



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Борис Деак

Управљање радом електронски комутованог мотора једносмерне струје

ДИПЛОМСКИ РАД
- Основне академске студије -

Нови Сад, 2020.



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6


КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:		
Идентификациони број, ИБР:		
Тип документације, ТД:	Монографска публикација	
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал	
Врста рада, ВР:	Дипломски рад	
Аутор, АУ:	Борис Деак	
Ментор, МН:	др Дејан Рељић	
Наслов рада, НР:	Управљање радом електронски комутованог мотора једносмерне струје	
Језик публикације, ЈП:	Српски	
Језик извода, ЈИ:	Српски	
Земља публиковања, ЗП:	Република Србија	
Уже географско подручје, УГП:	АП Војводина	
Година, ГО:	2020.	
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт	
Место и адреса, МА:	Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6	
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	9/72/51/2/79/0/1	
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство	
Научна дисциплина, НД:	Енергетска електроника, машине и погони	
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Електрични погони, електронски комутован мотор једносмерне струје, методе управљања	
УДК		
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду	
Важна напомена, ВН:	Нема	
Извод, ИЗ:	<p>У овом дипломском раду представљени су различити алгоритми управљања електронски комутованим мотором једносмерне струје. Приказана је конструкција ове врсте мотора и објашњен је принцип рада. Дат је математички модел електронски комутованог мотора једносмерне струје. Потом је размотрен принцип управљања применом методе трапезне комутације код мотора са интегрисаним Холовим сензорима. Такође, изложена је и метода управљања применом принципа оријентације поља. Обе методе су тестиране путем рачунарских симулација на моделу погона са електронски комутованим мотором једносмерне струје који је реализован у програмском окружењу Matlab/Simulink.</p>	
Датум прихватања теме, ДП:	15.09.2020.	
Датум одбране, ДО:	8.10.2020.	
Чланови комисије, КО:	Председник: др Веран Васић, ред. проф.	
	Члан: др Дејан Јеркан, доцент	Потпис ментора
	Члан, ментор: др Дејан Рељић, доцент	



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	Bachelor thesis
Author, AU :	Boris Deak
Mentor, MN :	Dejan Reljić, assistant professor
Title, TI :	Control of Brushless DC Motor Drive
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian/English
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Autonomous Province of Vojvodina
Publication year, PY :	2020.
Publisher, PB :	Author's reprint
Publication place, PP :	Novi Sad, Trg Dositeja Obradovića 6
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	9/72/51/2/79/0/1
Scientific field, SF :	Electrical and computer engineering
Scientific discipline, SD :	Power electronics, electrical machines and drives
Subject/Key words, S/KW :	Electrical drives, Brushless DC motor, Control techniques
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, N :	None
Abstract, AB :	<p>This bachelor thesis discusses BLDC motor control. The construction and operation principle of the BLDC motor is explored. A mathematical model of the BLDC motor drive is formulated. Basic of Trapezoidal Commutation method, using Hall sensors for the rotor position determination, is considered. Field oriented control of the BLDC motor is also considered. Both control strategies are tested on the BLDC motor drive's mathematical model, developed in Matlab/Simulink software.</p>
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	15.09.2020.
Defended on, DE :	08.10.2020.
Defended Board, DB :	President: Veran Vasić, PhD, Full professor
	Member: Dejan Jerkan, PhD, Assistant professor
	Member, Mentor: Dejan Reljić, PhD, Assistant professor
	Mentor's sign

	УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА 21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6	Датум:
	ЗАДАТАК ЗА ИЗРАДУ ДИПЛОМСКОГ (BACHELOR) РАДА	Лист/Листова: 1/1

(Податке уноси предметни наставник - ментор)

Врста студија:	<input checked="" type="checkbox"/> Основне академске студије
Студијски програм:	Енергетика, електроника и телекомуникације
Руководилац студијског програма:	др Милан Сечујски

Студент:	Борис Деак	Број индекса:	ЕЕ 39/2016
Област:	ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКО И РАЧУНАРСКО ИНЖЕЊЕРСТВО		
Ментор:	др Дејан Рељић		
НА ОСНОВУ ПОДНЕТЕ ПРИЈАВЕ, ПРИЛОЖЕНЕ ДОКУМЕНТАЦИЈЕ И ОДРЕДБИ СТАТУТА ФАКУЛТЕТА ИЗДАЈЕ СЕ ЗАДАТАК ЗА ДИПЛОМСКИ (Bachelor) РАД, СА СЛЕДЕЋИМ ЕЛЕМЕНТИМА: - проблем – тема рада; - начин решавања проблема и начин практичне провере резултата рада, ако је таква провера неопходна; - литература			

НАСЛОВ ДИПЛОМСКОГ (BACHELOR) РАДА:

УПРАВЉАЊЕ РАДОМ ЕЛЕКТРОНСКИ КОМУТОВАНОГ МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ
--

ТЕКСТ ЗАДАТКА:

У оквиру дипломског рада потребно је: <ul style="list-style-type: none"> • Представити савремене трендове у области електричних погона, са освртом на стања у областима електричних машина и енергетске електронике; • Дати кратак приказ конструкције електронски комутованог мотора једносмерне струје и објаснити принцип његовог рада; • Дефинисати динамички математички модел електронски комутованог мотора једносмерне струје и представити његову механичку карактеристику; • Представити најчешће коришћене методе управљања радом електронски комутованог мотора једносмерне струје и дати њихов опис. • На основу математичког модела погона са електронски комутованим мотором једносмерне струје и представљених метода управљања, успоставити модел за рачунарску симулацију рада погона и приказати резултате симулација; • Извести одговарајуће закључке. Приликом израде рада користити одговарајућу литературу из области.

Руководилац студијског програма:	Ментор рада:
Милан Сечујски	Дејан Рељић

Примерак за: - Студента; - Ментора

SADRŽAJ

1. Uvod	2
2. Savremeni trendovi u oblasti električnih pogona	3
2.1 Stanje u oblasti električnih mašina	3
2.2 Primena energetske elektronike	10
2.3 Algoritmi upravljanja električnim mašinama	15
3. Elektronski komutovan motor jednosmerne struje.....	20
3.1 Osnovni elementi konstrukcije	21
3.2 Princip rada.....	23
3.3 Oblasti primene.....	25
4. Matematički model elektronski komutovanog motora jednosmerne struje	27
5. Upravljanje elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje	33
5.1 Trapezna komutacija.....	34
5.2 Metoda upravljanja orijentacijom polja.....	42
6. Rezultati računarske simulacije	46
6.1 Primer trapezne komutacije	46
6.2 Primer metode upravljanja orijentacijom polja	54
7. Zaključak.....	59
8. Literatura.....	61
9. Prilog	64

1. UVOD

Obrtne električne mašine imaju veliki značaj u savremenom svetu. Koriste se u gotovo svim industrijskim električnim pogonima, ali i u sektoru saobraćaja i transporta. Reč je o mašinama velikog raspona snaga, momenata i brzina obrtanja, ali i napona i struja. Takođe, značajna je i njihova primena u uređajima opšte namene. Osim toga, važan su deo i sistema za proizvodnju električne energije. U današnje vreme u industrijskoj praksi i sektoru transporta najviše se koriste mašine naizmjenične struje (uglavnom asinhrona kavezne mašine i sinhrona mašine sa stalnim magnetima). Razvojem energetske elektronike i pojavom jeftinih statičkih energetskih pretvarača i mikrokontrolera važno mesto postepeno zauzima i elektronski komutovana mašina jednosmerne struje. Cilj ovog rada jeste da se pruži uvid u osnovne principe upravljanja radom elektronski komutovanog motora jednosmerne struje u okviru savremenih električnih pogona.

Rad se sastoji iz devet poglavlja. Prvo poglavlje predstavlja uvod. Stanje u oblasti električnih pogona, električnih mašina i energetske elektronike, kao i trendovi u domenu njihovog upravljanja, predstavljeni su u drugom poglavlju. U trećem poglavlju navedeni su osnovni elementi konstrukcije, načini izvedbe, kao i osnovna načela rada elektronski komutovane mašine jednosmerne struje. Ukazano je na osnovne prednosti ove vrste obrtne električne mašine i značaj njene primene u različitim oblastima. Četvrto poglavlje daje uvid u matematički model elektronski komutovanog motora jednosmerne struje koji je neophodan za potrebe razvoja upravljačkih algoritama u okviru električnih pogona. Različite tehnike upravljanja teorijski su obrađene u petom poglavlju. Šesto poglavlje daje rezultate računarske simulacije rada modela električnog pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje. Analizirane su različite tehnike upravljanja. U sedmom poglavlju izneti su zaključci o ostvarenim rezultatima i navedeni su pravci daljeg razvoja i unapređenja upravljačkih algoritama. Osmo poglavlje sadrži spisak literature koja je korišćena u izradi ovog rada. Deveto poglavlje predstavlja prilog u okviru koga su dati osnovni podaci o motoru koji je korišćen za računarsku simulaciju, kao i izgled realizovanih računarskih modela pogona.

2. SAVREMENI TRENDovi U OBLASTI ELEKTRIČNIH POGONA

Električni pogoni (engl. *Electrical drives*) predstavljaju elektromehaničke sisteme u kojima se obavlja proces pretvaranja električne energije u mehaničku (ređe obrnuto). U ovom poglavlju predstavljeno je stanje u oblastima električnih mašina i energetske elektronike, kao najznačajnijim elementima električnog pogona, uključujući i savremene trendove u njihovom upravljanju.

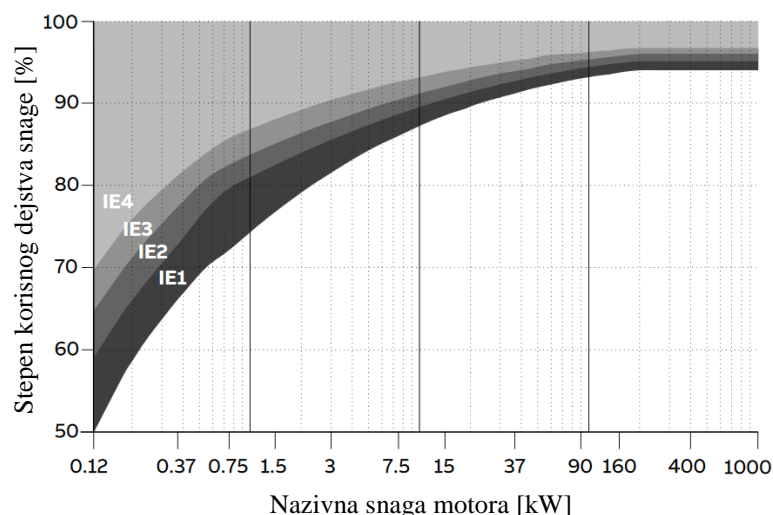
2.1 Stanje u oblasti električnih mašina

Električne mašine su uređaji koji posredstvom dominantnog elektromagnetskog sprežnog polja obavljaju proces elektromehaničke konverzije energije ili pak vrše transformaciju električne energije. U prvom slučaju reč je o elektromehaničkim pretvaračima u kojima se vrši proces konverzije električne energije u mehaničku (motorni režim rada) ili mehaničke energije u električnu (generatorski režim rada). U ovu grupu ubrajaju se obrtne električne mašine (masovno se koriste) i linearne električne mašine (ređe se koriste). U drugom slučaju reč je o energetskim transformatorima koji se prevashodno upotrebljavaju za izmenu naponskih nivoa.

Obrtne električne mašine imaju veliki značaj u savremenom svetu. Koriste se u gotovo svim industrijskim električnim pogonima (pokretanje pumpi, kompresora, ventilatora, presa, transportnih traka i dizalica i dr.), ali i u sektoru saobraćaja i transporta (električni pogoni vozova, tramvaja, trolejbusa, električnih automobila, brodova i sl.). Reč je o mašinama velikog raspona snaga, momenata i brzina obrtanja, ali i napona i struja. Takođe, značajna je i njihova primena u uređajima opšte namene (npr. električni uređaji u domaćinstvu). Obrtne električne mašine predstavljaju ključne elemente elektroenergetskog sistema, gde se koriste za proizvodnju električne energije. To su jedinice snaga čak i od po više stotina megavata. Sem toga, važan su deo i sistema za proizvodnju električne energije iz obnovljivih i distribuiranih izvora energije (npr. vetrogeneratori). Uzimajući u obzir masovnost primene, u nastavku će se pod pojmom električna mašina smatrati obrtna električna mašina. Linearne električne mašine i transformatori nisu predmet ovog rada.

Trendovi u razvoju električnih mašina uglavnom su diktirani njihovom konkretnom primenom. Kada je reč o električnim mašinama u okviru industrijskih pogona, ključni pravac je u povećanju njihove energetske efikasnosti. Razlog za to se nalazi u činjenici da su električni motori najveći potrošači električne energije u industriji (oko 70%) [1]. Sprovedene analize pokazuju da u industrijskim sistemima utrošena električna energija čini više od 96% ukupnih troškova u toku radnog veka motora, dok nabavna cena motora učestvuje sa 3%, a troškovi održavanja sa oko 1% ukupnih troškova [1]. Energetski efikasnije električne mašine imaju značajno manji utrošak električne energije tokom svog perioda eksploatacije u odnosu na mašine koje imaju niži stepen korisnog dejstva. Stoga, svako uvećanje energetske efikasnosti električnih mašina rezultovaće značajnijim uštedama električne energije na globalnom nivou. Osim toga, veći stepen korisnog dejstva električnih mašina važan je i sa stanovišta smanjenja emisije gasova sa efektom staklene bašte u atmosferi, čime se ublažava uticaj klimatskih promena.

Pojačano interesovanje za energetsku efikasnost električnih mašina javlja se početkom osamdesetih godina prošlog veka, neposredno nakon druge naftne krize. Međutim, sve do početka devedesetih godina prošlog veka nisu postojali jasni propisi prema kojima bi se definisale energetske klase električnih mašina. Prva regulativa koja tretira ovu značajnu oblast donešena je u SAD od strane NEMA udruženja (engl. *National Electrical Manufacturers Association*). Nakon toga je Kongres SAD izglasao zakon kojim je definisan minimalni iznos efikasnosti elektromehaničke konverzije električnih mašina koje se proizvode ili uvoze u SAD [2]. Slično je predloženo i u Evropi i to u sklopu sporazuma između CEMEP udruženja (engl. *European Committee of Manufacturers of Electrical Machines and Power Systems*) i Evropske komisije, gde su definisane tri energetske klase električnih mašina: EFF1, EFF2 i EFF3, od najviše do najniže, redom. Ovu praksu sledile su i ostale države, koje su ustanovile svoje nacionalne standarde, a koji su se mogli značajnije razlikovati od evropskih. Upravo zbog toga donešen je zajednički međunarodni standard od strane IEC koji je zamenio različite nacionalne standarde. Klase energetske efikasnosti niskonaponskih motora naizmenične struje određene su standardom IEC/EN 60034-30. Deo 30-1 se odnosi na mrežom napojene električne motore naizmenične struje, a deo 30-2 se tiče motora naizmenične struje promenljive brzine obrtanja koji se napajaju uređajima energetske elektronike. Navedeni standard definiše sledeće četiri energetske klase: IE4 (motori super efikasnosti), IE3 (motori vrlo visoke efikasnosti), IE2 (motori visoke efikasnosti) i IE1 (motori standardne efikasnosti). Klase energetske efikasnosti određene su stepenom korisnog dejstva za nazivne snage motora. Prema Direktivi 2005/32/EC primena motora navedenih energetske klase obavezna je u zemljama Evropske Unije, i to [1], [3]: od 16. juna 2011. motori moraju biti najmanje klase IE2; od 1. januara 2015. motori nazivnih snaga od 7,5-375 kW moraju biti najmanje klase IE3 (ili klase IE2 opremljeni uređajima energetske elektronike za regulaciju brzine obrtanja); od 1. januara 2017. svi motori nazivnih snaga od 0,75-375 kW moraju biti najmanje klase IE3 (ili klase IE2 i opremljeni uređajima energetske elektronike za regulaciju brzine obrtanja). Motori energetske klase IE4 predstavljaju sledeći cilj kome se teži (sl. 2.1). Zbog konstantnog rasta cene energenata, a tim i cene električne energije, energetska efikasnost električnih mašina u budućnosti će dobiti sve više na značaju.



Slika 2.1. Ilustracija energetske klase četvoropolnog motora različitih nazivnih snaga [4].

Tehnologija izrade električnih motora, gore navedenih energetske klase, oslanja se na stalna poboljšanja u pogledu konstrukcije i vrste materijala koji se koriste za izradu aktivnih delova motora. Da bi se smanjila snaga gubitaka u mašini (pre svega u gvožđu i namotajima), a time posledično povećao stepen korisnog dejstva, upotrebljavaju se savremeni magnetni materijali (feromagnetni materijali sa sniženom specifičnom snagom gubitaka) za izradu magnetnih kola i visokoprovodni materijali za izradu namotaja mašine (npr. bakar umesto aluminijuma, zatim povećanje poprečnog preseka provodnika i sl.), uključujući i odgovarajuća konstrukciona rešenja za izvođenje namotaja. Dalje, koriste se kvalitetniji izolacioni materijali, bira se odgovarajući oblik žlebova kako bi se smanjili dopunski gubici usled viših prostornih harmonika u vazдушnom zazoru mašine i dr [2]. Sem toga, primenjuju se i različita konstrukciona rešenja za postizanje efikasnijeg načina hlađenja mašine. Na ovakav način moguće je ostvariti klase energetske efikasnosti definisane standardom IEC/EN 60034-30. Ipak, treba imati na umu da uvećanje energetske efikasnosti električne mašine za posledicu ima i povećanje njene cene. To se svakako mora uzeti u obzir. Zbog toga se u fazi projektovanja mašine dešavaju različite konstrukcione izmene na putu do željenih karakteristika i prihvatljive cene projektovane mašine.

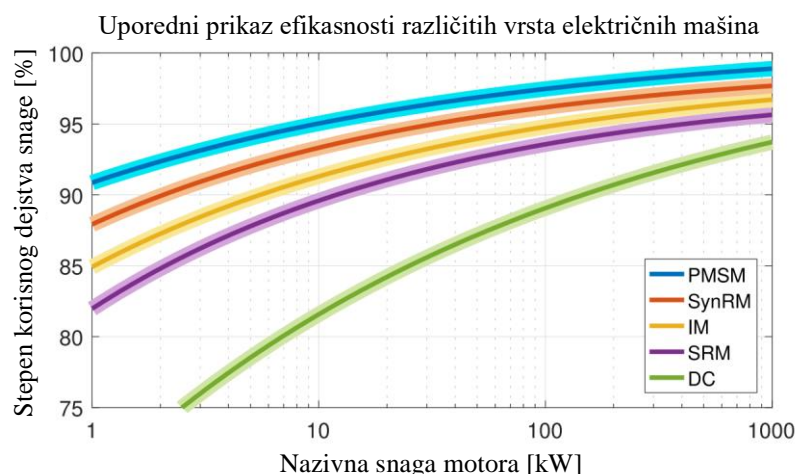
U industrijskoj praksi najviše se koriste asinhronne mašine i to sa udelom od oko 80% od ukupnog broja električnih mašina [5], [6]. Među njima, najširu primenu imaju kavezni motori [7], dok asinhronne mašine sa namotanim rotorom u današnje vreme često služe kao generatori električne energije u sklopu savremenih sistema za konverziju energije vetra u električnu (dvostrano napojeni asinhronni generator kod vetroelektrana) [8], [9]. Međutim, druge vrste električnih mašina takođe dobijaju na značaju, a to su pre svega mašine sa stalnim magnetima na rotoru (sinhrone mašina i elektronski komutovana mašina jednosmerne struje), kao i sinhrone reluktantne mašine.

Sinhrone mašine sa stalnim magnetima na rotoru mogu ostvariti značajno veću energetske efikasnost u procesu elektromehaničke konverzije energije u poređenju sa asinhronim mašinama (sl. 2.2). Stator takve mašine po konstrukciji gotovo je istovetan statoru asinhronne mašine, dok razlika postoji u konstrukciji rotora. Naime, na njemu ne postoje namotaji (ili kavez), već se

postavljaju stalni magneti. Za izradu stalnih magneta koriste se materijali koji imaju velike vrednosti remanentne magnetne indukcije i koercitivnog polja, tzv. magneti retkih zemalja (npr. NdFeB) [10], [11]. Ipak, zbog svoje visoke cene, sinhronne mašine sa stalnim magnetima uglavnom se koriste u okviru električnih pogona visokih performansi (npr. industrijski roboti).

Sinhronne reluktantne mašine su značajno jednostavnije konstrukcije u odnosu na sinhronne i asinhronne mašine, jer na rotoru nemaju aktivnih delova (ni namotaj, niti stalne magnetne). To ih čini izuzetno robustnim, ali i značajno jeftinijim u odnosu na sinhronne mašine sa stalnim magnetima, pa čak i asinhronne kavezne mašine. Iako je specifična snaga sinhronih reluktantnih mašina manja u odnosu na specifičnu snagu sinhronih mašina sa stalnim magnetima (zbog odsustva pobude) [11], primenom odgovarajućih upravljačkih algoritama energetske karakteristike ovih mašina mogu se značajno poboljšati [10]. S druge strane, u odnosu na asinhronne mašine, specifična snaga sinhronih reluktantnih mašina je viša, što ih čini energetske efikasnijim u procesu elektromehaničke konverzije energije (sl. 2.2). Ova vrsta mašina je relativno nova na tržištu (sl. 2.3), ali polako pronalazi svoju primenu u industrijskim pogonima gde se zahteva regulacija brzine obrtanja radne mašine (pogoni pumpi, ventilatora, kompresora, ekstrudera, transportnih traka i sl.).

Komutatorske mašine jednosmerne struje se retko koriste u današnjim savremenim (novoinstaliranim) industrijskim pogonima. Zadržale su se isključivo u industrijskim pogonima starije izvedbe. Zbog više cene, složene konstrukcije (postojanje mehaničkog komutatora, složeno izvođenje namotaja), skupljeg održavanja i kraćeg radnog veka one su potisnute od strane jeftinijih i robustnijih mašina naizmjenične struje, pre svega asinhronih mašina. Kada je reč o energetskej efikasnosti, komutatorske mašine jednosmerne struje i po tom pitanju značajno zaostaju za mašina naizmjenične struje (sl. 2.2). U oblastima manjih snaga, gde su se ranije često koristili univerzalni motori (motori jednosmerne struje sa rednom pobudom napajani naizmjeničnim naponom) i motori jednosmerne struje sa stalnim magnetima, u današnje vreme primat preuzimaju elektronski komutovane mašine jednosmerne struje.



Slika 2.2. Primer uporednog prikaza efikasnosti različitih vrsta električnih mašina [12] (PMSM – sinhrona mašina sa stalnim magnetima; SynRM – sinhrona reluktantna mašina; IM – asinhrona mašina; SRM – prekidačka reluktantna mašina; DC – komutatorska mašina jednosmerne struje).



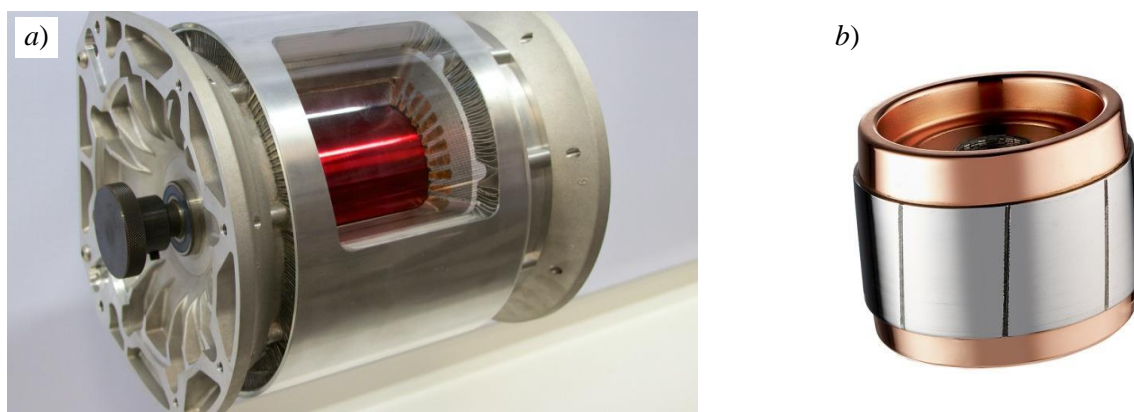
Slika 2.3. Sinhrona reluktantna mašina proizvođača ABB [13].

Elektronski komutovana mašina jednosmerne struje (engl. *Brushless DC – BLDC*) je u osnovi sinhrona mašina sa stalnim magnetima na rotoru, ali se ona napaja iz izvora jednosmerne struje preko odgovarajućeg energetskeg pretvarača koji ima ulogu mehaničkog komutatora. Odatle joj potiče naziv. U odnosu na komutatorsku mašinu jednosmerne struje, elektronski komutovana mašina jednosmerne struje je jednostavnije konstrukcije, energetske je efikasnija, ima duži radni vek i mogućnost rada na velikim brzinama obrtanja. Prvenstveno se koristi u servo i pozicionim pogonima, ali i pogonima promenljive brzine obrtanja gde se zahteva precizna kontrola. Elektronski komutovane mašine jednosmerne struje se primenjuju u sklopu pogona industrijskih robota, zatim pogona CNC alatnih mašina, a uspešno se koriste i u sistemima za grejanje i klimatizaciju (engl. *Heating, ventilation, and air conditioning – HVAC*), elektronskoj industriji, industriji poluprovodnika, kao i pojedinim medicinskim uređajima (npr. respiratori), te aparatima u domaćinstvu kao što su mašina za pranje posuđa i mašine za pranje i sušenje veša. U budućnosti se može očekivati značajni porast primene ove vrste električne mašine. Više detalja o elektronski komutovanoj mašini jednosmerne struje biće dato u nastavku rada.

Prekidačka reluktantna mašina svoj princip rada zasniva na promeni reluktanse i ne uključuje postojanje obrtnog magnetnog polja [14]. Rotor ove električne mašine nema aktivnih delova na sebi (ni namotaja niti stalnih magneta), ali je takvog oblika da sadrži istaknute polove, dok je na statoru postavljen koncentrisan namotaj. Mašina ima jednostavnu konstrukciju, robustna je i pouzdana u radu, a pogodna je za primenu u okviru pogona velikih brzina obrtanja. Upravljačke karakteristike prekidačke reluktantne mašine su slične karakteristikama elektronski komutovane mašine jednosmerne struje. Iako ova vrsta električne mašine nije pronalazak novijeg datuma (konstruisana je i pre otkrića asinhronne mašine), njena značajnija primena se ima tek u poslednje vreme i to zahvaljujući napretku u oblasti energetske elektronike, kao i padu cene elektronskih komponenti i mikrokontrolera [14]. U industrijskim pogonskim sistemima ona je konkurent asinhronoj mašini. Šira primena prekidačke reluktantne mašine očekuje se u budućnosti, u okviru električnih pogona promenljive (regulisane) brzine obrtanja (npr. pogoni ventilatora, pumpi, kompresora, motalica, mašina drobilica i dr.).

Električne mašine su svakako i jedan od primarnih elemenata u okviru pogonskih sistema električnih i hibridnih automobila. Kod takvih mašina postavljaju se strogi zahtevi u pogledu energetske efikasnosti, raspoloživog obrtnog momenta, raspona brzina obrtanja, dozvoljene preopteretivosti i dinamičkih karakteristika. Posebno su izraženi zahtevi za izradom električnih mašina velike gustine elektromagnetske energije po jedinici mase, tj. mašina sa što većim odnosom snage i mase. Ovi zahtevi su nezavisni od vrste električne mašine [15].

Asinhrona mašine s kaveznom rotorom i aluminijumskim provodnicima korišćene su kao rešenje u pogonskim sistemima električnih automobila u prvim generacijama njihovog razvoja. Pored jednostavne konstrukcije, niske cene i robustnosti, ove mašine mogu postići visoke vrednosti obrtnog momenta i poseduju dobre dinamičke osobine. Sa usavršavanjem tehnologije livenja bakra, prešlo se na izradu provodnika rotorskog kaveza od bakra (sl. 2.4). Na taj način je značajno smanjena snaga gubitaka u rotoru, a posledično je povećana energetska efikasnost mašine [15].



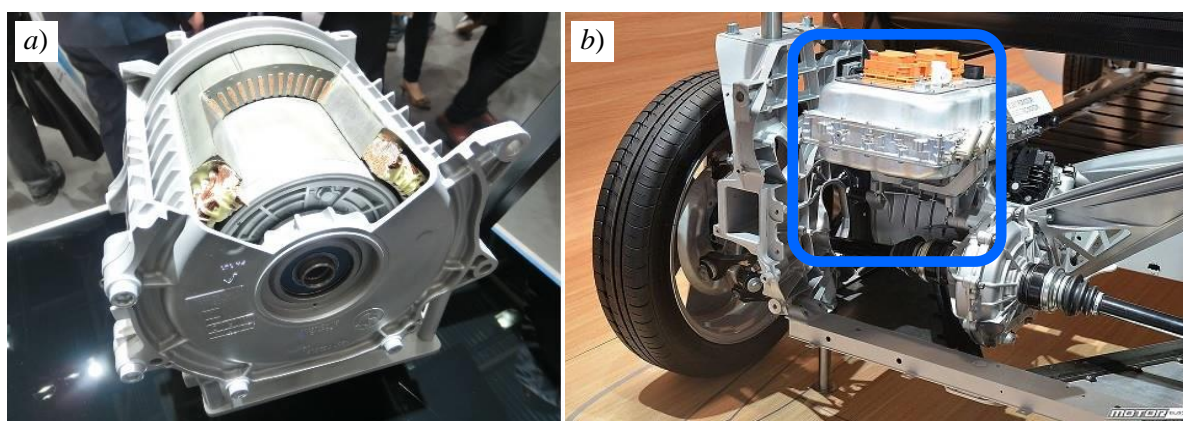
Slika 2.4. Asinhrona kavezna mašina električnog automobila Tesla Model S [16] (a) i primer rotora čiji su provodnici izrađeni ulivanjem bakara u žlebove magnetnog kola [17] (b).

U uslovima strogih zahteva za sve većom energetsom efikasnošću i gustinom snage pogonske električne mašine, asinhrona mašine nisu mogle u potpunosti da odgovore ovim izazovima. Primat preuzimaju električne mašine koje koriste neku od izvedbi sa stalnim magnetima [15]. Pre svega, reč je o sinhronim mašinama sa snažnim magnetima utisnutim u unutrašnjost rotora. Ova vrsta mašine poseduje izuzetnu efikasnost u procesu elektromehaničke konverzije. Sem toga, usled magnetne anizotropije, javlja se i reluktantna komponenta momenta, čime se postižu velike vrednosti obrtnog momenta. Dodatna prednost je i mogućnost rada na velikim brzinama obrtanja. Dinamički odziv ove vrste sinhrona mašine je dobar, što je čini pogodnom u električnim pogonima koji zahtevaju veliko ubrzanje [10], kakvi su pogoni električnih automobila. Gustina snage koja se želi postići je oko 2 kW/kg [18]. S druge strane, električne mašine u industrijskim pogonima imaju specifičnu snagu koja je ispod 1 kW/kg.

Druga vrsta mašine sa stalnim magnetima koja ima potencijal za primenu u pogonima električnih i hibridnih vozila jeste elektronski komutovana mašina jednosmerne struje. Na rotoru se nalaze snažni stalni magneti (najčešće NdFeB), a statorski namotaji se napajaju preko energetskog pretvarača iz izvora jednosmerne struje. S obzirom na odsustvo namotaja na rotoru, ova električna mašina ima značajno veću efikasnost od asinhrona mašine, a poseduje i veću specifičnu snagu. Osim

toga, mašina je manjih fizičkih dimenzija i značajno je lakša, bolje je odvođenje toplote (koja nastaje uglavnom na statoru) i pouzdana je u radu. Ipak, zbog ograničenog opsega slabljenja polja, područje konstantne snage joj je suženo [19]. Za razliku od klasičnih električnih mašina sa radijalno usmerenim linijama magnetnog polja, ova vrsta mašine se u novije vreme izrađuje i sa aksijalnim prostiranjem magnetnog fluksa (engl. *Axial-flux brushless DC motor*) [20]. Ono što je karakteristično za takvu konstrukciju jeste uvećanje energetske efikasnosti, ali i postizanje velikih vrednosti specifične snage mašine. Komercijalno dostupne elektronski komutovane mašine jednosmerne struje sa aksijalnim fluksom (snaga 100-260 kW) dostižu specifičnu snagu u iznosu od oko 5 kW/kg [15], dok se prema navodima pojedinih proizvođača mogu ostvariti i veće vrednosti [21], [22]. Ovo otvara mogućnost njene primene u oblasti pogona električnih vozila, tim pre jer se ovako konstruisana mašina može integrisati u točak automobila [23], [24].

Kako bi se smanjila cena pogonskih električnih mašina, novija istraživanja su usmerena i ka analizi primene reluktantnih mašina (sinhrone i prekidačke) u pogonima električnih automobila. Ova vrsta mašina ima izvesne prednosti u odnosu na asinhronu kaveznu mašinu, ali po svojim karakteristikama zaostaju za mašinama sa stalnim magnetima [19]. Rešenje se vidi u razvoju sinhrone reluktantne mašine potpomognute stalnim magnetima na rotoru, s tim što se u ovom slučaju predlaže upotreba ferita, jer je njihova cena značajno niža u odnosu na cenu stalnih magneta retkih zemalja. Ova vrsta električne mašine sreće se pod imenom hibridna sinhrona mašina. Ugradnjom feritnih magneta značajno se povećava energetska efikasnost mašine, te se po svojim osobinama približavaju sinhronoj mašini sa stalnim magnetima, pri čemu u ovom slučaju ne postoje problemi vezani za demagnetizaciju magneta usled preopterećenja mašine [19]. Kompanija *BMW Group* koristi hibridnu sinhronu mašinu (sl. 2.5) za pogon električnih automobila modela i3 i i8, čija specifična snaga dostiže 3 kW/kg [15].



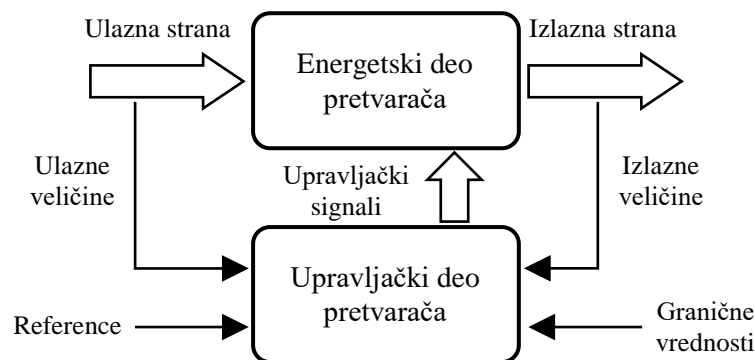
Slika 2.5. Hibridna sinhrona mašina [25] (a) i električni pogonski sistem automobila BMW i3 [17], [26] (b).

Na osnovu izloženog, može se zaključiti da je izbor električnih mašina raznovrstan. Što se tiče komutatorske mašine jednosmerne struje, treba naglasiti da se one ne koriste za pogon modernih električnih vozila. Iako mogu razviti pun moment pri malim brzinama obrtanja, ove mašine su velikih fizičkih dimenzija, složene su konstrukcije, imaju nisku efikasnost (sl. 2.2), a problem je i odvođenje toplote sa rotora. Osim toga, imaju povećane zahteve u pogledu održavanja.

2.2 Primena energetske elektronike

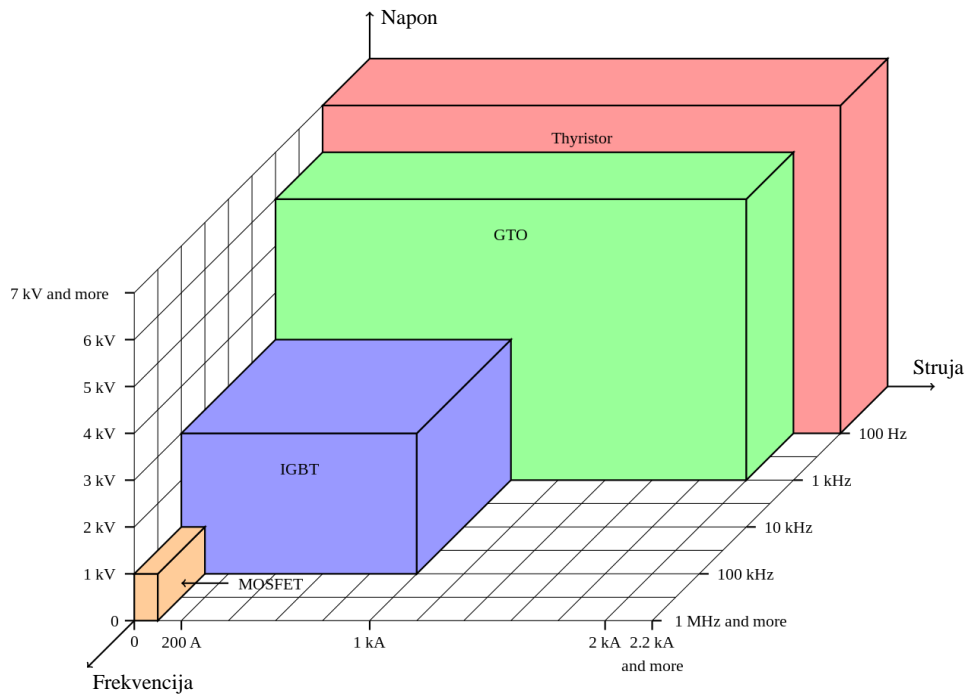
Energetski pretvarači služe za pretvaranje električne energije izvora, kao i za njeno upravljanje. Pretvaranje ima za cilj da se određene veličine ulazne električne energije (napon, struja, učestanost, broj faza) na kontrolisan način pretvore u drugačije, a doziranjem električne energije posredstvom energetske pretvarača postiže se upravljanje električnom mašinom i karakterističnim veličinama električnog pogona (brzina obrtanja, pozicija, moment i dr.) [27].

U savremenim električnim pogonima energetski pretvarač je statički uređaj izrađen na bazi snažnih poluprovodničkih komponenti energetske elektronike. Po svojoj strukturi, pretvarač energetske elektronike se sastoji od energetske i upravljačke dela (sl. 2.6). Energetski deo pretvarača prenosi energiju, a upravljačko kolo kontroliše njegov rad. Veza između ova dva dela je u opštem slučaju dvosmerna. U upravljački deo se uvode podaci o stanju pojedinih ulaznih i izlaznih električnih veličina (naponi, struje) i ograničavajućih faktora. Pored ovoga, upravljačkom uređaju se zadaju i željene vrednosti izlaznih veličina (na primer napon, frekvencija i dr.), kao i granične vrednosti (limit napona, struje). Na osnovu ovih podataka upravljačko kolo generiše signale kojima vrši upravljanje energetske delom [28].



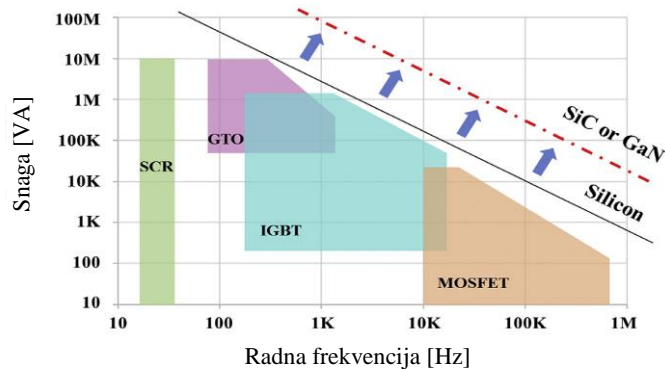
Slika 2.6. Struktura pretvarača energetske elektronike.

Konstantan razvoj tehnologije poluprovodnika omogućava izradu poluprovodničkih komponenti sve boljih karakteristika. Pre svega, evidentan je napredak u izradi snažnih tranzistora. Osamdesetih godina prošlog veka pojavili su se prvi bipolarni tranzistori i tranzistorski moduli za velike vrednosti struja i napona. Dalji razvoj doveo je do napretka tehnologije tranzistora tipa MOSFET čije su karakteristike postale uporedive sa karakteristikama snažnih bipolarnih tranzistora. Nakon tog perioda, razvijaju se tranzistori tipa IGBT koji objedinjuju dobre karakteristike bipolarnih tranzistora i MOSFET. Razvoj bipolarnih tranzistora se potom napušta i težište se prebacuje na energetske module tipa IGBT [28]. Današnje snažne poluprovodničke komponente se koriste u uređajima energetske elektronike koji obuhvataju širok dijapazon snaga i prekidačkih frekvencija. Primenjuju se u okviru energetske pretvarača električnih pogona, ali i pretvarača u savremenim elektroenergetskim sistemima. Za oblasti relativno malih snaga i velikih prekidačkih učestanosti koriste se prekidačke komponente MOSFET. U opsegu srednjih snaga dominiraju IGBT moduli, dok se za najveće snage (električna vuča i elektroenergetski sistemi) i dalje koriste tiristori (sl. 2.7) [29].



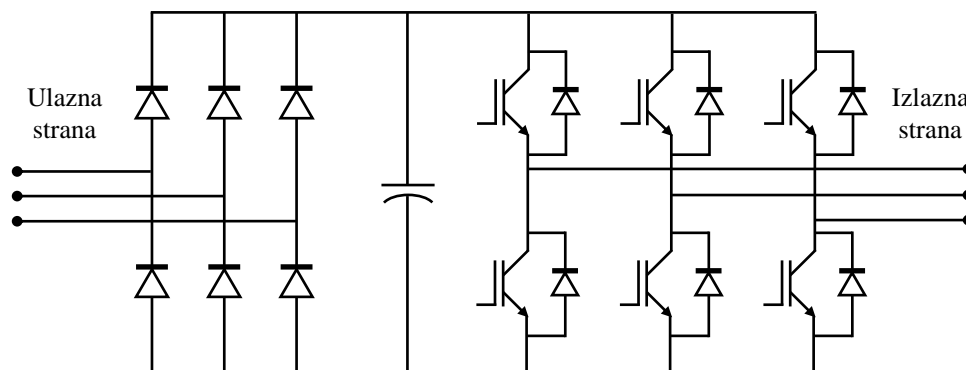
Slika 2.7. Opseg primene poluprovodničkih komponenti energetske elektronike [30].

Izbor poluprovodničkih komponenti prema sl. 2.7 direktna je posledica svojstava silicijuma. Karakteristike ovih elektronskih komponenti praktično su se približile graničnim vrednostima koje su određene osobinama samog silicijuma. Da bi se ograničenja po pitanju radnog napona, struje, prekidačke frekvencije, efikasnosti i pouzdanosti prevazišle, traže se rešenja u vidu razvoja novih poluprovodničkih materijala. Najviše izgleda u zameni silicijuma u izradi elektronskih komponenti za velike snage, visoke radne temperature i visoke vrednosti prekidačke učestanosti imaju poluprovodnički materijali kao što su silicijum-karbid (SiC) i galijum-nitrid (GaN). U poređenju sa silicijumom, njihove karakteristike (energetski procep, termalna provodnost, vrednost probojnog električnog polja) su značajno bolje [31]. Komponente na bazi SiC i GaN imaju niže prekidačke gubitke u odnosu na komponente na bazi silicijuma, pa mogu raditi na značajno višim prekidačkim frekvencijama (sl. 2.8). Dalje, zahvaljujući većim vrednostima termičke provodnosti, olakšano je odvođenje toplote sa ovih komponenti. Procenjuje se da će se primenom poluprovodničkih komponenti na bazi SiC i GaN povećati stepen korisnog dejstva sistema za konverziju električne energije u električnim vozilima na oko 94% u narednoj deceniji [31], [32].



Slika 2.8. Opseg primene poluprovodničkih komponenti u funkciji prekidačke frekvencije [29].

U savremenim električnim pogonima energetska elektronika ima važnu ulogu. Električne mašine se često napajaju uređajima energetske elektronike upravljanim pomoću digitalnog signalnog mikroprocesora. U industrijskim pogonima najčešća je primena niskonaponskih mašina naizmenične struje, te se stoga koriste AC/AC pretvarači. U oblasti regulisanih električnih pogona, to su prevashodno dvostruki energetski pretvarači sa jednosmernim međukolom. Principijelna šema energetskog dela jednog takvog pretvarača prikazana je na sl. 2.9.

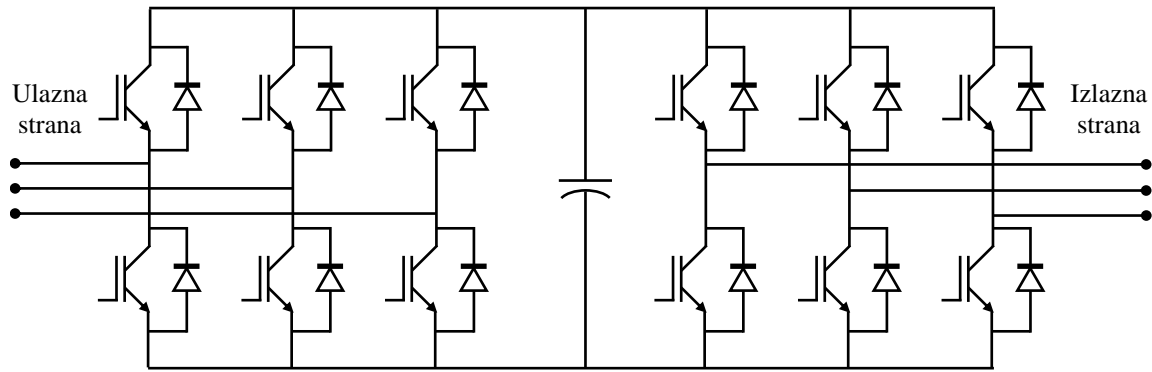


Slika 2.9. Uobičajena konfiguracija energetskog dela trofaznog pretvarača snage za primenu u niskonaponskim industrijskim pogonima.

Kao što se vidi sa sl. 2.9, ulazni blok pretvarača je diodni (neupravljivi) ispravljač u mosnom spoju. Skoro po pravilu, ispravljač je trofazni (izuzetak su pretvarači malih snaga), čime se podjednako opterećuju sve tri faze napojne mreže. Osim toga, trofazni ispravljač ima manju talasnost izlaznog jednosmernog napona u odnosu na monofazni tip ispravljača. Ova vrsta ispravljača se nalazi u širokoj upotrebi. Kada je reč o pretvaračima nešto većih snaga, ponekad se pribegava rešenju u kome se umesto diodnog ispravljača koriste poluupravljivi (kombinacija dioda i tiristora) ili punoupravljivi (sa tiristorima) ispravljači. Šestopulsni ispravljač, koji je karakterističan za niskonaponske pretvarače, nije pogodan za pogone vrlo velikih snaga (zbog velikog udela viših harmonika struje ispravljača), te se tada koriste drugačije topologije; 12-pulsni, 18-pulsni ili 24-pulsni ispravljači (sredjenaponski električni pogoni) [33] napojeni iz transformatora odgovarajuće izvedbe namotaja na sekundaru. Nešto drugačija topologija ulazne sekcije sreće se kod pretvarača koji su posebno dizajnirani za visoke snage. Oni na svom ulazu sadrže aktivni ispravljač (engl. *Active Front End*), sl. 2.10. Takva topologija se koristi da bi se umanjilo harmonijsko izobličenje ulazne struje ispravljača, a posebno su interesantni u regulisanim električnim pogonima visokih performansi, kao i pogonima gde se zahteva četvorokvadratni rad sa rekuperacijom.

Pretvarači sa sl. 2.9 i sl. 2.10 koriste naponsko jednosmerno međukolo sa kondenzatorom. Uloga kondenzatora je da smanji talasnost jednosmernog napona na izlazu ispravljačke sekcije. Postoje i topologije koje na jednosmernoj strani nemaju kondenzator, već sadrže prigušnicu [27]. Tada je reč o pretvaraču strujne topologije.

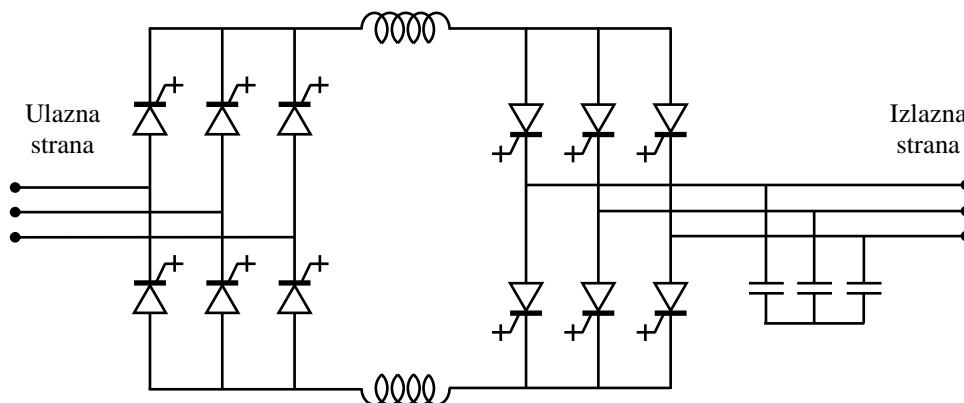
Izlazni deo pretvarača sa sl. 2.9 i sl. 2.10 je inverter. Njegova uloga je u pretvaranju napona jednosmernog međukola u naizmenični napon željene vrednosti i frekvencije (naponski inverter, engl. *Voltage Source Inverter, VSI*). Inverter ima mosnu topologiju, s dva nivoa izlaznog napona.



Slika 2.10. Konfiguracija energetskog pretvarača sa aktivnim ispravljačem na ulazu.

Upravljanje invertorom je realizovano primenom tehnike impulsno-širinske modulacije (engl. *Pulse Width Modulation, PWM*). Princip se zasniva na generisanju impulsnih promena u izlaznom naponu pretvarača, takvih da se postigne zadata srednja vrednost napona u periodu prekidanja [34]. Ovo je moguće ostvariti zahvaljujući punoj upravljivosti prekidačkih komponenti invertora, tj. tranzistora. Metoda koja se pri tome koristi jeste modulacija prostornog vektora (engl. *Space Vector Modulation, SVM*). Metoda se pokazala kao efikasna u smislu iskorišćenja napona jednosmernog međukola, smanjenog broja komutacija unutar prekidačke periode, kao i smanjenog prisustva viših harmonika u frekvencijskom spektru izlaznog napona.

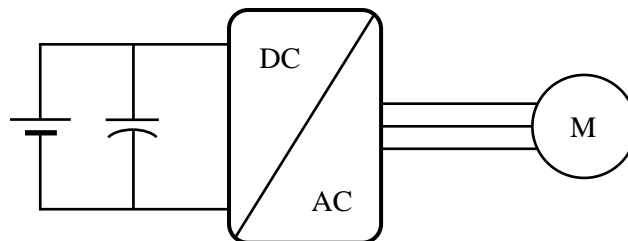
Od praktičnog značaja su i invertori strujne topologije (engl. *Current Source Inverter, CSI*), sl. 2.11 Za razliku od naponskih invertora, izvor napajanja strujnih invertora jeste strujni generator [35], tj. izvor jednosmerne struje. Zbog toga se kod takvih pretvarača na ulazu postavlja punoupravljiv ispravljač (najčešće se koriste tiristorski ispravljači), a njegovom strujnom regulacijom ostvaruje se jednosmerni strujni izlaz. Na izlazu ispravljača, odnosno ulazu invertora, vezuje se prigušnica potrebne vrednosti induktivnosti, čime se postiže da amplituda jednosmerne struje ne zavisi od prirode opterećenja, tj. režima rada električne mašine [36]. Ovakva topologija pretvarača prevashodno se koristi u okviru električnih pogona izuzetno velikih snaga (npr. pogoni brodova).



Slika 2.11. Primer konfiguracije energetskog pretvarača sa trofaznim strujnim invertorom.

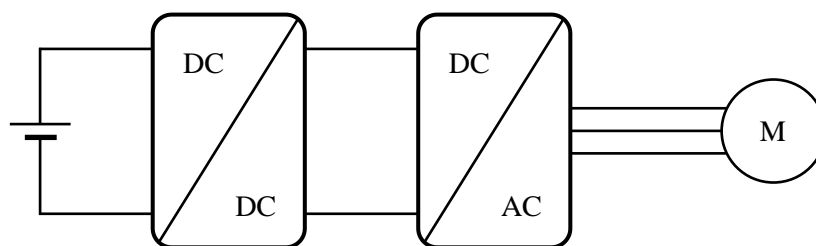
Vredi napomenuti da pored indirektnog tipa pretvarača postoje i direktni pretvarači. Primer indirektnog AC/AC pretvarača je ciklokonvertor. Međutim, zbog složenije izvedbe i kompleksnog upravljanja, ova vrsta pretvarača se ređe koristi (sporohodni pogoni velikih snaga [27]).

Primena energetske elektronike u okviru pogona električnih i hibridnih automobila je neizostavna. Pogonski sklop električnog vozila čine: baterija, energetski pretvarač i električni motor. Jedan od glavnih ciljeva električnih vozila jeste povećanje energetske efikasnosti njihovog pogonskog sklopa. S tim u vezi, od suštinskog je značaja izbor topologije energetskog pretvarača posredstvom koga će se napajati električni motor. Osim toga, insistira se na što manjim fizičkim dimenzijama pretvarača, a postavlja se zahtev i u pogledu njegove cene. Osnovna konfiguracija podrazumeva upotrebu DC/AC tipa energetskog pretvarača (pogonski motor je mašina naizmenične struje), tj. invertora naponske topologije (sl. 2.12). Invertor je trofazni, sa mosnom topologijom i dva nivoa izlaznog napona [37], [38]. Poluprovodničke prekidačke komponente za napone ispod 200 V su često MOSFET, dok se za više naponske nivoe i struje upotrebljavaju IGBT [38]. Navedeni koncept energetskog pretvarača predstavlja kompromis zahteva pogonskog sklopa električnog automobila. Novija rešenja DC/AC pretvarača koriste više nivoa izlaznog napona [37].



Slika 2.12. Osnovna konfiguracija pogonskog sklopa električnog automobila.

Nazivne vrednosti napona baterije koje se koriste kod električnih vozila mogu biti ispod 60 V (laka električna vozila relativno malih snaga), dok je za pogon električnih automobila većih snaga neophodno koristiti više naponske nivoe da bi se smanjila vrednost struje motora (visokonaponske baterije radnog napona 200-800 V). Kako bi se izbegla primena visokonaponskih baterija, u literaturi se sreću drugačija rešenja pogonskog pretvarača u odnosu na konfiguraciju sa sl. 2.12. Jedno od rešenja jeste dodavanje DC/DC pretvarača podizaca napona između baterije i invertora (sl. 2.13) [37]. Prednost takvog sistema je u tome što se može koristiti baterija značajno niže vrednosti radnog napona, čime se smanjuje broj redno vezanih ćelija, kao i složenost sistema za upravljanje i nadzor baterije [37]. U poređenju sa konfiguracijom sa sl. 2.12, energetska efikasnost pogonskog sklopa sa sl. 2.13 je uvećana pri delimičnom opterećenju pogona, ali se smanjuje pri punom teretu. Osim toga, složenije je upravljanje, a povećava se i cena pogonskog sklopa [37]. Sve su to razlozi zbog kojih pogoni većine današnjih električnih automobila koriste konfiguraciju sklopa sa sl. 2.12, uprkos potrebi za visokonaponskim baterijama.

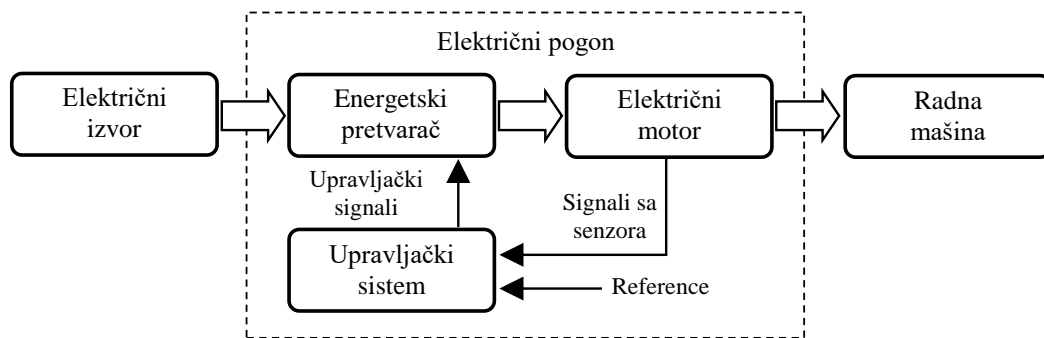


Slika 2.13. Unapređena konfiguracija pogonskog sklopa električnog automobila.

2.3 Algoritmi upravljanja električnim mašinama

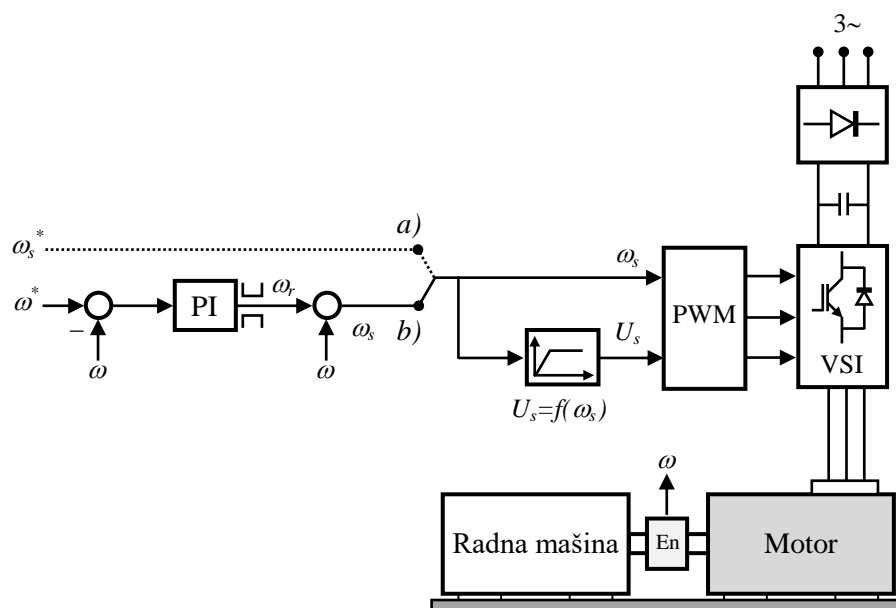
U modernim industrijskim sistemima, ali i pogonskim sklopovima električnih i hibridnih vozila, sve je veća potreba za digitalno upravljanim električnim pogonima. Napajanje i upravljanje mašinama danas se obavlja uz upotrebu statičkih energetske pretvarača i digitalnih signalnih kontrolera [11]. Opšta šema takvog električnog pogona prikazana je na sl. 2.14.

Jedan od ciljeva upravljanja radom električnog motora u okviru pogona jeste da se obezbedi što veća tačnost i brzina u dostizanju momenta koji je neophodan za pokretanje radne mašine ili upravljanje kretanjem električnog vozila [11]. Kako se u današnje vreme u električnim pogonima najčešće koriste mašine naizmenične struje, to će u nastavku biti ukratko izložene savremene tehnike upravljanja električnim mašinama naizmenične struje.



Slika 2.14. Opšta struktura električnog pogona.

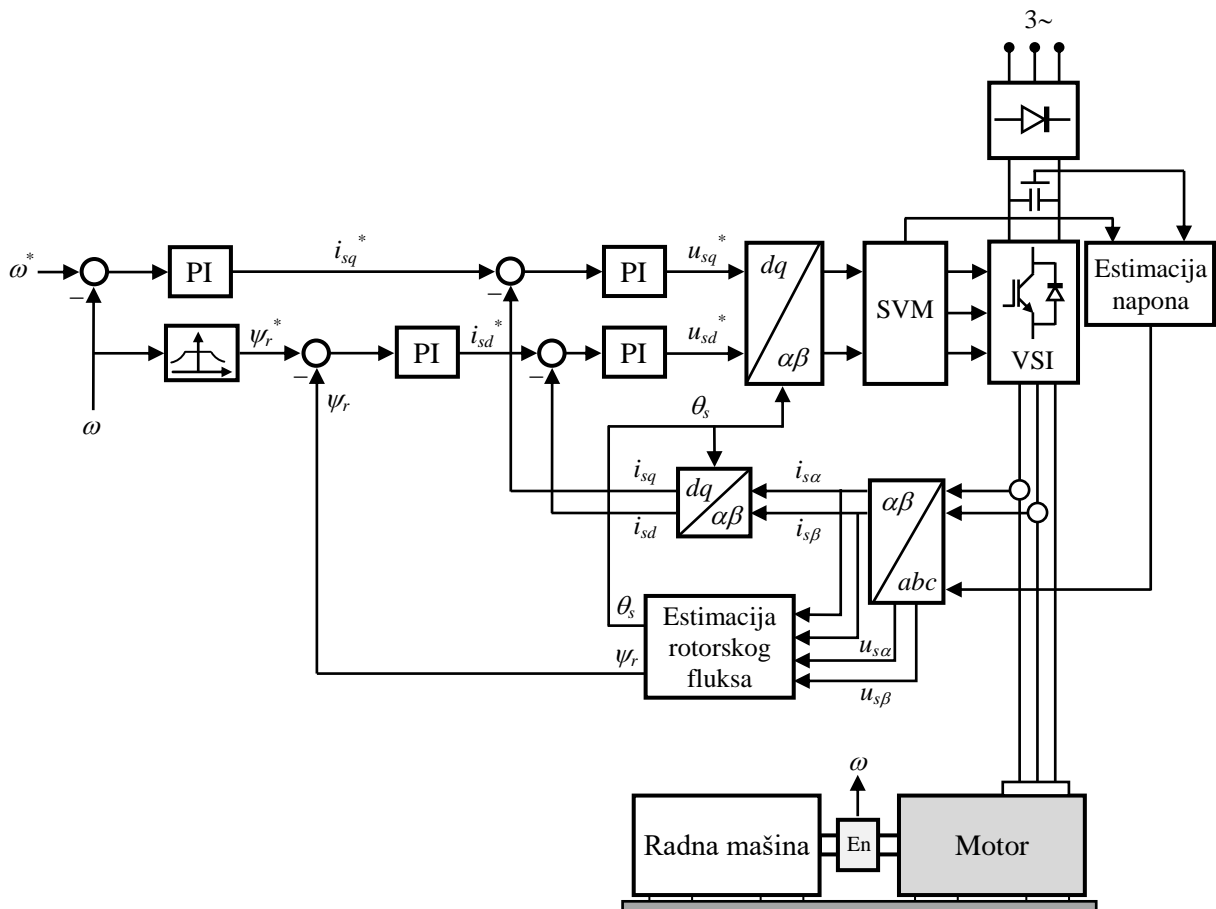
Najveći udeo u instaliranim električnim pogonima u industrijskim sistemima čine asinhronne električne mašine. Dve osnovne tehnike upravljanja asinhronom mašinom su skalarno upravljanje i vektorsko upravljanje [39]. Kod skalarnog upravljanja promenom frekvencije naponskog invertora, a time i asinhronog motora, uz proporcionalnu izmenu efektivne vrednosti napona, menja se brzina obrtanja motora [27] (sl. 2.15). Skalarnom kontrolom se postiže promena brzine obrtanja asinhronne mašine na jednostavan i jeftin način.



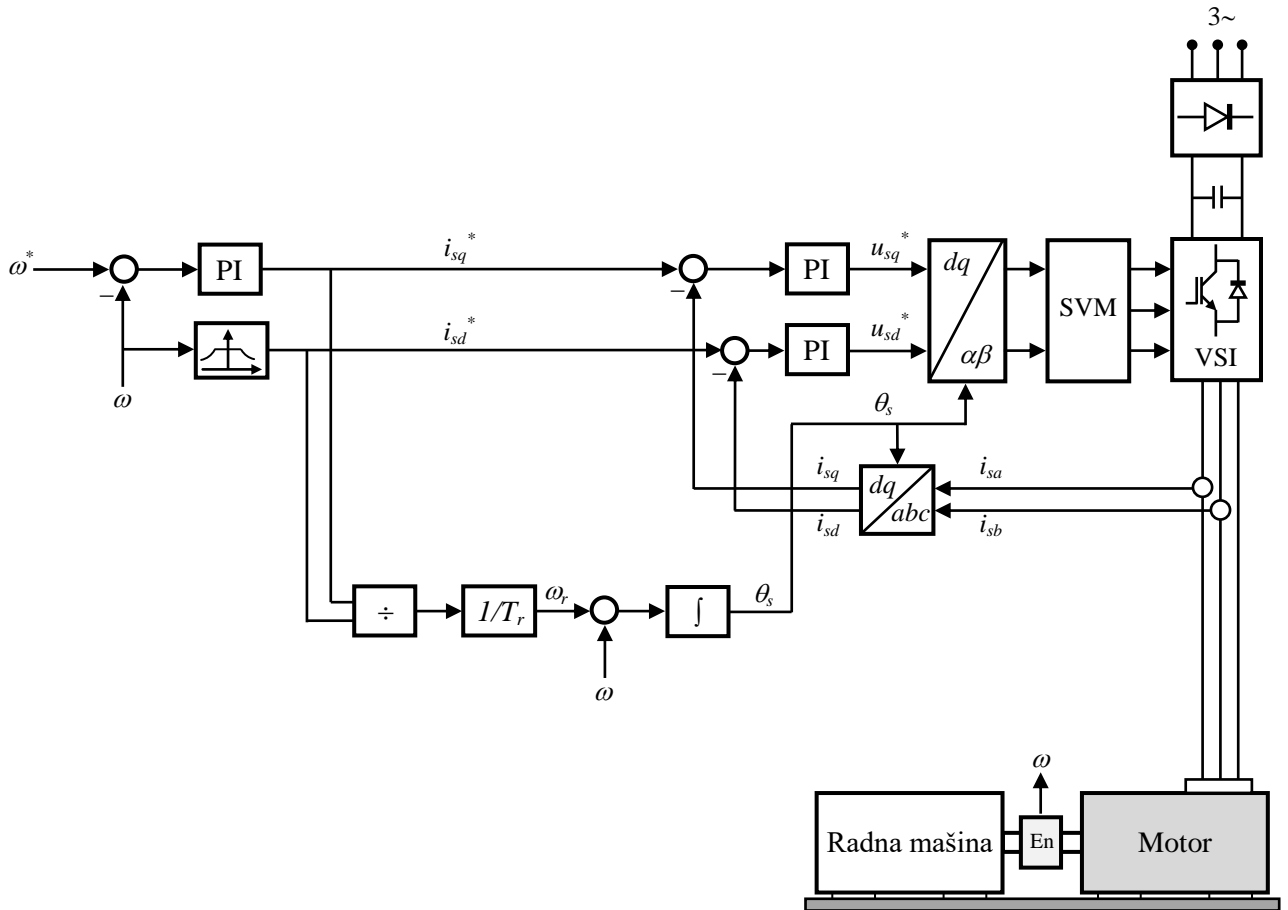
Slika 2.15. Skalarno upravljanje u otvorenoj (a) i zatvorenoj (b) petlji pogona sa asinhronom mašinom.

Primena skalarnog upravljanja uglavnom je vezana za pogone opšte namene, gde nije izražena dinamika pogona. Međutim, u električnim pogonima visokih performansi ovaj vid upravljanja asinhronom mašinom ne daje zadovoljavajuće karakteristike u pogledu brzine odziva, jer je upravljanje magnetnim stanjem i momentom mašine spregnuto. Osim toga, problem nastaje i zbog smanjenja vrednosti prevalnog momenta motora kod snižavanja frekvencija napona napajanja ispod nominalne (efekat nastaje zbog uticaja električne otpornosti namotaja statora, pa se problem pokušava rešiti odstupanjem od zavisnosti $U_s/f_s=\text{const.}$). Nezavisno upravljanje fluksom i momentom asinhronne mašine moguće je ostvariti primenom vektorskog upravljanja. Pri tom, postoje dva osnovna principa vektorskog upravljanja: upravljanje orijentisano poljem (engl. *Field Oriented Control – FOC*) i direktna kontrola momenta (engl. *Direct Torque Control – DTC*) [39].

Direktno i nezavisno upravljanje momentom asinhronne mašine može se ostvariti preko komponente vektora struje statora i_{sq} , dok se upravljanje poljem u mašini ostvaruje preko komponente vektora struje statora i_{sd} , obe u sinhronom koordinatnom sistemu [27], mašine upravljane primenom orijentacije polja. Kada je reč o praktičnoj realizaciji, zbog jednostavnosti izvedbe prednost se daje orijentaciji vektora struje statora u odnosu na vektor fluksa rotora, dok se problem orijentacije polja rešava na dva načina. Ukoliko se vektor fluksa rotora estimira na osnovu izmerenih struja i napona asinhronne mašine, reč je o upravljanju sa direktnom orijentacijom polja (sl. 2.16). Pod indirektnom orijentacijom podrazumeva se određivanje položaja vektora fluksa rotora izračunavanjem ugaone učestanosti klizanja i merenjem brzine obrtanja rotora (sl. 2.17) [27].



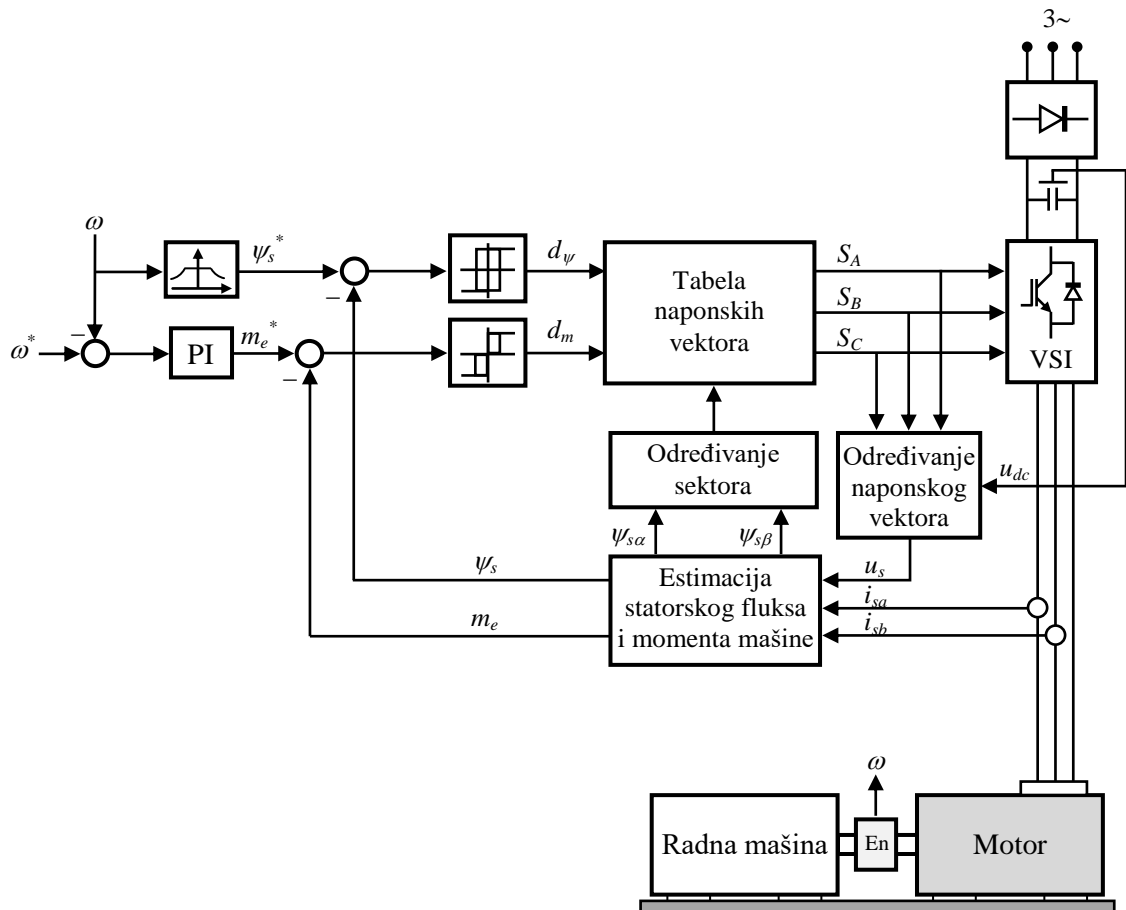
Slika 2.16. Primer realizacije upravljanja sa direktnom orijentacijom polja asinhronne mašine (DFOC).



Slika 2.17. Primer realizacije upravljanja sa indirektnom orijentacijom polja asinhronne mašine (IFOC).

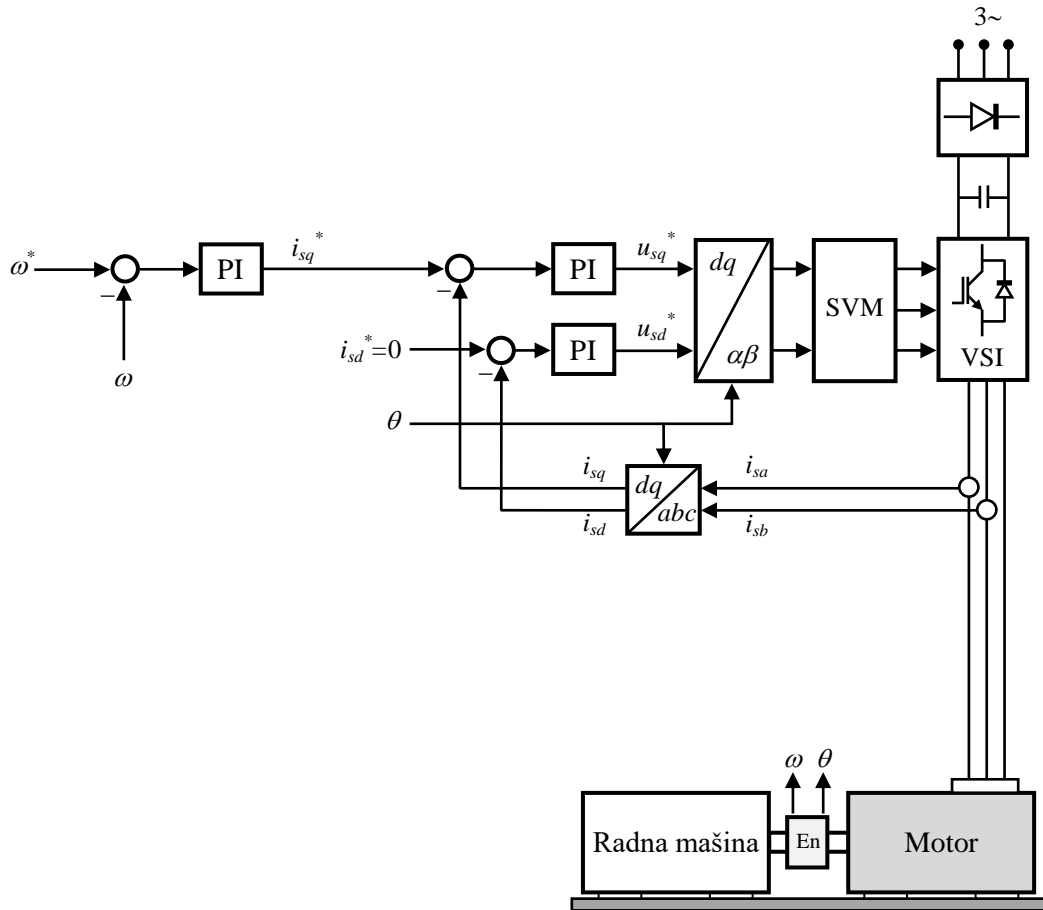
Algoritam vektorske kontrole, koji se oslanja na upravljanje asinhronom mašinom primenom orijentacije polja, zasniva se na poznavanju modela mašine i podrazumeva kaskadnu regulacionu strukturu sa postojanjem regulatora statorskih komponenti struja (i_{sq} i i_{sd}). Time se regulacija momenta i fluksa ostvaruje na posredan način, što nepovoljno utiče na dinamiku pogona. Ipak, upravljanje primenom orijentacije polja široko je rasprostranjeno u savremenim pogonima visokih performansi, pri čemu se i dalje radi na unapređenju algoritma.

Direktna kontrola momenta (sl. 2.18) je drugi koncept strategije vektorskog upravljanja asinhronom mašinom. U odnosu na princip orijentacije polja, tehnika direktne kontrole momenta je novijeg datuma i zasnovana je na jednostavnijem konceptu koji podrazumeva direktno upravljanje vektorom statorskog napona, odnosno fluksa, čijom se kontrolom utiče na frekvenciju struja u provodnicima rotora, a time direktno i na moment asinhronne mašine [40]. Zahvaljujući svojoj jednostavnoj upravljačkoj strukturi (daleko prostijoj u odnosu na upravljanje orijentisano poljem), direktna kontrola momenta je stekla veliki značaj u industrijskim pogonima sa asinhronim mašinama. Mogućnost izuzetno brze neposredne kontrole momenta mašine učinila je ovu metodu skoro bez konkurencije u pogledu dinamičkih karakteristika pogona [39]. Međutim, osnovni koncept upravljačke strukture ima izvesnih nedostataka, kao što su promenljiva prekidačka frekvencija invertora i pojava talasnosti momenta [39], [40]. Dalji pravci razvoja direktne kontrole momenta ide u smeru eliminisanja navedenih nedostataka, ali i dodatnog unapređenja algoritma.



Slika 2.18. Primer realizacije direktne kontrole momenta asinhronne mašine (DTC).

Kada je reč o električnim pogonima sa sinhronim mašinama, pre svega sa stalnim magnetima, oni su manje zastupljeni u industrijskim sistemima, ali su izuzetno važni u pogonima savremenih električnih i hibridnih vozila. Ova vrsta pogona dominira kod električnih automobila [15]. Tipična upravljačka struktura električnog pogona sa sinhronom mašinom sa stalnim magnetima zasnovana je na primeni vektorskog upravljanja, tj. principa orijentacije polja i prikazana je na sl. 2.19. Moment sinhronne mašine sa stalnim magnetima direktno je srazmeran poprečnoj komponenti statorske struje (i_{sq} u sinhronom koordinatnom sistemu), ali ne postoji mogućnost da se koeficijent srazmere menja na način kako je to moguće kod asinhronne mašine (pobudni fluks stalnih magneta je konstantan; zato je $i_{sd}^* = 0$ na sl. 2.19) [27], što donekle otežava korišćenje opsega slabljenja polja. Ipak, realizacija upravljanja sa orijentacijom polja jednostavnija je kod sinhronne mašine sa stalnim magnetima, jer nema klizanja kao kod asinhronne mašine, pa je za obavljanje matematičkih transformacija dovoljno poznavati samo (apsolutnu) poziciju rotora [27]. Da bi se omogućilo korišćenje opsega slabljenja polja mašine, potrebno je zadavati negativnu vrednost podužne komponente struje statora (i_{sd}^*), čime se na indirektan način slabi polje stalnih magneta. Pri tom, treba voditi računa da struja statora ne postane veća od svoje nominalne vrednosti (bar ne u ustaljenom stanju pogona). U praktičnoj primeni, kada je potrebno ostvariti širok opseg brzina obrtanja (npr. kod pogona električnih vozila), najčešće se koriste sinhronne mašine koje imaju snažne magnete utisnute u rotor, jer se kod njih postiže veća brzina putem slabljenja polja [27].



Slika 2.19. Upravljanje orijentacijom polja pogona sa sinhronom mašinom sa stalnim magnetima (FOC).

Tehnika direktne kontrole momenta sinhronne mašine sa stalnim magnetima predstavlja alternativu metodi upravljanja sa orijentacijom polja, čijom se primenom ostvaruju izuzetno dobre dinamičke karakteristike pogona. Ipak, metoda poseduje i izvesne nedostatke, kao što su pojave talasnosti momenta i fluksa. Navedene slabosti se mogu u velikoj meri ublažiti daljim unapređenjem tehnike direktne kontrole momenta.

3. ELEKTRONSKI KOMUTOVAN MOTOR JEDNOSMERNE STRUJE

Elektronski komutovan motor jednosmerne struje je vrsta sinhrona mašine sa stalnim magnetima na rotoru koja se napaja iz izvora jednosmerne struje preko invertora. Ipak, postoji jedna suštinska razlika koja određuje vrstu sinhrona mašine sa stalnim magnetima. Naime, klasična sinhrona mašina sa stalnim magnetima na rotoru ima prostoperiodičan vremenski oblik indukovane elektromotorne sile u namotajima statora (ponekad se naziva i bezkolektorska mašina naizmjenične struje), dok se elektronski komutovana mašina jednosmerne struje (sreće se i pod imenom bezkolektorski motor jednosmerne struje) projektuje tako da indukovana elektromotorna sila postiže trepezni oblik. U svakom slučaju, ovo nije vrsta mašine jednosmerne struje. Postavlja se pitanje otkuda je potekao naziv „elektronski komutovan motor jednosmerne struje“, s obzirom da se on napaja naizmjeničnim strujama. Pre nego se da odgovor na ovo pitanje, treba se podsetiti principa rada komutatorskog motora jednosmerne struje sa stalnim magnetima na statoru. Uloga stalnih magneta jeste u uspostavljanju pobudnog fluksa, koji u interakciji sa strujom rotora, stvara elektromagnetski moment motora. Kako bi se ostvarilo dejstvo momenta motora u istom smeru, potrebno je periodično menjati smer struja u provodnicima rotora, što se postiže upotrebom mehaničkog sklopa, tzv. komutatora. Deo komutatora koji se nalazi na rotoru naziva se kolektor i on se obrće zajedno sa rotorom, dok nepomični deo komutatora čine četkice i one klize po kolektoru. Jednosmerna struja izvora se preko četkica dovodi do kolektora. Obrtanjem rotora, kolektor menja raspodelu struje u provodnicima rotora, te se u njima uspostavlja periodična (naizmjenična) struja [11]. Dakle, komutator pretvara jednosmernu struju izvora u periodičnu, kakva postoji u provodnicima rotora. Slično tome, ukoliko se mašina konstruiše tako da se stalni magneti postave na rotor, obrtanje rotora se može ostvariti ako se u namotajima statora uspostavi odgovarajuća periodična struja. To je i slučaj gde se namotaj statora napaja iz jednosmernog izvora, s tim što ulogu mehaničkog komutatora sada preuzima savremeni tranzistorski inverter koji pretvara jednosmernu struju izvora u periodičnu koja se ima u namotajima statora. Ovo je princip

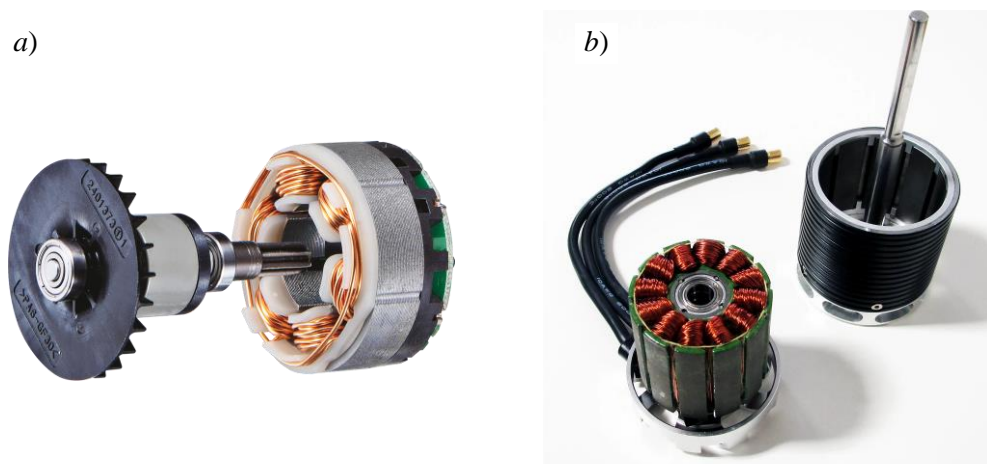
na kome počiva rad elektronski komutovanog motora jednosmerne struje. Mehanički komutator je eliminisan, što je velika prednost, a komutacija se obavlja uz pomoć uređaja energetske elektronike, tj. elektronski. Odatle je i potekao naziv ove vrste mašine.

Elektronski komutovan motor jednosmerne struje ne može da radi bez invertora, te je njegova primena postala moguća tek sa značajnijim razvojem energetske elektronike, ali i sa pojavom jeftinijih mikrokontrolera. Prvi takav koncept predstavljen je šezdesetih godina prošlog veka [41], da bi sa pojavom snažnih stalnih magneta krajem osamdesetih godina prošlog veka konstruisan motor čija je snaga bila višestruko veća od snage prvobitnih izvedbi ovakvih motora [42]. Danas, primena elektronski komutovanog motora jednosmerne struje je zaista raznovrsna, o čemu će kasnije biti reči.

U nastavku poglavlja biće dat kratak prikaz konstrukcije elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, kao i princip njegovog rada.

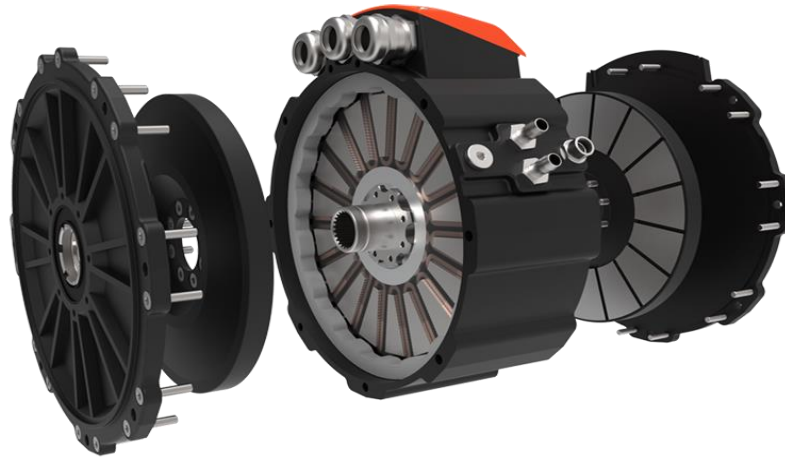
3.1 Osnovni elementi konstrukcije

Da bi se razumele karakteristike elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, neophodno je poznavati njegovu konstrukciju i princip rada. Kako je reč o obrtnoj električnoj mašini, osnovni elementi konstrukcije su nepokretni deo, stator, i pokretni deo, rotor. U zavisnosti od načina njihove izvedbe, postoje dva osnovna tipa: elektronski komutovan motor jednosmerne struje sa radijalnim magnetnim fluksom i elektronski komutovan motor jednosmerne struje sa aksijalnim magnetnim fluksom. Motori sa radijalnim fluksom se dalje mogu podeliti u dve kategorije: motori sa unutrašnjim rotorom i motori sa spoljašnjim rotorom [42]. Motori koji imaju rotor postavljen unutar statora odlikuju se manjim momentom inercije i imaju efikasnije odvođenje toplote sa namotaja statora. S druge strane, motori sa spoljašnjim rotorom imaju veću vrednost momenta inercije (što može biti poželjno u pogonima u kojima se zahteva konstantna brzina obrtanja), a odvođenje toplote sa statora (koji se nalazi unutar rotora) je donekle otežano. Međutim, izvođenje namotaja statora je daleko jednostavnije kod ovakve konfiguracije motora. Na sl. 3.1 prikazane su obe vrste motora sa radijalnim prostiranjem magnetnog fluksa.



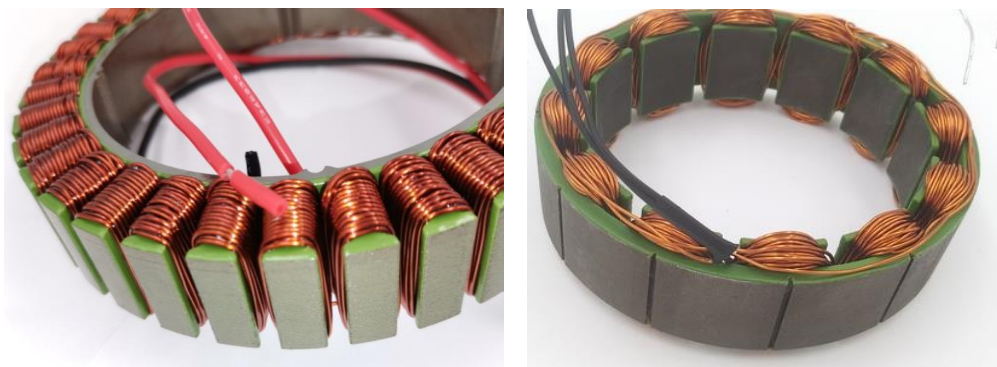
Slika 3.1. Elektronski komutovan motor jednosmerne struje sa radijalnim prostiranjem magnetnog fluksa. Motor sa unutrašnjim rotorom [43] (a) i spoljašnjim rotorom [44] (b).

Elektronski komutovan motor jednosmerne struje sa aksijalnim magnetnim fluksom ima rotor u obliku diska, na koga su montirani stalni magneti. Magneti su usmereni prema statoru, tako da se linije magnetnog polja zatvaraju aksijalno, od magneta, preko vazdušnog zazora, magnetnog kola statora i nazad preko vazdušnog zazora prema susednom stalnom magnetu na rotoru. Kako bi se izbalansirale magnetne sile, često se koriste dva rotora, po jedan sa svake strane statora (sl. 3.2). Za razliku od motora sa radijalnim fluksom, putanja magnetnog fluksa u ovom slučaju je u jednom pravcu, što omogućava upotrebu orijentisanih magnetnih limova. Time se smanjuju gubici u gvožđu i posledično se uvećava stepen korisnog dejstva motora.



Slika 3.2. Motor sa aksijalnim magnetnim fluksom i dva rotora [21], proizvođača Magnax.

U dosadašnjoj praksi najčešća je primena motora sa radijalnim magnetnim fluksom. Stalni magneti su obično postavljeni na površinu rotora (izbegava se isturenost zbog pojave reluktantne komponente momenta koja osciluje kako se rotor obrće) i namagnetisani su u radijalnom pravcu [45]. Materijali koji se koriste za izradu stalnih magneta trebaju da poseduju što je moguće veće vrednosti remanentne magnetne indukcije i koercitivnog polja. U tom smislu, posebno je naglašena primena tzv. magneta retkih zemalja (npr. NdFeB), dok se za jeftinija rešenja koriste feriti. Magnetno kolo statora ima lameliranu strukturu i izrađeno je od međusobno izolovanih feromagnetnih limova. Drugo rešenje je izrada magnetnog kola u celini, kada se koristi gvozdeni praškasti materijal sa odgovarajućim vezivom koje električno izoluje čestice gvožđa. Na magnetno kolo statora postavljaju se namotaji. Oni mogu biti smešteni u žlebove statora (tačnije oko zubaca, sl. 3.3), premda postoje izvedbe i bez žlebova (engl. *slotless*). Prednosti izvođenja namotaja bez žlebova ogleda se u značajnom smanjenju reluktantne valovitosti momenta (engl. *cogging torque*) motora sa površinski montiranim stalnim magnetima (nema interakcije između stalnih magneta na rotoru i zubaca na statoru), što je izuzetno važno u opsegu malih brzina obrtanja. Ipak, ovakvo rešenje vodi ka uvećanju vazdušnog zazora mašine, pa se obično koristi samo kod motora malih snaga. Namotaji statora se uglavnom izvode kao koncentrisani (sl. 3.3), da bi se ostvario trapezni oblik elektromotorne sile. Najčešće su trofazni, povezani u zvezdu ili trougao [45]. Spoj zvezda (češći slučaj) omogućava da motor razvije veći moment pri manjim brzinama obrtanja u odnosu na spoj trougao, u kom slučaju motor razvija manju vrednost momenta pri nižim brzinama obrtanja.

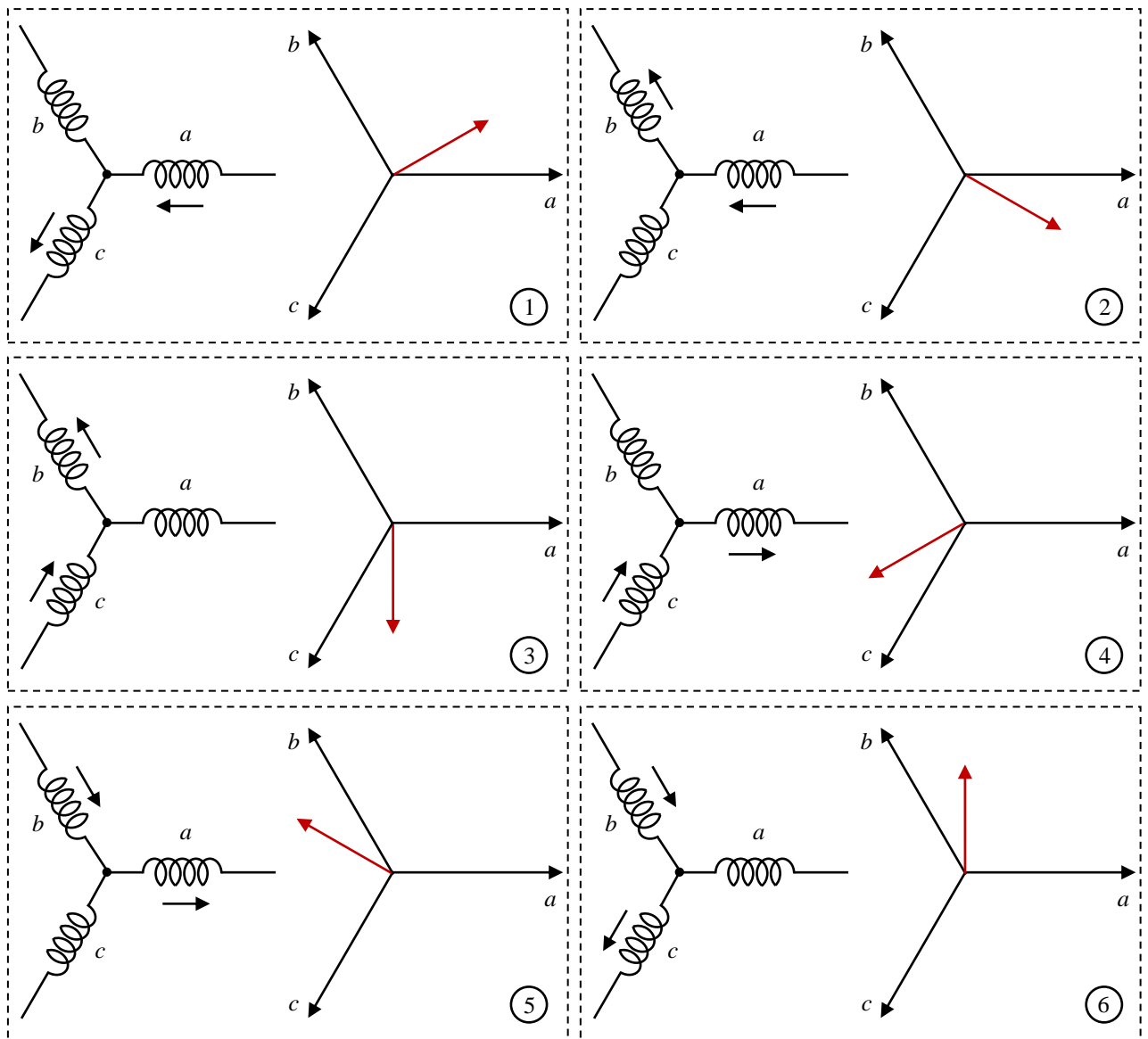


Slika 3.3. Izgled namotaja statora elektronski komutovanog motora jednosmerne struje [46], [47].

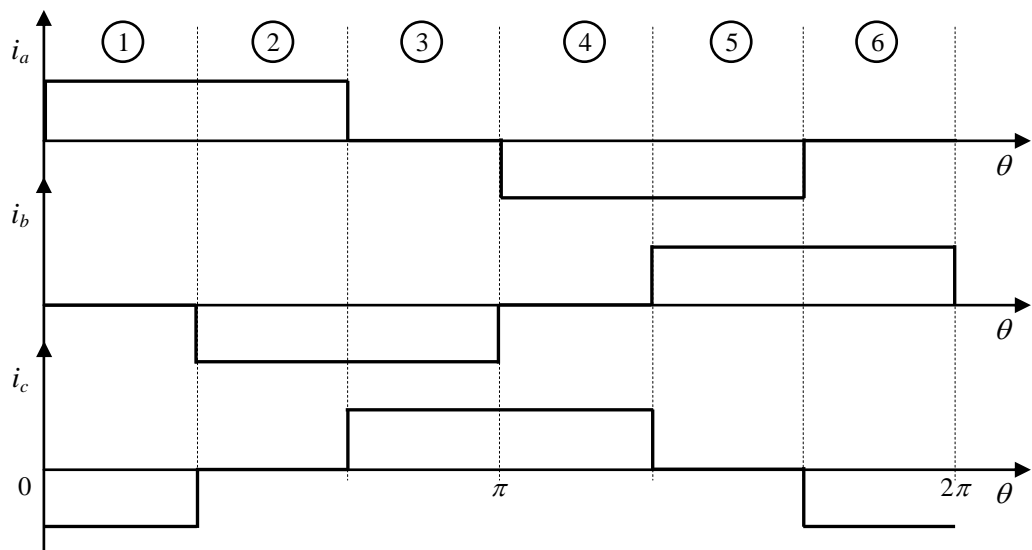
3.2 Princip rada

Kao što je prethodno navedeno, elektronski komutovan motor jednosmerne struje je vrsta sinhrona mašine sa stalnim magnetima na rotoru. Međutim, za razliku od klasične sinhrona mašine kod koje statorske struje formiraju obrtno (Teslino) magnetno polje, princip rada elektronski komutovanog motora jednosmerne struje je nešto drugačiji. Naime, da bi se rotor elektronski komutovanog motora mogao obrtati, neophodno je napajati njegove statorske namotaje na tačno određen način. To podrazumeva da se u isto vreme pobuđuju samo dva priključna kraja motora, dok je treći slobodan. Pri tom, struja koja se uspostavlja kroz namotaje motora je pravougaonog oblika. Na statoru se stvara magnetno polje koje miruje. U interakciji magnetnog polja statora i magnetnog polja stalnih magneta na rotoru nastaje elektromagnetski moment koji zakreće rotor u pravcu magnetnog polja statora. Rotor se počinje obrtati. Da bi se obezbedilo njegovo kontinualno obrtanje, dalje je potrebno vršiti pomeranje (obrtanje) magnetnog polja statora. To se postiže komutacijom struje u namotajima motora. Za razliku od komutatorskog motora jednosmerne struje, gde se komutacija obavlja pomoću mehaničkog uređaja, komutacija se ovde vrši uz pomoć tranzistorskog invertora. Na taj način se uspostavlja obrtno polje na statoru. Navedeni princip ilustrovan je na primeru sa sl. 3.4 (crvena strelica predstavlja prostorni položaj magnetnog polja statora za izabrani način pobuđivanja namotaja – magnetno polje rotora prati ovaj smer).

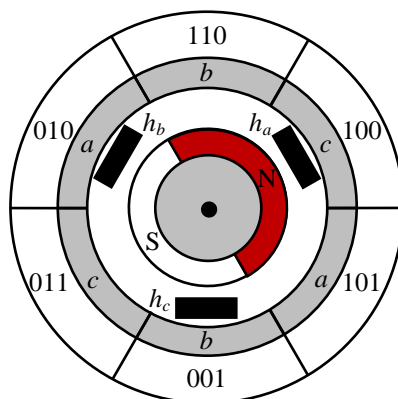
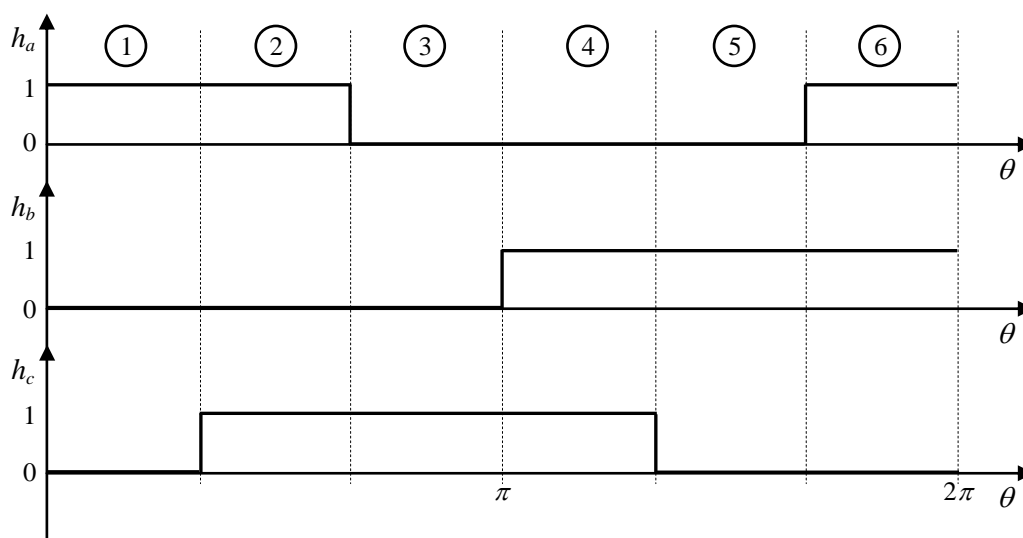
Princip rada elektronski komutovanog motora jednosmerne struje ilustrovan je za slučaj kada su namotaji statora spojeni u zvezdu. Princip se suštinski ne menja ni kada su namotaji spojeni u trougao. No, ono što je važno jeste odabir trenutka komutacije. Struje u namotajima motora za slučaj primera sa sl. 3.4 prikazane su na sl. 3.5. Može se uočiti da struje postoje u namotajima tokom $2 \times 120 \text{ el.}^\circ$ (u istom trenutku postoje samo po dve struje), a ostalo vreme su na nuli. Kako bi se mogla obaviti komutacija u pravom trenutku, neophodno je poznavati položaj rotora (θ). Za tu svrhu se u praksi najčešće koriste senzori magnetnog polja na bazi Holovog efekta. Po tri takva senzora ugrađuju se u nepomični deo motora (ilustracija na sl. 3.6). Izlaz Holovog senzora je logički signal 1 kada se ispod senzora nađe severni pol rotorskog magnetnog polja. Obrnuto, kada je ispod senzora južni pol rotorskog magnetnog polja, izlaz Holovog senzora je logički signal 0. Ovo je prikazano na sl. 3.7. Informacija o položaju rotora dobija se na svakih 60 el.° .



Slika 3.4. Princip pobuđivanja namotaja elektronski komutovanog motora jednosmerne struje.



Slika 3.5. Struje u namotajima motora za slučaj primera sa sl. 3.4.

Slika 3.6. Ilustrativni prikaz Holovih senzora magnetnog polja (h_a , h_b i h_c).

Slika 3.7. Izlazni (logički) signali Holovih senzora za slučaj primera sa sl. 3.4.

Položaj rotora je određen Holovim sensorima, odnosno trobitnim kodom (sl. 3.7) na osnovu koga se po dva priključna kraja motora dovode pod napon. Navedeni princip je nezavisan od konfiguracije namotaja. Priključenje motora na jednosmerni izvor napona se ne vrši direktno, već posredstvom invertora. Upravljanje poluprovodničkim prekidačima invertora obavlja se na osnovu stanja logičkih signala Holovih senzora, odnosno dijagrama komutacije, o čemu će kasnije biti reči.

3.3 Oblasti primene

Pre nego što se navedu oblasti primene elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, ukazaće se na osnovne prednosti ove vrste motora u odnosu na ostale kategorije električnih motora, pre svega komutatorske mašine jednosmerne struje.

Budući da elektronski komutovan motor jednosmerne struje ne poseduje četkice i kolektor, ovo predstavlja značajan napredak u tehnologiji razvoja obrtnih električnih mašina. Ova vrsta motora je manje podložna mehaničkom habanju u odnosu na komutatorsku mašinu jednosmerne struje i nije zahtevna u pogledu održavanja, što povećava pouzdanost motora i direktno utiče na njegov radni vek. Bolje odvođenje toplote, značajno veća energetska efikasnost u procesu

elektromehaničke konverzije energije, veća specifična snaga, širok raspon brzina obrtanja, niža buka, samo su neke od prednosti elektronski komutovanih motora jednosmerne struje koje su ih učinile poželjnim u mnogim vrstama električnih pogona. Rezultati pojedinih istraživanja ukazuju i na to da bi ova vrsta motora mogla postati ravnopravna sa asinhronim motorima u području servo pogona. Prednost elektronski komutovanog motora jednosmerne struje u odnosu na sinhroni motor sa stalnim magnetima jeste u daleko jednostavnijem načinu upravljanja.

Glavna područja primene elektronski komutovanog motora jednosmerne struje mogu se sagledati kroz sledeće oblasti:

- industrija (primena kod električnih pogona gde se zahteva promenljiva brzina obrtanja i upravljanje pozicijom, kao što su industrijski roboti, servo pogoni, 3D štampači, ekstruderi, sistemi za ventilaciju i klimatizaciju i dr.);
- električna vozila (pogoni električnih skutera, bicikala, a u budućnosti se može očekivati i značajnija primena u pogonu električnih automobila, gde se posebno ističu motori sa aksijalnim fluksom koji ostvaruju izuzetno velike vrednosti specifične snage – čak do 15 kW/kg [21]; zatim primena u okviru LIDAR sistema za autonomnu vožnju automobila i dr.);
- RC modeli i manje bespilotne letilice;
- medicinski uređaji (PAP respiratori, medicinski analizatori);
- kućni aparati (pogon kompresora savremenih klima uređaja i frižidera, pogon već mašine i mašine za suđe, pametni robot usisivači);
- sportski trenažeri (različite vrste fitnes sprava, kao što su: trake za trčanje, sobni bicikli, steperi, eliptični trenažeri i sl.);
- računarska periferija (pogoni hard diska, CD/DVD uređaja, štampača, skenera, ventilatora).

Ovim je ukratko ukazano na značaj primene elektronski komutovanog motora jednosmerne struje u različitim oblastima.

4. MATEMATIČKI MODEL ELEKTRONSKI KOMUTOVANOG MOTORA JEDNOSMERNE STRUJE

Da bi se dizajnirao upravljački sistem pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje, potrebno je uspostaviti matematički model motora. U ovom radu analiziran je trofazni motor čiji su namotaji spojeni u zvezdu (najčešći slučaj), a oblik kontra-elektromotorne sile je trapezni, što je karakteristika elektronski komutovanog motora jednosmerne struje. Rotor je cilindričnog oblika (sa stalnim magnetima), pa sopstvene i međusobne induktivnosti statorskih namotaja imaju konstantne vrednosti. Osim toga, pretpostaviće se da su vrednosti električne otpornosti namotaja statora međusobno jednake (namotaji su uravnoteženi) i zanemariće se uticaj temperature na promenu njihovih vrednosti. Dalje, zanemaruju se efekti žlebova i zubaca, mehanički gubici, gubici u magnetnom kolu, kao i pojava magnetnog zasićenja.

Jednačine naponske ravnoteže u trofaznim statorskim namotajima opisuju električni podsistem motora i glase [48]:

$$u_a = R_s \cdot i_a + L_s \cdot \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} + e_a, \quad (4.1)$$

$$u_b = R_s \cdot i_b + M \frac{di_a}{dt} + L_s \cdot \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} + e_b, \quad (4.2)$$

$$u_c = R_s \cdot i_c + M \cdot \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + L_s \cdot \frac{di_c}{dt} + e_c, \quad (4.3)$$

gde su: u_a , u_b i u_c – naponi na namotajima statora, i_a , i_b i i_c – struje u namotajima statora, R_s – otpornost namotaja statora, L_s – sopstvena induktivnost namotaja statora, M – međusobna induktivnost između bilo koja dva statorska namotaja i e_a , e_b i e_c – indukovane kontra-elektromotorne sile u namotajima statora.

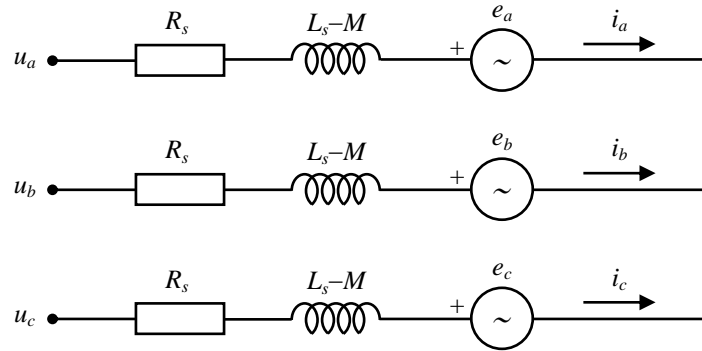
S obzirom da se zvezdište namotaja ne uzemljuje, zbir struja kroz njih u svakom trenutku iznosi:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (4.4)$$

Kada se uvaži (4.4) i uvrsti u relacije (4.1) – (4.3), jednačine ravnoteže napona namotaja statora se mogu uprostiti i zapisati u matricnoj formi:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Odgovarajuća električna šema koja odgovara jednačinama naponske ravnoteže iz (4.5) prikazana je na sl. 4.1.



Slika 4.1. Električno kolo trofaznog elektronski komutovanog motora jednosmerne struje.

Od značaja je poznavanje talasnog oblika kontra-elektromotornih sila u izrazima (4.1) – (4.3), odnosno u (4.5). Kontra-elektromotorne sile se mogu odrediti prema Faradejevom zakonu elektromagnetske indukcije [45]:

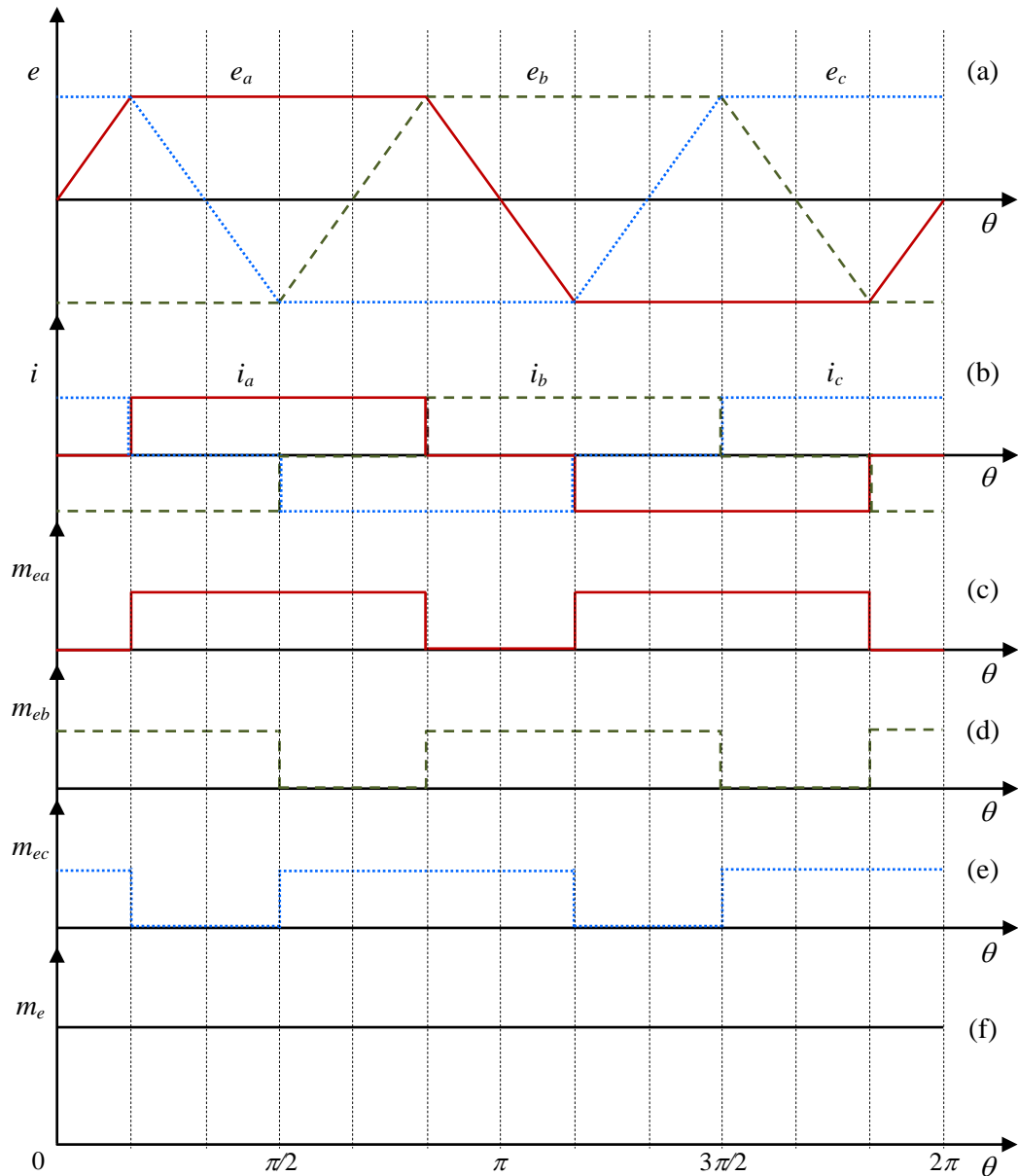
$$e_x = \frac{d\psi_x}{dt}, \quad (4.6)$$

gde je $x=a, b, c$, a ψ_x predstavlja fluksni obuhvat namotaja x , tj. fluks stalnih magneta (funkcija je pozicije rotora i nastaje pod dejstvom stalnih magneta na rotoru). Izraz (4.6) se može iskazati preko pozicije rotora (θ) i to na sledeći način [45]:

$$e_x = \frac{d\psi_x}{dt} = \frac{d\psi_x}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \omega \cdot \frac{d\psi_x}{d\theta}, \quad (4.7)$$

gde je ω brzina obrtanja rotora. Dakle, prema (4.7) kontra-elektromotorna sila je proporcionalna brzini obrtanja rotora. Ukoliko je brzina obrtanja konstantna, a fluksni obuhvat namotaja se menja linearno u funkciji pozicije rotora, tada je i kontra-elektromotorna sila konstantna. Kada fluksni obuhvat dostigne maksimalnu vrednost, on potom počinje da opada, što dovodi do promene polariteta indukovane kontra-elektromotorne sile (izraz (4.7)). Rezultat je povorka kontra-elektromotornih sila pravougaonog oblika. Ipak, mašina se konstruiše tako da indukovana kontra-

elektromotorna sila u namotajima postiže trapezi oblik u vremenu (konstantna je na intervalima od po 120 el.°), što je ilustrovano na sl. 4.2(a). To je postignuto odgovarajućom raspodelom polja u vazдушnom zazoru mašine i izvedbom namotaja statora. Kontra-elektromotorne sile u namotajima statora imaju isti (trapezni) oblik, ali su među sobom pomerene za po 120 el.° , pri čemu su im amplitude jednake (sl. 4.2(a)).



Slika 4.2. Talasni oblici kontra-elektromotorne sile, struje i momenta elektronski komutovanog motora [45].

Elektronski komutovan motor jednosmerne struje napaja se iz izvora jednosmernog napona, a promena smera jednosmerne struje izvora u namotajima statora obavlja se uz pomoć prekidačkih komponenti energetske elektronike (u namotajima statora je potrebno uspostaviti periodičnu struju, sl. 4.2(b)), tj. invertora. Samo odgovarajući par prekidačkih komponenti (najčešće su to tranzistori) provodi u isto vreme, a trenutak komutacije određen je položajem rotora, za čije se određivanje

uobičajeno koriste Holovi senzori. Jednostavnosti radi, u tekućoj analizi se pretpostavlja da se komutacija dešava trenutno (sl. 4.2(b)).

Elektromagnetski momenat motora (m_e) opisan je sledećom algebarskom relacijom [48]:

$$m_e = m_{ea} + m_{eb} + m_{ec} = \frac{e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c}{\omega}. \quad (4.8)$$

Kako su namotaji statora povezani u zvezdu, u istom trenutku postoje samo po dve struje koje učestvuju u stvaranju elektromagnetskog momenta, dok u trećem namotaju struja ne postoji. U cilju postizanja elektromagnetskog momenta istog predznaka, neophodno je da struja prati promenu indukovane kontra-elektromotorne sile. Ilustracija elektromagnetskog momenta motora data je na sl. 4.2(f), gde je prikazan i doprinos svake pojedinačne struje motora na generisani moment (m_{ea} , m_{eb} i m_{ec} na 4.2(c) – 4.2(e)).

Potpun matematički model se formira dodavanjem diferencijalne jednačine rotacije (Njutnova jednačina) koja opisuje mehaničke procese:

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_e - m_m, \quad (4.9)$$

gde je J ukupni (svedeni) moment inercije sistema (pogona), a m_m predstavlja moment opterećenja na vratilu motora.

Konačno, relacijama (4.5) – (4.9) opisan je kompletan (dinamički) model elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, koji je neophodan za razvoj upravljačkog sistema i sprovođenje računarskih simulacija rada električnog pogona s ovom vrstom motora.

Dalje je potrebno izvesti mehaničku karakteristiku elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, da bi se proučio njegov rad u ustaljenom stanju pogona. Važnost mehaničke karakteristike ogleda se i u tome što ona treba da bude usklađena sa momentnim karakteristikama radnih mašina. Stoga će se u nastavku poglavlja razmatrati isključivo ustaljeno stanje pogona.

Kako se u isto vreme struja u namotajima statora motora uspostavlja samo kroz dve faze (sl. 4.3), to je snaga elektromehaničke konverzije (P_c) opisana sa [45]:

$$P_c = E \cdot I, \quad (4.10)$$

gde E predstavlja kontra-elektromotornu silu merenu između dva priključna kraja motora, a I je jednosmerna struja izvora. Izraz (4.10) važi uz pretpostavku da je brzina obrtanja motora konstantna (ustaljeno stanje). Ukoliko se dalje pretpostavi da je izvod fluksnog obuhvata po poziciji u (4.7) konstantan u svakom namotaju motora tokom perioda od 120 el.° (videti sl. 4.2(a)), to će kontra-elektromotorna sila u (4.10) imati konstantnu vrednost u sukcesivnim intervalima od po 60 el.°. Sada se može pisati [45]:

$$E = k_E \cdot \omega, \quad (4.11)$$

gde k_E predstavlja konstantu kontra-elektromotorne sile (obično se daje se kao podatak o mašini).

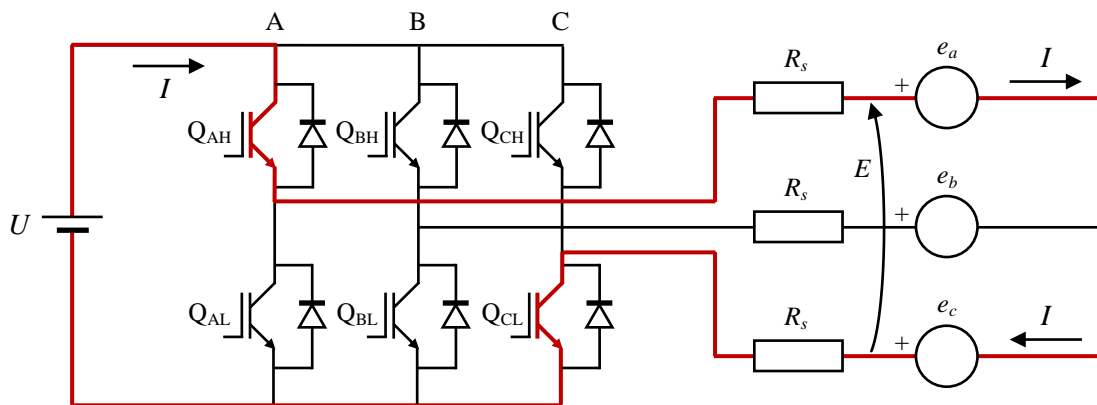
Na osnovu definicije elektromagnetskog momenta (momenta konverzije) i izraza (4.10) i (4.11), sledi da je:

$$m_e = k_E \cdot I. \quad (4.12)$$

Relacija (4.12) je veoma važna jer ukazuje da je moment elektronski komutovanog motora jednosmerne struje direktno srazmeran struji motora, odnosno struji izvora, što je bitna osobina sa stanovišta upravljanja motorom.

Pozivajući se na sl. 4.3, gde je sa U označen napon jednosmernog izvora, a I je jednosmerna struja izvora, i zanemarujući pad napona na prekidačkim komponentama invertora, može se ispisati sledeća jednačina ravnoteže napona za električno kolo:

$$U = 2 \cdot R_s \cdot I + E. \quad (4.13)$$

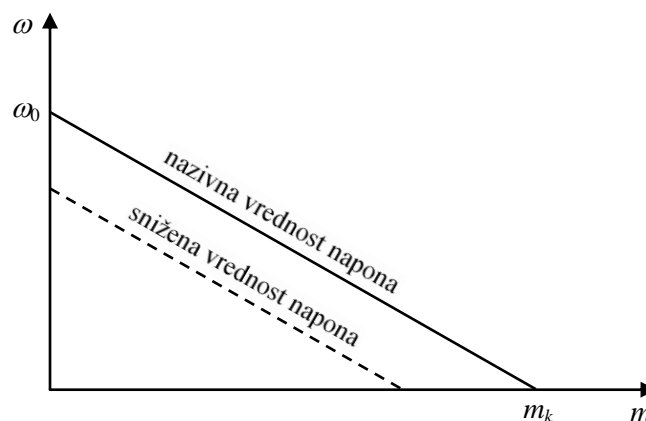


Slika 4.3. Smer struje u kolu sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje u slučaju kada provode tranzistori Q_{AH} i Q_{CL} (od 90° do 150° prema sl. 4.2(b)) – ustaljeno stanje motora.

Kada se uvaži pretpostavka o ustaljenom stanju pogona, na osnovu (4.10) – (4.13) se dolazi do mehaničke karakteristike elektronski komutovanog motora jednosmerne struje:

$$\omega = \frac{U}{k_E} - \frac{2 \cdot R_s}{k_E^2} \cdot m. \quad (4.14)$$

Karakteristika (4.14) predstavlja jednačinu prave i ilustrovana je na sl. 4.4.



Slika 4.4. Mehanička karakteristika elektronski komutovanog motora jednosmerne struje.

Zavisnost brzine obrtanja od momenta motora je linearna (sl. 4.4), kao što je to slučaj i kod mašine jednosmerne struje sa stalnim magnetima. Na statičkoj karakteristici sa sl. 4.4 naznačena je brzina praznog hoda (ω_0), kao i moment motora pri ukočenom rotoru (m_k). Ukoliko motor radi bez opterećenja, elektromagnetski moment koga motor razvija jednak je nuli, pa i struja izvora takođe ima nultu vrednost (zanemaruju se snaga mehaničkih gubitaka). Tada je indukovana kontra-elektromotorna sila jednaka naponu izvora, a motor se obrće brzinom praznog hoda. Vredi se podsetiti da je indukovana kontra-elektromotorna sila proporcionalna brzini obrtanja motora uz konstantan fluks. Nametanjem momenta opterećenja dolazi do porasta struje motora, odnosno struje izvora. Motor razvija elektromagnetski moment koji je u ustaljenom stanju jednak momentu opterećenja. Usled pada napona na otpornosti namotaja statora dolazi do smanjenja vrednosti indukovane kontra-elektromotorne sile (za istu vrednost napona izvora), što direktno utiče i na smanjenje brzine obrtanja motora. Pri nazivnoj vrednosti momenta opterećenja i nazivnom naponu izvora napajanja motor se obrće nazivnom brzinom. Nazivna vrednost momenta motora iznosi oko 30% vrednosti momenta pri ukočenom rotoru, dok se oko 50-60% vrednosti momenta ukočenog rotora može kratkotrajno dozvoliti [45], što prevashodno zavisi od konstrukcije motora. Na sl. 4.4 prikazana je i mehanička karakteristika motora koja se ima pri sniženoj vrednosti napona izvora. Familija mehaničkih karakteristika dobija se promenom vrednosti napona izvora.

Važno je naglasiti da napon izvora predstavlja jednosmerni napon na ulazu u inverter. Ukoliko se želi održati neka unapred zadata vrednost brzine obrtanja motora, evidentno je da se treba upravljati naponom izvora i to pri svakoj promeni vrednosti momenta opterećenja. Ovo se postiže dodavanjem povratne petlje po brzini i formiranjem automatskog regulacionog sistema, o čemu će biti reči u narednom poglavlju.

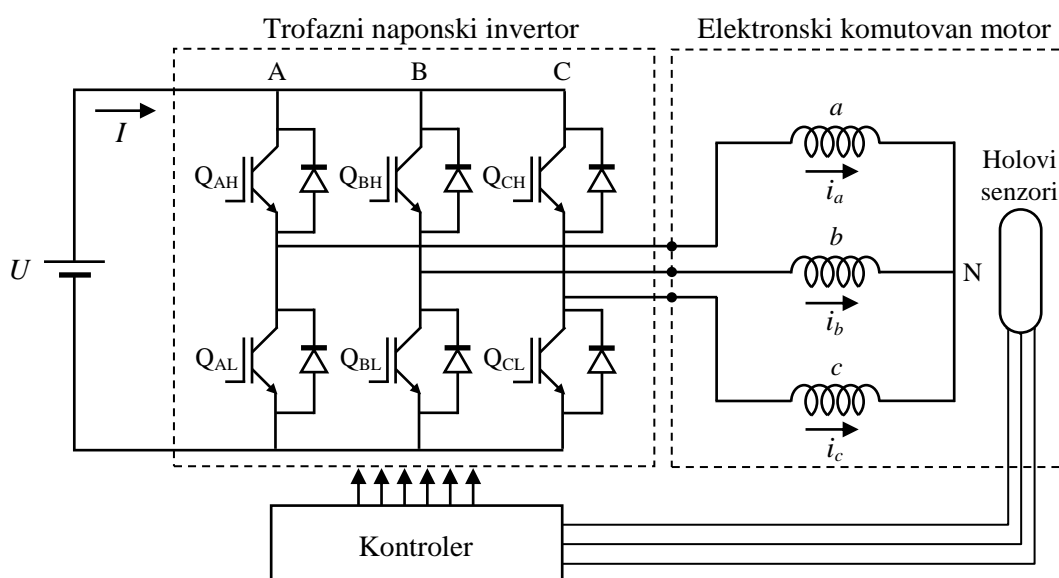
5. UPRAVLJANJE ELEKTRONSKI KOMUTOVANIM MOTOROM JEDNOSMERNE STRUJE

Budući da elektronski komutovan motor jednosmerne struje ne poseduje mehanički sklop za preusmeravanje smera struja kroz namotaje statora, ova vrsta motora iziskuje poluprovodnički pretvarač, tj. inverter, a komutacija u kolu statora (kojom se postiže kretanje statorskog magnetnog polja) vrši se na osnovu informacije o položaju rotora koja se dobija sa davača pozicije. Najčešće su to Holovi senzori, premda se mogu koristiti rezolveri i optički enkoderi (značajno skuplja rešenja), što isključivo zavisi od izabranog načina komutacije. Osnovna i najjednostavnija metoda komutacije, koja se koristi kod elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, jeste trapezna (120°), a ponekad se primenjuju pseudo-sinusna (150°) i sinusna (180°) komutacija, kao i upravljanje orijentisano poljem. Svaka od navedenih metoda ima svoje prednosti i nedostatke, gledano sa stanovišta implementacije i ostvarenih karakteristika pogona. Neke od ovih metoda su jednostavne za realizaciju, dok su druge složenije i obično zahtevaju dodatni hardver kako bi se postigle željene performanse pogona. Odabir metode komutacije zavisi pre svega od konkretne primene motora (regulacija brzine, pozicije ili momenta).

U ovom radu obrađena je trapezna komutacija i metoda upravljanja sa orijentacijom polja. Trapezna komutacija se mahom primenjuje kod motora sa integrisanim Holovim sensorima, a takav je značajan broj ove vrste motora u praksi. Sem toga, trapezna komutacija se često koristi i kod elektronski komutovanih motora kod kojih se pozicija rotora određuje na bazi matematičkog modela pogona, bez upotrebe davača položaja (engl. *shaft-sensorless*), tj. Holovih senzora. Takva vrsta pogona je tipična u okviru uređaja za široku upotrebu, gde je od primarnog interesa ostvariti što je moguće nižu cenu pogona. S druge strane, upravljanje orijentacijom polja je karakteristično za pogone visokih performansi i predstavlja značajno složeniji i zahtevniji algoritam upravljanja u odnosu na trapeznu komutaciju, ali i ostale vrste upravljanja (kao što su pseudo-sinusna i sinusna komutacija). U nastavku poglavlja daje se detaljniji opis navedenih metoda upravljanja.

5.1 Trapezna komutacija

Trapezna komutacija (poznata i pod imenom šest-koračna komutacija) predstavlja najčešći i najjednostavniji metod koji se koristi za upravljanje radom elektronski komutovanog motora jednosmerne struje. Propuštanjem struja kroz odgovarajući par namotaja motora formira se magnetno polje statora, koje u interakciji sa magnetnim poljem stalnih magneta rotora dovodi do zakretanja rotora. Postupak se dalje nastavlja propuštanjem struje kroz sledeći namotaj, a rotor nastavlja sa obrtanjem. Svaka faza je pobuđena tokom perioda od 120 el.° (otuda ova komutacija ponekad nosi oznaku 120°), na način da su dva namotaja napojena, a treći namotaj nije priključen na izvor napajanja (ovde se razmatra trofazni motor čiji su namotaji spojeni u zvezdu). Da bi se ostvarila što veća vrednost elektromagnetskog momenta, talasni oblik struje treba da prati oblik kontra-elektromotorne sile u namotaju motora (sl. 4.2(a) i 4.2(b)). Struje u namotajima motora su periodične i imaju kvazi-pravougaoni oblik, uz međusobni fazni pomeraj od 120° . Za ostvarivanje komutacije neophodno je pratiti položaj rotora. Kao što je prethodno naglašeno, uobičajeno se u tu svrhu koriste tri Holova senzora, te se na osnovu informacije o poziciji magnetnog polja rotora uspostavlja odgovarajući smer struja kroz namotaje statora. Holovi senzori se postavljaju na nepokretni stator tako da na svom izlazu daju šest različitih kombinacija logičkih stanja u zavisnosti od položaja rotora (sl. 3.7), što se potom koristi za definisanje tabele komutacije. Ovo je jednostavno rešenje koje se često upotrebljava u aplikacijama gde se zahteva regulacija brzine obrtanja, pozicije ili momenta motora, jer se pozicija rotora može detektovati i pri malim brzinama obrtanja, čak i kada je rotor ukočen (što je inače problem kod *shaft-sensorless* tehnika). Na osnovu pristiglih signala sa Holovih senzora, kontroler upravlja prekidačkim komponentama invertora tako da se ostvari potrebni smer struje kroz namotaje motora, čime magnetno polje statora zauzima novi položaj i rotor nastavlja sa obrtanjem. Invertor je trofazni, naponske topologije, u mosnom spoju. Šematski prikaz upravljanja motorom dat je na sl. 5.1.



Slika 5.1. Pojednostavljen prikaz upravljanja elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje.

Prekidači invertora sa sl. 5.1 (tranzistori) aktiviraju se upravljačkim signalima koje generiše kontroler na osnovu aktuelnog stanja Holovih senzora. Po dolasku nove trobitne kombinacije sa Holovih senzora kontroler generiše narednu sekvencu upravljačkih signala i tako za ukupno šest sektora. Šema komutacije data je u tabeli 5.1. Stanja upravljivih poluprovodničkih komponenti invertora označena su sa 0 (prekidačka komponenta je isključena) i 1 (prekidačka komponenta je uključena), a izlaz svakog Holovog senzora takođe je označen logičkim stanjima 0 i 1.

Tabela 5.1 Redosled komutacije za slučaj obrtanja rotora u smeru kretanja kazaljki na satu.

Sektor	Izlazi Holovih senzora			Stanja prekidačkih komponenti invertora					
	h_a	h_b	h_c	Q_{AH}	Q_{BH}	Q_{CH}	Q_{AL}	Q_{BL}	Q_{CL}
1	1	0	0	1	0	0	0	0	1
2	1	0	1	1	0	0	0	1	0
3	0	0	1	0	0	1	0	1	0
4	0	1	1	0	0	1	1	0	0
5	0	1	0	0	1	0	1	0	0
6	1	1	0	0	1	0	0	0	1

Princip komutacije iz tabele 5.1 dat je za slučaj obrtanja rotora u smeru kazaljki na satu. Za potrebe ostvarivanja smera obrtanja motora suprotno od smera kretanja kazaljki na satu, postupak komutacije je naveden u tabeli 5.2. Stanja prekidačkih komponenti u tabeli 5.2 su popunjena na osnovu sl. 3.4, uz izmenjene (suprotne) smerove struje kroz namotaje motora.

Tabela 5.2 Redosled komutacije za slučaj obrtanja rotora u smeru suprotnom od smera kazaljki na satu.

Sektor	Izlazi Holovih senzora			Stanja prekidačkih komponenti invertora					
	h_a	h_b	h_c	Q_{AH}	Q_{BH}	Q_{CH}	Q_{AL}	Q_{BL}	Q_{CL}
6	1	1	0	0	0	1	0	1	0
5	0	1	0	1	0	0	0	1	0
4	0	1	1	1	0	0	0	0	1
3	0	0	1	0	1	0	0	0	1
2	1	0	1	0	1	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0

Upravljački signali koji se dovode na gejtove prekidačkih komponenti invertora mogu se matematički predstaviti preko odgovarajućih logičkih funkcija. Za šemu komutacije iz tabele 5.1 ove funkcije glase:

$$Q_{AH} = h_a \cdot \bar{h}_b \cdot \bar{h}_c + h_a \cdot \bar{h}_b \cdot h_c, \quad (5.1)$$

$$Q_{BH} = \bar{h}_a \cdot h_b \cdot \bar{h}_c + h_a \cdot h_b \cdot \bar{h}_c, \quad (5.2)$$

$$Q_{CH} = \bar{h}_a \cdot \bar{h}_b \cdot h_c + \bar{h}_a \cdot h_b \cdot h_c, \quad (5.3)$$

$$Q_{AL} = \bar{h}_a \cdot h_b \cdot h_c + \bar{h}_a \cdot h_b \cdot \bar{h}_c, \quad (5.4)$$

$$Q_{BL} = h_a \cdot \bar{h}_b \cdot h_c + \bar{h}_a \cdot \bar{h}_b \cdot h_c, \quad (5.5)$$

$$Q_{CL} = h_a \cdot \bar{h}_b \cdot \bar{h}_c + h_a \cdot h_b \cdot \bar{h}_c. \quad (5.6)$$

Kako bi se našao najjednostavniji način za njihovu realizaciju, sledeći korak predstavlja uprošćenje navedenih logičkih funkcija. Za to postoji više različitih metoda i sve su one utemeljene na Bulovoj algebri. Ovde će biti primenjena tablična metoda minimizacije zasnovana na Karnoovim mapama. Mape su predstavljene na sl. 5.2, a popunjene su prema podacima iz table 5.1.

h_a	$h_b h_c$	00	01	11	10
0			0	0	0
1		1	1		0

h_a	$h_b h_c$	00	01	11	10
0			0	0	1
1		0	0		1

h_a	$h_b h_c$	00	01	11	10
0			1	1	0
1		0	0		0

h_a	$h_b h_c$	00	01	11	10
0			0	1	1
1		0	0		0

h_a	$h_b h_c$	00	01	11	10
0			1	0	0
1		0	1		0

h_a	$h_b h_c$	00	01	11	10
0			0	0	0
1		1	0		1

Slika 5.2. Minimizacija logičkih funkcija primenom Karnoovih mapa (za slučaj predstavljen tabelom 5.1).

Primenom Karnoovih mapa, rezultati minimizacije logičkih funkcija (5.1) – (5.6) su:

$$Q_{AH} = h_a \cdot \bar{h}_b, \quad (5.7)$$

$$Q_{BH} = h_b \cdot \bar{h}_c, \quad (5.8)$$

$$Q_{CH} = \bar{h}_a \cdot h_c, \quad (5.9)$$

$$Q_{AL} = \bar{h}_a \cdot h_b, \quad (5.10)$$

$$Q_{BL} = \bar{h}_b \cdot h_c, \quad (5.11)$$

$$Q_{CL} = h_a \cdot \bar{h}_c. \quad (5.12)$$

Dobijene funkcije (5.7) – (5.12) izvode se pomoću elementarnih logičkih kola i predstavljaju komutacionu logiku iz table 5.1 na osnovu koje kontroler sa sl. 5.1 upravlja prekidačkim komponentama invertora (sl. 5.1).

Istovetnim postupkom dolazi se do logičkih funkcija za upravljačke signale prekidačkih komponenti invertora za slučaj šeme komutacije iz tabele 5.2 (promenjen smer obrtanja motora):

$$Q_{AH} = \bar{h}_a \cdot h_b, \quad (5.13)$$

$$Q_{BH} = \bar{h}_b \cdot h_c, \quad (5.14)$$

$$Q_{CH} = h_a \cdot \bar{h}_c. \quad (5.15)$$

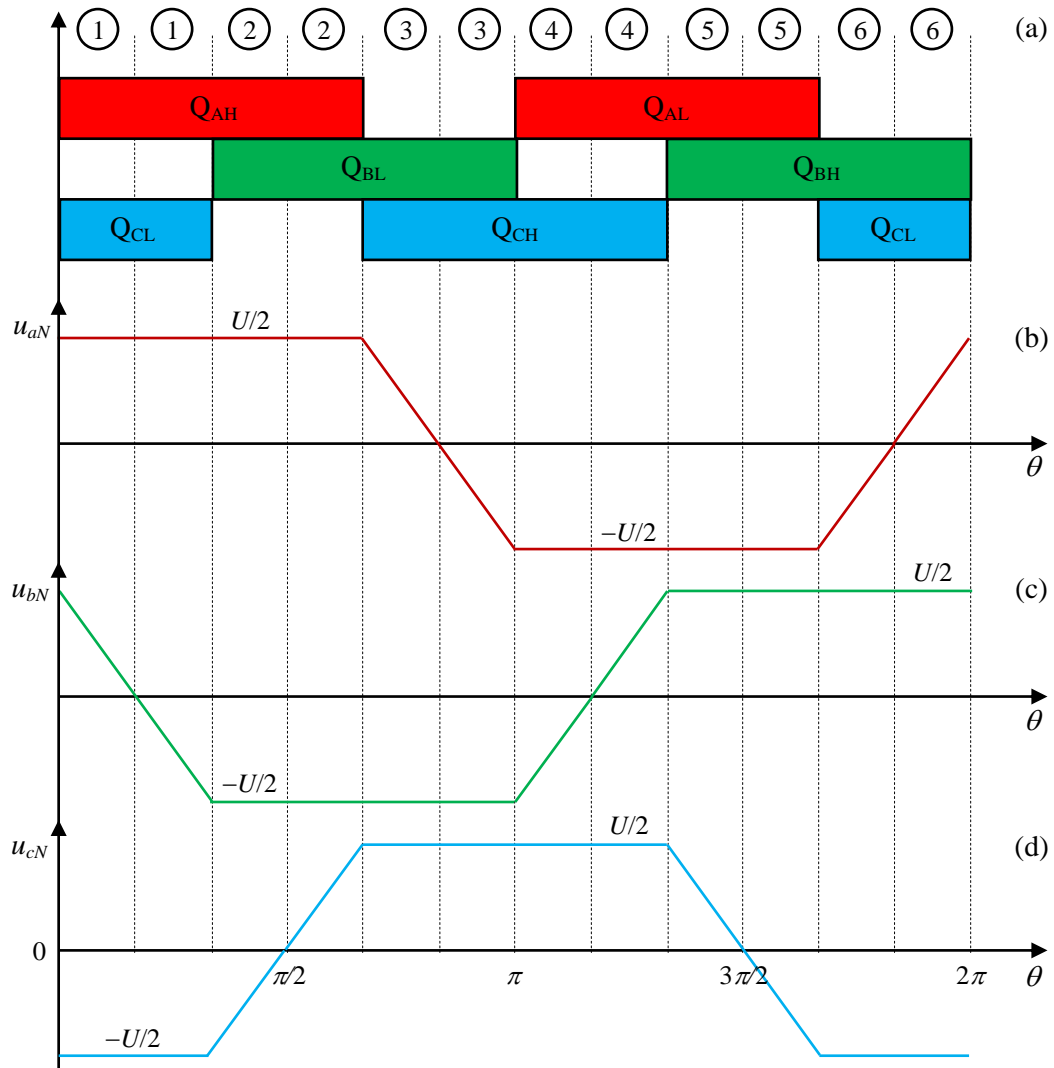
$$Q_{AL} = h_a \cdot \bar{h}_b, \quad (5.16)$$

$$Q_{BL} = h_b \cdot \bar{h}_c, \quad (5.17)$$

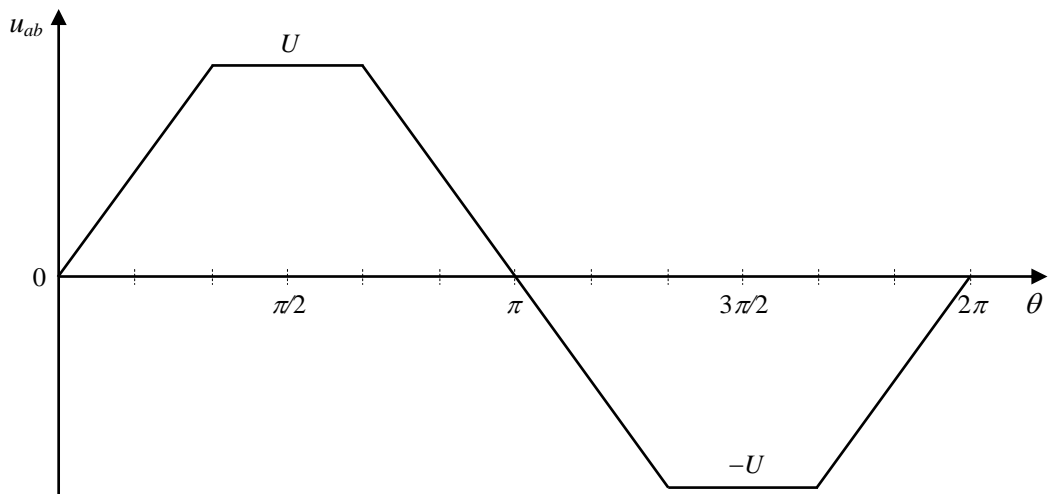
$$Q_{CL} = \bar{h}_a \cdot h_c. \quad (5.18)$$

Može se zapaziti da su logičke funkcije (5.13) – (5.15) upravljačkih signala gornjih prekidačkih komponenti iste kao logičke funkcije (5.10) – (5.12) upravljačkih signala donjih prekidačkih komponenti invertora, kao i obrnuto ((5.16) – (5.18) i (5.7) – (5.9)).

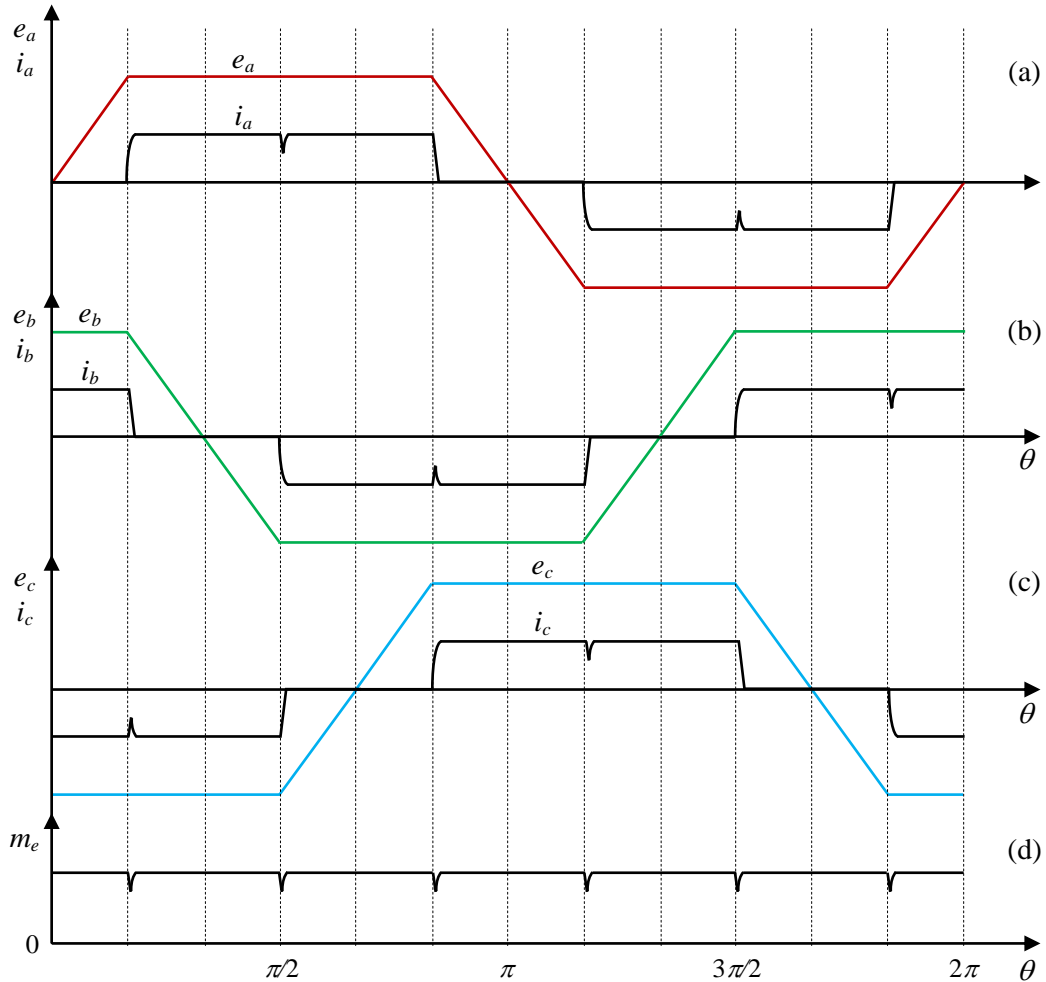
Na sl. 5.3(a) prikazani su periodi provođenja pojedinih prekidačkih komponenti (tranzistora) invertora sa sl. 5.1 za slučaj komutacije prema tabeli 5.1. Takođe, predstavljeni su i talasni oblici napona na svakom od namotaja (sl. 5.3(b)-(d)) za slučaj kada je motor neopterećen (mehanički gubici su zanemareni), dok je na sl. 5.4 prikazan talasni oblik napona između dva priključna kraja motora. Kada se dovede opterećenje, kroz namotaje motora se uspostavljaju struje (videti sl. 4.2) čije su vrednosti u ustaljenom stanju određene veličinom momenta opterećenja. Tokom rada motora istovremeno su aktivna samo dva prekidača invertora i to u različitim granama mosta, jedan u gornjem delu (Q_{AH} , Q_{BH} , Q_{CH}), a drugi u donjem delu mosta (Q_{AL} , Q_{BL} , Q_{CL}). Pretpostavimo da su aktivni prekidači Q_{AH} i Q_{CL} sa sl. 5.1. Pre nego se prekidač Q_{BL} uključi, vrši se isključenje prekidača Q_{CL} (sl. 5.3(a)). U momentu isključenja prekidača Q_{CL} , struja jednosmernog izvora se prekida, ali struja kroz namotaje a i c motora i dalje postoji jer se strujni krug zatvara preko diode koja je paralelno vezana sa prekidačem Q_{CH} . Zbog konačne količine energije koja je uskladištena u namotajima motora, struja motora će početi da opada (po apsolutnoj vrednosti), sve do trenutka kada prekidač Q_{BL} preuzme vođenje struje, kada će se ona vratiti na prvobitnu vrednost (kao i struja jednosmernog izvora). Postupak se dalje ponavlja i za ostale kombinacije prema tabeli 5.1. Na sl. 5.5(a)-(c) ilustrovani su talasni oblici kontra-elektromotorne sile i struje u namotajima motora sa uvažanim prethodno navedenim efektom. Ovakvo dešavanje ima određene reperkusije, pre svega na elektromagnetski moment motora koji postaje valovit u vremenu (sl. 5.5(d)). Pojava talasnosti momenta vodi ka oscilacijama brzine obrtanja motora u stacionarnom stanju pogona, što je svakako nepoželjno. Sem toga, komutacija utiče i na talasne oblike napona na priključnim krajevima motora, pa se oni razlikuju od oblika koji je ilustrovan na sl. 5.4. Ovo će biti pokazano putem rezultata računarske simulacije rada elektronski komutovanog motora primenom trapezne komutacije.



Slika 5.3. Trapezna komutacija: redosled vođenja pojedinih prekidačkih komponenti (a) i talasni oblici napona na namotajima kada je motor u praznom hodu (b)-(d).



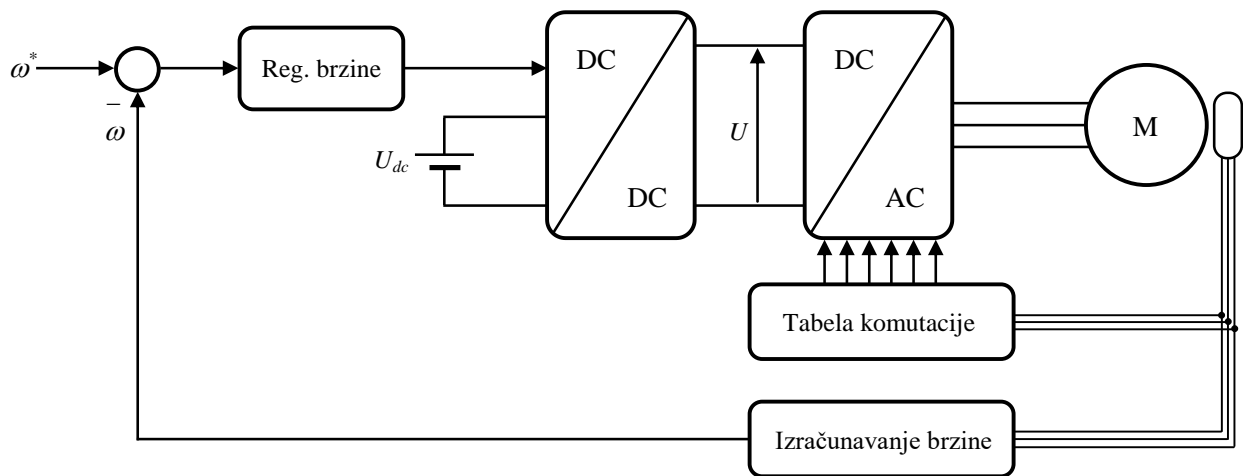
Slika 5.4. Talasni oblik napona između dva priključna kraja motora (prazan hod, zanemaren uticaj komutacije).



Slika 5.5. Uticaj komutacije na talasne oblike struje i elektromagnetskog momenta motora.

Izloženi princip upravljanja elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje primenjuje se za brzine obrtanja koje ne prelaze nazivnu vrednost (pri nazivnom momentu opterećenja). Ukoliko je potrebno ostvariti rad pogona u oblasti brzina većih od nazivne vrednosti brzine obrtanja motora, primenjuje se tzv. *phase advance* strategija [49], [50]. Ona se ogleda u uspostavljanju struje u namotaju motora pre nego što kontra-elektromotorna sila namotaja dostigne svoju punu vrednost. Dakle, prekidači invertora sa sl. 5.1 se sada uključuju ranije u odnosu na slučaj naveden tabelama 5.1 i 5.2. Važno je navesti da se, za razliku od motora jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom, rad u opsegu velikih brzina obrtanja ne ostvaruje putem slabljenja polja. Polje se kod ove vrste motora ne slabi (bar ne kada je reč o trapeznoj komutaciji), već se vremenskim pomeranjem struje u odnosu na kontra-elektromotornu silu postiže efekat u kome transformatorska elektromotorna sila iz relacije (4.5) suzbija kontra-elektromotornu silu (e_a , e_b i e_c iz (4.5)), čime se postižu veće brzine obrtanja. Važno je naglasiti da se ovde može ostvariti i slučaj u kome je kontra-elektromotorna sila veća od napona napajanja motora. Ovo će biti pokazano putem računarske simulacije rada elektronski komutovanog motora jednosmerne struje za brzine obrtanja iznad nazivne vrednosti, što će biti predstavljeno u narednom poglavlju rada.

U dosadašnjem izlaganju predstavljan je metod upravljanja elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje primenom trapezne komutacije. Savremeni električni pogoni sadrže i sisteme za automatsku regulaciju koji se brinu o održavanju regulisane veličine na unapred zadatoj vrednosti. Najčešće se reguliše brzina obrtanja motora, a potom struja, fluks, moment i pozicija [27]. Zbog toga je šema sa sl. 5.1 nadograđena dodavanjem odgovarajuće regulacione strukture. Na sl. 5.6 data je uprošćena šema regulisanog električnog pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje. Reč je o pogonu u kome se reguliše brzine obrtanja. Kako bi se održala željena vrednost brzine, uprkos dejstvu momenta opterećenja (spoljni poremećaj), neophodno je regulisati napon napajanja motora (pogledati mehaničku karakteristiku motora na sl. 4.4). U tom smislu, na sl. 5.6 je predložena upotreba DC/DC pretvarača spuštača napona (engl. *step-down converter*, *Buck converter*) koji se povezuje na ulaz invertora. Regulacija napona se ostvaruje primenom tehnike impulsno-širinske modulacije, pri čemu je izlaz iz regulatora brzine faktor ispune. Rad ovakvog pogona će biti prikazan kroz rezultate računarske simulacije. Vredi napomenuti da se izlazni signali Holovih senzora mogu iskoristiti za merenje brzine obrtanja motora tako što se meri vreme za koje dolazi do promene stanja izlaza senzora (koje se dešava na svakih 60 el.°), a potom se vrši prevođenje izmerenog vremena u brzinu obrtanja. Ovakvo rešenje se može primeniti kod pogona niskih performansi, tj. prostijih aplikacija (zbog niske rezolucije ovakav pristup se ne koristi u pogonima visokih performansi).

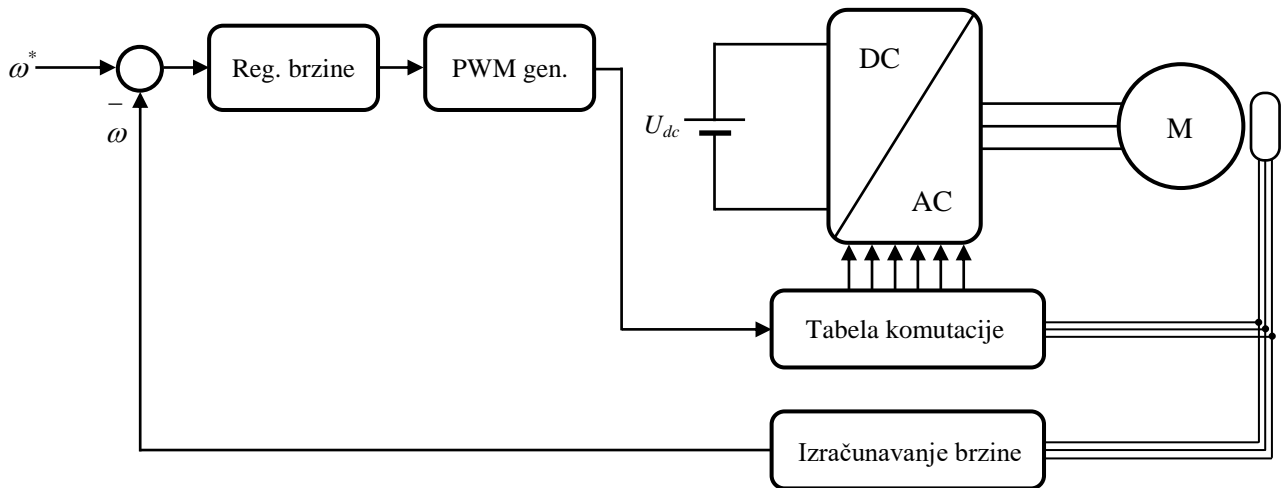


Slika 5.6. Blok šema regulisanog pogona po brzini sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje i primenjenim DC/DC pretvaračem.

Nedostatak rešenja sa sl. 5.6 ogleda se u postojanju dodatnog pretvarača kojim se podešava vrednost napona na ulazu u inverter. Potrebna vrednost napona na priključcima motora može se ostvariti i bez upotrebe DC/DC pretvarača sa sl. 5.6. Dovoljno je koristiti inverter sa primenom tehnike impulsno-širinske modulacije. Na sl. 5.7 data je blok šema upravljanja u kojoj se brzina motora reguliše regulatorom brzine (PI tipa), a izlaz je potrebna vrednost faktora ispune koja se dalje vodi u PWM generator. Promenom faktora ispune prekidača invertora ostvaruje se potrebna vrednost napona napajanja motora. Ovakvo rešenje je znatno jednostavnije u odnosu na ono sa sl. 5.6. Naravno, prilikom realizacije upravljanja inverterom u obzir se mora uzeti i tabela

komutacije. Kako je dovoljno menjati faktor ispunje samo gornjih ili samo donjih prekidača, upravljačka logika se može jednostavno opisati. Ovde je izabrano da se menja faktor ispunje gornjih prekidača invertora (Q_{AH} , Q_{BH} i Q_{CH}), pa se svaka logička funkcija (5.7) – (5.9), odnosno (5.13) – (5.15), uvodi u zasebno logičko „I“ kolo sa dva ulaza, gde se na drugi ulaz dovodi izlaz bloka PWM generator sa sl. 5.7. Izlaz logičkog „I“ kola predstavlja upravljački signal za gornji prekidač. Donjim prekidačima invertora (Q_{AL} , Q_{BL} i Q_{CL}) upravlja se prema (5.10) – (5.12), odnosno (5.16) – (5.18). Ilustracija tako dobijenih upravljačkih impulsa prekidača prikazana je na sl. 5.8.

Regulacioni sistem sa sl. 5.7 predstavlja standardnu šemu za regulaciju brzine obrtanja koja se primenjuje kod elektronski komutovanog motora jednosmerne struje uz primenu metode trapezne komutacije. Trapezna komutacija se odlikuje jednostavnim algoritmom koji se softverski lako implementira na mikrokontroleru. Moguća je i realizacija pomoću FPGA sistema (engl. *Field Programmable Gate Arrays – FPGA*). Ipak, metoda poseduje i izvesne mane koje se pre svega ogledaju u pojavi valovitosti elektromagnetskog momenta. Kao posledica toga nastaju oscilacije brzine obrtanja motora, kao i pojava vibracija i akustične buke u radu motora.



Slika 5.7. Blok šema regulisanog pogona po brzini i primenjenom tehnikom impulsno-širinske modulacije.



Slika 5.8. Upravljački impulsi prekidača invertora za regulacioni sistem sa sl. 5.7.

5.2 Metoda upravljanja orijentacijom polja

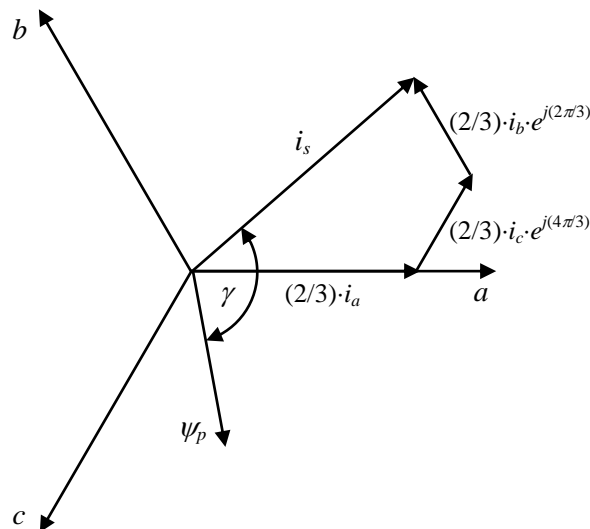
Po svojim dobrim osobinama, vektorsko upravljanje značajno prevazilazi karakteristike metode trapezne komutacije. Ovde će se razmotriti princip vektorskog upravljanja sa orijentacijom polja. Osnovni zadatak takvog koncepta jeste nezavisno upravljanje momentom i fluksom motora, a postiže se kontrolom amplitude prostornog vektora struja statora i njegovom orijentacijom u odnosu na prostorni položaj vektora fluksa rotora. Da bi se razumeo princip upravljanja sa orijentacijom polja, polazi se od izraza za elektromagnetski moment kod ove vrste motora:

$$m_e = \frac{3}{2} p \cdot |\vec{\psi}_p \times \vec{i}_s| = \frac{3}{2} p \cdot \psi_p \cdot i_s \cdot \sin \gamma, \quad (5.19)$$

gde ψ_p predstavlja vektor fluksa stalnih magneta rotora, i_s je prostorni vektor struja statora, a p je broj pari polova. Uticaj anizotropije rotora se neće razmatrati (smatra se da je reč o mašini sa površinski postavljenim stalnim magnetima). Prostorni vektor struja statora iz (5.19) definisan je sa:

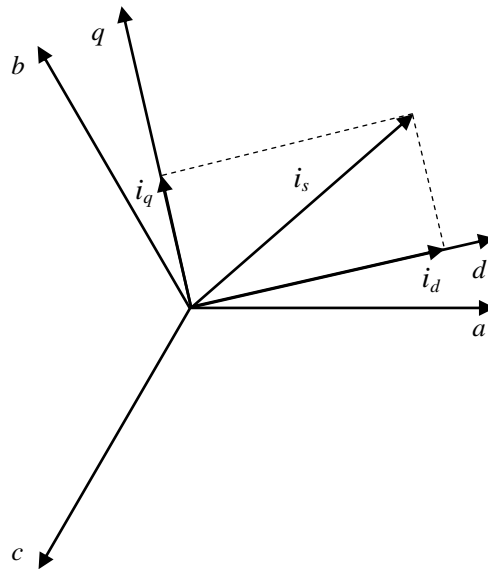
$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} \left(i_a(t) \cdot e^{j0} + i_b(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right), \quad (5.20)$$

gde su i_a , i_b i i_c prostoperiodične struje koje postoje u namotajima statora. Koeficijentom $2/3$ postiže se invarijantnost po amplitudi. Ilustracija prostornog vektora struja statora data je na sl. 5.9, gde je prikazan i vektor ψ_p . Važno je naglasiti da se oba vektora obrću u prostoru i to istom brzinom obrtanja u ustaljenom stanju. Za zadate struje motora (i_a , i_b i i_c) najveća vrednost elektromagnetskog momenta se ostvaruje kada su vektori ψ_p i i_s ortogonalni, tj. kada su orijentisani tako da je $\gamma = 90^\circ$. Upravo je to osnovna zamisao koncepta upravljanja sa orijentacijom polja. Predloženu orijentaciju vektora ψ_p i i_s treba održavati sve vreme, za šta je potrebno poznavanje pozicije rotora (tj. položaja vektora ψ_p) u svakom trenutku. Spram toga se vrši podešavanje struja motora tako da se postigne ortogonalnost vektora ψ_p i i_s , a potrebna vrednost momenta motora se ostvaruje podešavanjem amplitude struja motora. Dakle, potrebno je imati regulator struja motora i_a , i_b i i_c .

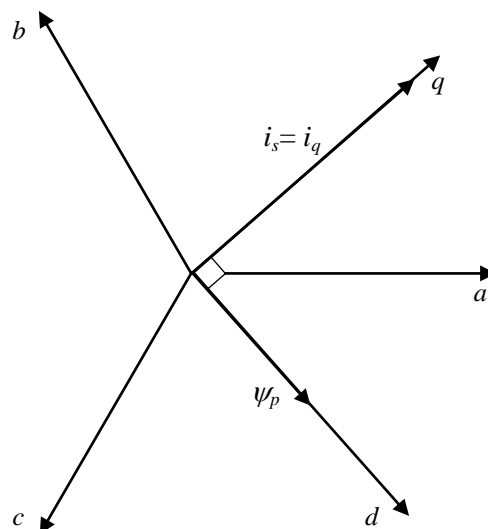


Slika 5.9. Ilustracija prostornog vektora struja statora (i_s) i vektora fluksa rotora (ψ_p).

Prostorni vektor struja statora, prikazan na sl. 5.9, može se predstaviti i u rotirajućem d - q koordinatnom sistemu. Ovo je ilustrovano na sl. 5.10, gde su sa i_d i i_q označene projekcije vektora i_s na ose koordinatnog d - q sistema. Na istoj slici prikazane su i ose namotaja a , b i c . Ako se sada koordinatni d - q sistem orijentiše tako da se vektor ψ_p poklopi po pravcu i smeru sa d osom (pobuda deluje samo u pravcu d ose), vektor i_s se treba postaviti tako da se poklopi sa q osom, po pravcu i smeru (što se i u ovom slučaju postiže podešavanjem struja motora). Time je opet postignuta ortogonalnost vektora ψ_p i i_s (sl. 5.11), s tim što je sada $i_q=i_s$ i $i_d=0$. Elektromagnetski moment motora sada se podešava preko komponente struje i_q . Prednost ovakvog postupka orijentacije polja ogleda se u jednostavnosti praktične realizacije ove vrste upravljanja. Ovde se regulacija struja vrši u d - q domenu upotrebom klasičnih PI regulatora, što je dosta prostije u odnosu na slučaj kada se regulacija struja obavlja u abc domenu (struje u rotirajućem d - q sistemu su jednosmerne veličine u ustaljenom stanju, pa ih je lakše regulisati, što nije slučaj kada se vrši regulacija prostoperiodičnih struja).



Slika 5.10. Prikaz prostornog vektora struja statora u rotirajućem d - q koordinatnom sistemu.

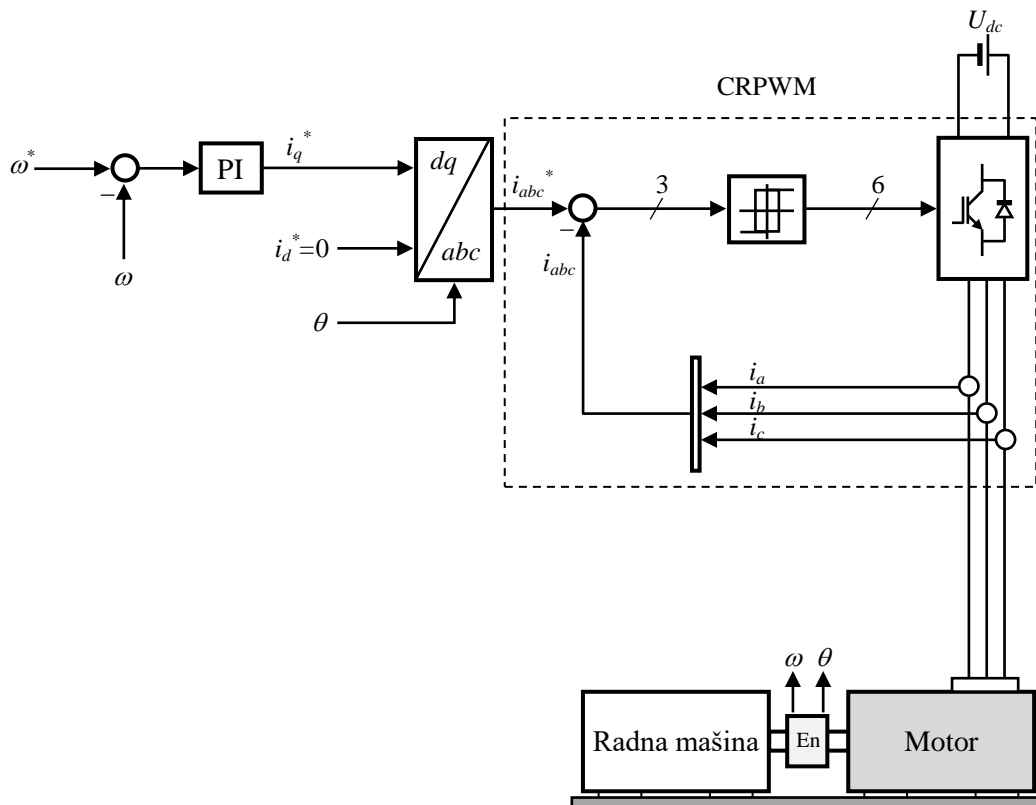


Slika 5.11. Princip orijentacije rotirajućeg d - q koordinatnog sistema i prostornog vektora struja statora.

Konačno, potrebno je uspostaviti vezu između komponenti prostornog vektora struja statora (i_d i i_q) u rotirajućem d - q koordinatnom sistemu i stvarnih struja motora (i_a , i_b i i_c). Ova veza je data preko matematičke Klarkine (trofazno-dvofazne) i Parkove (obrtne) transformacije [11]. Već je naglašeno da je za realizaciju upravljanja sa orijentacijom polja neophodno poznavanje položaja rotora u svakom trenutku. Za razliku od trapezne komutacije, gde su za detekciju pozicije rotora korišćeni Holovi senzori, to ovde nije moguće, već se za to moraju koristiti davači položaja rotora kao što su enkoderi ili rezolveri, a koji se koriste i u sklopu regulisanog električnog pogona.

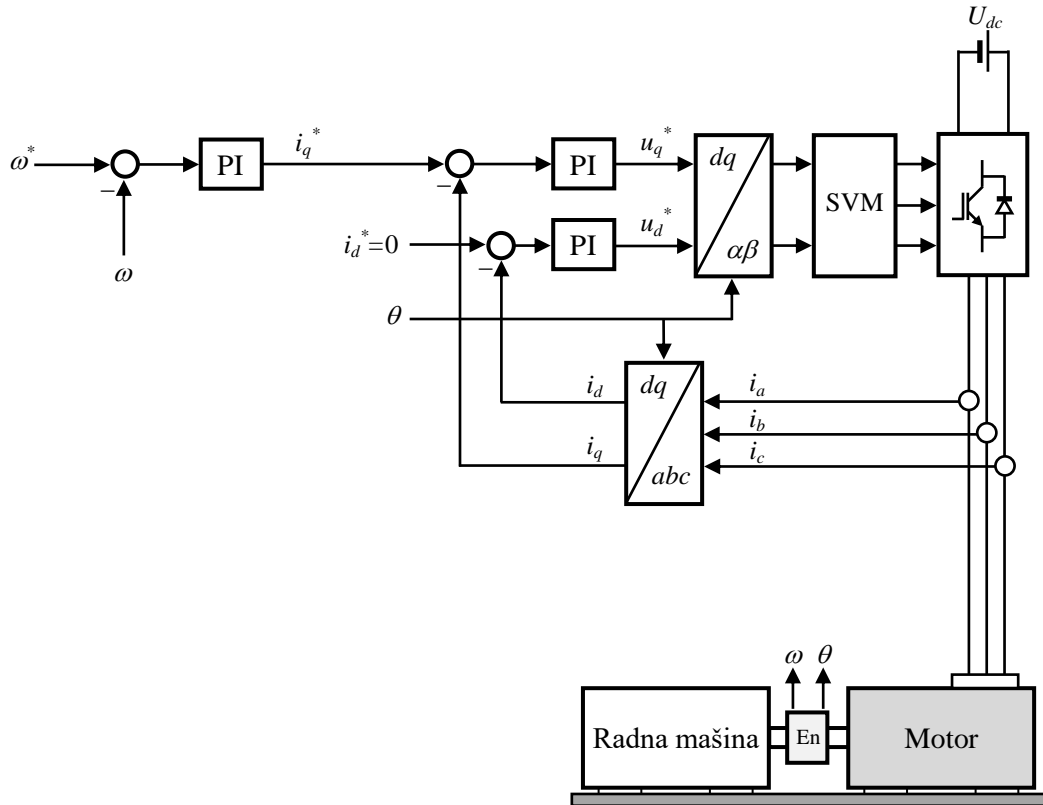
Na osnovu izloženog principa upravljanja orijentacijom polja, jasno je da je reč o dosta složenijem algoritmu upravljanja radom motora, nego što je to slučaj kod metode upravljanja primenom trapezne komutacije. Upravljanje orijentacijom polja zahteva izuzetno brze mikrokontrolere, odnosno digitalne signalne procesore za potrebe obavljanja složenih računskih operacija. Takođe, potrebni su posebni davači položaja, što sve ukupno čini rešenje značajno skupljim. Ipak, metoda upravljanja sa orijentacijom polja otklanja ključni nedostatak metode trapezne komutacije, a koji se ogleda u pojavi talasnosti elektromagnetskog momenta. Sem toga, postižu se i značajno bolje dinamičke i statičke karakteristike motora. Takođe, smanjena je i akustična buka tokom rada motora. Metoda upravljanja orijentacijom polja najčešće se koristiti u pogonima visokih performansi koji zahtevaju preciznu regulaciju brzine, momenta ili pozicije.

Na sl. 5.12 prikazana je blok šema pogona sa regulacijom brzine obrtanja elektronski komutovanog motora jednosmerne struje primenom koncepta orijentacije polja. U datom slučaju regulacija struja motora vrši se u abc domenu, primenom histerezisnih regulatora.



Slika 5.12. Upravljanje elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje metodom orijentacije polja i primenjenim strujno regulisanim naponskim inverterom.

Na sl. 5.13 data je blok šema pogona sa regulacijom brzine obrtanja elektronski komutovanog motora jednosmerne struje i primenjenim konceptom orijentacije polja, pri čemu se regulacija struja motora obavlja primenom klasičnih PI regulatora komponenti struja i_d i i_q prostornog vektora struja iskazanih u rotirajućem d - q sistemu. Ovakva struktura se najčešće koristi za praktičnu realizaciju upravljanja po metodi orijentacije polja.



Slika 5.13. Upravljanje orijentacijom polja pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje. Regulacija struja se obavlja u rotirajućem d - q sistemu.

Izloženi princip upravljanja orijentacijom polja elektronski komutovanog motora jednosmerne struje zapravo je isti kako kod sinhronne mašine sa stalnim magnetima i prostoperiodičnim talasnim oblikom indukovane kontra-elektromotorne sile.

6. REZULTATI RAČUNARSKE SIMULACIJE

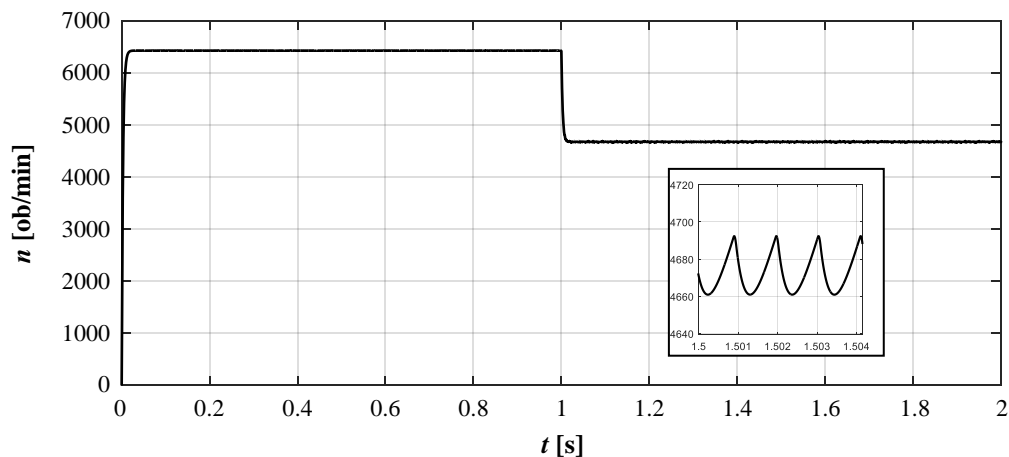
U ovom poglavlju predstavljani su rezultati računarskih simulacija prethodno opisanih metoda upravljanja elektronski komutovanog motora jednosmerne struje. Sve simulacije su izvršene u programskom okruženju *Matlab/Simulink*, s obzirom da program poseduje odgovarajući skup biblioteka za računarsko modelovanje električnih pogona, kao i interaktivni rad sa modelima. U okviru *Simulink* biblioteke nalazi se i model elektronski komutovanog motora jednosmerne struje (sa modelovanim digitalnim signalima izlaza Holovih senzora) i on je korišćen u računarskim simulacijama, a opisan je matematičkim relacijama koje su date u četvrtom poglavlju rada. Na taj način je omogućen brz razvoj upravljačkih sistema i provera rada algoritama upravljanja. Za potrebe sprovođenja računarskih simulacija korišćeni su parametri četvoropolnog motora nazivne snage 480 W, nazivnog napona 48 V, a preuzeti su iz kataloga proizvođača *Maxon* [51]. Parametri motora su dati u prilogu rada. Takođe, u prilogu je prikazan i izgled realizovanih modela upravljanja.

Računarska verifikacija upravljačkih algoritama izvedena je za oba primera upravljanja koji su opisani u radu; metoda trapezne komutacije i upravljanje orijentacijom polja. U nastavku su prvo predstavljani rezultati simulacije za slučaj upravljanja primenom trapezne komutacije, a potom su izloženi rezultati upravljanja po metodi orijentacije polja.

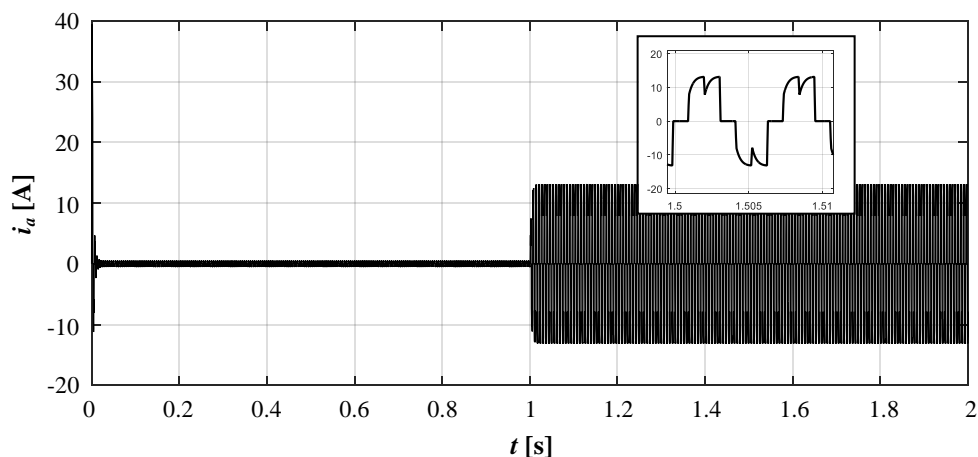
6.1 Primer trapezne komutacije

U prvom primeru trapezne komutacije realizovan je model pogona koji je šematski prikazan na sl. 5.1. Reč je o neregulisanoj električnoj pogonu, a cilj sprovedene simulacije je da se uoče veličine od interesa, kao i njihovi talasni oblici, a da se potom izvrši analiza dobijenih rezultata i uporedi sa teorijskim predviđanjima. Upravljanje radom prekidačkih komponenti invertora (odabrane su MOSFET komponente) realizovano je u potpunosti prema tabeli komutacije (tabela 5.1), odnosno relacijama (5.7) – (5.12). Pozicija rotora je određena modelovanim stanjem izlaza Holovih senzora. Motor se zaleće neopterećen (sa uvaženim mehaničkim gubicima), a nakon obavljenog zaleta tereti se nazivnim momentom. Rezultati računarske simulacije su dati u nastavku.

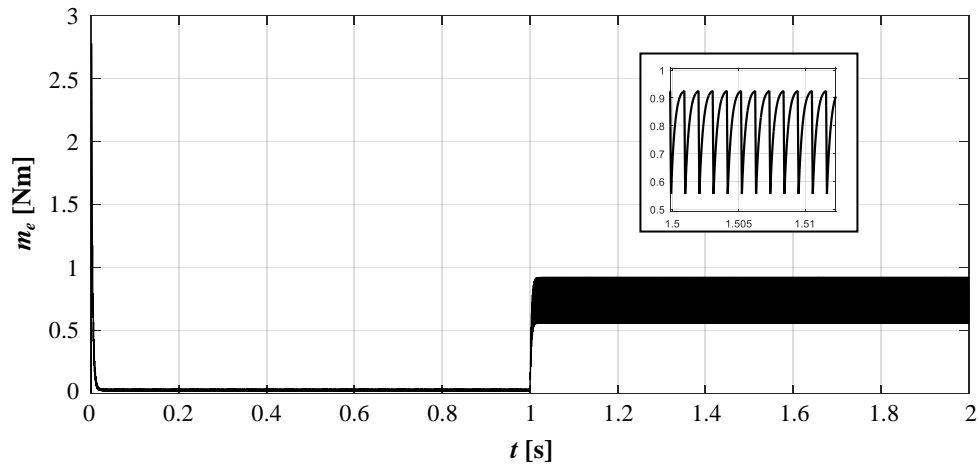
Na sl. 6.1 prikazana je vremenska promena brzine obrtanja motora. Nakon obavljenog zaleta neopterećenog motora (sa uvaženim mehaničkim gubicima), motor je u prvoj sekundi opterećen punim momentom opterećenja. Kao posledica dovedenog tereta, brzina obrtanja motora se smanjila sa oko 6430 o/min na oko 4675 o/min (nazivna brzina obrtanja), što je smanjenje brzine u iznosu od 1755 o/min. Ovakva pojava je u skladu sa mehaničkom karakteristikom elektronski komutovanog motora jednosmerne struje (sl. 4.4), tj. sa teorijskim predviđanjima. Ono što je takođe važno uočiti sa sl. 6.1 je i pojava talasnosti brzine obrtanja motora. Kao što je i objašnjeno u prethodnom poglavlju, to je posledica komutacije koja utiče na talasni oblik struje motora, a samim tim i na elektromagnetski moment motora (koji dalje utiče na brzinu obrtanja). Talasni oblik struja motora, za navedeni slučaj simulacije rada elektronski komutovanog motora, prikazan je na sl. 6.2, gde je posebno izdvojen jedan deo kako bi se uočio efekat komutacije. Dobijeni rezultat simulacije je u skladu sa objašnjenjima iz prethodnog poglavlja (videti ilustraciju sa sl. 5.5), s tim što treba naglasiti da je brzina uspostavljanja struje tokom komutacije određena vrednošću induktivnosti namotaja motora. Naravno, jasno je da je vrednost struje motora u ustaljenom stanju pogona određena veličinom momenta opterećenja (sl. 6.2). Elektromagnetski moment motora za datu simulaciju predstavljen je na sl. 6.3, gde se jasno uočava pojava talasnosti. Na sl. 6.4 prikazan je karakterističan trapezni talasni oblik kontra-elektromotorne sile. Njena vrednost opada sa smanjenjem brzine obrtanja.



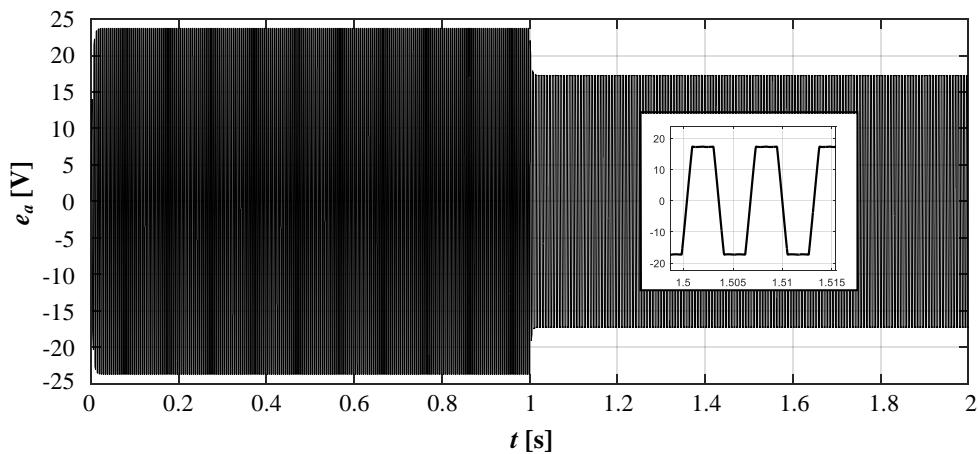
Slika 6.1. Vremenski dijagram brzine motora – zalet i opterećenje nazivnim momentom.



Slika 6.2. Vremenski dijagram struje motora – zalet i opterećenje nazivnim momentom.

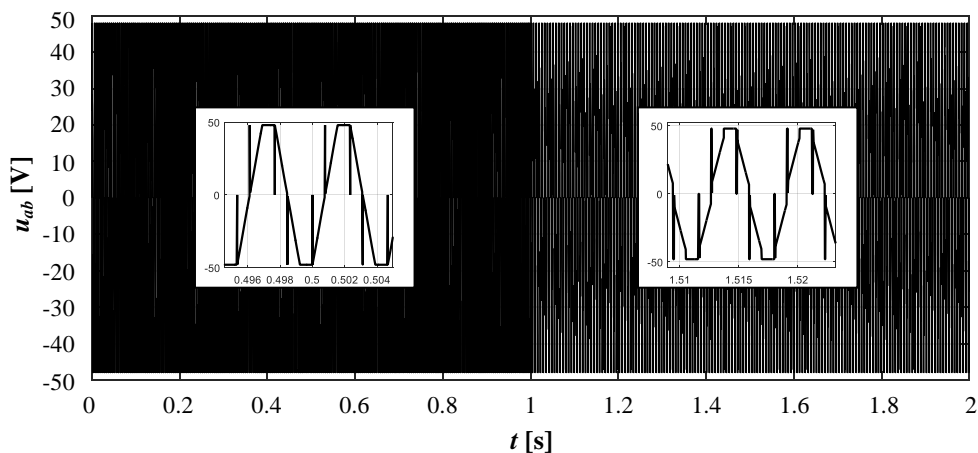


Slika 6.3. Vremenska promena momenta motora – zalet i opterećenje nazivnim momentom.



Slika 6.4. Vremenska promena kontra-elektromotorne sile u namotaju motora.

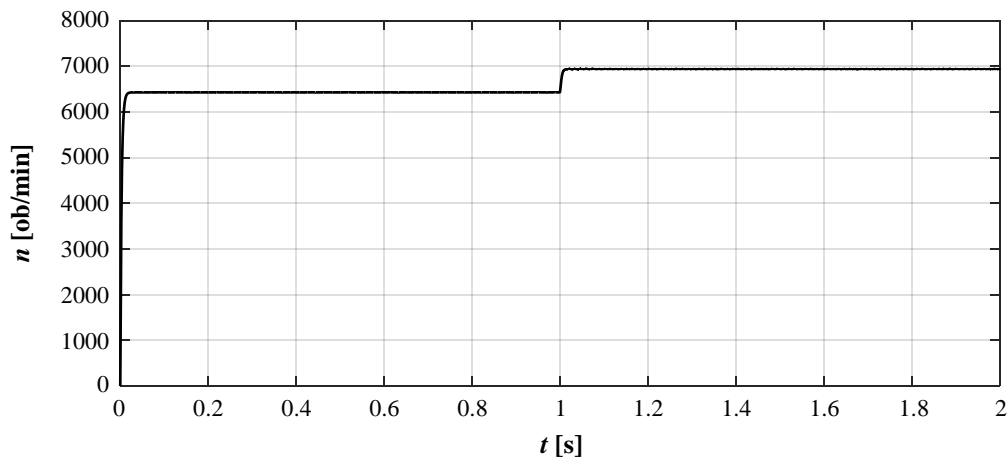
Na sl. 6.5 prikazan je napon između priključnih krajeva motora za prethodno sprovedenu računarsku simulaciju. U odnosu na ilustraciju koja je data na sl. 5.4, ovde je uočljiv uticaj komutacije na talasni oblik napona, što u prethodnom odeljku nije uzeto u obzir. Takođe, vidljiv je i uticaj struje motora na vremenski oblik napona.



Slika 6.5. Vremenska promena napona između priključnih krajeva motora – prazan hod i opterećenje nazivnim momentom motora.

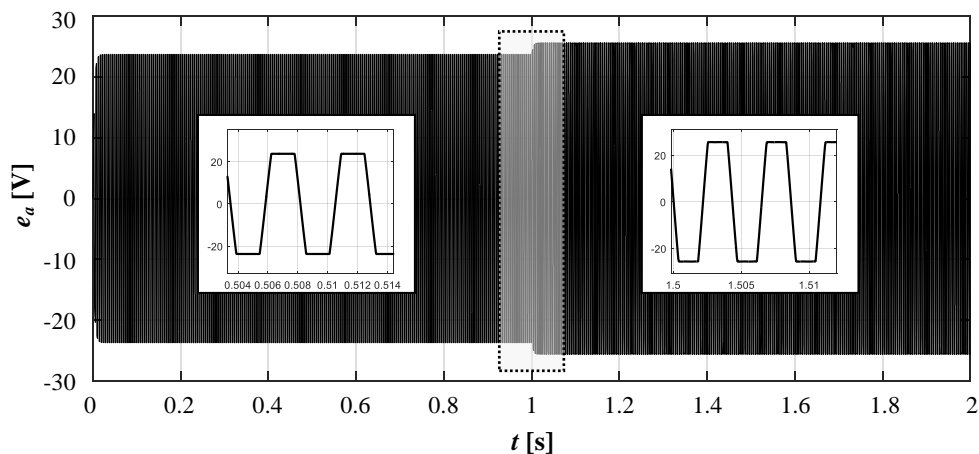
Ukoliko je potrebno ostvariti rad pogona u oblasti brzina većih od nazivne vrednosti brzine obrtanja motora, primenjuje se tzv. *phase advance* strategija. Ona se ogleda u uspostavljanju struje u namotaju motora pre nego što kontra-elektromotorna sila namotaja dostigne svoju punu vrednost. Rezultati simulacije ove upravljačke strategije prikazani su kroz naredne grafike.

Na sl. 6.6 prikazana je vremenska promena brzine obrtanja neopterećenog motora (mehanički gubici su uzeti u obzir). Nakon obavljenog zaleta, motor je dostigao brzinu od oko 6430 o/min. Zatim se u prvoj sekundi primenjuje *phase advance* strategija, pri čemu je izabrano da struja u namotaju motora prednjači kontra-elektromotornoj sili tog namotaja za 30° . Nakon iščezavanja prelaznog procesa, motor je dostigao brzinu obrtanja od približno 6940 o/min u ustaljenom stanju.



Slika 6.6. Vremenski dijagram brzine neopterećenog motora – efekat primene *phase advance* strategije.

Na sl. 6.7 prikazan je talasni oblik kontra-elektromotorne sile u namotaju motora i to za prethodno izvršenu simulaciju sa primenjenom *phase advance* strategijom. Njena vrednost raste sa povećanjem brzine obrtanja motora (uokvireni deo na sl. 6.7). Vrednost merena između vrhova pozitivne i negativne poluperiode kontra-elektromotorne sile sa sl. 6.7 iznosi 51,2 V nakon prve sekunde. To je veće od napona na priključnim krajevima motora koji se napaja preko invertora jednosmernim naponom od 48 V, koliko približno i iznosi vrednost merena između vrhova pozitivne i negativne poluperiode kontra-elektromotorne sile sa sl. 6.7 pre prve sekunde.

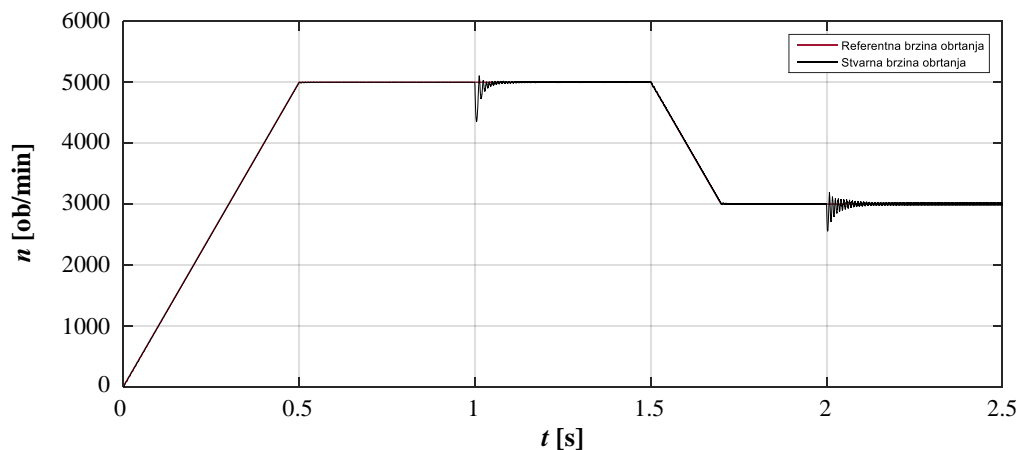


Slika 6.7. Vremenska promena kontra-elektromotorne sile u namotaju motora – efekat primene *phase advance* strategije.

Savremeni električni pogoni sadrže sisteme za automatsku regulaciju koji se brinu o održavanju regulisane veličine na unapred zadatoj vrednosti. Najčešće se reguliše brzina obrtanja motora. Kako bi se održala željena vrednost brzine, uprkos dejstvu momenta opterećenja, potrebno je regulisati napon napajanja motora. U tom smislu, realizovan je model za računarsku simulaciju prema šemi regulisanog pogona po brzini sa sl. 5.6, gde je predložena upotreba DC/DC pretvarača spuštača napona koji se povezuje na ulaz invertora. Simulacija rada pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje realizovana je tako što je zadata referentna brzina obrtanja od 5000 o/min po rampi (pogon poseduje soft-start), a nakon obavljenog zaleta motor se tereti momentom opterećenja od 50% nazivnog momenta (u trenutku $t = 1$ s). Potom se vrši smanjenje brzine obrtanja po rampi na 3000 o/min, a nakon toga motor se tereti nazivnim momentom opterećenja (u trenutku $t = 2$ s). Mehanički gubici u pogonu su modelovani preko viskoznog trenja. Tokom ovog postupka simulacije rada pogona, snimljene su odgovarajuće veličine motora koje su predstavljene na narednim dijagramima.

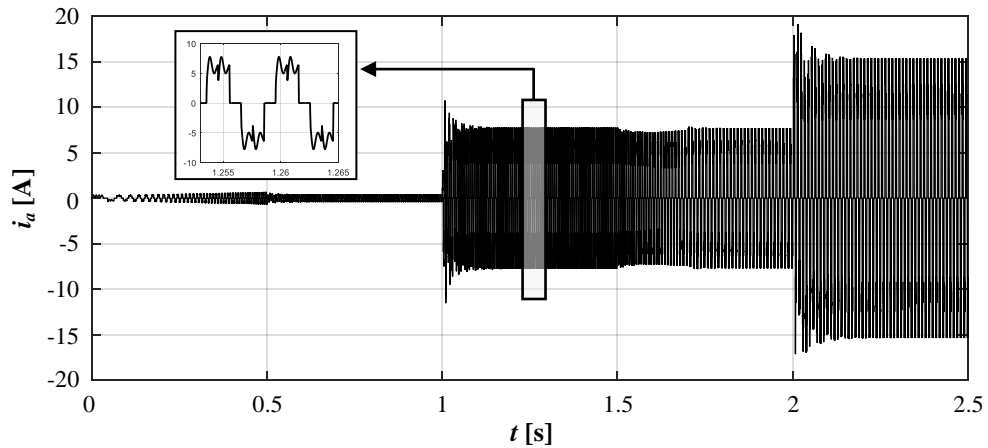
Prema šemi pogona regulisanog po brzini sa sl. 5.6 razlika referentne i stvarne brzine se uvodi u regulator brzine. Regulator je PI tipa i na svom izlazu, koji je ograničen na vrednost u opsegu od 0 do 1, daje faktor ispune koji se uvodi u blok PWM generator DC/DC spuštača napona. Ovaj blok upravlja radom DC/DC pretvarača koji na svom izlazu daje potrebnu vrednost jednosmernog napona. Potom se ovaj napon se dovodi na ulaz invertora. Upravljanje inverterom je realizovano prema tabeli komutacije (tabela 5.1), odnosno relacijama (5.7) – (5.12). Pozicija rotora je određena modelovanim stanjem izlaza Holovih senzora.

Na sl. 6.8 prikazana je vremenska promena brzine obrtanja motora tokom prethodno izvršene simulacije rada regulisanog pogona po brzini elektronski komutovanog motora jednosmerne struje. Na istoj slici prikazana je i referentna brzina koja se tokom zaleta i usporenja pogona zadaje po rampi. Parametri regulatora brzine podešeni su iskustveno. Sa dijagrama prikazanih na sl. 6.8 može se ustanoviti da stvarna brzina prati referentnu brzinu motora. Nakon dejstva momenta opterećenja i kratkotrajnog propada brzine motora, brzina se opet vraća na zadatu (referentnu) vrednost. Ipak, kao i u prethodnim slučajevima (sl. 6.1 i sl. 6.6), i ovde se pojavljuju oscilacije brzine obrtanja motora u ustaljenom stanju pogona. Kao što je već objašnjeno, to je posledica komutacije.

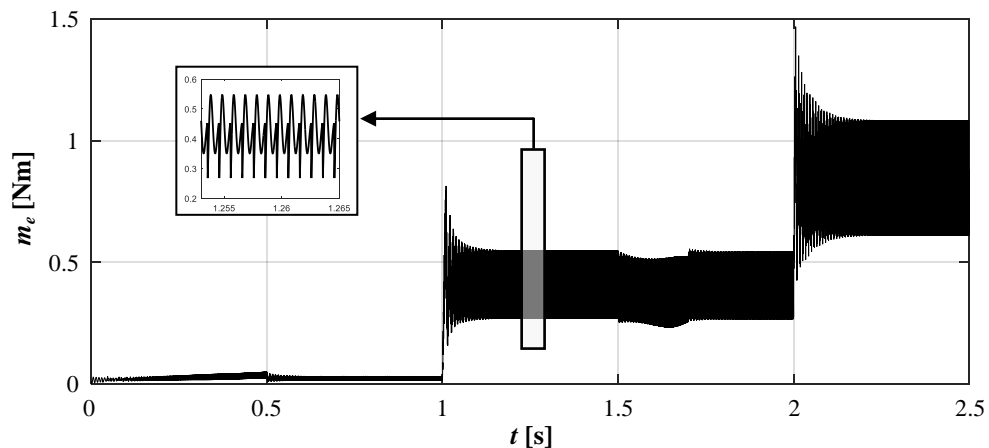


Slika 6.8. Vremenski dijagram brzine obrtanja motora pogona koji je regulisanog po brzini.

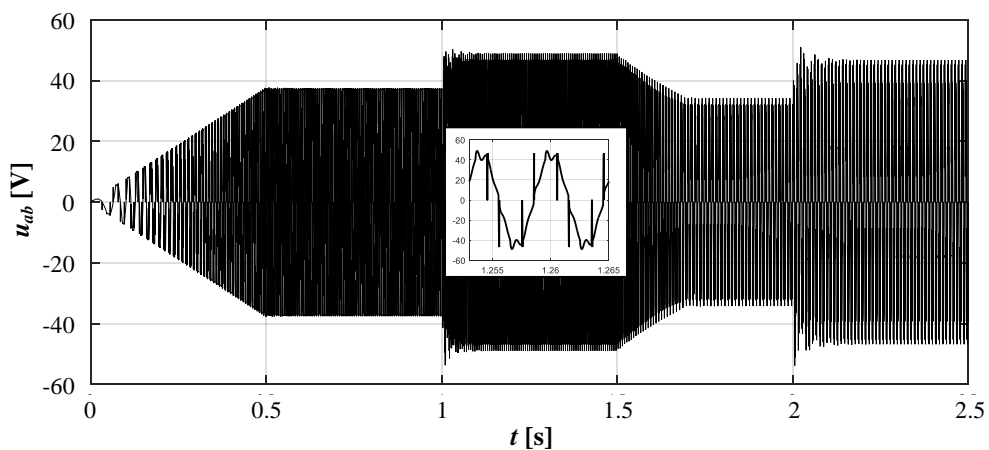
Taladni oblik struje motora, za navedeni slučaj simulacije rada elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, prikazan je na sl. 6.9, dok je elektromagnetski moment motora predstavljen na sl. 6.10, gde se jasno uočava pojava talasnosti u momentu motora. Ovde treba naglasiti da je talasnost momenta motora nešto izraženija, s obzirom da ulazni jednosmerni napon u inverter nije u potpunosti vremenski konstantan, već predstavlja izlaz prekidačkog izvora, tj. DC/DC spuštača napona. Vremenska promena napona na priključnim krajevima motora data je na sl. 6.11, a na sl. 6.12 prikazana je vremenska promena kontra-elektromotorne sile u namotaju motora.



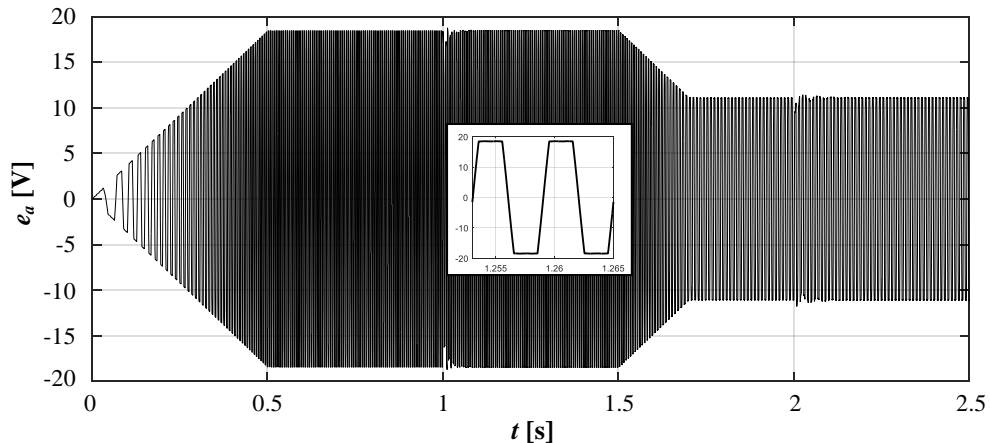
Slika 6.9. Vremenski dijagram struje motora pogona regulisanog po brzini.



Slika 6.10. Vremenska promena momenta motora pogona regulisanog po brzini.



Slika 6.11. Vremenska promena napona između priključnih krajeva motora.



Slika 6.12. Vremenska promena kontra-elektromotorne sile u namotaju motora.

Nedostatak rešenja regulacije brzine obrtanja motora prema šemi sa sl. 5.6 ogleda se u potrebi za postojanjem DC/DC pretvarača kojim se podešava vrednost napona na ulazu u inverter. Kako bi se rešenje uprostilo, predložena je struktura pogona ilustrovana na sl. 5.7. DC/DC spuštač napona je izostavljen, a potrebna vrednost napona na priključnim krajevima motora ostvaruje se upravljanjem inverterom primenom tehnike impulsno-širinske modulacije. Matematički model takvog pogona realizovan je na računaru. Simulacija rada pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje ostvarena je tako što je zadata referentna brzina obrtanja od 5000 o/min po rampi (pogon poseduje soft-start), a nakon obavljenog zaleta motor se tereti momentom opterećenja od 50% nazivnog momenta (u trenutku $t = 1$ s). Potom se vrši smanjenje brzine obrtanja po rampi na 3000 o/min, a nakon toga motor se tereti nazivnim momentom opterećenja (u trenutku $t = 2$ s). Mehanički gubici u pogonu su modelovani preko viskoznog trenja. Rezultati računarske simulacije rada takvog pogona predstavljeni su kroz odgovarajuće grafike koji su prikazani u nastavku.

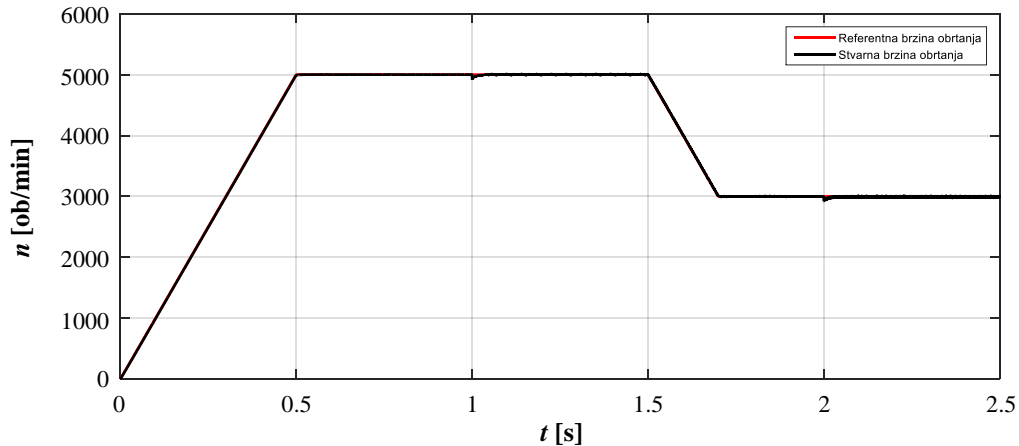
Na sl. 6.13 prikazana je vremenska promena brzine obrtanja motora dobijena računarskom simulacijom rada regulisanog pogona po brzini elektronski komutovanog motora jednosmerne struje. Na istoj slici prikazana je i referentna brzina koja se tokom zaleta i usporenja pogona zadaje po rampi. Parametri PI regulatora brzine podešeni su iskustveno. Sa dijagrama prikazanih na sl. 6.13 može se ustanoviti da stvarna brzina prati referentnu brzinu motora. Nakon dejstva momenta opterećenja i kratkotrajnog propada brzine motora, brzina se opet vraća na zadatu (referentnu) vrednost. Ipak, kao i u prethodnom slučaju, primetne su njene oscilacije, što je posledica komutacije (objašnjeno u prethodnom poglavlju).

Taladni oblik struje motora, za navedeni slučaj simulacije rada elektronski komutovanog motora jednosmerne struje, prikazan je na sl. 6.14, dok je elektromagnetski moment motora predstavljen na sl. 6.15, gde se uočava pojava talasnosti u momentu motora. Promene u vrednostima struje i momenta motora posledica su promene vrednosti momenta opterećenja, kao i pojave dinamičke komponente momenta koja postoji tokom prelaznog stanja.

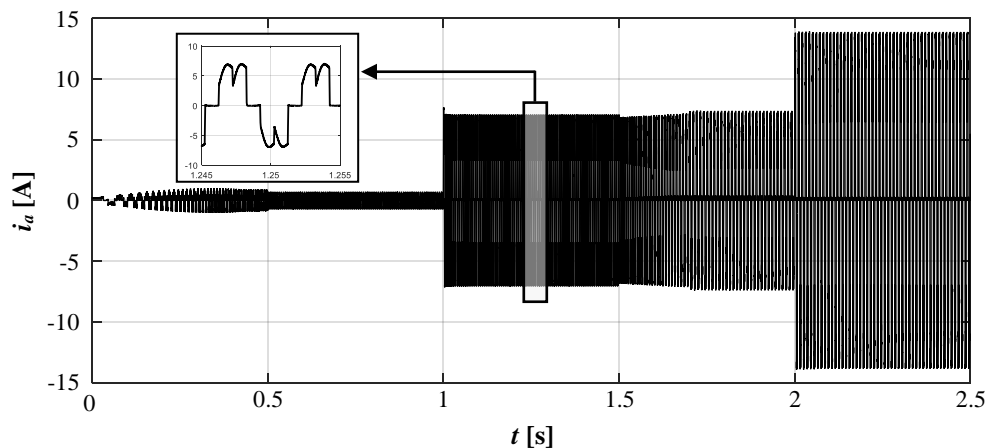
Vremenska promena napona na priključnim krajevima motora data je na sl. 6.15, gde je prikazan i jedan uvećan detalj. Oblik napona je posledica primenjene tehnike upravljanja inverterom, tj. impulsno-širinske modulacije. Primititi razliku u odnosu na oblik napona sa sl. 6.11.

Na sl. 6.16 prikazana je vremenska promena kontra-elektromotorne sile u namotaju motora. Ona ima trapezni oblik, što je karakteristično za ovu vrstu motora. Promena vrednosti kontra-elektromotorne sile posledica je promene brzine obrtanja motora, što se jasno uočava.

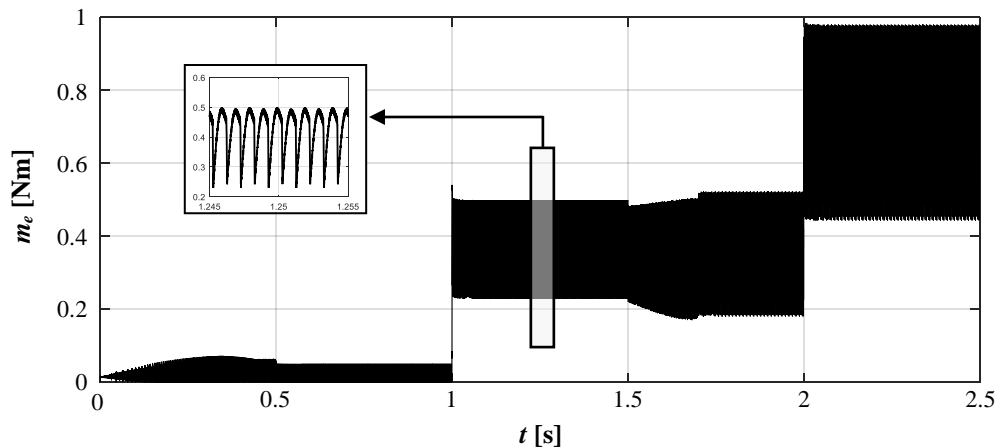
Poredeći prethodno dobijene rezultate računarske simulacije sa rezultatima simulacije rada pogona sa sl. 5.6, može se konstatovati da je u slučaju pogona koji je šematski prikazan na sl. 5.7 postignuto nešto kvalitetnije upravljanje, ne samo u ustaljenom stanju već i tokom prelaznih procesa.



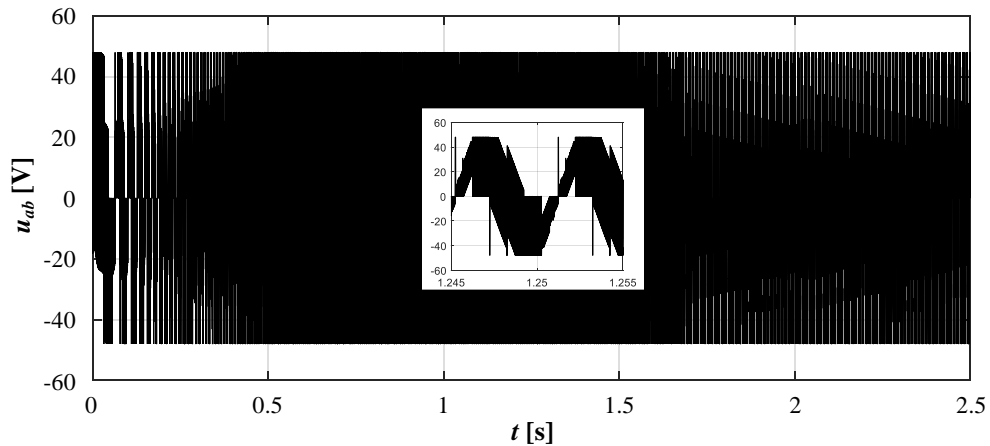
Slika 6.13. Vremenski dijagram brzine obrtanja motora pogona koji je regulisanog po brzini.



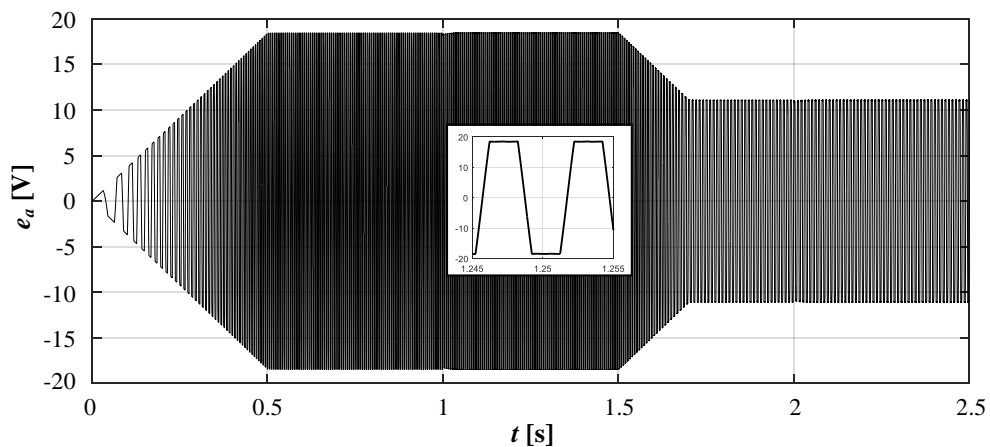
Slika 6.14. Vremenski dijagram struje motora pogona regulisanog po brzini.



Slika 6.15. Vremenska promena momenta motora pogona regulisanog po brzini.



Slika 6.16. Vremenska promena napona između priključnih krajeva motora.



Slika 6.17. Vremenska promena kontra-elektromotorne sile u namotaju motora.

Trapezna komutacija je osnovna i najjednostavnija metoda upravljanja koja se koristi kod elektronski komutovanog motora jednosmerne struje. Metoda se jednostavno realizuje, što je njena osnovna prednost. Međutim, metoda trapezne komutacije ima i izvesnih nedostataka koje se pre svega ogledaju u pojavi valovitosti elektromagnetskog momenta, a posledično i brzini obrtanja motora. Prethodni izloženi rezultati računarskih simulacija su to i potvrdili.

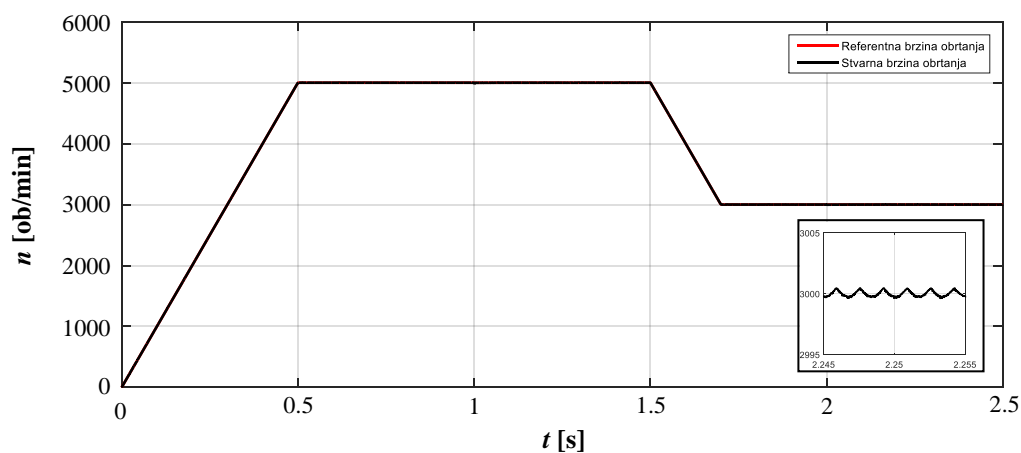
6.2 Primer metode upravljanja orijentacijom polja

U ovom odeljku predstavljeni su rezultati računarske simulacije rada pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje primenom metode orijentacije polja. Prethodno je realizovan model pogona sa regulacijom brzine obrtanja koji je šematski prikazan na sl. 5.12. U datom slučaju regulacija struja motora vrši se u *abc* domenu, primenom histerezisnih regulatora, dok je regulacija brzine motora ostvarena primenom klasičnog PI regulatora. Parametri regulatora brzine podešeni su iskustveno tako da se dobije zadovoljavajući odziv. Rad u oblasti slabljenja polja se neće razmatrati. Izgled realizovanog modela pogona u programskom okruženju *Matlab/Simulink* dat je u prilogu rada.

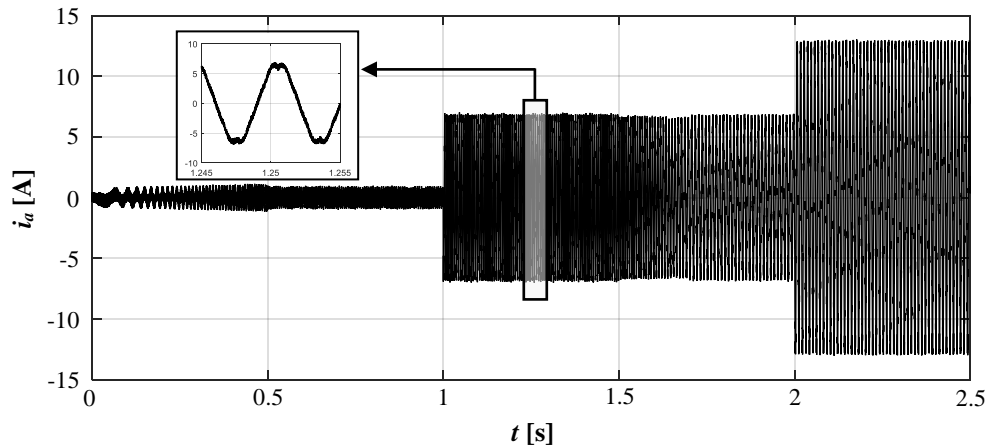
Računarska simulacija rada pogona ostvarena je tako što je zadata referentna brzina obrtanja od 5000 o/min po rampi (pogon poseduje soft-start), a nakon obavljenog zaleta motor se tereti momentom opterećenja od 50% nazivnog momenta (u trenutku $t = 1$ s). Potom se vrši smanjenje brzine obrtanja po rampi na 3000 o/min, a nakon toga motor se tereti nazivnim momentom opterećenja (u trenutku $t = 2$ s). Mehanički gubici u pogonu su modelovani preko viskoznog trenja. Karakteristični rezultati računarske simulacije rada pogona dati su u nastavku.

Na sl. 6.18 prikazana je vremenska promena brzine obrtanja motora. Na istoj slici prikazana je i referentna brzina koja se tokom zaleta i usporenja pogona zadaje po rampi. Može se ustanoviti da stvarna brzina prati referentnu brzinu motora. Nakon dejstva momenta opterećenja i kratkotrajnog pada brzine motora, brzina se opet vraća na zadatau (referentnu) vrednost, što je bio slučaj i kod rezultata simulacije pogona iz prethodnog odeljka. Ipak, ovde se treba ukazati na jednu značajnu razliku u odnosu na rezultate rada pogona sa primenjenom metodom trapezne komutacije. Naime, oscilacije brzine obrtanja motora kod koga je primenjeno upravljanje po metodi orijentacije polja značajno su umanjene (uporediti uveličane detalje brzine sa sl. 6.18 i sl. 6.1), što je osnovna prednost ove metode upravljanja. Sem toga, ostvarena dinamika pogona je mnogo bolja.

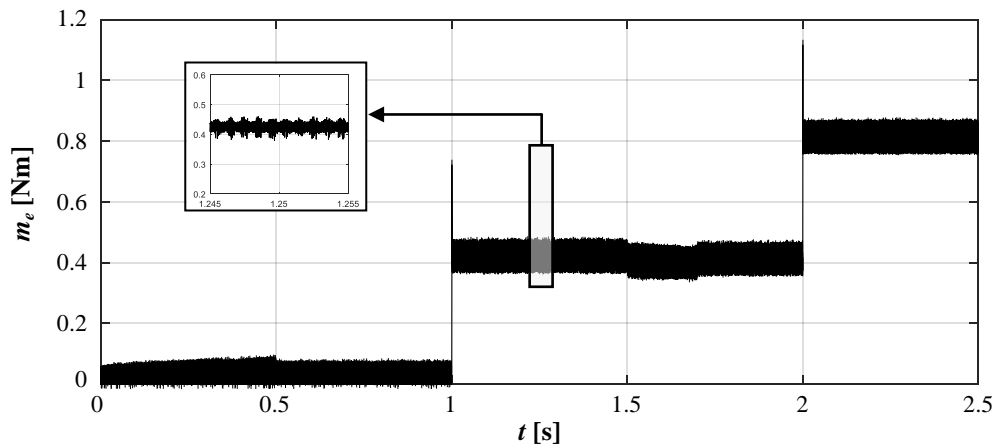
Taladni oblik struje motora prikazan je na sl. 6.19, dok je elektromagnetski moment motora predstavljen na sl. 6.20. Na sl. 6.19 se uočava pojava strujnog ripla (uveličan detalj struje motora), a posledica je rada regulatora struja sa histerezisnim komparatorom (struja motora osciluje u histerezisnom opsegu oko srednje vrednosti). Osim toga, struja nema potpun prostoperiodični oblik, što se zapaža na vrhovima sinusoide. Konkretno, u izvesnoj meri su izraženi peti i sedmi harmonici struje motora (može se ustanoviti prevođenjem struje motora iz vremenskog u frekvencijski domen primenom Furijeove transformacije). Ovo svakako utiče na moment motora, zbog čega postoje male oscilacije momenta u vremenu (posledično i brzine motora), sl. 6.20. Ipak, te oscilacije su značajno manje u odnosu na slučajeve iz prethodnog odeljka (sl. 6.15, sl. 6.10, sl. 6.3), gde je razmatrana metoda trapezne komutacije. Što se tiče promene u vrednostima struje i momenta motora, to je posledica promene vrednosti momenta opterećenja, kao i pojave dinamičke komponente momenta koja postoji tokom prelaznog stanja u pogonu.



Slika 6.18. Vremenski dijagram brzine obrtanja motora pogona koji je regulisanog po brzini – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.

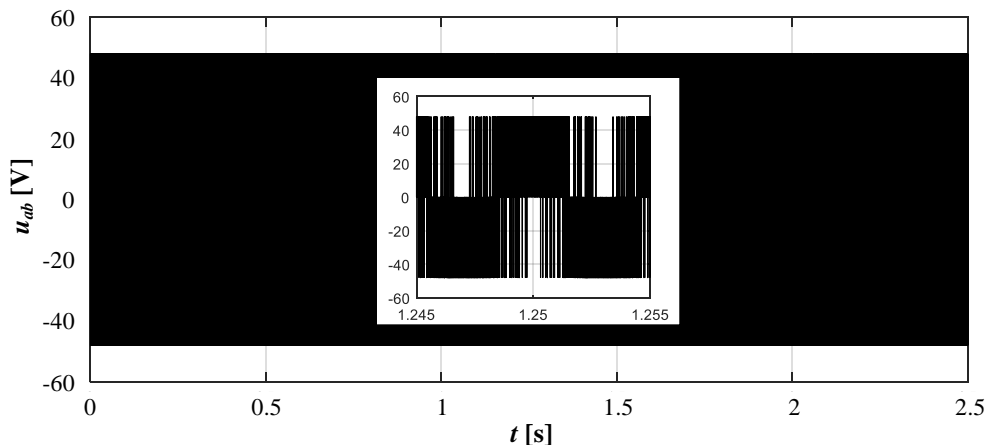


Slika 6.19. Vremenski dijagram struje motora pogona regulisanog po brzini – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.



Slika 6.20. Vremenska promena momenta motora pogona regulisanog po brzini – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.

Vremenska promena napona na priključnim krajevima motora data je na sl. 6.21, gde je prikazan i jedan uveličan detalj. Oblik napona je posledica primenjene tehnike upravljanja inverterom (strujno regulisan naponski inverter). Što se tiče kontra-elektromotorne sile, ona i u ovom slučaju ima trapezni oblik u vremenu, te stoga nije prikazana.



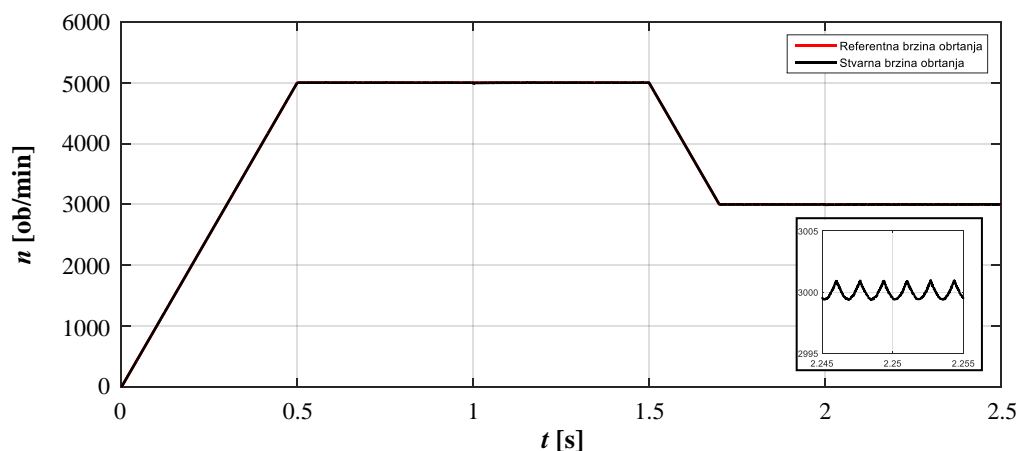
Slika 6.21. Vremenska promena napona između priključnih krajeva motora – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.

Naredna računarska simulacija sprovedena je prema blok šemi pogona datoj na sl. 5.13. I ovde je reč o pogonu sa regulacijom brzine obrtanja i primenjenim konceptom orijentacije polja, pri čemu se sada regulacija struja motora obavlja primenom klasičnih PI regulatora komponenti struja i_d i i_q prostornog vektora struja iskazanih u rotirajućem $d-q$ sistemu. Ovakva struktura se najčešće koristi za praktičnu realizaciju upravljanja po metodi orijentacije polja. Parametri regulatora struja i brzine motora podešeni su iskustveno.

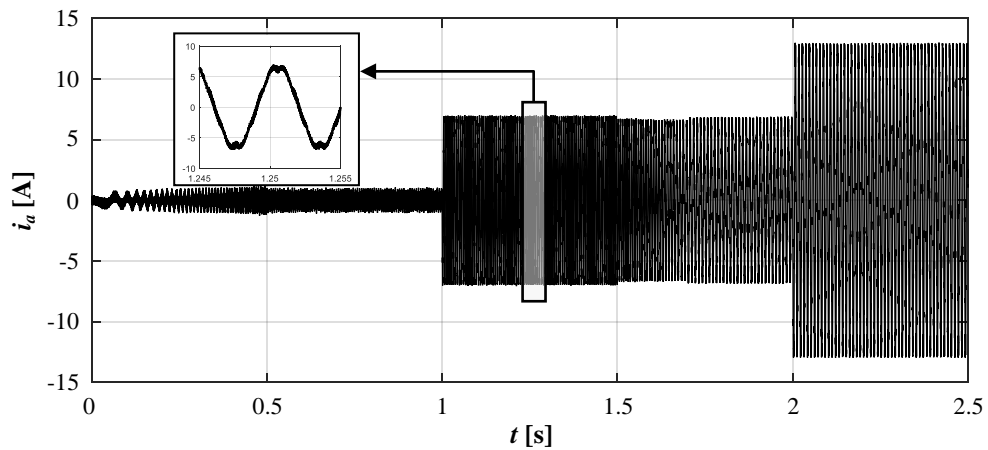
Računarska simulacija rada pogona ostvarena je tako što je zadata referentna brzina obrtanja od 5000 o/min po rampi (pogon poseduje soft-start), a nakon obavljenog zaleta motor se tereti momentom opterećenja od 50% nazivnog momenta (u trenutku $t = 1$ s). Potom se vrši smanjenje brzine obrtanja po rampi na 3000 o/min, a nakon toga motor se tereti nazivnim momentom opterećenja (u trenutku $t = 2$ s). Mehanički gubici u pogonu su modelovani preko viskoznog trenja. Karakteristični rezultati računarske simulacije rada pogona dati su u nastavku.

Na sl. 6.22 prikazana je vremenska promena brzine obrtanja motora. Na istoj slici prikazana je i referentna brzina koja se tokom zaleta i usporenja pogona zadaje po rampi. Kao i u prethodnom slučaju, može se ustanoviti da stvarna brzina prati referentnu brzinu motora. Nakon dejstva momenta opterećenja i kratkotrajnog pada brzine motora, brzina se opet vraća na zadata (referentnu) vrednost. Oscilacije brzine obrtanja motora u ustaljenom stanju su i u ovom slučaju značajno umanjene u odnosu na situaciju prikazanu na sl. 6.1.

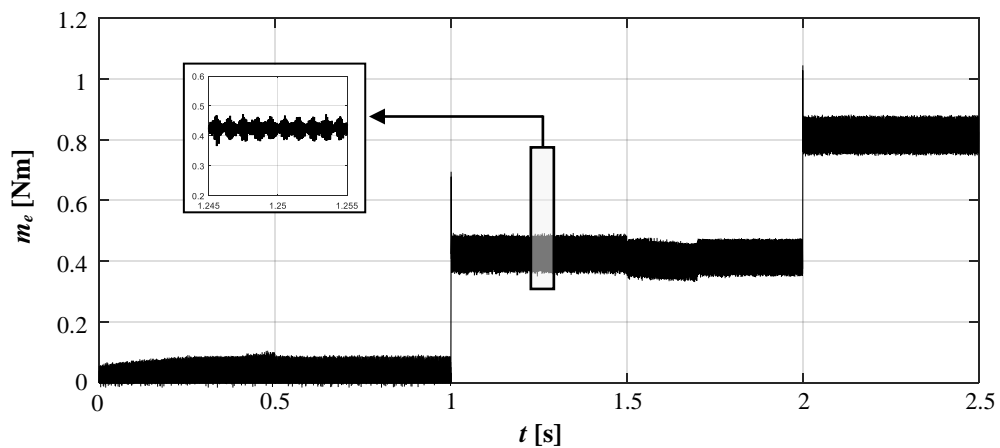
Talasnici oblika struje motora predstavljen je na sl. 6.23, dok je elektromagnetski moment motora predstavljen na sl. 6.24. I ovde se na sl. 6.23 uočava pojava strujnog ripla (može se umanjiti povećanjem prekidačke učestanosti invertora). Osim toga, struja nema u potpunosti prostoperiodični oblik, što se zapaža na vrhovima sinusoide. U izvesnoj meri su izraženi peti i sedmi harmonici struje motora. Ovo svakako utiče na moment motora, zbog čega nastaju male oscilacije momenta u vremenu (posledično i brzine motora), sl. 6.24. Međutim, te oscilacije su značajno manje u odnosu na slučajeve prikazane sl. 6.15, sl. 6.10 i sl. 6.3, gde je razmatrana metoda trapezne komutacije. Što se tiče promene u vrednostima struje i momenta motora, to je posledica promene vrednosti momenta opterećenja, kao i pojave dinamičke komponente momenta koja postoji tokom prelaznog procesa.



Slika 6.22. Vremenski dijagram brzine obrtanja motora pogona koji je regulisanog po brzini – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.

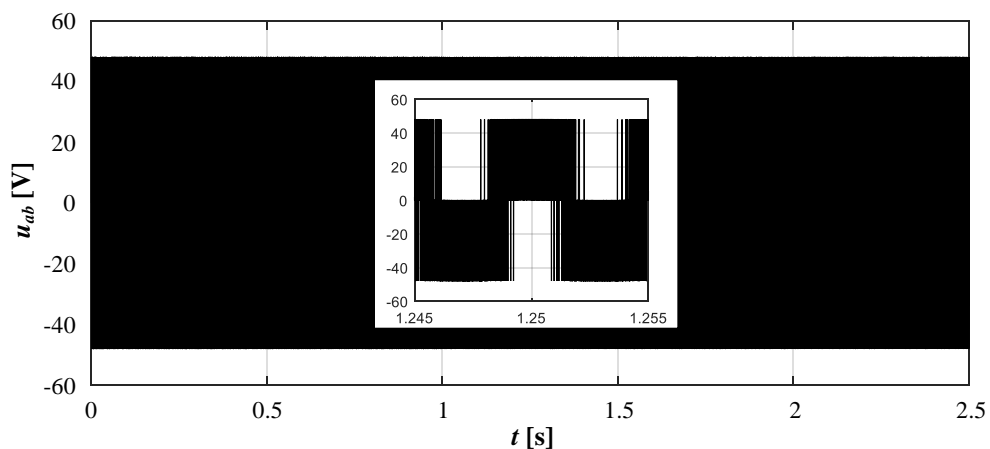


Slika 6.23. Vremenski dijagram struje motora pogona regulisanog po brzini – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.



Slika 6.24. Vremenska promena momenta motora pogona regulisanog po brzini – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.

Vremenska promena napona na priključnim krajevima motora data je na sl. 6.25. Korišćena je tehnika sinusne modulacije trajanja impulsa. Što se tiče kontra-elektromotorne sile, ona i u ovom slučaju ima trapezni oblik u vremenu, te stoga nije prikazana.



Slika 6.25. Vremenska promena napona između priključnih krajeva motora – primenjeno je upravljanje po metodi orijentacije polja.

7. ZAKLJUČAK

U radu su predstavljeni najčešće korišćeni algoritmi upravljanja elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje. Opisan je princip rada ove vrste motora koja se sve više koristi u savremenim električnim pogonima. Budući da elektronski komutovan motor jednosmerne struje ne poseduje četkice i kolektor, ovo predstavlja značajan napredak u tehnologiji razvoja obrtnih električnih mašina. Ova vrsta motora je manje podložna mehaničkom habanju u odnosu na komutatorsku mašinu jednosmerne struje i nije zahtevna u pogledu održavanja, što povećava pouzdanost motora i direktno utiče na njegov radni vek. Bolje odvođenje toplote, značajno veća energetska efikasnost u procesu elektromehaničke konverzije energije, veća specifična snaga, širok raspon brzina obrtanja, niža buka, samo su neke od prednosti elektronski komutovanih motora jednosmerne struje koje su ih učinile poželjnim u mnogim vrstama električnih pogona. Rezultati pojedinih istraživanja ukazuju i na to da bi ova vrsta motora mogla postati ravnopravna sa asinhronim motorima u području servo pogona. S druge strane, prednost elektronski komutovanog motora jednosmerne struje u odnosu na sinhroni motor sa stalnim magnetima jeste u mogućnosti realizacije daleko jednostavnijeg načina upravljanja.

U okviru rada detaljno je opisana metoda trapezne komutacije koja se često koristi kod ove vrste motora. Ukazano je na njene prednosti, ali je skrenuta pažnja i na izvesne nedostatke takvog načina upravljanja. Metoda trapezne komutacije se odlikuje jednostavnim algoritmom upravljanja, ali je prati pojava valovitosti elektromagnetskog momenta motora. Kao posledica toga, nastaju oscilacije brzine obrtanja motora, kao i pojava vibracija i akustične buke u radu motora. Jasno je da se ovakav način upravljanja ne može koristiti u okviru zahtevnih pogona.

Kada je reč o električnim pogonima visokih performansi, predlaže se upotreba vektorskog upravljanja. Pri tom, u radu je predstavljen princip upravljanja po metodi orijentacije polja, koji se takođe može primeniti kod elektronski komutovanog motora jednosmerne struje (zapravo je princip upravljanja isti kako kod sinhronne mašine sa stalnim magnetima i prostoperiodičnim talasnim oblikom indukovane kontra-elektromotorne sile). Ipak, ova vrsta upravljanja je značajno složenija i zahteva poznavanje pozicije rotora u svakom trenutku, što iziskuje upotrebu davača položaja rotora.

S druge strane, kod metode trapezne komutacije problem se rešava upotrebom jeftinih Holovih senzora magnetnog polja rotora. Ipak, primenom upravljanja po metodi orijentacije polja postiže se mnogo bolja dinamika pogona, pa se ovakav način upravljanja predlaže u svim onim pogonima gde se zahteva precizna regulacija brzine, momenta ili pozicije.

Obe predložene metode su testirane na matematičkom modelu pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje. Model pogona je realizovan u programskom okruženju *Matlab/Simulink*. Dobijeni rezultati računarskih simulacija su u potpunosti potvrdili prethodna teorijska razmatranja koja su data u radu.

Dalji pravci u razvoju algoritama upravljanja elektronski komutovanog motora jednosmerne struje ogledaju se u realizaciji i testiranju rada pogona sa ovom vrstom motora, ali bez senzora pozicije rotora. U tom slučaju vrši se estimacija položaja rotora, ali i brzine obrtanja, umesto direktnog merenja pomenutih veličina. Takav pristup se oslanja na matematički model pogona i posebno je interesantan u okviru uređaja za široku upotrebu, gde je od primarnog interesa ostvariti što je moguće nižu cenu pogona.

8. LITERATURA

- [1] Miloje Kostić, „Izbor i pravilno korišćenje motora (energetski menadžment motora)”, Zbornik radova, Elektrotehnički institut „Nikola Tesla”, br. 21, str. 61-77, 2011.
- [2] R. Cepoi, L. Szabo, J. Florina, “Current Trends in Energy Efficient Electrical Machines,” *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 10, no. 2, pp. 13-18, 2017.
- [3] Directive 2005/32/EC of the European Parliament, “Commission of the European Communities with regard to ecodesign requirements for electric motors and their variable speed drives,” Brussels, 2005.
- [4] ABB Group, “IEC 60034-30-1 standard on efficiency classes for low voltage AC motors,” Technical note. [Online]. Dostupno: https://library.e.abb.com/public/0451229996ff4b0786505fd9a4075645/9AKK107319%20EN%2005-2018_20848_ABB_Technical_note_IEC_60034_30_1.pdf.
- [5] R. Crowder, *Electric Drives and Electromechanical Systems*, 1st edition, Elsevier, Oxford, Great Britain, 2006.
- [6] B. Ayhan, H. J. Trussell, M. Y. Chow, and M. H. Song, “On the Use of a Lower Sampling Rate for Broken Rotor Bar Detection With DTFT and AR-Based Spectrum Methods,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1421–1434, Mar. 2008.
- [7] S. K. Bhattacharya, *Electrical machines*, 3rd edition, Tata McGraw-Hill Education, New Delhi, India, 2009.
- [8] Saša Skoko, Upravljanje dvostrano napajanim asinhronim generatorom i bidirekcionim konvertorom u kolu rotora kod vetroelektrana, diplomski rad, Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu, Novi Sad, 2004.
- [9] V.Katić, B.Dumnić, D.Milićević, S.Grabić, Z.Čorba, N.Katić, „Moderne tehnologije vetrogeneratora”, Savetovanje o elektrodistributivnim mrežama CIRED Srbija, Vrnjačka Banja, Srbija, 2012., R-5.16, st. 1-8.
- [10] Marko Gecić, Energetski efikasno digitalno upravljanje sinhronim motorom sa stalnim magnetima pri velikimbrzinama obrtanja, doktorska disertacija, Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu, Novi Sad, 2016.
- [11] Slobodan Vukosavić, *Električne mašine*, Akademska misao, Beograd, 2010.

- [12] Infineon Technologies AG & Institute for Power Electronics and Electrical Drives, RWTH Aachen University, Motor Handbook, Munich, Germany, March 2019
- [13] <https://new.abb.com/products/3GAL132217-BSC/m3al-132sma-4>
- [14] Željko Grbo, Energetski pretvarači za prekidački reluktantni motor, doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, 2007.
- [15] E. Agamloh, A. von Jouanne, A. Yokochi, "An Overview of Electric Machine Trends in Modern Electric Vehicles," *Machines*, vol. 8, no. 2:20, pp. 1-16, April 2020.
- [16] https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Tesla_Model_S_motor_cutout.jpg
- [17] <http://www.favi.com/en/electric-mobility>
- [18] Dejan Raca, Savremene električne mašine za primenu u hibridnim i električnim vozilima, Ispitni rad, 2001.
- [19] F. Un-Noor, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, M. N. Mollah, E. Hossain, "A Comprehensive Study of Key Electric Vehicle (EV) Components, Technologies, Challenges, Impacts, and Future Direction of Development," *Energies*, 10(8), pp.1-82, 2017.
- [20] T. Yazdan, S. Atiq, B. Kwon, N. Baloch and J. Kwon, "Two Phase Dual-Stator Axial-Flux PM BLDC Motor With Ironless Rotor Using Only-Pull Drive Technique," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 82144-82153, 2019.
- [21] <https://www.magnax.com/technology>
- [22] <https://emrax.com>
- [23] N. A. Rahim, H. W. Ping and M. Tadjuddin, "Design of an In-Wheel Axial Flux Brushless DC Motor for Electric Vehicle," *2006 International Forum on Strategic Technology*, Ulsan, 2006, pp. 16-19.
- [24] A. S. Çabuk, Ş. Sağlam, G. Tosun and Ö. Üstün, "Investigation of different slot-pole combinations of an in-wheel BLDC motor for light electric vehicle propulsion, *2016 National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering (ELECO)*, Bursa, 2016, pp. 298-302.
- [25] <https://www.invetr.com/control-and-electronics/bmw-i3-electric-powertrain-machine>
- [26] <https://www.pinterest.com/pin/391672498840679338>
- [27] Vladan Vučković, *Električni pogoni*, Akademski misao, Beograd, 2002.
- [28] Radojle Radetić, *Tranzistorski pretvarači*, Grafomed, Bor, 2006.
- [29] T. Paul Chow, Zhibo Guo, 5 - GaN smart power devices and integrated circuits, *In Woodhead Publishing Series in Electronic and Optical Materials*, Wide Bandgap Semiconductor Power Devices, Woodhead Publishing, 2019, pp. 151-208.
- [30] https://en.wikipedia.org/wiki/Power_semiconductor_device
- [31] Vujo R. Drndarević, „Nova generacija poluprovodničkih komponenti velike snage”, *Tehnika–Elektrotehnika*, vol. 63, br. 6, 2014., st. 999-1006.
- [32] B. Ozpineci and L. Tolbert, "Smaller, faster, tougher," in *IEEE Spectrum*, vol. 48, no. 10, pp. 45-66, October 2011.
- [33] Stanko Stankov, Nikola Danković, Regulacija elektromotornih pogona na srednjem naponu, Međunarodni kongres o procesnoj industriji, vol. 27, no. 1, 2017. Dostupno na: <https://izdanja.smeits.rs/index.php/ptk/article/view/2305>

-
- [34] Stevan Grabić, Upravljanje energetskim pretvaračima, skripta, Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu, 2016.
- [35] Miloš R. Nedeljković, Energetski pretvarači 2, Topologije energetskih pretvarača, Akademska misao, Beograd, 2016.
- [36] Aleksandar Nikolić, Direktna kontrola momenta asinhronog motora napajanog iz strujnog pretvarača učestanosti, doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, 2009.
- [37] Stephan Brueske, Robin Kuehne, Friedrich W. Fuchs, "Comparison of Topologies for the Main Inverter of an Electric Vehicle," PCIM Europe 2014, pp.1-8, May 2014.
- [38] Ali Emadi, *Handbook of Automotive PowerElectronics and Motor Drives*, CRC Press, 2005.
- [39] Teresa Orłowska-Kowalska, Mateusz Dybkowski, "Industrial drive systems. Current state and development trends," *Power Electronics and Drives*, Vol. 1 (36), No. 1, pp. 5-25, 2016.
- [40] Marko Rosić, Redukcija talasnosti kod direktne kontrole momenta asinhronog motora primenom komparatora sa više nivoa, doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, 2016.
- [41] T. G. Wilson and P. H. Trickey, "D-C machine with solid-state commutation," *Electrical Engineering*, vol. 81, no. 11, pp. 879-884, Nov. 1962.
- [42] Muhammad Ikhlas, Rotor Position Identification for Brushless DC motor, Master thesis, The University of Western Ontario, 2015.
- [43] <https://maylammoc.com/san-pham/may-bat-vit-dung-pin-makita-xdt14z-18v-may-nhap>
- [44] www.kdedirect.com/collections/xf-single-rotor-brushless-motors/products/kde700xf-295-g3
- [45] J.R. Hendershot, T.J.E. Miler, *Design of Brushless Permanent-Magnet Machines*, 2nd edition, Motor Design Books LLC, Venice, Florida, USA, 2010.
- [46] <http://www.jystatorrotor.com/detail.asp?id=581&page=1>
- [47] <http://www.crazy-motor.com/pd.jsp?id=53>
- [48] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*, Prentice Hall, New Jersey, USA, 2001.
- [49] C. C. Chan, J. Z. Jiang, W. Xia and K. T. Chan, "Novel wide range speed control of permanent magnet brushless motor drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp. 539-546, Sept. 1995.
- [50] B. Nguyen and M. C. Ta, "Phase Advance Approach to Expand the Speed Range of Brushless DC Motor," 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, 2007, pp. 1255-1262.
- [51] <https://maxon.blaetterkatalog.ch/b9990/catalog/index.html?data=b9990/b999045&lang=e#252>

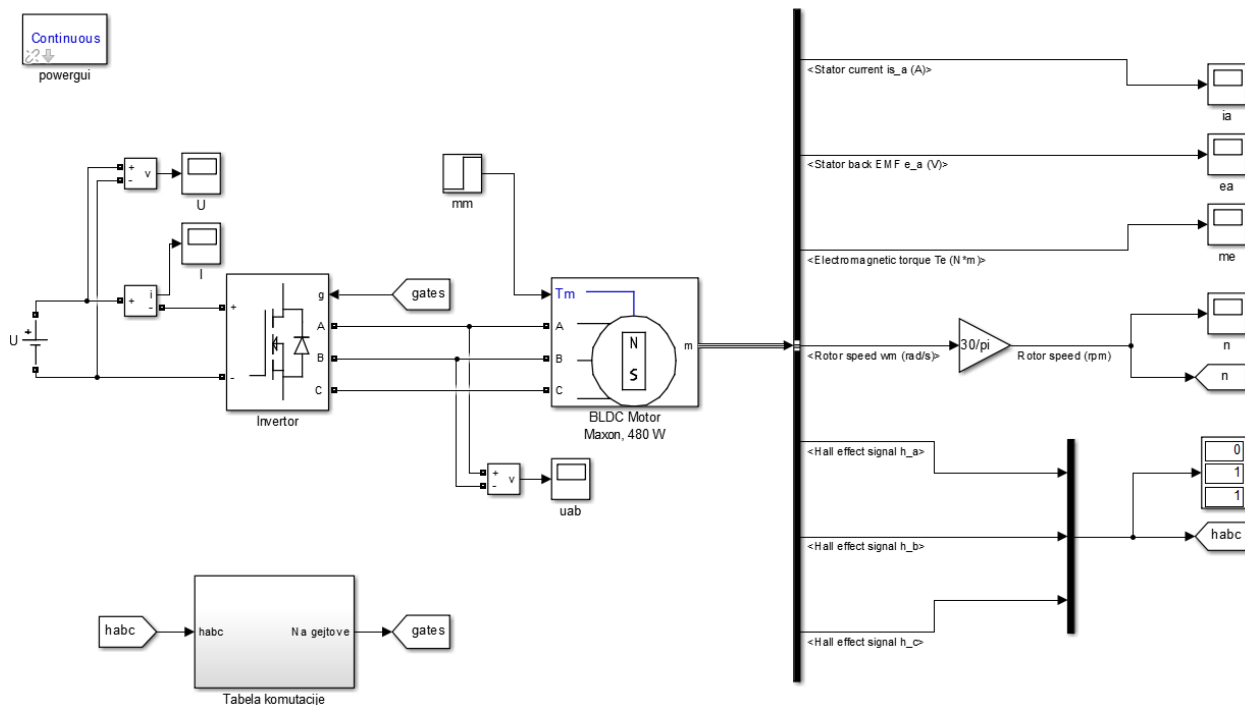
9. PRILOG

Podaci o elektronski komutovanom motoru jednosmerne struje koji je korišćen za potrebe računarske simulacije:

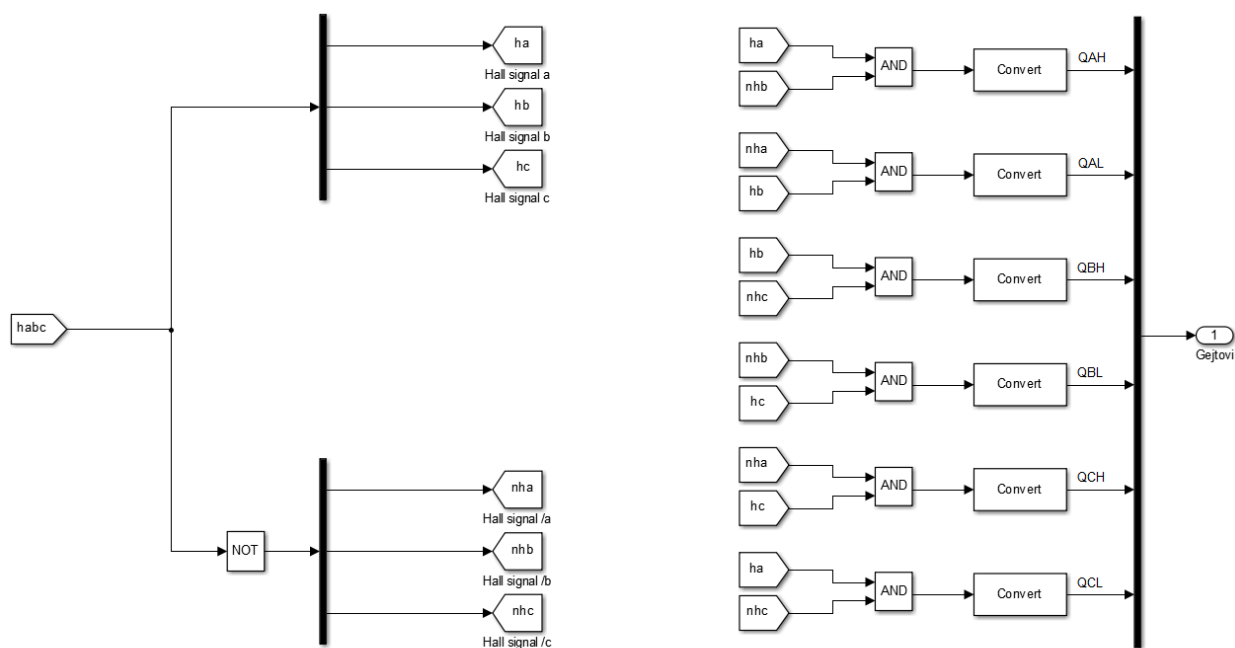
- Nazivna snaga: 480 W,
- Nazivni napon: 48 V,
- Brzina praznog hoda: 6420 o/min,
- Struja u praznom hodu: 482 mA,
- Nazivna brzina obrtanja: 4670 o/min,
- Nazivni moment u trajnom radu: 804 mNm,
- Nazivna struja: 11,4 A,
- Maksimalni stepen korisnog dejstva: 82%,
- Električna otpornost merena između dva priključna kraja: 1,01 Ω ,
- Induktivnost namotaja merena između dva priključna kraja: 0,298 mH,
- Konstanta momenta: 70,5 mNm/A,
- Moment inercije: 140 gcm².

U radu je zanemaren moment inercije radne mašine.

U nastavku su prikazani računarski modeli pogona sa elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje. Svi modeli su realizovani u programskom okruženju *Matlab/Simulink*.

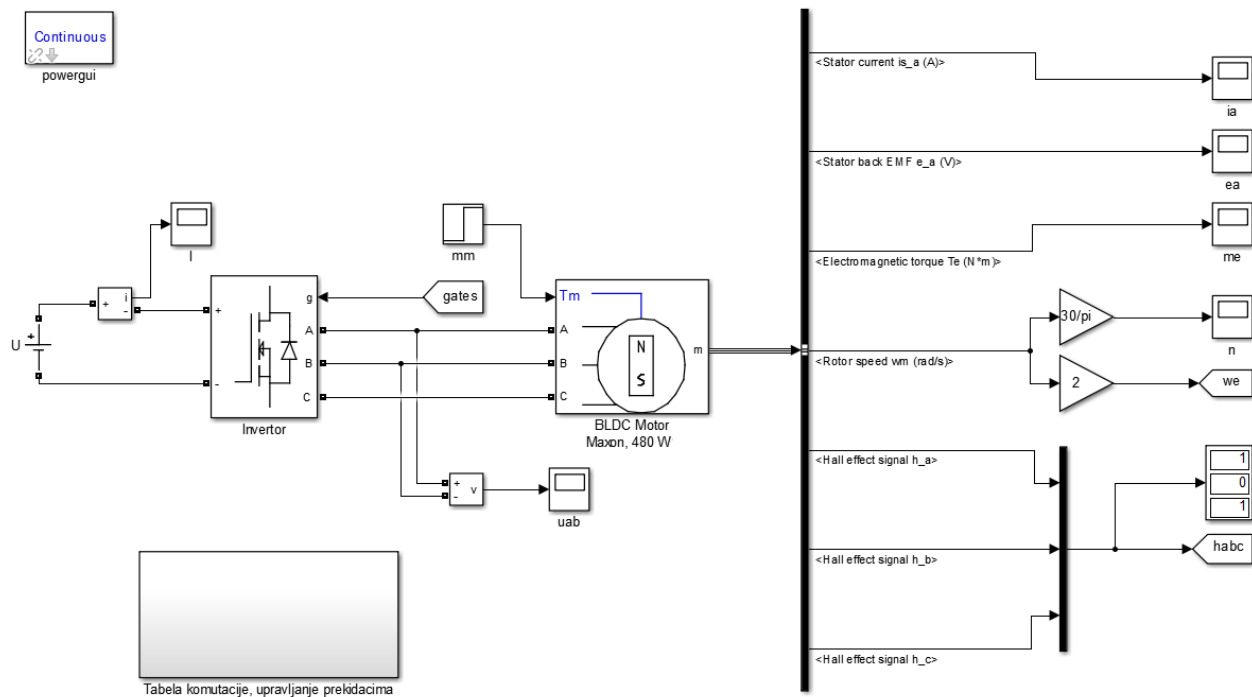


Slika 9.1. Izgled realizovanog upravljanja elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje prema blok šemi sa sl. 5.1.

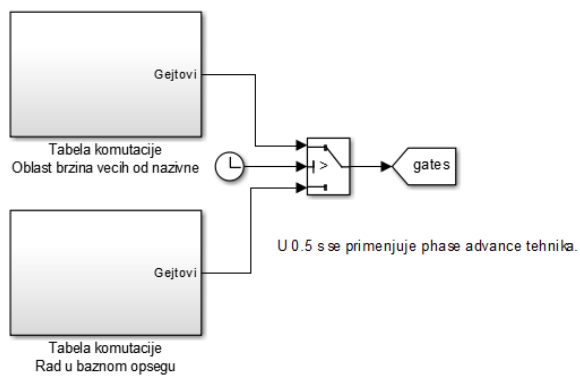


NAPOMENA: IMPLEMENTIRANA TABELA KOMUTACIJE SE ODNOSI NA POZITIVAN PREDZNAK BRZINE MOTORA

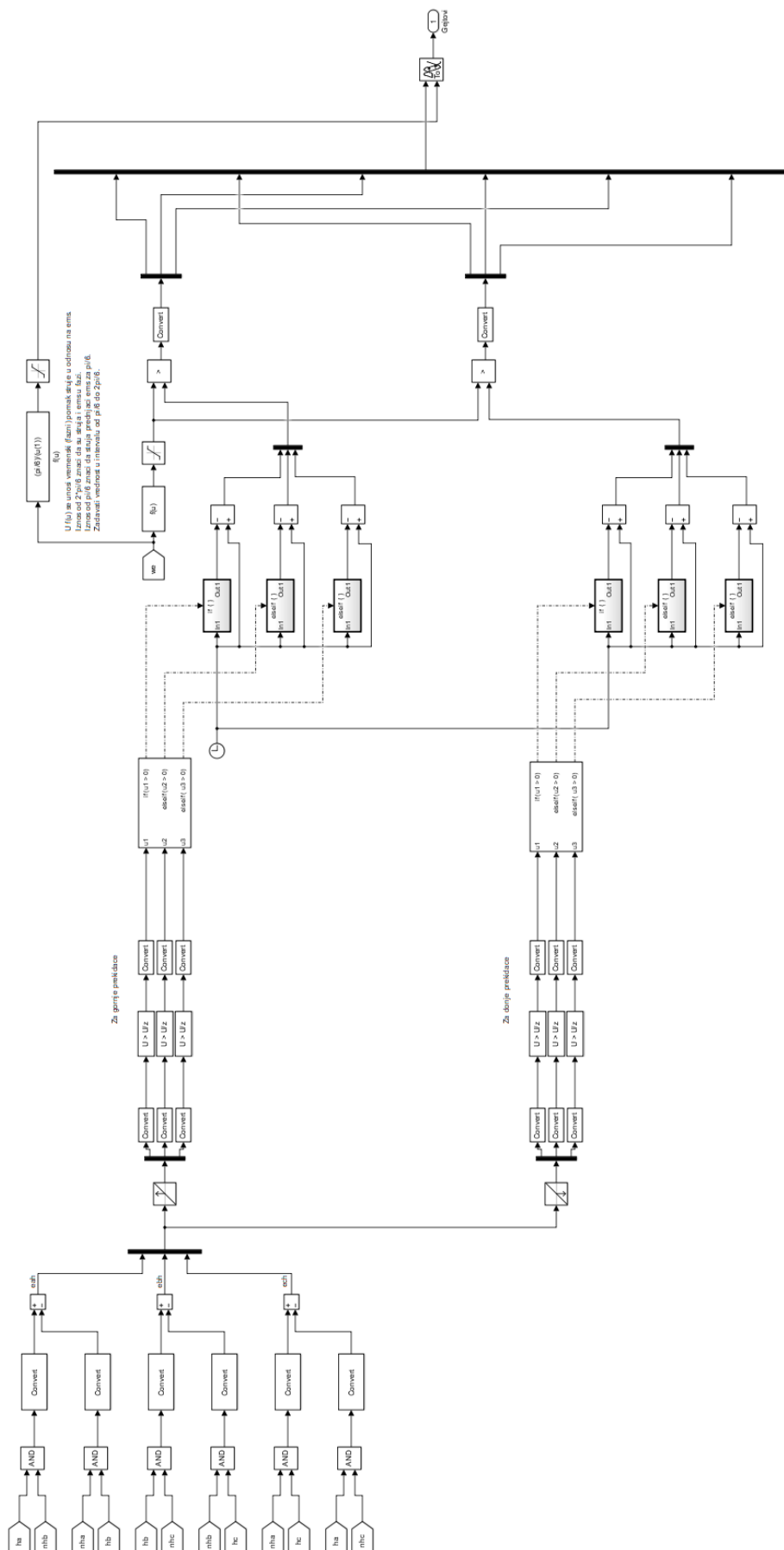
Slika 9.2. Sadržaj bloka „Tabela komutacije“ sa sl. 9.1 i bloka „Tabela komutacije, Rad u baznom opsegu“ sa sl. 9.4.



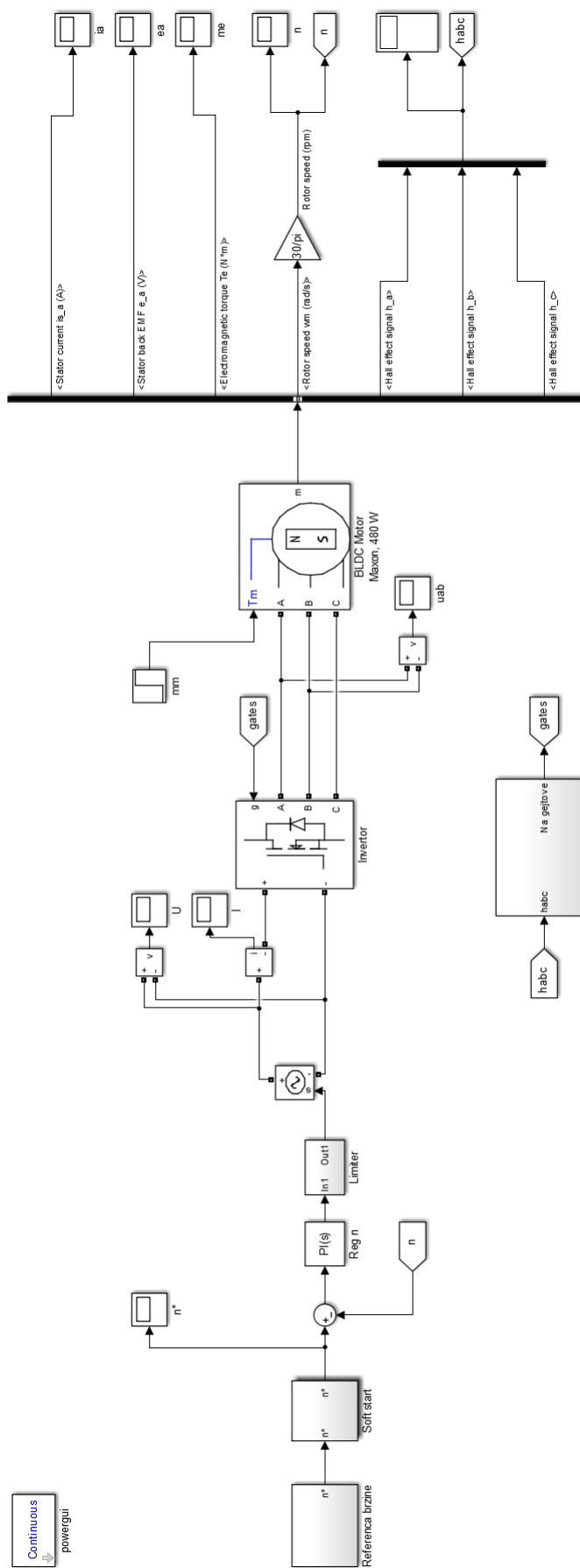
Slika 9.3. Izgled realizovanog upravljanja elektronski komutovanim motorom jednosmerne struje za brzine preko nazivne vrednosti.



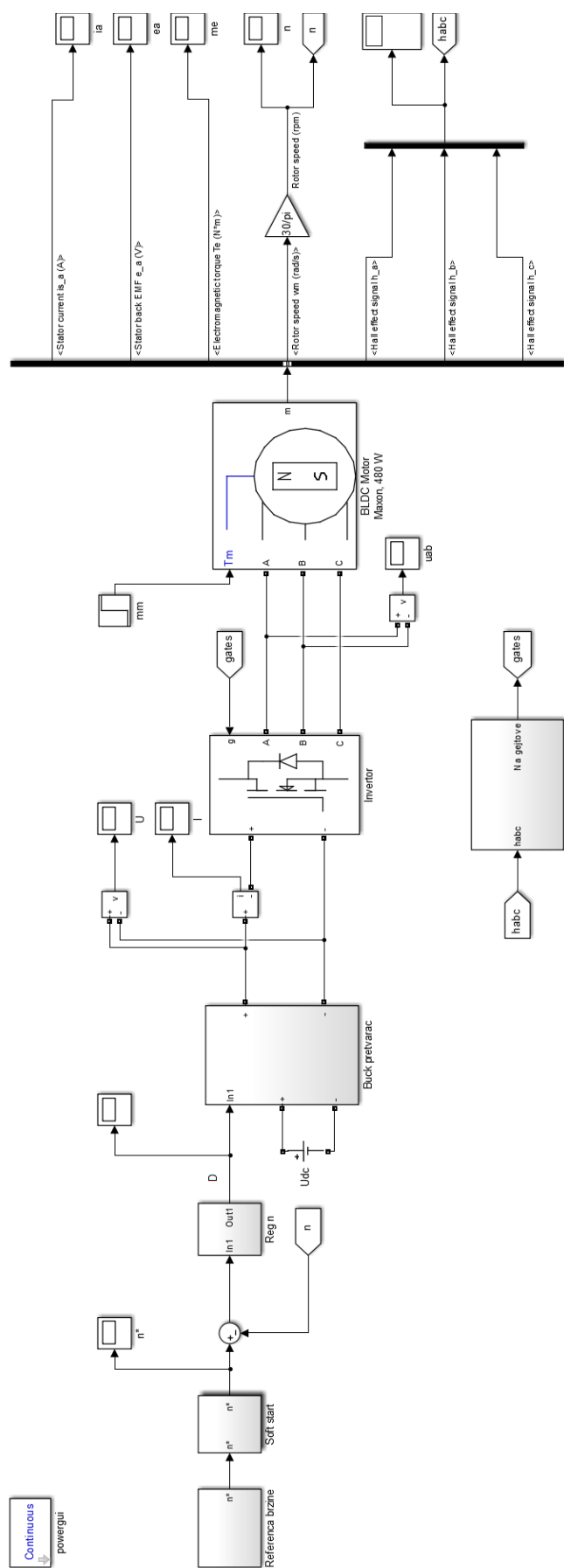
Slika 9.4. Sadržaj bloka „Tabela komutacije, upravljanje prekidacima“ sa sl. 9.3.



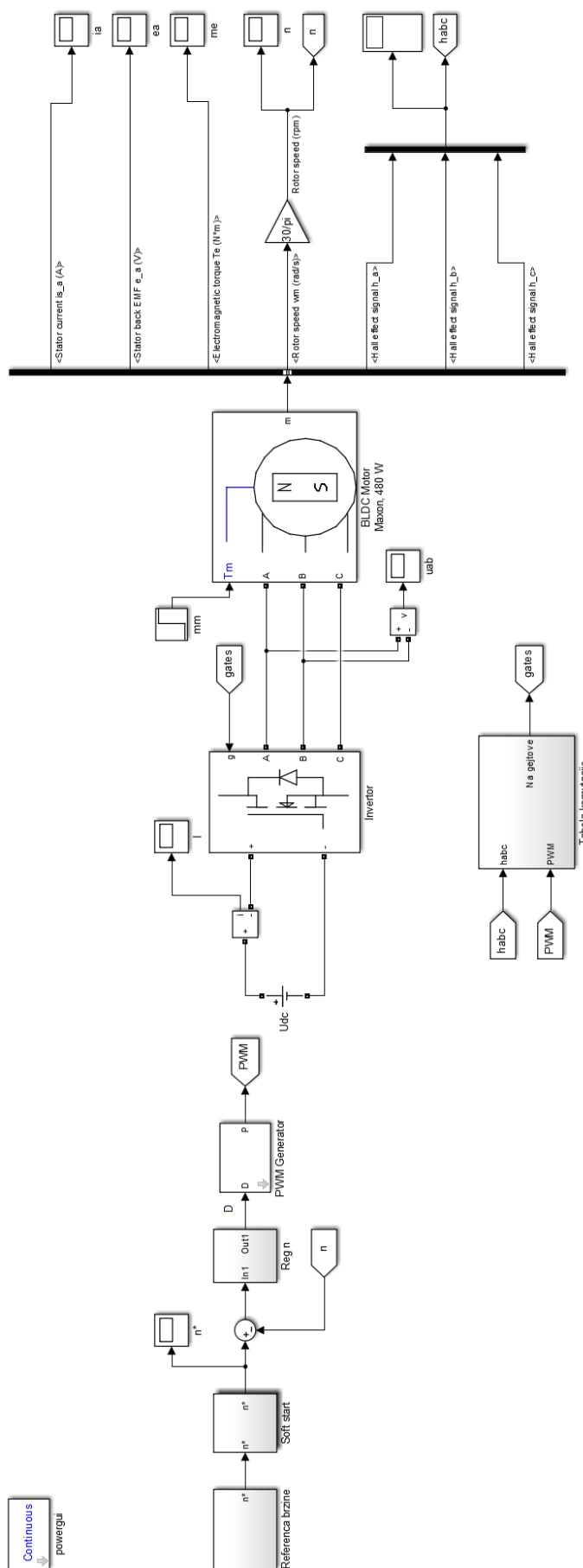
Slika 9.5. Sadržaj bloka „Tabela komutacije, Oblast brzina većih od nazivne“ sa sl. 9.4.



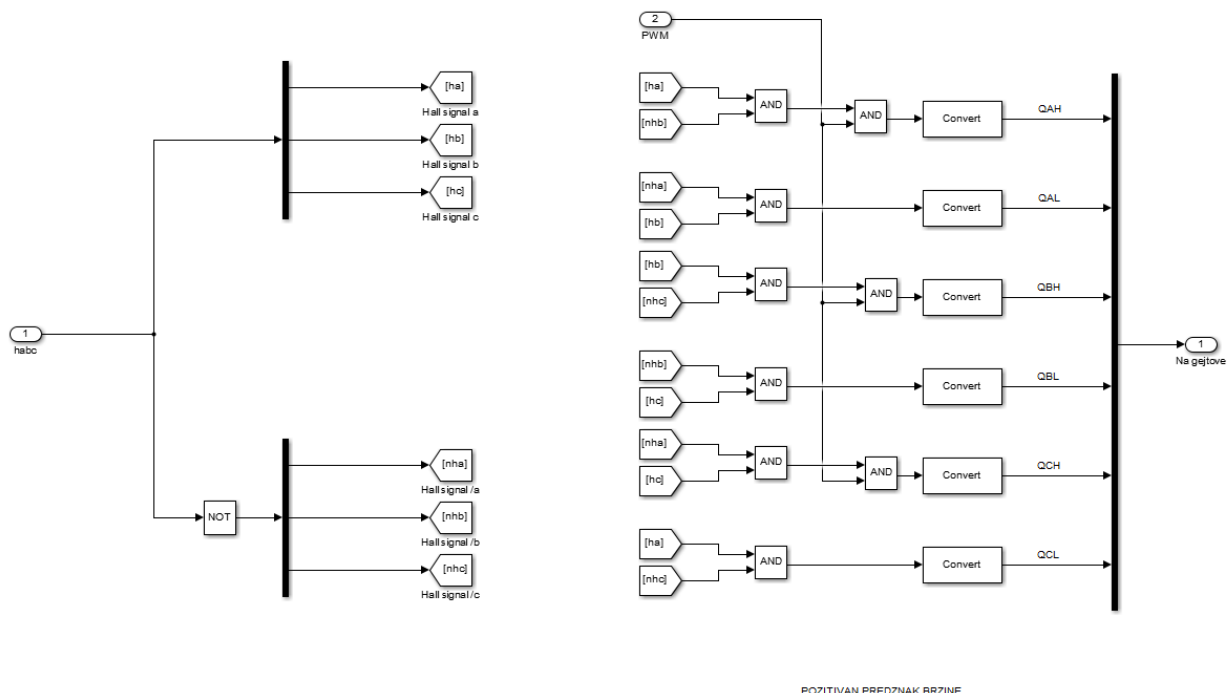
Slika 9.6. Izgled realizovanog modela pogona regulisanog po brzini.



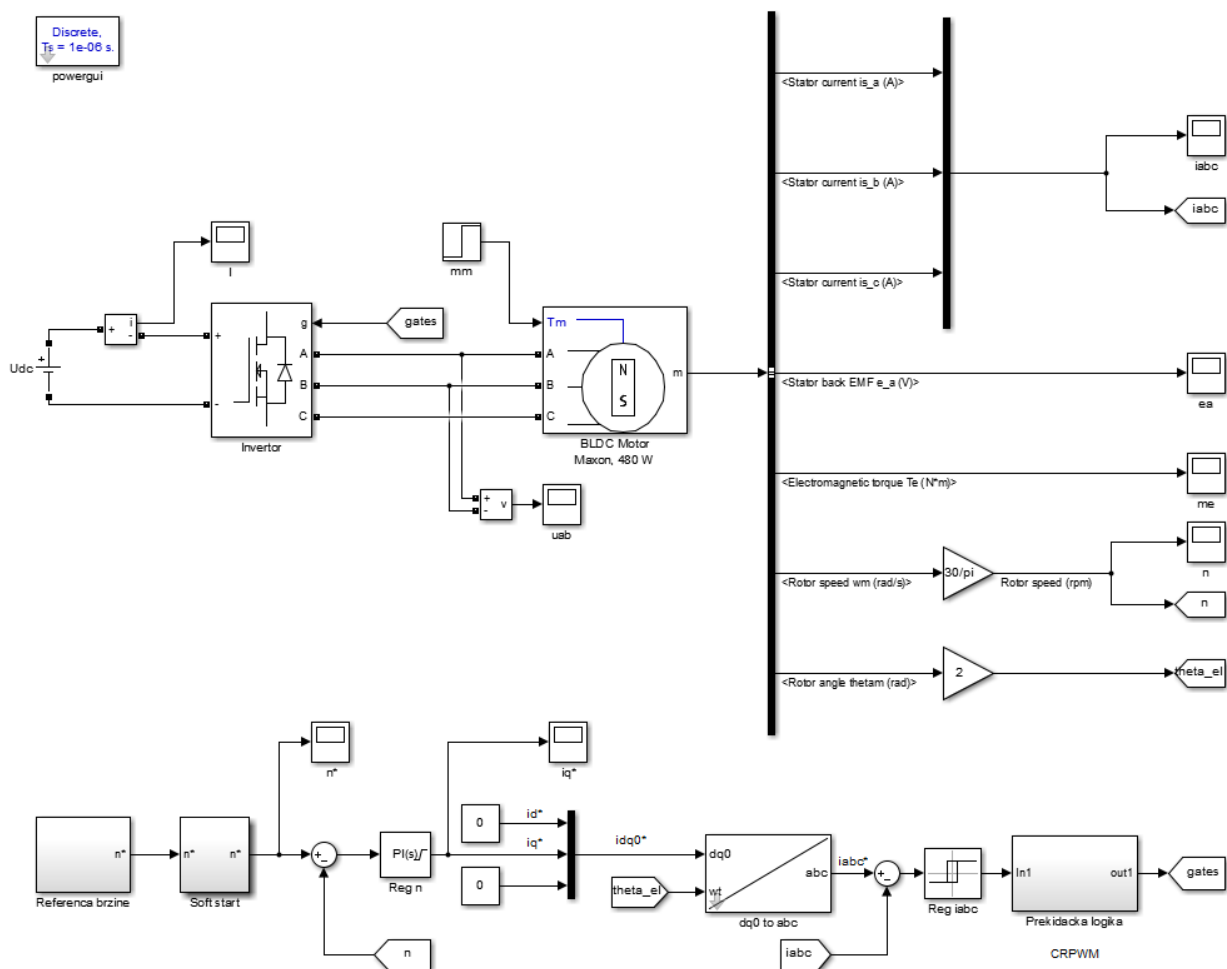
Slika 9.7. Izgled realizovanog modela pogona regulisanog po brzini prema blok šemi sa sl. 5.6.



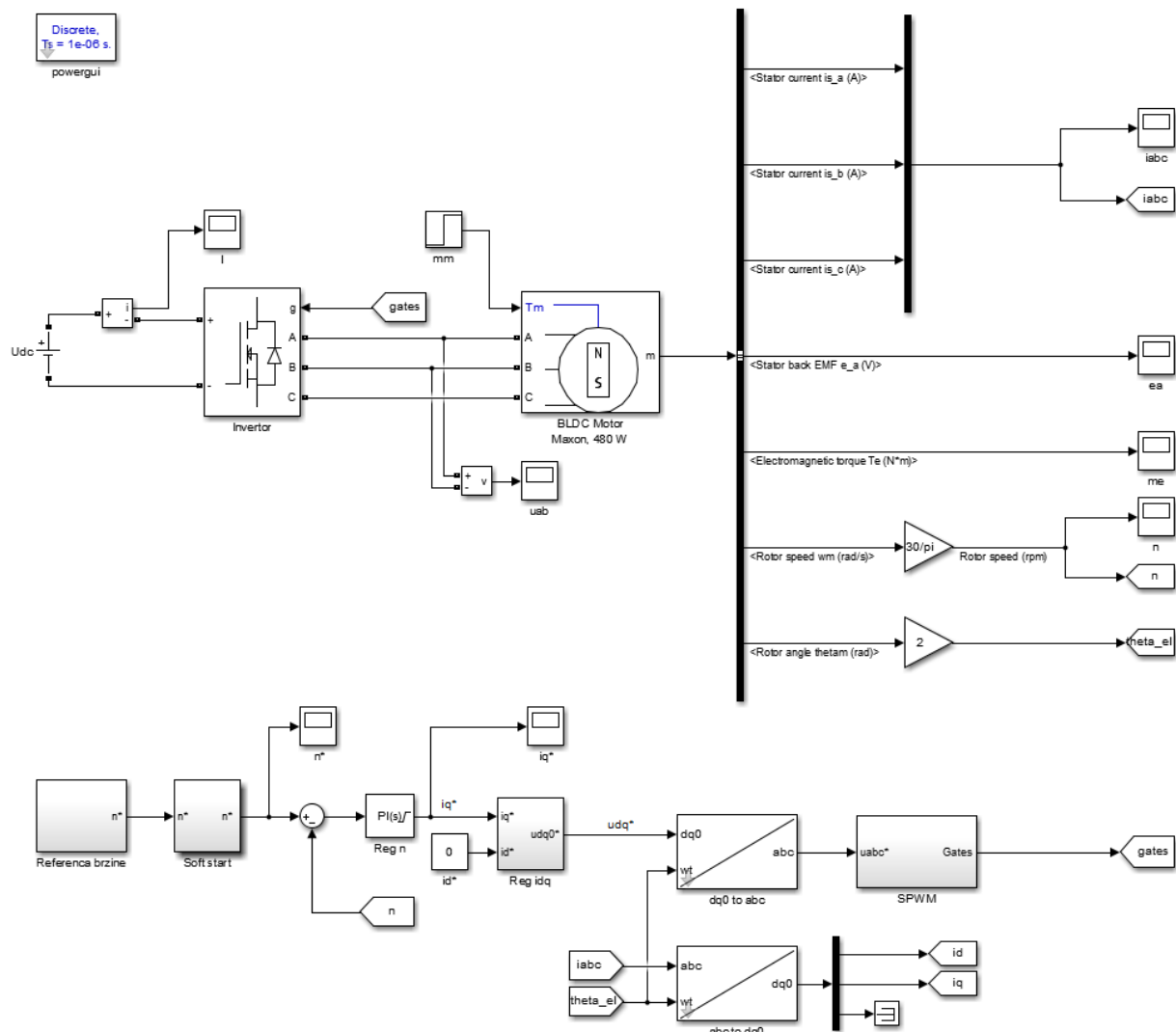
Slika 9.8. Izgled realizovanog modela pogona regulisanog po brzini prema blok šemi sa sl. 5.7.



Slika 9.9. Sadržaj bloka „Tabela komutacije“ sa sl. 9.8.



Slika 9.10. Izgled realizovanog modela pogona regulisanog po brzini prema blok šemi sa sl. 5.12.



Slika 9.11. Izgled realizovanog modela pogona regulisanog po brzini prema blok šemi sa sl. 5.13.