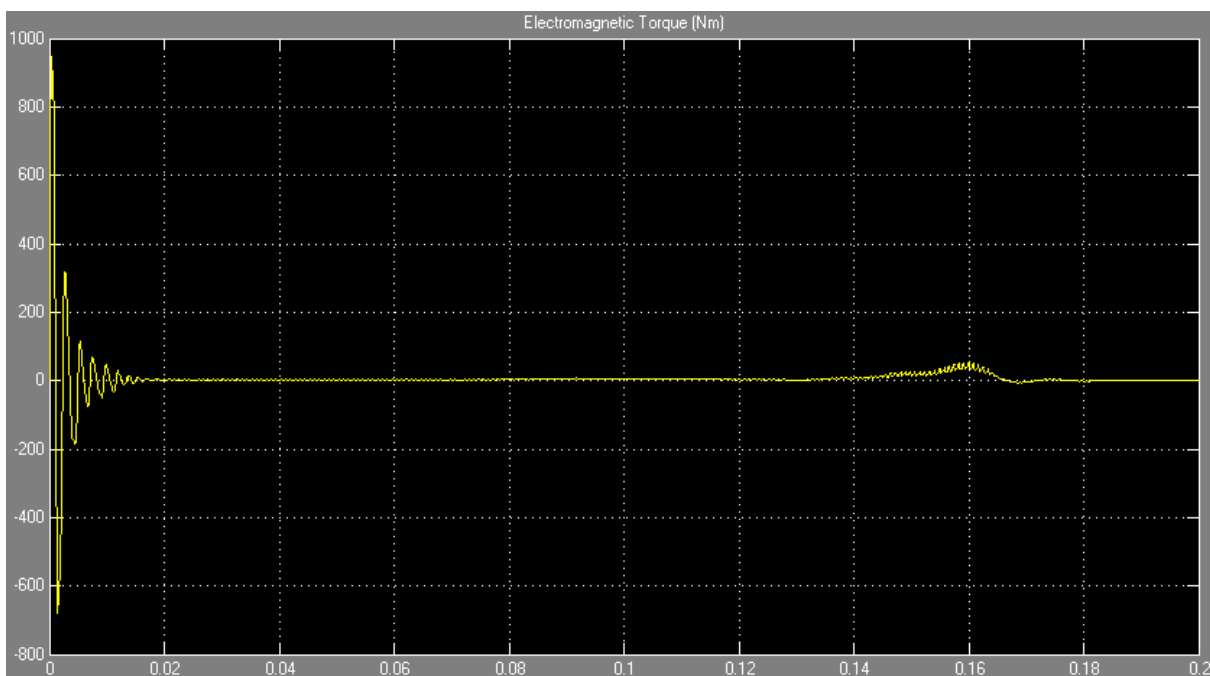
```
t=0:1:35;  
y=zeros(length(t));  
y(2:14)=ones(1,13)*2;  
y(15)=ones*3;  
y(16)=ones*4;  
y(17)=ones*5;  
y(18:21)=ones(1,4)*5;  
y(22)=ones*4;  
y(23)=ones*3;  
y(24)=ones*2;  
y(25)=ones*3;  
y(26)=(ones*2)^2+ones*3;  
y(27)=(ones*3)^2+ones*3;  
y(28)=(ones*4)^2+ones*3;  
y(29)=(ones*5)^2+ones*3;  
y(30)=(ones*6)^2+ones*3;  
y(31:35)=zeros(1,5);
```

a=y' -> kako bi se cijela sekvenca pobude (početnih 36 uzoraka) stavila u jedan redak
b.time=(0:1:41147)' -> definicija vremenske osi (broja potrebnih uzoraka) za simulaciju
b1=(0:1:41147)' -> broj potrebnih uzoraka (simulacija se odvija 0.2 sekunde, što znači da nam pri periodu od $T_s=5\mu s$ odnosno frekvenciji $1/T_s=200kHz$, treba 40000 uzoraka, a to znači širenje izvornog signala za približno 1143 puta->funkcija resample, vidjeti niže)
b2=a(1,1:36)' -> izolacija retka sa uzorcima pobude
b2=resample(b2,1143,1) -> rastezanje pobude za 1143 puta, što rezultira brojem od 41148 uzoraka, nešto više od potrebnog
b.signals(1).values=[b1/41147*0.2 b2] -> priprema strukture oblika zapisa (engl. Structure) sa Time (vrijeme) oblikom podataka za prijenos u simulacijsku okolinu, dijeljenje i množenje je potrebno, jer inicijalna definicija postavlja trajanje signala na 41148 sekundi, pa je to potrebno skratiti na 0.2 sekunde, koliko traje sama simulacija

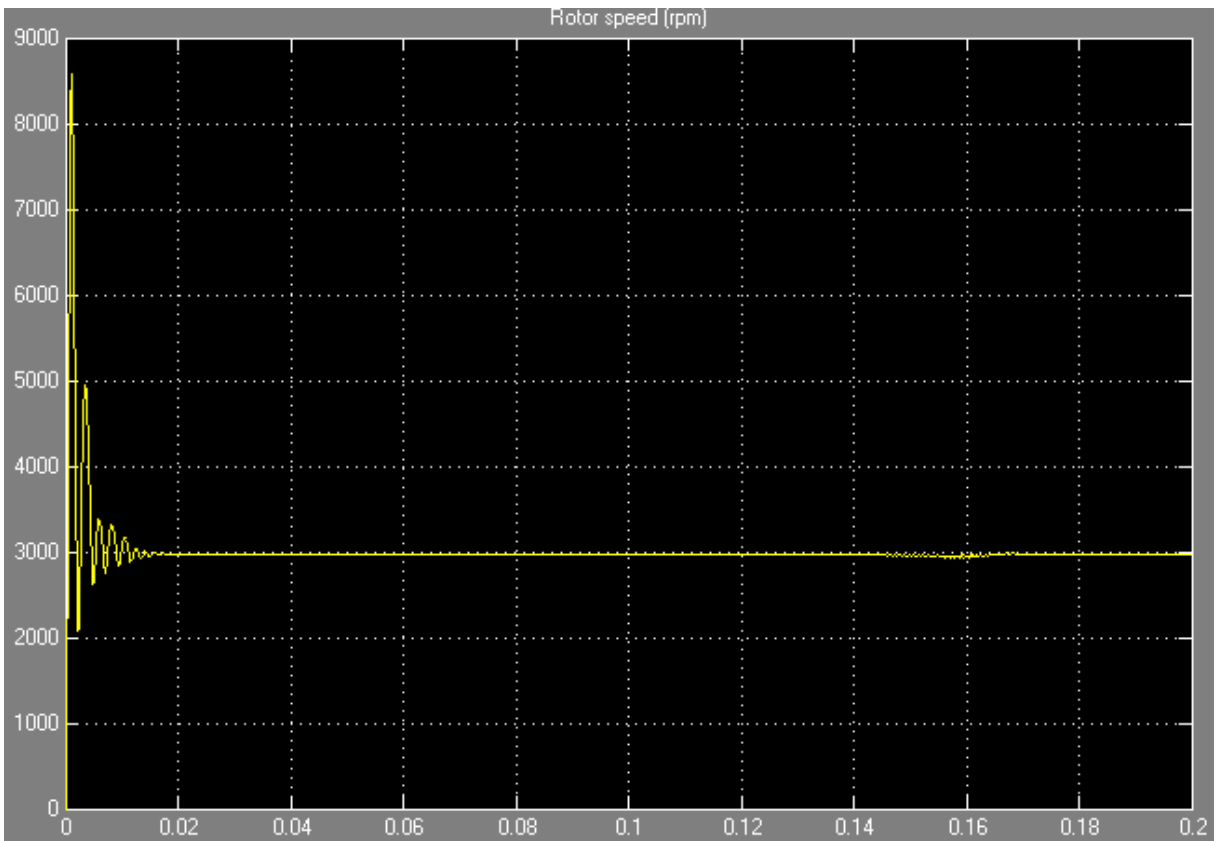
3.1.3.3 Rezultati simulacije za proizvoljnu pobudu



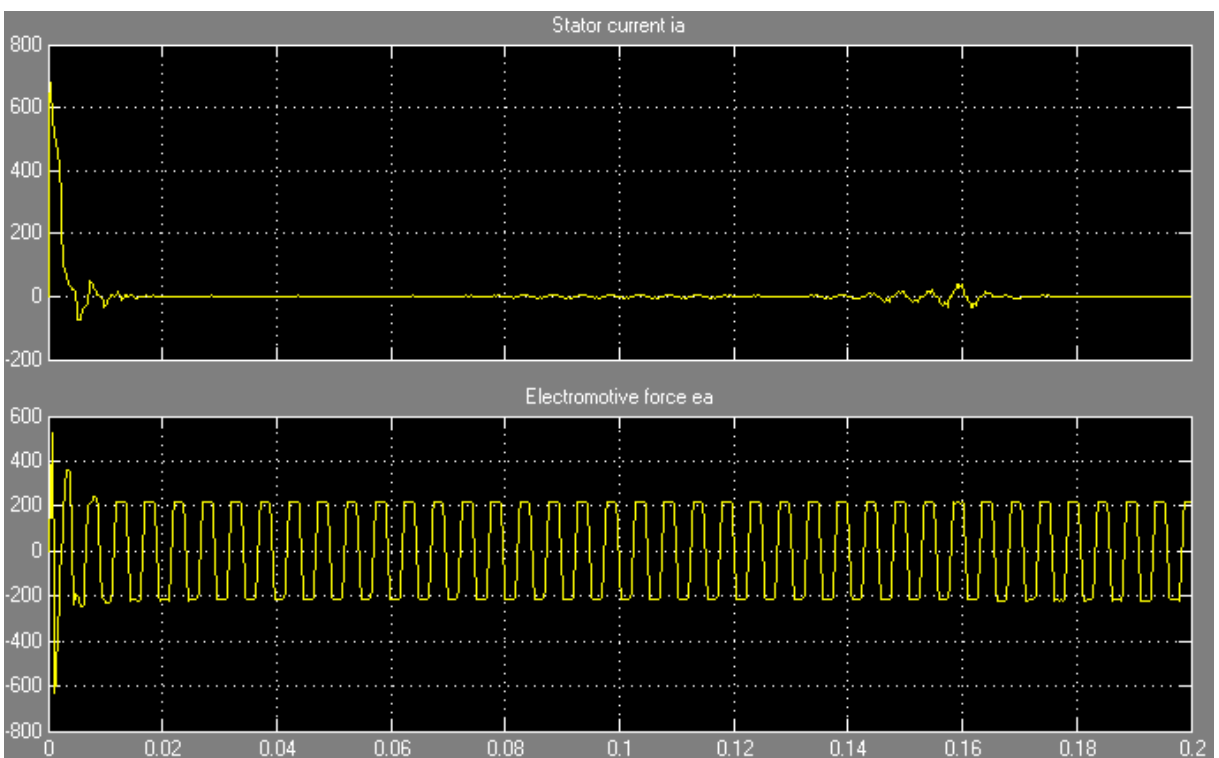
Slika 3.18 – proizvoljna pobuda



Slika 3.19 – krivulja elektromagnetskog momenta za proizvoljnu pobudu



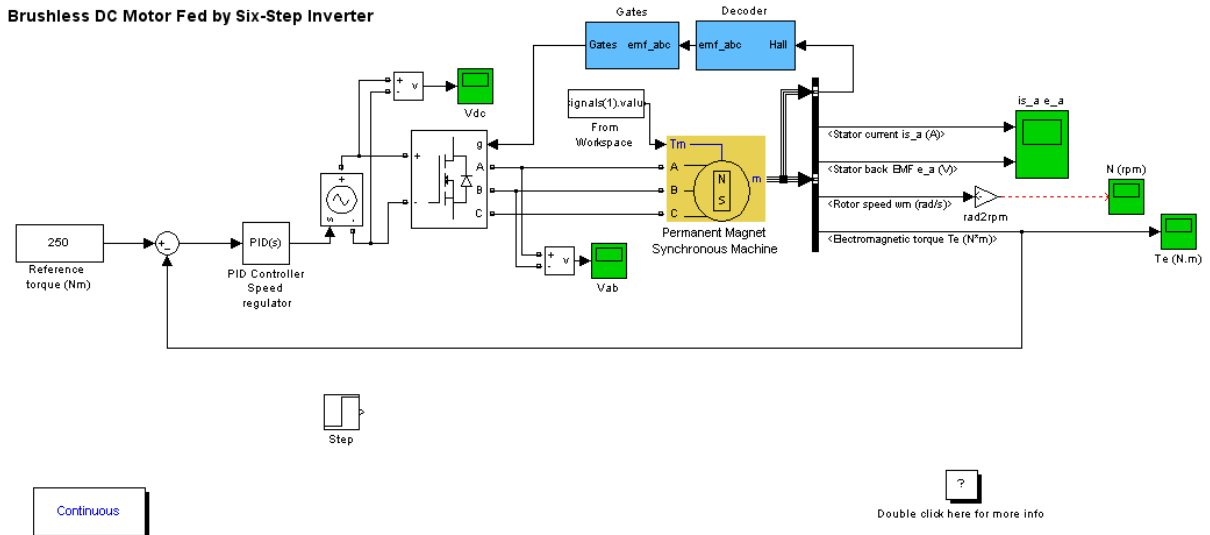
Slika 3.20 – krivulja broja okretaja u sekundi za proizvoljnu pobudu



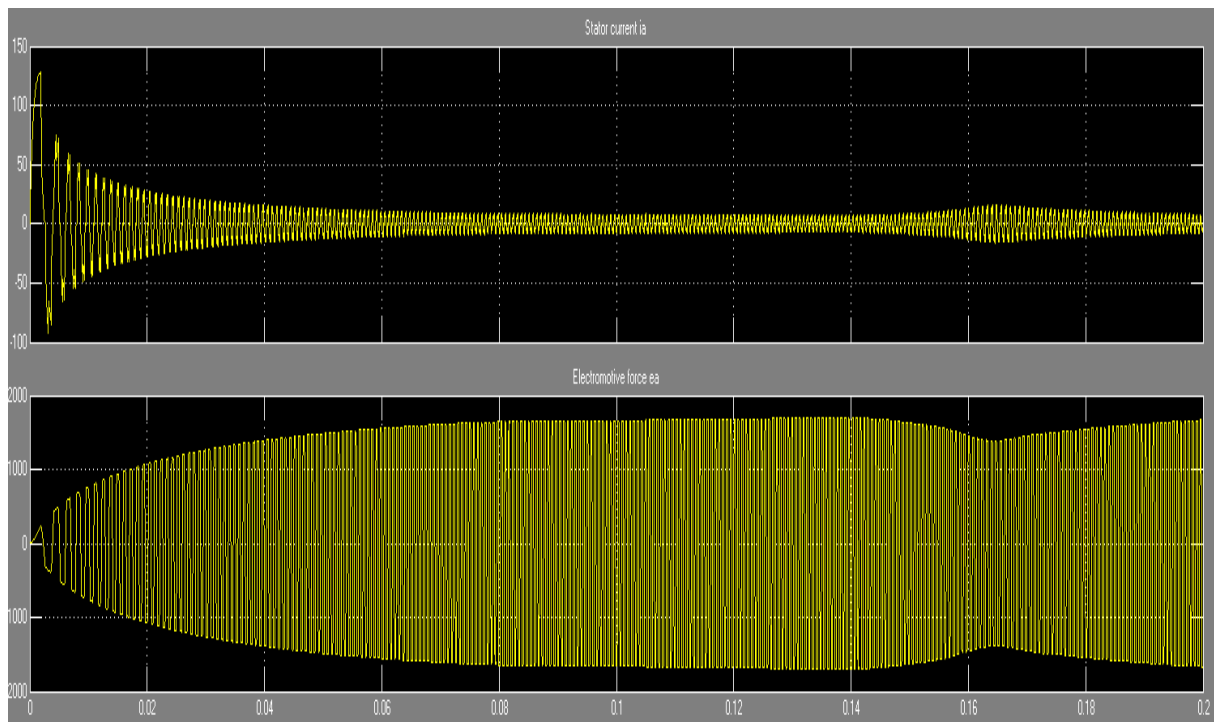
Slika 3.21 - krivulje struje statora i pozadinske elektromotorne sile (back EMF) za proizvoljnu pobudu

3.1.3.4 DTC simulacija

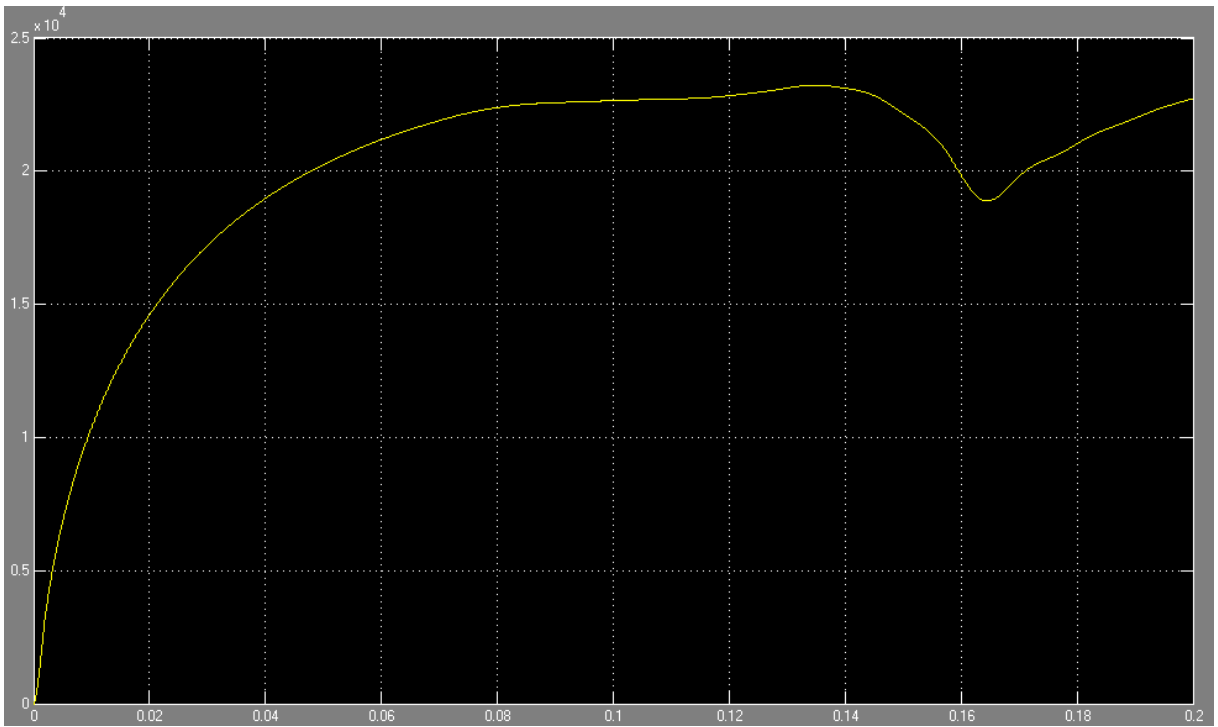
Obavljena je DTC simulacija (povratna veza premještena sa rotorske brzine na elektromagnetski moment) za istu pobudu kao u prethodnom primjeru, rezultati su u nastavku.



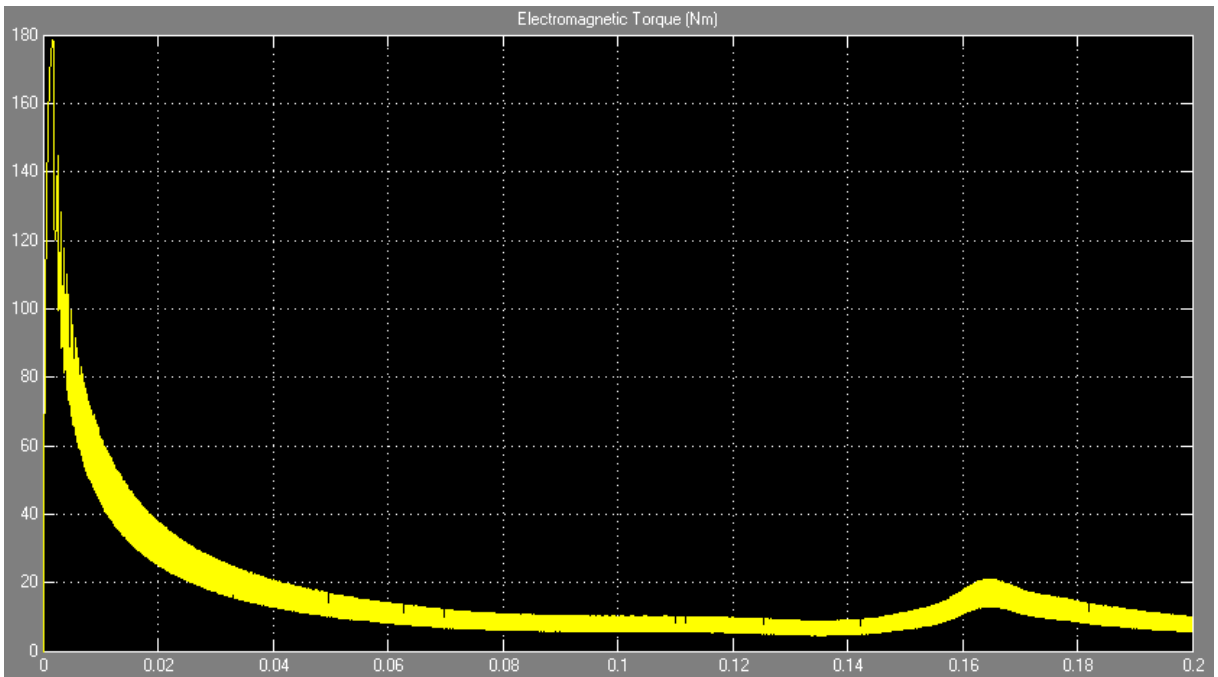
Slika 3.22 – simulator za DTC metodu



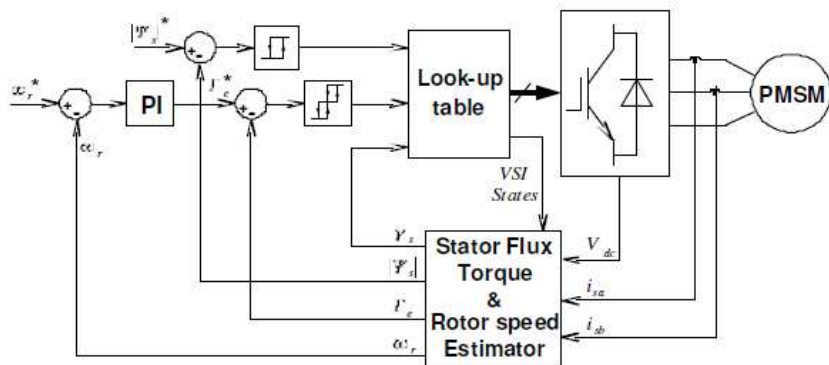
Slika 3.23 – struja statora i elektromotorna sila za DTC metodu (povratna veza premještena sa rotorske brzine na elektromagnetski moment)



Slika 3.24 – krivulja broja okretaja u sekundi za DTC metodu



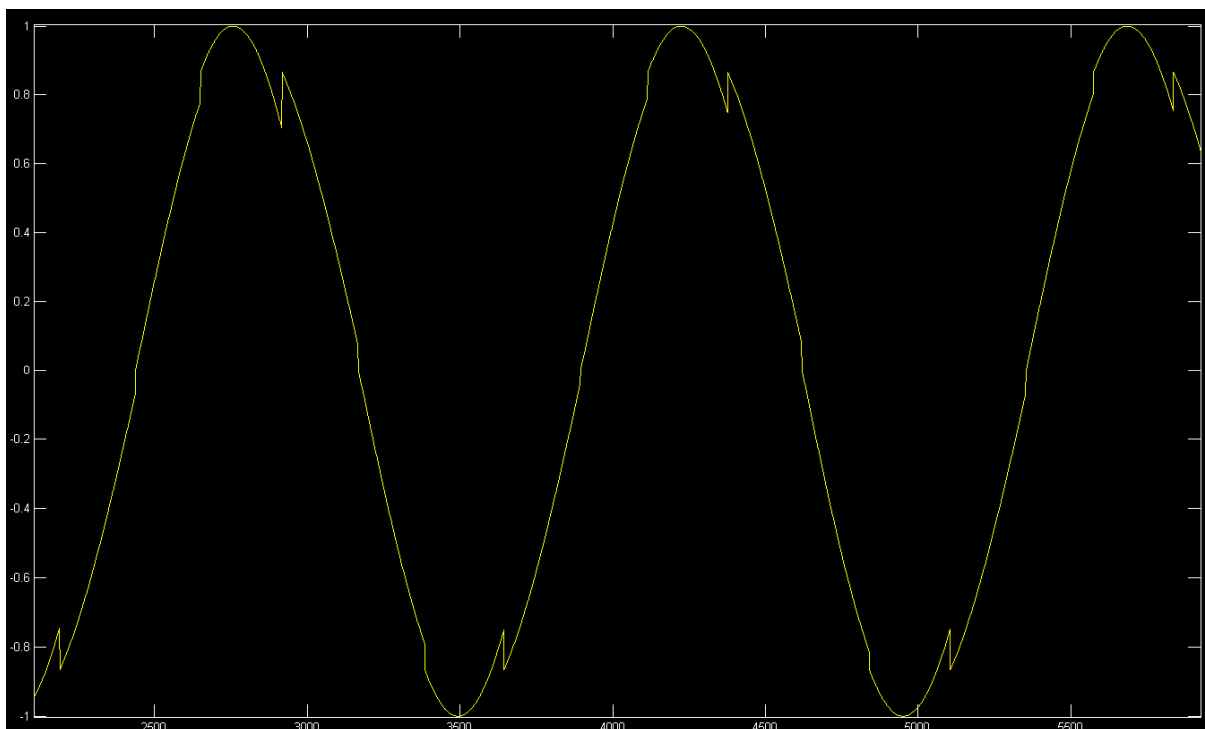
Slika 3.25 – krivulja elektromagnetskog momenta za DTC metodu



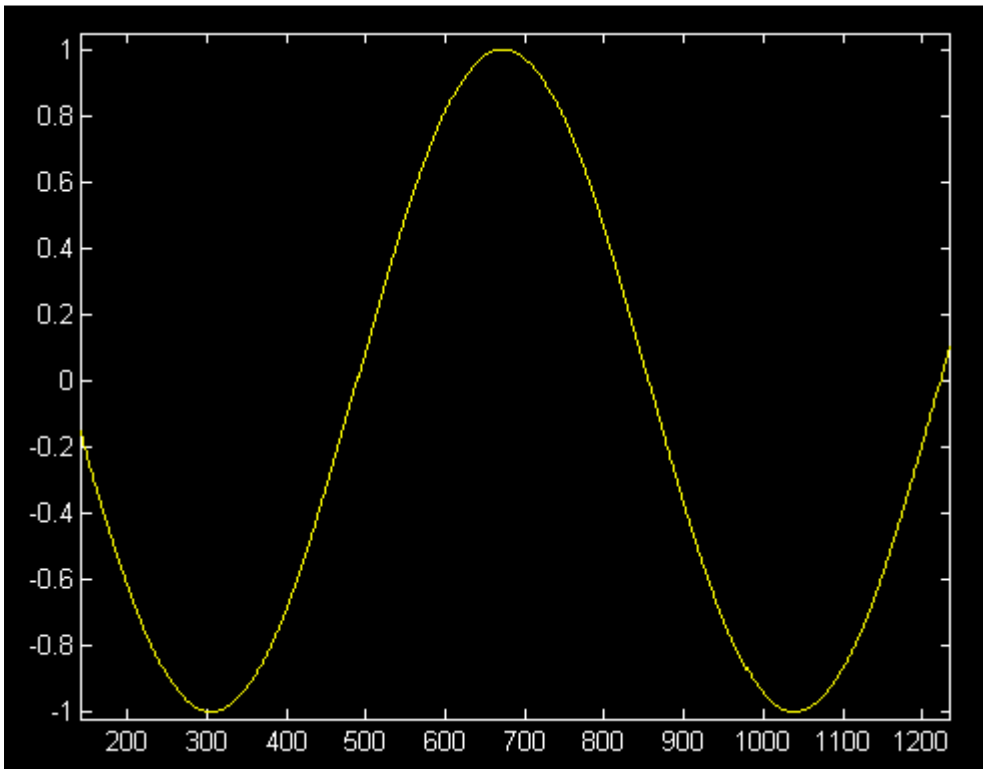
Slika 3.26 – shematski prikaz DTC metode za BIM sa PM (8)

3.1.3.5 Dobivanje upravljačkog signala metodom SVPWM za BIM sa PM u MATLAB-u

Napravljena je simulacija PWM signala frekvencije 20kHz u MATLABU, rezultati su u nastavku.



Slika 3.27 – iscertani sinus za lošiju estimaciju
(kut=kutna_brzina*vrijeme+početni_kut_za_sektor)



Slika 3.28 – iscrtani sinus za bolju estimaciju
 (kut=kutna_brzina*vrijeme+0.5*kutno_ubrzanje*vrijeme^2+početni_kut_za_sektor)

Dvije slike se razlikuju zbog primijenjene formule, a korišteni kodovi su navedeni u nastavku.

Lošija estimacija:

```

brojac1=1;%brojac elemenata niza ulaz, tj. hall-ovih događaja
omega=0;
brojac2=1;%brojac PWM događaja
sinus(1:5000)=0;
clock=2500*floor(ulaz(brojac1)/2500);%ukupno vrijeme, počinjemo od broja
koji je višekratnik 2500 i koji je po veličini najbliži prvom timestam-u
while true
    if clock==2500*floor(ulaz(brojac1)/2500) %hall-ov događaj
        if brojac1>1
            omega=(pi/3)/(ulaz(brojac1)-ulaz(brojac1-1));%izračunaj
omega, prvu zanemarujemo!
        end;
        if brojac1==677
            break;%došli smo do kraja niza ulaz
        end;
        brojac1=brojac1+1;
    end;
    if brojac2~=1 && brojac1~=1
        sektor=mod(brojac1,6);
        switch sektor
            case 0
                sinus(brojac2)=sin(omega*(clock-2500*floor(ulaz(brojac1-
1)/2500)));%izračunaj sinus u prvom sektoru (dodajemo 0 stupnjeva)
            case 1

```

```

        sinus(brojac2)=sin(omega*(clock-2500*floor(ulaz(brojac1-
1)/2500))+(pi/3));%izračunaj sinus u drugom sektoru (dodajemo 60
stupnjeva)
    case 2
        sinus(brojac2)=sin(omega*(clock-2500*floor(ulaz(brojac1-
1)/2500))+(2*pi/3));%izračunaj sinus u trecem sektoru (dodajemo 120
stupnjeva)
    case 3
        sinus(brojac2)=sin(omega*(clock-2500*floor(ulaz(brojac1-
1)/2500))+(3*pi/3));%izračunaj sinus u cetvrtom sektoru (dodajemo 180
stupnjeva)
    case 4
        sinus(brojac2)=sin(omega*(clock-2500*floor(ulaz(brojac1-
1)/2500))+(4*pi/3));%izračunaj sinus u petom sektoru (dodajemo 240
stupnjeva)
    case 5
        sinus(brojac2)=sin(omega*(clock-2500*floor(ulaz(brojac1-
1)/2500))+(5*pi/3));%izračunaj sinus u sestom sektoru (dodajemo 300
stupnjeva)
    end;
end;
brojac2=brojac2+1;
clock=clock+2500;
end;
plot(sinus);

```

Bolja estimacija:

```

fid = fopen('putty.log', 'r');
T=fscanf(fid,'%d');
T_n=T(3:3:size(T));
t=T_n/(50*10^6);
t = t-t(1);
t_filt=filter([1 1 1]/3, 1, t);
%figure, stem(diff(t_filt)), xlabel('t filtrirani');
%figure, stem(diff(t)), xlabel('t');
%t=t(1:25)
% for i=3:size(t)-2
%     T1(i)=t(i+1)-t(i);
%     T2(i)=t(i+2)-t(i);
% end

T1 = zeros(1,size(t,1)-2);
T2 = zeros(1,size(t,1)-2);
for i=3:size(t,1)-2
    T1(i)=t_filt(i+1)-t_filt(i);
    T2(i)=t_filt(i+2)-t_filt(i);
end
T1(1:2)=[];
T2(1:2)=[];

w=2*pi.*((T1.^2-0.5*T2.^2)./(T1.*T2.*(T1-T2)))/3;
alpha=2*pi.*((T2-2*T1)./(T1.*T2.*(T1-T2)))/3;

clock=T1(1);
idx=1;
max_idx=300000;
out=zeros(max_idx, 1);

```

```

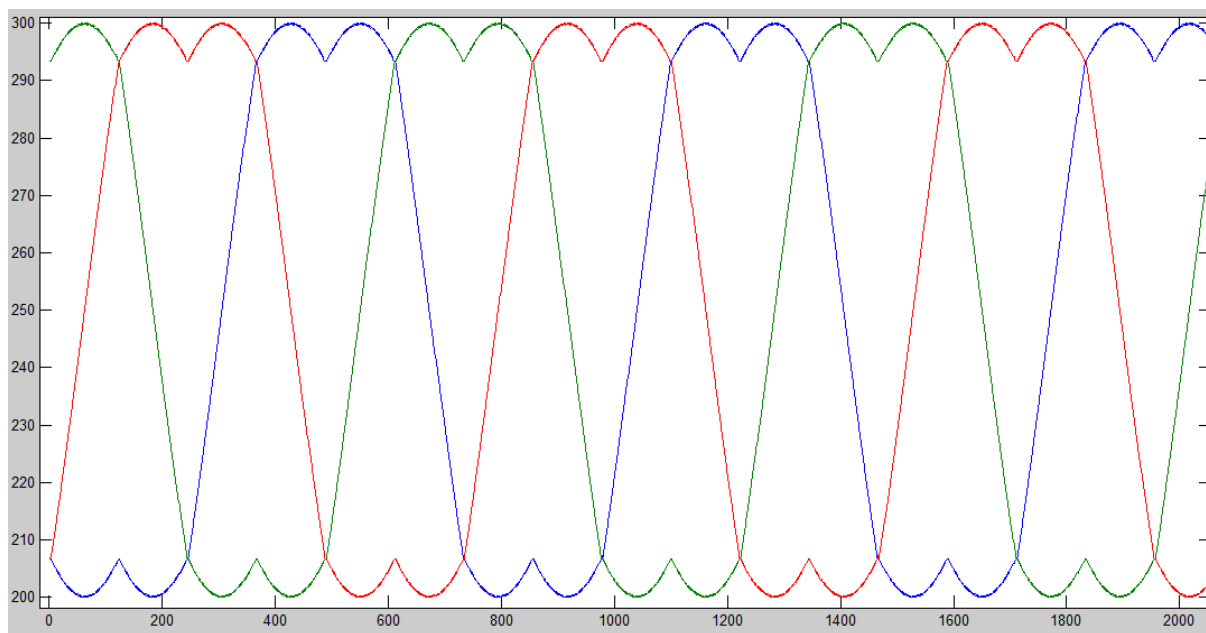
lidx=1;
while(1)
    if clock>T1(idx)
        idx=idx+1;
        if idx>length(T1)
            break;
        end
        clock=0;
    else
        switch mod(idx,6)
            case 0
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2;
            case 1
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+pi/3;
            case 2
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+2*pi/3;
            case 3
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+pi;
            case 4
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+4*pi/3;
            case 5
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+5*pi/3;
        end
        out(lidx)=phi;
        w(lidx)=w(idx);
        alpha(lidx)=alpha(idx);
        lidx=lidx+1;

        clock=clock+0.0001;
    end
end
plot(out);

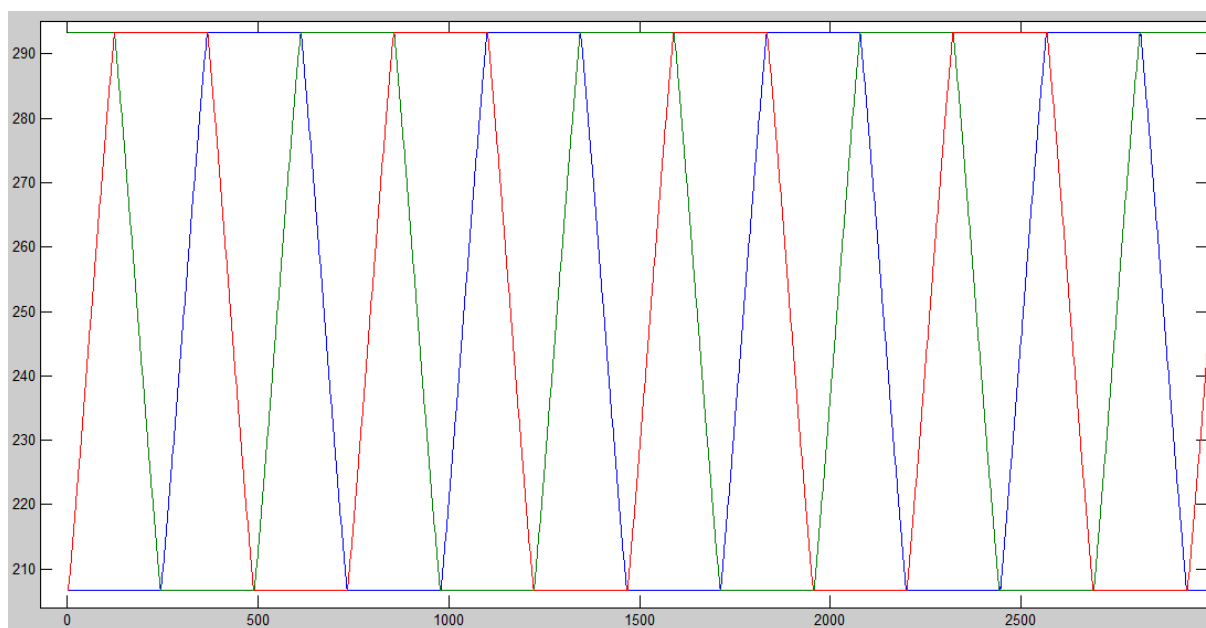
```


3.1.3.6 SVPWM – Pulsno širinska modulacija korištenjem prostornih vektora

Ovaj postupak koristi kut pozicije rotora motora kao informaciju za računanje ciklusa popunjenosti za pulsno-širinsku modulaciju, time dobijemo signal koji se dijeli u 6 sektora, jer prolazi kroz šest prostornih vektora dok komutira. U nastavku slijede kodovi i rezultat SVPWM-a za motore sa sinusoidalnom i trapezoidalnom pozadinskom elektromotornom silom.



Slika 3.29 – prikaz rezultata SVPWM postupka za komutaciju BLDC motora sa sinusoidalnom pozadinskom elektromotornom silom



Slika 3.30 – prikaz rezultata SVPWM postupka za komutaciju BLDC motora sa trapezoidalnom pozadinskom elektromotornom silom

Kod za SVPWM postupak za BLDC motor sa sinusnom komutacijom

```
clear all;
close all;

fid = fopen('putty.log', 'r');
T=fscanf(fid,'%d');
T_n=T(3:3:size(T));
t=T_n/(50*10^6);
t = t-t(1);
t_filt=filter([1 1 1]/3, 1, t);
%figure, stem(diff(t_filt)), xlabel('t filtrirani');
%figure, stem (diff(t)), xlabel('t');
%t=t(1:25)
% for i=3:size(t)-2
%     T1(i)=t(i+1)-t(i);
%     T2(i)=t(i+2)-t(i);
% end

T1 = zeros(1,size(t,1)-2);
T2 = zeros(1,size(t,1)-2);
for i=3:size(t,1)-2
    T1(i)=t_filt(i+1)-t_filt(i);
    T2(i)=t_filt(i+2)-t_filt(i);
end
T1(1:2)=[];
T2(1:2)=[];

w=2*pi.*((T1.^2-0.5*T2.^2)./(T1.*T2.*(T1-T2)))/3;
alpha=2*pi.*((T2-2*T1)./(T1.*T2.*(T1-T2)))/3;

clock=T1(1);
idx=1;
max_idx=300000;
out=zeros(max_idx, 1);
lidx=1;
while(1)
    if clock>T1(idx)
        idx=idx+1;
        if idx>length(T1)
            break;
        end
        clock=0;
    else
        switch mod(idx,6)
            case 0
                phi=w(idx)'*clock+alpha(idx)'*clock^2/2;
            case 1
                phi=w(idx)'*clock+alpha(idx)'*clock^2/2+pi/3;
            case 2
                phi=w(idx)'*clock+alpha(idx)'*clock^2/2+2*pi/3;
            case 3
                phi=w(idx)'*clock+alpha(idx)'*clock^2/2+pi;
            case 4
                phi=w(idx)'*clock+alpha(idx)'*clock^2/2+4*pi/3;
            case 5
                phi=w(idx)'*clock+alpha(idx)'*clock^2/2+5*pi/3;
        end
    end
end
```

```

        out(lidx)=phi;
        w(lidx)=w(idx);
        alpha(lidx)=alpha(idx);
        lidx=lidx+1;

        clock=clock+0.0001;
    end
end
%plot(out); %out-sve vrijednosti kuta
%%
amplituda=100;
angle1=0;
angle2=0;
tPeriod=500;%-istosmjerna komponenta
out=radtodeg(out)*100;

sineTable(1:188)=[
    0, 183, 367, 550, 734, 917, 1101, 1284, 1468,
1651,...
    1834, 2017, 2200, 2383, 2566, 2749, 2932, 3115, 3297,
3480,...
    3662, 3845, 4027, 4209, 4391, 4573, 4754, 4936, 5117,
5298,...
    5479, 5660, 5841, 6021, 6201, 6381, 6561, 6741, 6921,
7100,...
    7279, 7458, 7636, 7814, 7993, 8170, 8348, 8525, 8702,
8879,...
    9056, 9232, 9408, 9583, 9759, 9934, 10108, 10283, 10457,
10631,...
    10804, 10977, 11150, 11322, 11494, 11666, 11837, 12008, 12179,
12349,...
    12519, 12688, 12857, 13026, 13194, 13361, 13529, 13696, 13862,
14028,...
    14194, 14359, 14524, 14688, 14852, 15015, 15178, 15340, 15502,
15664,...
    15825, 15985, 16145, 16304, 16463, 16622, 16780, 16937, 17094,
17250,...
    17406, 17561, 17716, 17870, 18023, 18176, 18329, 18481, 18632,
18782,...
    18932, 19082, 19231, 19379, 19527, 19674, 19820, 19966, 20111,
20256,...
    20400, 20543, 20686, 20828, 20969, 21110, 21250, 21389, 21528,
21666,...
    21803, 21940, 22076, 22211, 22345, 22479, 22613, 22745, 22877,
23008,...
    23138, 23268, 23396, 23525, 23652, 23779, 23904, 24030, 24154,
24278,...
    24400, 24523, 24644, 24764, 24884, 25003, 25121, 25239, 25355,
25471,...
    25586, 25701, 25814, 25927, 26038, 26149, 26260, 26369, 26477,
26585,...
    26692, 26798, 26903, 27008, 27111, 27214, 27315, 27416, 27516,
27616,...
    27714, 27812, 27908, 28004, 28099, 28193, 28286, 28378];

pwm1=zeros(82268,1);
pwm3=zeros(82268,1);
pwm5=zeros(82268,1);

t1=zeros(82268,1);

```

```

t2=zeros(82268,1);
t0_half=zeros(82268,1);
sektor=0;

for i=1:82268
    % Determine sector
    if (out(i) < 6000)
        sektor=1;
    elseif (out(i) < 12000)
        sektor=2;
    elseif (out(i) < 18000)
        sektor=3;
    elseif (out(i) < 24000)
        sektor=4;
    elseif (out(i) < 30000)
        sektor=5;
    else
        sektor=6;
    end

    % Derive angle1 and angle2 reference to current sector
    angle2 = out(i)-(sektor-1)*6000;
    angle1 = 6000 - angle2;

    % Obtain values from sinewave lookup table
    t1(i) = sineTable(max(min(floor(angle1/2^5)+1,188),1));
    t2(i) = sineTable(max(min(floor(angle2/2^5)+1,188),1));

    % Scale space vector times with the input amplitude
    t1(i) = (t1(i) * amplituda)/2^15;
    t2(i) = (t2(i) * amplituda)/2^15;

    % Derive t0_half
    t0_half(i) = (tPeriod - t1(i) - t2(i))/2;

    % Calculate duty cycles
    switch sektor
        case 1
            pwm1(i) = t1(i) + t2(i) + t0_half(i);
            pwm3(i) = t2(i) + t0_half(i);
            pwm5(i) = t0_half(i);
        case 2
            pwm1(i) = t1(i) + t0_half(i);
            pwm3(i) = t1(i) + t2(i) + t0_half(i);
            pwm5(i) = t0_half(i);
        case 3
            pwm1(i) = t0_half(i);
            pwm3(i) = t1(i) + t2(i) + t0_half(i);
            pwm5(i) = t2(i) + t0_half(i);
        case 4
            pwm1(i) = t0_half(i);
            pwm3(i) = t1(i) + t0_half(i);
            pwm5(i) = t1(i) + t2(i) + t0_half(i);
        case 5
            pwm1(i) = t2(i) + t0_half(i);
            pwm3(i) = t0_half(i);
            pwm5(i) = t1(i) + t2(i) + t0_half(i);
        case 6
            pwm1(i) = t1(i) + t2(i) + t0_half(i);
            pwm3(i) = t0_half(i);
            pwm5(i) = t1(i) + t0_half(i);
    end
end

```

```
end  
end
```

Kod za SVPWM postupak za BLDC motor sa trapezoidalnom komutacijom

```
clear all;  
close all;  
  
fid = fopen('putty.log', 'r');  
T=fscanf(fid, '%d');  
T_n=T(3:3:size(T));  
t=T_n/(50*10^6);  
t = t-t(1);  
t_filt=filter([1 1 1]/3, 1, t);  
%figure, stem(diff(t_filt)), xlabel('t filtrirani');  
%figure, stem(diff(t)), xlabel('t');  
%t=t(1:25)  
% for i=3:size(t)-2  
%     T1(i)=t(i+1)-t(i);  
%     T2(i)=t(i+2)-t(i);  
% end  
  
T1 = zeros(1,size(t,1)-2);  
T2 = zeros(1,size(t,1)-2);  
for i=3:size(t,1)-2  
    T1(i)=t_filt(i+1)-t_filt(i);  
    T2(i)=t_filt(i+2)-t_filt(i);  
end  
T1(1:2)=[];  
T2(1:2)=[];  
  
w=2*pi.*((T1.^2-0.5*T2.^2)./(T1.*T2.*(T1-T2)))/3;  
alpha=2*pi.*((T2-2*T1)./(T1.*T2.*(T1-T2)))/3;  
  
clock=T1(1);  
idx=1;  
max_idx=300000;  
out=zeros(max_idx, 1);  
lidx=1;  
while(1)  
    if clock>T1(idx)  
        idx=idx+1;  
        if idx>length(T1)  
            break;  
        end  
        clock=0;  
    else  
        switch mod(idx,6)  
            case 0  
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2;  
            case 1  
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+pi/3;  
            case 2  
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+2*pi/3;  
            case 3  
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+pi;  
            case 4  
                phi=w(idx)*clock+alpha(idx)*clock^2/2+4*pi/3;  
            case 5
```

```

        phi=w(idx) '*clock+alpha (idx) '*clock^2/2+5*pi/3;
    end
    out (lidx)=phi;
    w(lidx)=w (idx);
    alpha (lidx)=alpha (idx);
    lidx=lidx+1;

    clock=clock+0.0001;
end
end
%plot(out); %out-sve vrijednosti kuta
%%
amplituda=100;
angle1=0;
angle2=0;
tPeriod=500;%-istosmjerna komponenta
out=radtodeg(out)*100;

sineTable(1:188)=[
    0, 183, 367, 550, 734, 917, 1101, 1284, 1468,
1651,...
    1834, 2017, 2200, 2383, 2566, 2749, 2932, 3115, 3297,
3480,...
    3662, 3845, 4027, 4209, 4391, 4573, 4754, 4936, 5117,
5298,...
    5479, 5660, 5841, 6021, 6201, 6381, 6561, 6741, 6921,
7100,...
    7279, 7458, 7636, 7814, 7993, 8170, 8348, 8525, 8702,
8879,...
    9056, 9232, 9408, 9583, 9759, 9934, 10108, 10283, 10457,
10631,...
    10804, 10977, 11150, 11322, 11494, 11666, 11837, 12008, 12179,
12349,...
    12519, 12688, 12857, 13026, 13194, 13361, 13529, 13696, 13862,
14028,...
    14194, 14359, 14524, 14688, 14852, 15015, 15178, 15340, 15502,
15664,...
    15825, 15985, 16145, 16304, 16463, 16622, 16780, 16937, 17094,
17250,...
    17406, 17561, 17716, 17870, 18023, 18176, 18329, 18481, 18632,
18782,...
    18932, 19082, 19231, 19379, 19527, 19674, 19820, 19966, 20111,
20256,...
    20400, 20543, 20686, 20828, 20969, 21110, 21250, 21389, 21528,
21666,...
    21803, 21940, 22076, 22211, 22345, 22479, 22613, 22745, 22877,
23008,...
    23138, 23268, 23396, 23525, 23652, 23779, 23904, 24030, 24154,
24278,...
    24400, 24523, 24644, 24764, 24884, 25003, 25121, 25239, 25355,
25471,...
    25586, 25701, 25814, 25927, 26038, 26149, 26260, 26369, 26477,
26585,...
    26692, 26798, 26903, 27008, 27111, 27214, 27315, 27416, 27516,
27616,...
    27714, 27812, 27908, 28004, 28099, 28193, 28286, 28378];

pwm1=zeros (82268,1);
pwm3=zeros (82268,1);
pwm5=zeros (82268,1);

```

```

t1=zeros(82268,1);
t2=zeros(82268,1);
t0_half=zeros(82268,1);
tsvemin=0;
sektor=0;

pomak=0;
j=1;

for i=1:82268
    % Determine sector
    if (out(i) < 6000)
        sektor=1;
    elseif (out(i) < 12000)
        sektor=2;
    elseif (out(i) < 18000)
        sektor=3;
    elseif (out(i) < 24000)
        sektor=4;
    elseif (out(i) < 30000)
        sektor=5;
    else
        sektor=6;
    end

    % Derive angle1 and angle2 reference to current sector
    angle2 = out(i)-(sektor-1)*6000;
    angle1 = 6000 - angle2;

    % Obtain values from sinewave lookup table
    t1(i) = sineTable(max(min(floor(angle1/2^5)+1,188),1));
    t2(i) = sineTable(max(min(floor(angle2/2^5)+1,188),1));

    % Scale space vector times with the input amplitude
    t1(i) = (t1(i) * amplituda)/2^15;
    t2(i) = (t2(i) * amplituda)/2^15;

    % Derive t0_half
    t0_half(i) = (tPeriod-t1(i)-t2(i))/2;

    if(j==1)
        tsvemin = t1(i)+t2(i)+t0_half(i);
        j=j+1;
    end

    % Calculate duty cycles
    switch sektor
        case 1
            pwm1(i) = tsvemin;
            pwm3(i) = t2(i) + t0_half(i);
            pwm5(i) = max(t0_half);
        case 2
            pwm1(i) = t1(i) + t0_half(i);
            pwm3(i) = tsvemin;
            pwm5(i) = max(t0_half);
    end
end

```

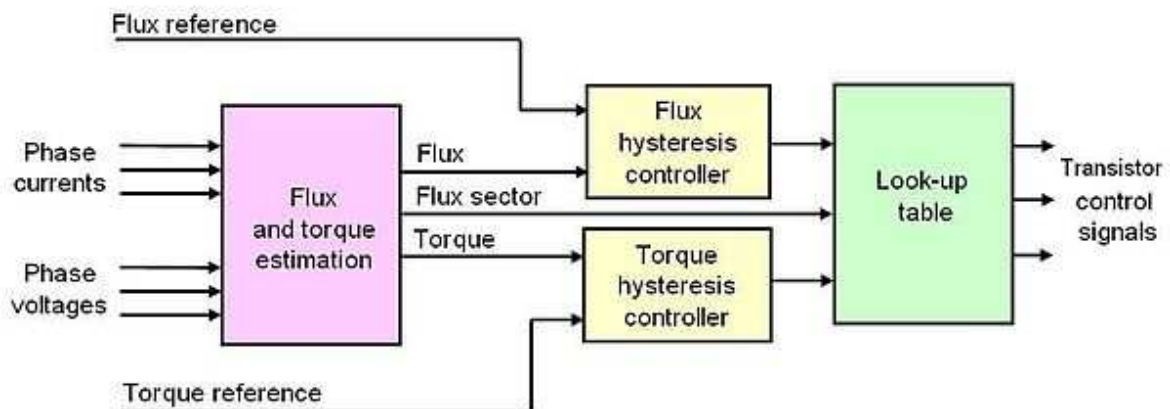
```
case 3
    pwm1(i) = max(t0_half);
    pwm3(i) = tsvemin;
    pwm5(i) = t2(i) + t0_half(i);
case 4
    pwm1(i) = max(t0_half);
    pwm3(i) = t1(i) + t0_half(i);
    pwm5(i) = tsvemin;
case 5
    pwm1(i) = t2(i) + t0_half(i);
    pwm3(i) = max(t0_half);
    pwm5(i) = tsvemin;
case 6
    pwm1(i) = tsvemin;
    pwm3(i) = max(t0_half);
    pwm5(i) = t1(i) + t0_half(i);
end
end
```


4. Izravno upravljanje momentom i tokom (Direct Torque Control)

Izravno upravljanje momentom (engl. DTC – Direct Torque Control) je jedna od metoda koje se koriste u pogonima s različitim frekvencijama komutacije za upravljanje momentom (te posljedično brzinom) trofaznih AC električnih motora (kao i BLDC motora koji odgovaraju sinkronim AC motorima). Ova se metoda izvršava računanjem procjene magnetskog toka i momenta motora na osnovi izmjerenih napona i struja motora.

4.1 Metoda

Povezani tok statora se procjenjuje integriranjem napona statora. Moment se procjenjuje vektorskim umnoškom procijenjenog vektora povezanog toka. Te izmjerene vektora struje motora. Procijenjene veličine toka i momenta se onda uspoređuju sa svojim referentnim vrijednostima. Ako procijenjeni tok ili moment ima odmak od referentne vrijednosti veći od dopuštene tolerancije, tranzistori pogona sa promjenjivim frekvencijama se naizmjenice uključuju i isključuju na način da se tok i moment vrate u pojase tolerancije što je prije moguće. Stoga je izravno upravljanje momentom jedan od oblika histereznog upravljanja.



Slika 4.1 – shematski prikaz koncepta DTC metode upravljanja (9)

Ova metoda je karakteristična po činjenicama da se moment i tok mijenjaju vrlo brzo promjenom referenci; visoka efikasnost i mali gubici – gubici komutiranja su smanjeni jer tranzistori komutiraju samo kada je potrebno održavanje momenta i toka u histereznim granicama; odziv na stepenicu nema nadvišenja; nisu potrebne koordinatne transformacije – sve se računa u stacionarnom koordinatnom sustavu;

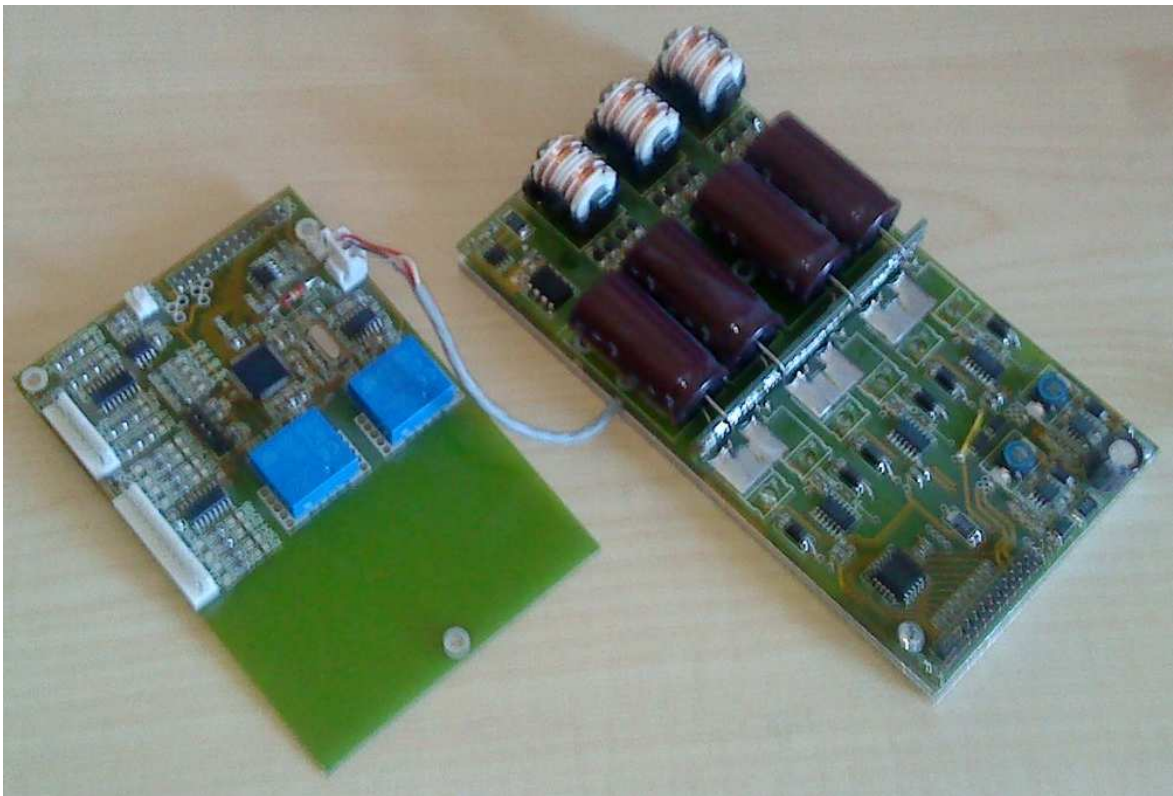
nije potreban odvojeni modulator – histerežno upravljanje definira signale upravljanja komutacijom; nema proporcionalno-integrativnih upravljača – nije potrebno namještanje upravljanja; frekvencija komutiranja tranzistora nije konstantna, ali ju je moguće držati blizu referentne vrijednosti upravljanjem širinom tolerancijskih pojasa, ovo nam također smanjuje mreškanje struje i momenta, stoga će mreškanja biti iste veličine nego kod vektorski upravljanih pogona sa istom frekvencijom komutacije; s obzirom na histerežno upravljanje proces komutiranja je po prirodi slučajan, stoga nema vrhova u spektru struje, ovo još znači da je čujna buka stroja niska; promjene napona istosmjernog međukruga se automatski uračunavaju u algoritmu kod integriranja napona, stoga nema problema vezanih za mreškanje istosmjernog napona (prekrivanje – aliasing) ili prelazaka tog istog napona; sinkronizacija sa rotirajućim strojem je jednostavna zbog brzog upravljanja, samo treba referentnu vrijednost namjestiti na nulu i pokrenuti inverter, tok će se saznati prvim pulsom struje; oprema za digitalno upravljanje mora biti vrlo brza zbog spriječavanja odmicanja toka i momenta od tolerancijskih pojasa, tipično se algoritam upravljanja mora obaviti unutar 30 us ili kraćim intervalima, međutim, količina potrebnog računanja je mala zbog jednostavnosti algoritma; uređaji za mjerenje struje i napona moraju biti visoko kvalitetne, tj. bez puno šuma, te sa niskopropusnim filtriranjem, jer šum i spor odziv poremete histerežno upravljanje; pri višim brzinama metoda nije osjetljiva na bilo koje parametre motora, međutim, pri nižim brzinama pogreška otpora na statoru koje se koristi za procjenu toka statora postaje kritična.

Ova metoda dobro radi čak i bez osjetnika bezina, međutim, procjena toka se obično zasniva na integraciji faznih napona motora. S obzirom na neizbježne greške u mjerenju napona i procjeni statorskog otpora, integrali imaju tendenciju griješiti pri niskim brzinama. Stoga nije moguće upravljati motorom ako je izlazna frekvencija pogona nula, međutim, pažljivim oblikovanjem sustava upravljanja je moguće najmanju frekvenciju spustiti u raspon od 0.5 do 1Hz koja je dovoljna za pokretanje indukcijskog motora sa punim momentom iz stajanja. Obrnut smjer rotacije je moguć ako brzina prolazi kroz nulti raspon dovoljnom brzinom za spriječavanje prevelikog odmaka procjene toka. Ako se zahtijeva opetovan rad pri niskim brzinama, brzinski ili položajni osjetnik se može dodati sustavu. Visoka

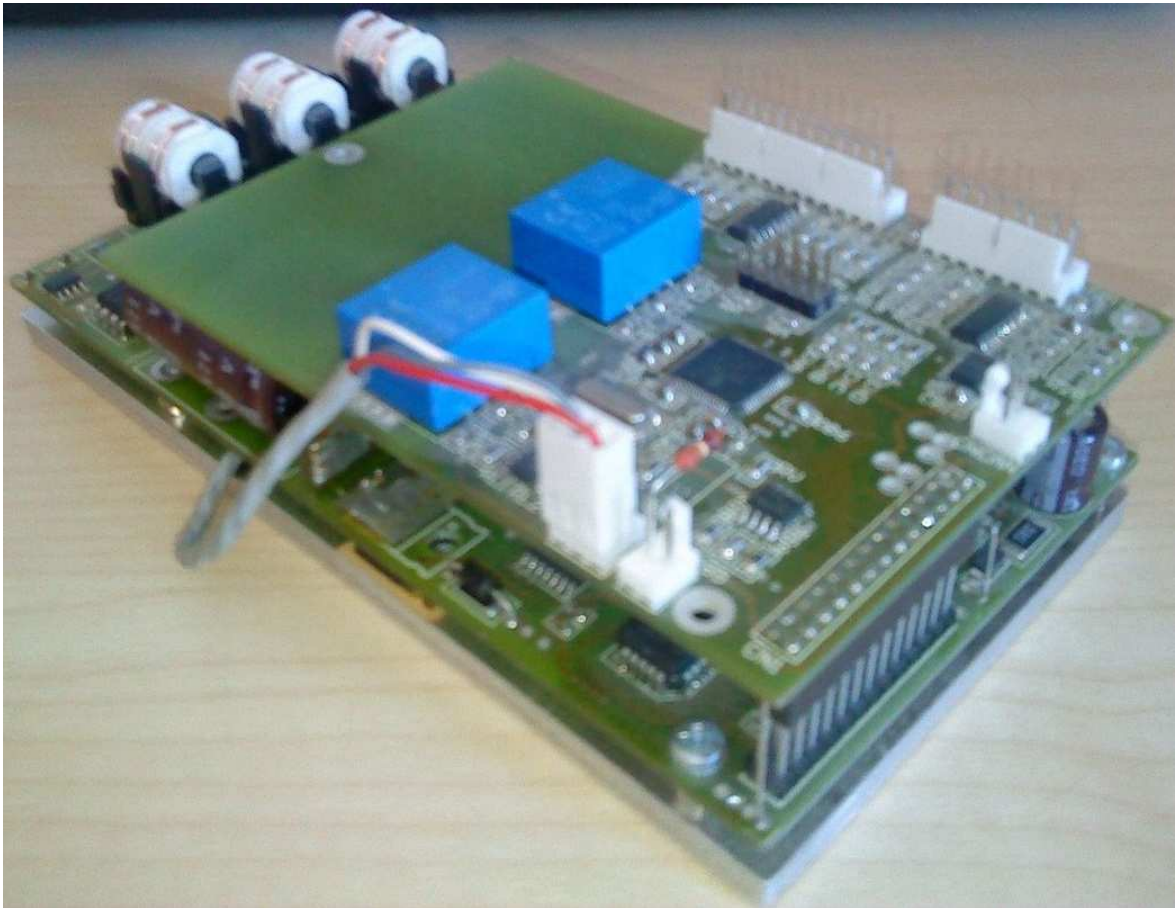
preciznost upravljanja brzinom i momentom se može održavati u cijelom rasponu brzine.

4.2 Implementacija i rezultati

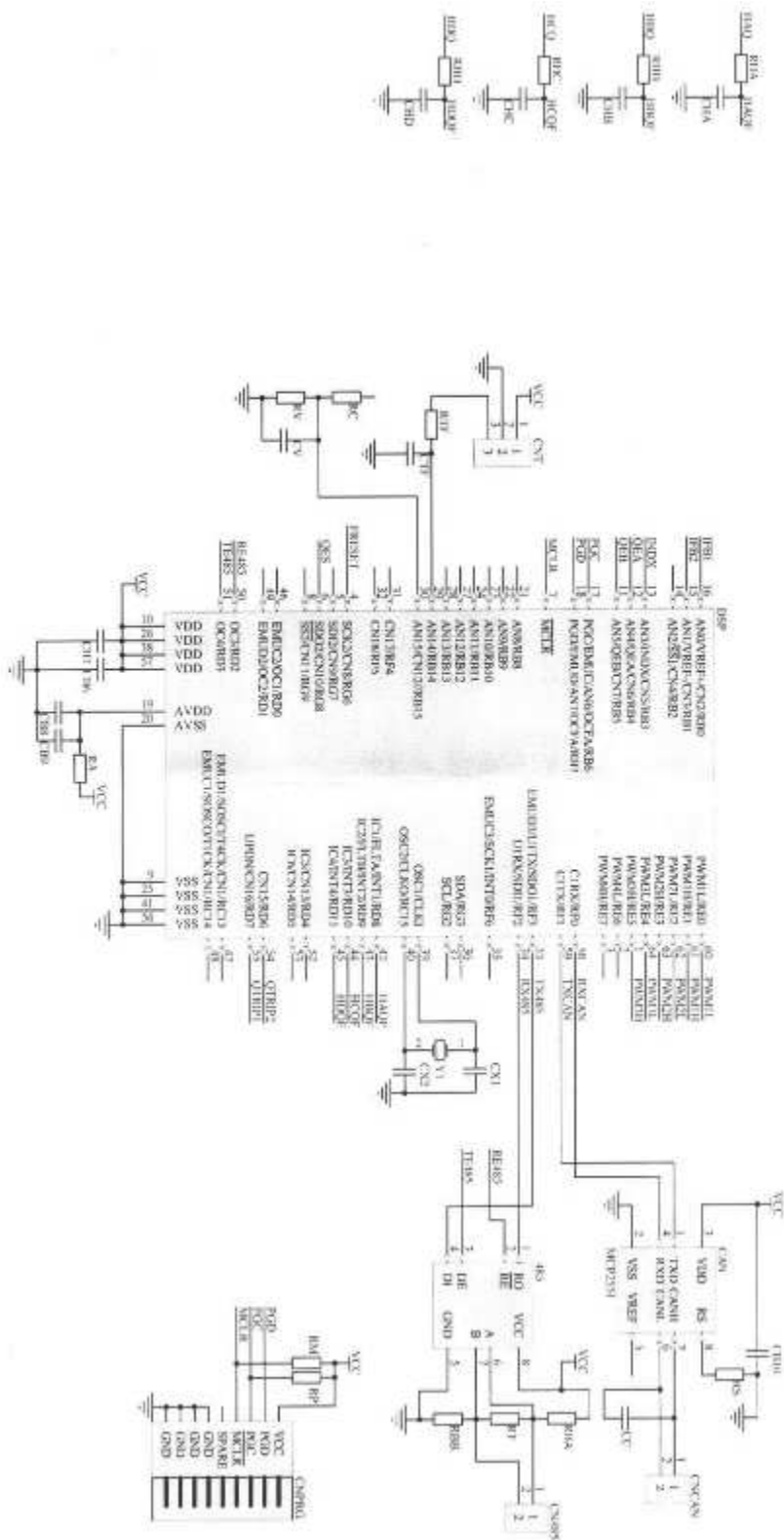
Sustav je implementiran na DSP procesoru dsPIC 3015 tvrtke Microchip, a čitav sustav se sastoji od dvije tiskane pločice (slika 4.2), od kojih je pločica za pokretanje motora (firing board – slika 4.2 desno) intelektualno vlasništvo tvrtke DOK-ING koja mi je čitav sustav ustupila na korištenje, zajedno sa opremom za mjerenje.



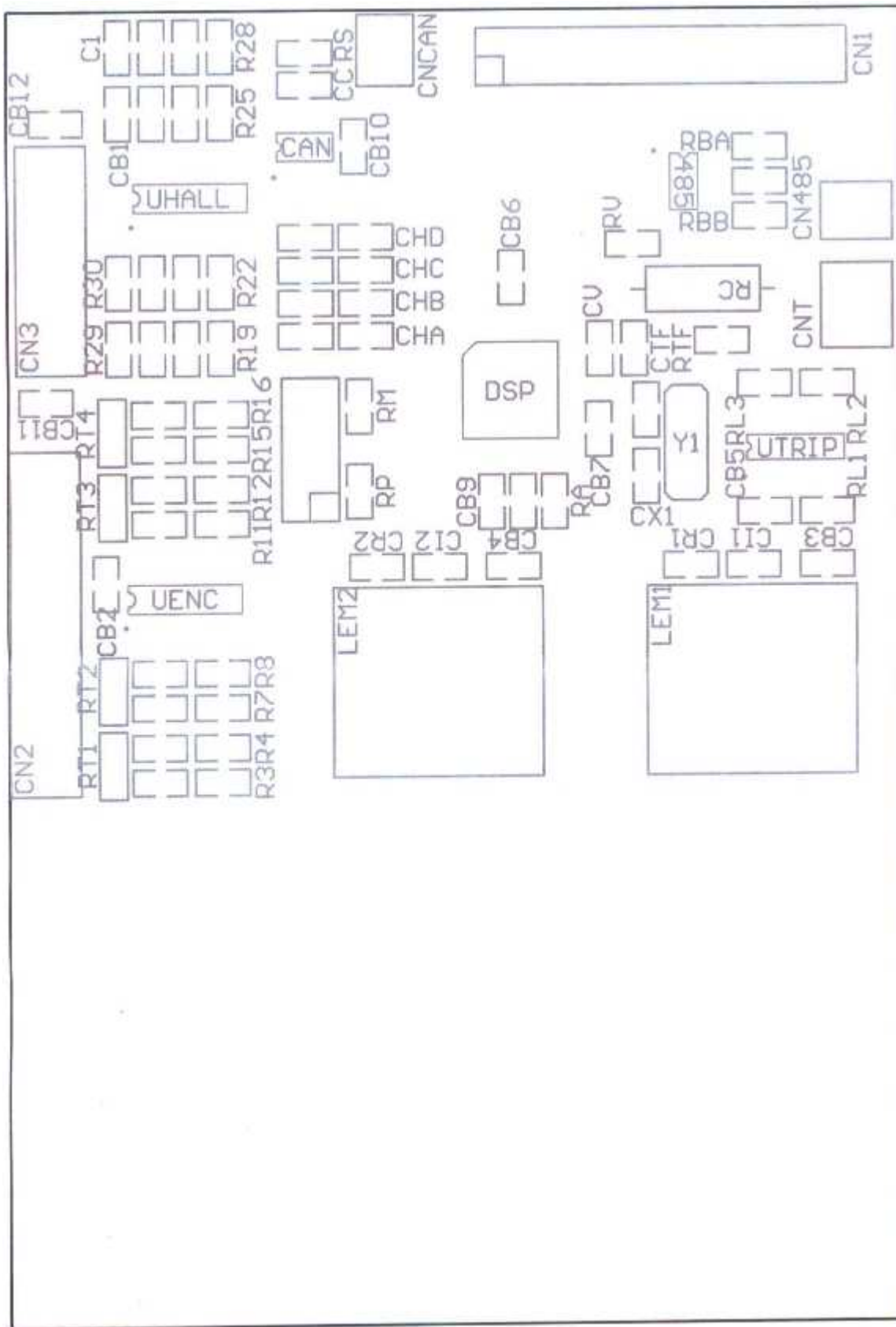
Slika 4.2 – prikaz cjelovitog sustava



Slika 4.3 – prikaz cjelovitog sustava u spojenom stanju

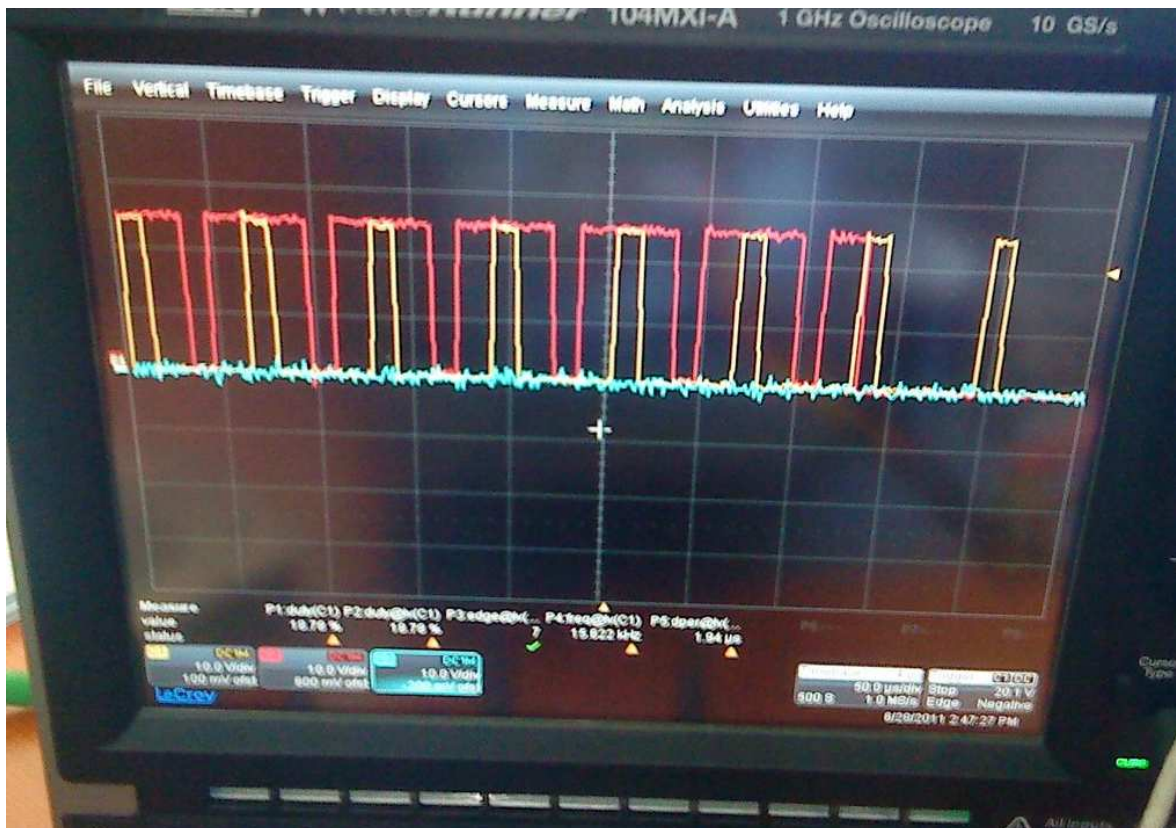


Slika 4.4 – druga shema upravljačke pločice sustava

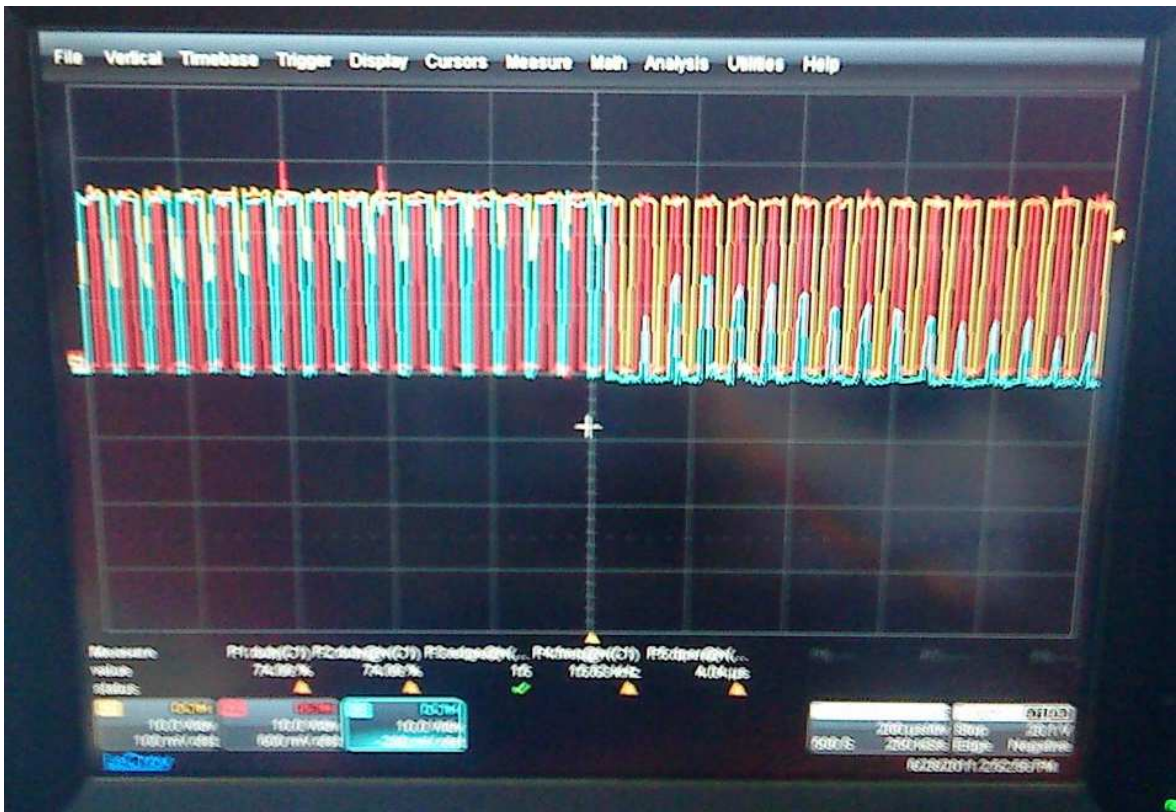


Slika 4.5 – tlocrt upravljačke pločice

Sustav je upogonjen istosmjernim izvorom napajanja, motor je specificiran za rad sa najvećom strujom od 1A, ali obzirom da je elektronika na kojoj je upogonjen projektirana za motore reda veličine 1-3kW, pokus je izvršen na struji od 3A. Motor je obilno hlađen hladnom fuzijom u spreju nakon pokusa, te nije došlo do oštećenja istog. Slike koje prikazuju rezultate pokusa su u nastavku (3-fazni PWM uhvaćen sa različitim vrijednostima faktora popunjenosti):



Slika 4.6 – PWM



Slika 4.7 – PWM (sinusoidalna komutacija)

5. Zaključak

BIM motori nalaze sve širu primjenu u odnosu na klasične indukcijske motore zbog niza prednosti koje su posljedica načina konstruiranja ovakvih motora, kao i niza poboljšanja u tehnologiji i programskim alatima korištenima za oblikovanje upravljačkih sustava za ovakve strojeve. Ovo područje se stalno širi i može se reći da je tek zagrebana površina mogućnosti koje BIM motori nude. Osobno najveću vrijednost u ovom diplomskom radu vidim što sam naučio programirati u programskom sustavu matlab, kao i to što sam realizirao jedan projekt manje do srednje veličine na stvarnoj tehnologiji.

Vlastoručni potpis studenta: _____

Literatura:

1. **Lamchich, Moulay Tahar.** *TORQUE CONTROL*. Rijeka : InTech, 2011. 978-953-307-428-3.
2. **Žagar, Mario.** *Prikupljanje podataka iz procesa*. [Document] Zagreb : an., 2009.
3. *Wikipedia*. [Mrežno] [Citirano: Wednesday. May 2011.]
http://en.wikipedia.org/wiki/Open_loop_control.
4. *PID controller*. [Mrežno] [Citirano: Tuesday. March 2011.]
http://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller.
5. **Kolonić, Fetah.** *Beskolektorski istosmjerni motori*. 2009.
6. **Yong Liu, Q. Zhu, David Howe.** *Direct Torque Control of Brushless DC Drives With Reduced Torque Ripple*. 2005.
7. **Anitpal Singh, Shakti Singh, SSSR Sarathbabu Duvvuri.** *DIRECT TORQUE CONTROL OF PMSM WITH A TWO-LEVEL INVERTER USING MATLAB/SIMULINK*. s.l. : waves publishers, 2010.
8. **X. T. Garcia, B. Zigmund, A. Terlizzi, R. Pavlanin, L. Salvatore.** *COMPARISON BETWEEN FOC AND DTC STRATEGIES FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS*, *Advances in Electrical and Electronic Engineering*.
9. [Mrežno] [Citirano: Tuesday. June 2011.]
http://en.wikipedia.org/wiki/Direct_torque_control.

Naslov: „Simulacija sustava za upravljanje višefaznog istosmjernog motora bez četkica“

Ključne riječi: DTC, BIM, BIMPM, trapezoidna modulacija, sinusoidna modulacija, elektromotor

Title: „Simulation of a motor control system for a tri-phase BLDC motor“

Keywords: DTC, BLDC, PMBLDC, trapezoid modulation, sinusoid modulation, electromotor

Sažetak:

U ovom radu su opisani načini upravljanja putem otvorene i zatvorene petlje, postavljene su teoretske i matematičke osnove Proporcionalno-integracijsko-derivacijske regulacije, te Beskolektorskih Istosmjernih Motora. U programskom sustavu MATLAB/SIMULINK je napravljena simulacija sinusoidalnog PWM signala frekvencije 20kHz, valni oblici pozadinske elektromotorne sile za sinusoidalnu i trapezoidnu modulaciju BIM-a, kao i simulacija rada BIM-a za stepenastu i proizvoljnu pobudu. Također je napravljena stvarna implementacija DTC načina upravljanja BIM-om na upravljačkom sustavu razvijenom od strane tvrtke DOK-ING.

Abstract:

This thesis has described the open- and closed-loop control schemes, the theoretical and mathematical basis of the Proportional-integrational-derivative control were established, as well as Brushless DC Motors. Several activities were performed within the MATLAB/SIMULINK framework which are the following: the simulation of a 20kHz sinusoidal PWM signal, the back-EMF waveforms for sinusoidal and trapezoidal modulation of a BLDC motor, as well as a run simulation for a BLDC motor with a step and arbitrary load impulse. Finally, a real implementation of a DTC motor-control scheme has been developed on a control board developed by the firm DOK-ING.