

STANJE I PERSPEKTIVE RAZVOJA DIGITALNO UPRAVLJANIH ELEKTRIČNIH POGONA

Sažetak:

Automatski električni pogoni su proteklu dekadu obeležili prodorom u mnoge industrijske grane i masovnom primenom u okviru proizvoda opšte namene. Elektromotori u alatnim mašinama, industrijskim robotima, presama, liftovima, valjaoničkim stanovima, kompresorima, pumpama, ventilatorima, električnim vozilima, kranovima i drugde danas utroše oko 2/3 proizvedene električne energije. Složene funkcije upravljanja električnim motorima i procesima uspešno se obavljaju uz pomoć savremenih uređaja energetske elektronika i kompaktnih digitalnih kontrolera submikrometerske geometrije, spremnih za obavljanje 10^8 operacija u sekundi.

Tehnologija električnih pogona je konsolidovana i u odmaklom stanju razvoja, pa se u tradicionalnim vidovima njihove primene ne očekuju dramatični pomaci. Šira primena automatskih električnih pogona uslovljena je značajnim umanjnjem broja senzora i nameće redukovane topologije pogonskih konvertora. Rešenje ovih problema leži u razvoju novih algoritama upravljanja pogonom, gde se mogu ostvariti relevantni i korisni rezultati. Neprekidan razvoj postupaka proizvodnje i obrade materijala određuju tok evolucije automatskih pogona i mašina u industriji. Pored uvećanja brzine i preciznosti obrade, u pogon je potrebno ugraditi funkcije donošenja odluka i elemente inteligencije, dok se u pogledu topologije traži modularnost i decentralizacija.

U radu je analizirana evolucija pogonskih konvertora, motora, senzora, digitalnih pogonskih kontrolera kao i zakona upravljanja pogonom. Razmotreno je stanje u oblasti digitalno upravljanih pogona, navode se najvažniji problemi njihove primene i ukazuje na perspektive i trendove razvoja. Ukazano je na nove zahteve i primene koje podstiču dalje usavršavanje električnih pogona, kao i na tehnologije koje takav razvoj omogućuju.

1. Uvod

U industrijskim i pogonima opšte namene električni motori od kraja prošlog veka zamenjuju gasne turbine, pneumatske i hidraulične aktuatore i SUS motore u meri određenoj razvojem tehnologije. Prednosti električnih pogona su visoka pouzdanost, dugotrajnost, jednostavno i ekonomično održavanje kao i ekološka prihvatljivost – zanemarivo zagađenje i nizak nivo buke. Kvalitet pogona se kod primene električnih motora bitno uvećava zbog visokog stepena iskorišćenja, malih gubitaka u praznom hodu, velike kratkotrajne preopteretljivosti, brzog dinamičkog odziva, mogućnosti rekuperacije i spremnost za rad neposredno po uključanju. Električni pogoni su raspoloživi u širokom dijapazonu snaga, ugaonih brzina obrtanja i pogonskih momenata, lako se prilagođavaju različitim uslovima eksploatacije (na primer, rad u eksplozivnim sredinama) i omogućuju kontinualnu regulaciju brzine uključujući i reverziju. Elektromagnetni je najčešće bez impulsa ili udara čime je omogućen miran rad pogona. Značaj električnih pogona ogleda se u činjenici da oni troše 60-70% proizvedene električne energije [1,2].

U protekle dve decenije pojavljuju se digitalno upravljani električni pogoni zahvaljujući razvoju tehnologije poluprovodničkih prekidača snage, digitalnih kontrolera,

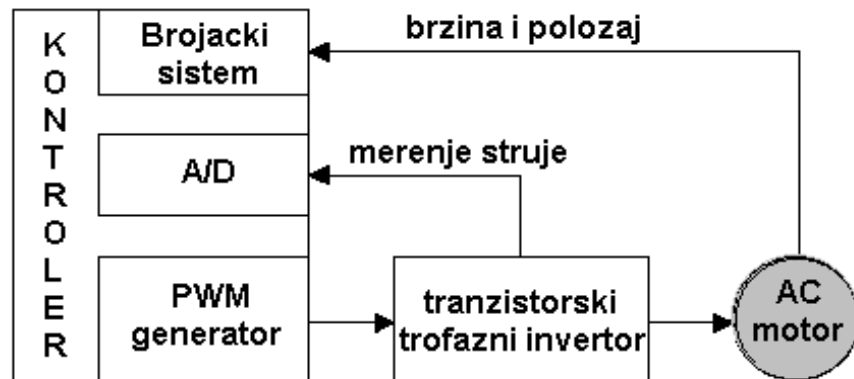
razvoju savremenih topologija konvertora snage kao i rešavanju složenih problema upravljanja. Automatizacija proizvodnih procesa u toku pedesetih godina doživljava nagli razvoj zahvaljujući uvođenju numeričke kontrole (NC) i zameni mehaničkih satnih mehanizama i releja sklopovima digitalne elektronike. Raspoloživost prvih mikroracunara ('70-tih godina) omogućuje prelazak na fleksibilnije računarsko (CNC) upravljanje. Kao aktuatori koriste se hidraulički i pneumatski uređaji (*fluid power*) dok se u regulisanim električnim pogonima upotrebljavaju uglavnom motori za jednosmernu struju.

Premda superiornih karakteristika, mašine za naimeničnu struju sve do tehnoloških prodora u šezdesetim godinama primenu nalaze uglavnom u pogonima konstantne brzine [3]. Uvođenjem poluprovodničkih prekidačkih elemenata energetske elektronike trofazni invertori varijabilne učestanosti i napona postaju ekonomični i pouzdani. Danfoss 1968. godine proizvodi legendarni VLT 5, frekvencijski regulator težak 54 kg, namenjen regulisanju brzine trofaznih asinhronih motora snage do 4 kW (savremeni ekvivalent uređaju VLT5 težak je 3.5 kg [4]). Prve primene frekvencijske regulacije bile su linije za flaširanje, a odmah potom pogoni kompresora i pumpi gde se zahvaljujući frekvencijskoj regulaciji eliminiše mehaničko prigušenje protoka fluida i tako štedi energija i uvećava pouzdanost. Asinhroni motori postaju motori promenljive brzine koji postepeno potiskuju mašine jednosmerne struje zahvaljujući većoj pouzdanosti, maloj potrebi za održavanjem i boljim karakteristikama.

Početakom '80-tih godina frekvencijski regulisani asinhroni motori postaju široko rasprostranjeni, ali im je cena veća od ekvivalentnih pogona koncipiranih na mašinama jednosmerne struje, i pored znatno veće cene motora za jednosmernu struju. Oko 70% cene pogona sa asinhronim motorom odnosilo na konvertor snage i elektronske sklopove pogonskog kontrolera, dok je cena asinhronog motora bila manji deo (30%) cene pogona. Kod pogona sa mašinama jednosmerne struje, odnos je obrnut: u ceni pogona dominira (70%) motor [12], čija se cena ne može bitno umanjiti i određena je cenama bakra i gvožđa. Tehnološki razvoj u oblasti poluprovodničkih komponenti snage i digitalnih kontrolera doprineo je da frekvencijski regulisani asinhroni motor krajem osamdesetih godina bude najekonomičnije rešenje za pogone opšte namene. Danas u razvijenim zemljama [1] oko 80% električnih pogona radi sa konstantnom brzinom, dok su preostali pogoni (20%) promenljive brzine uglavnom frekvencijski regulisani asinhroni motori. Svake godine se oko 15% postojećih pogona sa mašinama za jednosmernu struju zameni asinhronim pogonima.

Primena mašina naizmenečne struje u pogonima visokih performansi omogućena je razvojem teorije vektorskog upravljanja. Nakon uvođenja prostornih vektora u analizu električnih mašina [6], razvijeni su koncepti indirektnog i direktnog [7,8] vektorskog upravljanja. Numerički intenzivni, algoritmi vektorskog upravljanja nalaze primenu [11] dvadeset godina nakon prvih teorijskih radova, tek nakon pojave kompaktnih 16-bitnih pogonskih kontrolera [13].

Digitalna realizacija zakona upravljanja omogućena je '70-tih godina pojavom kompaktnih 8-bitnih mikrokontrolera. Digitalna tehnika i digitalna realizacija upravljačkog sistema kod elektromotornih pogona doprinosi stabilnosti, fleksibilnosti i poboljšanju performansi. Mikrokontroleri i namenski načinjeni procesori se ugrađuju čak i u uređaje kao što su kućni aparati, gde pored funkcija upravljanja pogonom obavljaju i pomoćne funkcije nadzora, signalizacije i upravljanja procesima kao što je pranje. U ovakvim primenama digitalni kontroler emulira, kroz hardverske i programske resurse, funkcije koje su ranije tradicionalno ostvarivane analognim elektronskim kolima.



Slika 1.1: Osnovne funkcije merenja i upravljanja digitalnog pogonskog kontrolera u pogonu sa asinhronim motorom.

U periodu '70.-'80. godine 8-bitni mikrokontroleri u okviru električnih pogona JSS obavljaju funkcije faznog upravljanja mrežno vođenim tiristorskim ispravljačima, kao i funkcija brzinske i pozicione regulacije DC-servo motora. U okviru frekvencijskih regulatora, mikrokontroleri se koriste za realizaciju trofazne širinske modulacije, RI kompenzacije i kompenzacije klizanja. Složene funkcije vektorskog upravljanja zahtevale su razvoj brzih 16-bitnih mikrokontrolera sa pridruženim perifernim uređajima potrebnim za upravljanje motorom za naizmeničnu struju [15,16]. U periodu do '90. godine razvijeni su digitalno upravljani pogoni visokih performansi koncipirani na Teslinom asinhronom motoru, u okviru kojih 16-bitni mikrokontroleri obavljaju funkcije direktnog i indirektnog vektorskog upravljanja, skalarnog upravljanja, digitalne regulacije statorske struje, brzine i pozicije, kao i niži nivo funkcija upravljanja kretanjem. Osetljivost motora, pogona i procesa na varijacije parametara u toku rada [17,18] zahteva razvoj i primenu algoritama za identifikaciju parametara motora i procesa [24] pre [19] i u toku rada pogona [20]. Potreba za primenom optimizacionih metoda i neophodnost poboljšanja performansi digitalnih regulatora struje [21] dovodi do realizacija zasnovanih na transpjuterima i signalnim procesorima [9,22]. Mogućnost obavljanja većeg broja paralelnih funkcija, konkurentno izvršavanje algoritama i mogućnost obavljanja više od milijardu operacija u sekundi [23] obezbeđuju značajno poboljšanje karakteristika pogona i omogućuju nove pristupe upravljanju [25]. Digitalno upravljani pogoni visokih performansi danas koriste poglavito asinhronu i sinhronu servo motore za koje su razvijeni algoritmi direktnog digitalnog upravljanja. Brzi digitalni pogonski procesori omogućuju realizaciju povratne sprege po stanju, redukciju broja senzora zahvaljujući primeni opserversa i estimaciji parametara i stanja, direktno (DTC) i inkrementalno (IncTC) upravljanje momentom, rekonstrukciju faznih struja iz struje međukola konvertora (DC-link), kao i paralelno izvršavanje sekundarnih kontura optimizacije i adaptacije.

Ekonomski značaj električnih pogona. Udeo električnih pogona u privredi jedne zemlje, trendovi i obim istraživanja i razvoja mogu se proceniti iz tržišnih pokazatelja. Relevantne analize pokazuju da električni pogoni opšte namene po značaju daleko

prevazilaze servo pogone visokih performansi. *Frost & Sullivan Market Intelligence* izveštava da je u Engleskoj od ukupnog broja pogona ugrađenih u 1997. godini bilo 52.4% pogona sa mašinama naizmjenične struje, 33.7% sa mašinama jednosmerne struje, dok se ostatak od 13.9% odnosi na hidraulične i pneumatske aktuatore. Isti izvor predviđa da primene sa mašinama naizmjenične struje u 1998. godini uvećaju za 3.9%. U istoj zemlji, u pogone sa mašinama naizmjenične struje namenjene vodoprivredi izdvaja se 14e6 Lstg u 1997. i 18e6 Lstg u 1998. godini.

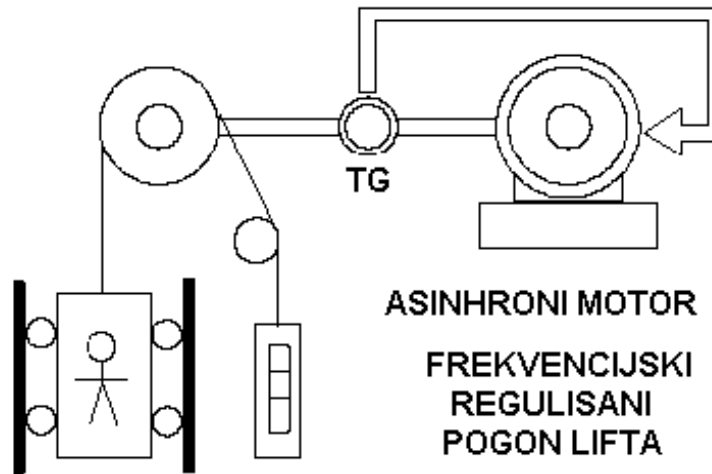
Podaci za Sjedinjene Države pokazuju da je u 1994. godini više od 90% proizvedenih motora imalo nazivnu snagu ispod 1HP (*fractional HP motors-FHP*). Od toga, proizvedeno je 550e6 motora opšte namene ukupne vrednosti \$6.1e9, dok je za potrebe servo pogona u automobilima i aplikacijama industrijske automatizacije proizvedeno FHP motora sa pridruženim reduktorima u vrednosti od \$1.06e9. Veća raspoloživost simetričnog trofaznog sistema napona u Evropskim zemljama čini da najveću primenu ima Teslin asinhroni motor. Motori za snage do 7.5 kW predstavljaju 40% tržišta, motori snage 7.5 – 75kW 31%, dok asinhroni motori snage preko 75kW predstavljaju 29% tržišta. Prodor asinhronih motora u oblast kućnih aparata je relativno spor jer u ovoj oblasti tržište nameće izuzetno niske cene. Regulisani pogoni mogu biti primenjeni u već mašinama i usisivačima (snage 0.5 – 1 kW) kada proizvodna cena dostigne nivo od \$15. Procenjuje se da će se tehnološki preduslovi za izradu ovakvih pogona steći 2001 godine.

Rast proizvodnje električnih pogona visokih performansi uslovljen je opštim privrednim razvojem i investicijama u nova proizvodna postrojenja, dok se razvoj odvija uglavnom u visoko razvijenim zemljama: 25% svetske proizvodnje alatnih mašina načini se u Japanu, 22% u Nemačkoj a oko 20% u Kini. *Frost & Sullivan* izveštava da je u protekloj dekadi prosečan rast proizvodnje servo pogona u Evropi bio oko 5%. Studija agencije *Motion Tech Trends* predviđa da će u prodaja električnih motora i servopojačavača za primene u industrijskoj automatizaciji u S.A.D. 2000. godine dostići \$4.5e9, od čega će se 52.8% odnositi na trofazne asinhronne motore, 4.2% na step motore, 22.6% na servo motore za jednosmernu struju, i 20.4% na sinhronne servo motore. Stalni napredak u kvalitetu alatnih materijala i alata namenjenih mašinskoj obradi metala i nemetala omogućuje uvećanje brzine rezanja. Potreban je kontinuirani rad na razvoju elektromotornih vretena za velike brzine, kao i razvoj savremenih rešenja uležištenja i hlađenja motora za glavna i pomoćna kretanja. Potreba za dugotrajnim istraživanjem i investiranjem čine razvoj servo pogona sporijim u odnosu na razvoj pogona opšte namene i favorizuje proizvodnju u visoko razvijenim zemljama.

Podela savremenih električnih pogona može se načiniti po mestu primene, karakteristikama, nivou napona, po snazi i topologiji konvertora. Može se uočiti pet osnovnih grupa:

i) Električni pogoni visokih performansi predstavljaju primenu u kojoj je regulacija brzine neophodna. Električni motor koristi se kao aktuator momenta u krugu regulacije sile, momenta, protoska, protoka, brzine i položaja. Na osovini motora se redovno ugrađuje davač brzine i položaja. Pozicioni i brzinski servomehanizmi koriste se u procesnoj industriji, kod mašina alatljika, u robotici, kod industrijskih manipulatora, u valjaonicama, namotavačima, liftovima, kranovima, u papirnoj i tekstilnoj industriji itd. U ovim pogonima se najčešće susreću asinhroni servo motori i sinhroni motori sa permanentnim magnetima na rotoru [5],[14]. Nazivna snaga motora kreće se u opsegu od 0.05 do 200 kW, dok je očekivani propusni opseg regulacione konture momenta, brzine i položaja 1kHz, 200Hz i 60 Hz respektivno. Broj novih instalacija uslovljen je razvojem

industrije. Prosečno godišnje uvećanje DC-servo pogona je 3%, dok se broj AC-servo jedinica uveća za 12%.



Slika 1.2: Primena asinhronog motora u pogonu putničkog lifta.

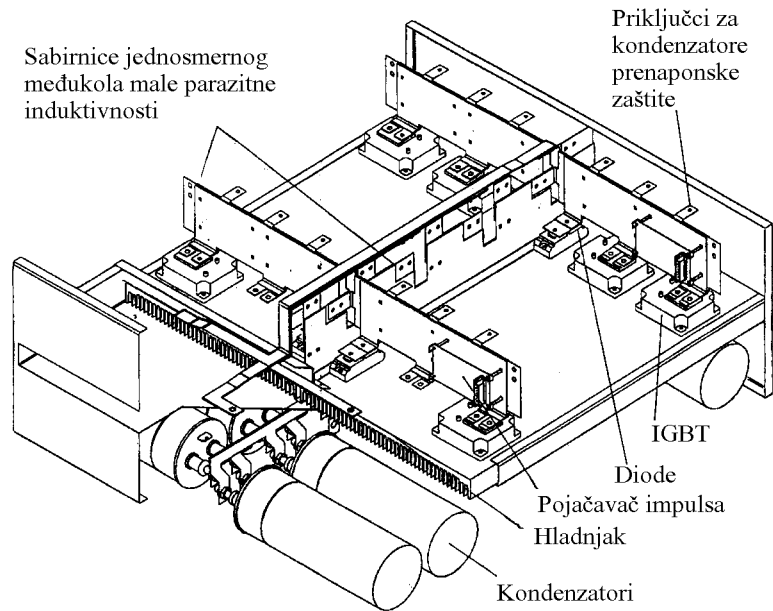
ii) Regulacija brzine je kod električnih pogona opšte namene opciona. Njena funkcija je ušteda energije, umanjenje troškova održavanja i uvećanje pouzdanosti. Kod pogona pumpi, ventilatora, kompresora (PVK) kao i kod HVAC primena (*heating, ventilation and air-conditioning*) potrebno je sporo podešavati brzinu uz relativno mali zahtevanu tačnost. Prednosti dobijene eliminacijom off-on regulacije i mehaničkog prigušenja protoka fluida čine da se broj novih instalacija brzo uvećava. Najveću primenu imaju niskonaponski asinhroni motori snage od 1kW do 500kW kao i sinhroni motori snage preko 100 kW. Motori ne poseduju davač položaja niti tahogenerator i regulator je najčešće zasnovan na direktnom vektorskom upravljanju. Topologija pogonkog konvertora i poluprovodnički prekidači snage biraju se tako da se umanjí strmina naponskog talasa (dV/dt) i ublaži problem ubrzanog starenja izolacije konvertorski napajanih motora.

iii) Električni pogoni u proizvodima široke potrošnje primenjuju se radi uvećanja udobnosti, uštede električne energije i umanjenja ukupne cene uređaja. Primarni zahtev je nizak utrošak materijala i cena kao i mogućnost masovne i ekonomične proizvodnje. U tu svrhu se razvijaju nove topologije pretvarača [26,29], nove vrste električnih motora [27] i pristupi problemu upravljanja pogonom bez senzora na osovini [28]. Naprimera, regulisani pogon snage 1HP u mašini za pranje rublja mora imati internu cenu ispod \$14 [27]. Zahteva se minimalno toplotno, zvučno i elektromagnetno zagađenje okoline od strane pogona, dok je dinamika i tačnost regulacije od sekundarnog značaja. U okviru kućnih aparata koriste se najčešće univerzalni (kolektorski) motori, trofazni asinhroni motori i monofazni sinhroni motori sa permanentnim magnetom na rotoru. Susreću se nazivne snage od 10W do 5 kW. Motori za JSS sa permanentnim magnetom na statoru susreću se u servo i pomoćnim aplikacijama kod savremenih automobila (ventilatori, pokretanje prozora i sedišta, automatizovani sigurnosni pojas itd.). Trend integracije upravljačkih elektronskih sklopova i poluprovodničkih prekidača snage u jedinstveno integrisano

kolo, kao i nastojanje da se pogonski konvertor integriše u kućište motora obećavaju dalje umanjene cene i širu primenu regulisanih pogona u uređajima koji se masovno proizvode.

iv) Elektrovučni pogoni sa motorima za jednosmernu i naizmeničnu struju opsega snaga od 0.5kW do 2MW koriste se za pokretanje vozila gradskog saobraćaja, u železnici, kod manipulatora, električnih automobila, kao i u okviru sistema za brzi prevoz putnika (*RTS*). Željene karakteristike vučnih pogona su sposobnost za rad u režimu slabljenja polja ($P=C^{\text{te}}$) sa što većim odnosom $\omega_{\text{MAX}}/\omega_{\text{NOM}}$, sposobnost za električno kočenje, rekuperaciju, kao i realizacija protivklizne zaštite zasnovana na brzom odzivu momenta i opserverima ubrzanja. U slučaju autonomnih vozila koja koriste akumulatore, od značaja je što veći stepen korisnog dejstva motora i konvertora [30]. Jednostavnost konstrukcije rotora asinhronih mašina omogućuje realizaciju naprednih konstrukcija vučnih motora [31] kao što je linerni motor (*LIM*) i asinhroni vučni motor ugrađen u samu pogonsku osovinu. Elektrovučni konvertori se grade za niz različitih naponskih nivoa. Kod manipulatora i električnih automobila susreću se naponi jednosmernog međukola od 24V do 300V, dok se kod *RTS* sistema i železnice konvertori grade za napone 600-2500V. Za vučne konvertore grade se namenski poluprovodnički prekidači snage velikih radnih struja i napona.

v) Električni pogoni snage veće od 500kW se izrađuju za srednje naponske nivoe. Susreću se standardne vrednosti nazivnih napona od 2300, 4160 i 6600 V. Oblasti u kojima se sredjenaponski motori susreću su [32] valjaonički stanovi, mlinovi, pumpe i kompresori. Najveći primenu imaju asinhroni motori, dok se kod izrazito velikih snaga i potrebe za minimizacijom reaktivne snage primenjuju sinhroni motori snage do 10 MW. Sporohodni motori se napajaju iz mrežom vođenih ciklokonvertora, sinhroni motori se napajaju iz strujnih invertora, dok se za napajanje asinhronih motora vrši iz višenivoskih invertora [33,34]. Upotrebom električnih pogona se kod kompresora velike snage u naftnoj industriji troškovi održavanja umanje sa \$40/kW/god. (podatak za pogone sa gasnom ili parnom turbine) na \$10/kW/god. Dalja ekspanzija električnih pogona velike snage određena je poglavito ekonomskim i ekološkim činiocima. Topologija konvertora snage i algoritmi upravljanja ovim pogonima nisu konsolidovani i predstavljaju polje u kome je moguće dati nove i originalne naučne i tehničke doprinose.



Slika 1.3: Savremeni pogonski konvertor spreman za napajanje motora snage 500 kW.

Stanje i perspektive razvoja svake od pomenutih pet grupa digitalno upravljanih električnih pogona izložene su u okviru rada. Razmotrena je evolucija tehnika upravljanja pogonima, analiziran uticaj pojave namenskih brzih procesora za upravljanje elektromehaničkom konverzijom i kretanjem, razvoj naprednih poluprovodničkih prekidača snage i njihov uticaj na topologiju pogonskih konvertora, kao i razvoj novih vrsta električnih motora i senzora. Uočeni su trendovi [35,36] da kroz primenu savremenih pristupa upravljanju električni pogoni steknu sposobnost prilagođavanja i donošenja diskretnih odluka na način koji umanjuje potrebu za prisustvom tehničkog osoblja u fazi instalacije i trajnog rada pogona. Analizirana su moguća rešenja problema elektromagnetne kompatibilnosti, perspektive razvoja digitalne komunikacije između regulisanih pogona i procesnih računara, pomaci ka decentralizovanom upravljanju i distribuiranoj inteligenciji, trendovi modularnog izvođenja i opšti trend uvećanja ekonomičnosti putem hardverske i programske integracije. Proučeni su zahtevi koje pozicionim servomehanizmima nameću savremeni centri za mašinsku obradu i tehnologije rezanja vodenim i laserskim mlazom i naznačeni osnovni pravci daljeg istraživanja i razvoja u polju pogona visokih performansi i pogona opšte namene.

2. Stanje i perspektive razvoja električnih pogona visokih performansi

Struktura sistema za upravljanje električnim pogonima visokih performansi poseduje

- i) Spoljašnju konturu koja pokretački moment električnog aktuatora koristi u regulisanju ubrzanja, brzine i položaja delova mehaničkog podsistema; i

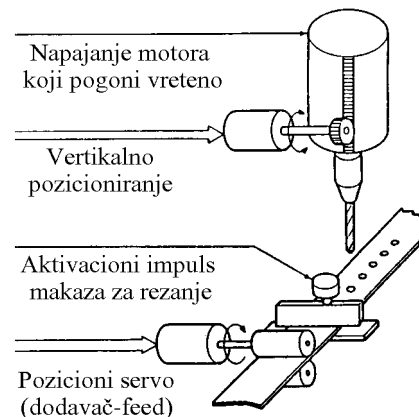
- ii) Unutrašnju regulacionu konturu koja upravlja pogonskim konvertorom iz koga je električni motor napajan tako da se veličine električnog podsistema (struja, fluks, moment) održavaju za zadatim vrednostima.

Unutrašnja kontura određena je vrstom motora dok spoljašnja zavisi od aplikacije. U okviru ovog poglavlja izložene su specifičnosti primene električnih pogona visokih performansi, najznačajniji problemi koji se susreću kod realizacije unutašnje i spoljašnje konture, rezultati primene dosadašnjih istraživanja kao i trendovi razvoja.

2.1 Zadaci električnih aktuatora u automatskim proizvodnim mašinama

Modernizacija procesa proizvodnje i uvođenje automatizovanih proizvodnih mašina promenili su navike ljudi i svet oko njih. Napredak u polju industrijske automatizacije naglo se ubrzava u toku sedamdesetih, kada električni pogoni promenljive brzine zamenjuju hidraulične i pneumatske aktuatora, dok se na zadacima sinhronizacije i upravljanja proizvodnjom dotadašnji mehanički satni mehanizmi zamenjuju digitalnim računarima. Alatne mašine i industrijski roboti pogonjeni servo motorima za naizmeničnu struju doprinose povećanju produktivnosti i kvaliteta obrade u automobilskoj industriji, valjaonicama, tekstilnoj i industriji papira, kod prerade i pakovanja hrane i mnogim drugim aplikacijama. Na stalnu ekspanziju centara za mašinsku obradu ukazuje činjenica da njihova proizvodnja u Nemačkoj 1993. godine dostiže obim of 200 e9 DM dok 1997. prevazilazi 264e9 DM, što uslovljava i tempo razvoja električnih servo pogona.

Pozicioni i brzinski servomehanizmi u industrijskim primenama imaju zadatak da alat, komad koji se obrađuje ili neki drugi predmet pokreću u prostoru prateći unapred određenu trajektoriju ili da brzinu obrtnog kretanja održavaju na željenoj vrednosti. Uobičajeno je sinhrono, koordinisano kretanje više pogona (“osa”). Odstupanja od željenog ponašanja prouzrokovana su valovitošću elektromagnetnog momenta usled nesavršenosti motora, šumom i kvantizacijom kod merenja položaja, nelinearnim otporima kretanju, kočnim momentom impulsnog karaktera prouzrokovano otporom materijala rezanju i sečenju kao i otporom ležajeva motora. Greške u praćenju trajektorije narušavaju kvalitet obrade pa se zahteva da propusni opseg regulacionih kontura bude što veći: savremene mašine za rezanje vodenim ili laserskim mlazom zahtevaju da propusni opseg brzinskog servomehanizma bude veći od 200 Hz.

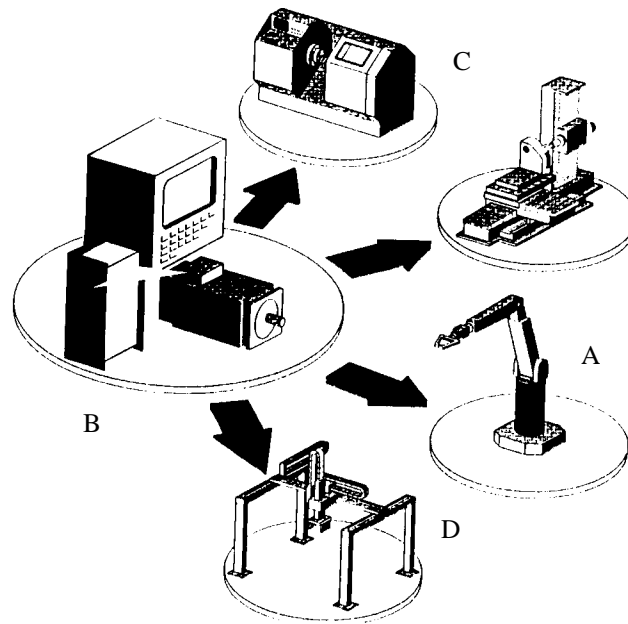


Slika 2.1.1: Automatizovano rezanje i perforacija metalnih traka zahteva sinhronizovan rad tri motora i makaza za rezanje.

Mašinska obrada materijala najčešće uključuje jedan električni pogon velike brzine obrtanja koji pokreće vreteno (glavni pogon) i veći broj pomoćnih pogona za pokretanje alata i predmeta obrade. Razvoj novih alatnih materijala omogućuje uvećanje brzine obrade [78], pa se u upotrebu uvode [54] pogoni vretena za brzine do 50.000 o/min i snage 11-22kW. Zadatak pomoćnih pogona je vršenje brzih pomaka pri izmeni i odlaganju komada i alata (preko 100 m/min) , kao i veoma precizno praćenje trajektorije u toku procesa obrade. Kod obrade kontura, više pomoćnih pogona prati trajektoriju u prostoru. Pri praćenju trajektorije zahteva se tačnost od 0.2 μm . Specijalne primene mogu zahtevati i veću tačnost (do 10 nm) i tada se primenjuju piezoelektrični aktuatori.

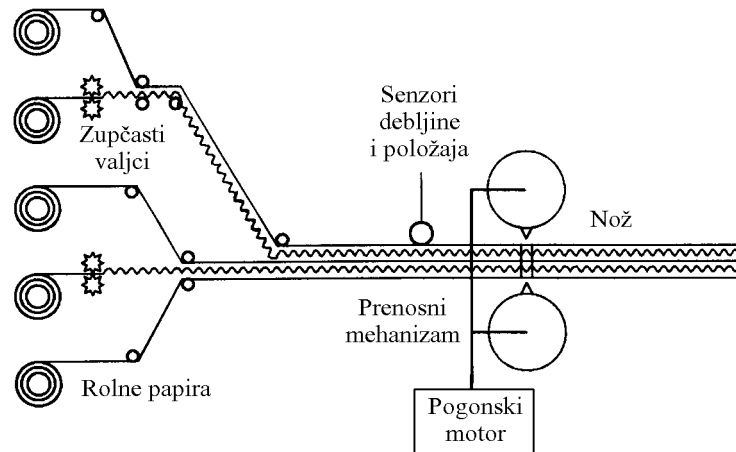
Pomoćni pogon mora zadržati alat na željenoj trajektoriji i u prisustvu otpora i sila prouzrokovanih procesom rezanja materijala [79]. Potrebno je obezbediti krutost od 100-1000 N/m. U slučaju rezanja izuzetno tvrdih materijala (obrada industrijskog dijamanta u procesu izrade alata) traži se koeficijent krutosti i do 10000 N/m. Pored pomenutih zahteva, od pomoćnih pogona se očekuje i sposobnost brzog reagovanja na komande nadređenog računara (CNC) i napredna rešenja signalizacije, zaštite i nadzora. Dostizanje pomenutih karakteristika zahteva uvođenje savremenih pristupa rešavanja problema upravljanja kretanjem [80,81]. Nešto umereniji zahtevi susreću se kod *pick-and-place* mašina za automatizovanu izradu elektronskih sklopova koji uključuju optičku (kamera) inspekciju kvaliteta i preciznosti asembliranja, brzine do 2.5 m/s, preciznost stacionarnog stanja od 1 μm kao i brzinu odziva takvu da se poziciona greška za 10-30 ms svede u okviru od 5 μm .

Pozicioni servo pogoni umerenih performansi široko se koriste u mašinama za doziranje i pakovanje, koje su znatno brojnije od alatnih. Fleksibilnost obezbeđena primenom digitalnih servo pogona i numeričkog upravljanja omogućuje velike brzine rada i kratko vreme prelaska sa pakovanja jedne na drugu vrstu proizvoda.



Slika 2.1.2: Primeri primene pozicionih servo pogona u automatizovanim procesima proizvodnje: a) Industrijski robot za rezanje, varenje i bojenje; b) Centralni računar; c) Obrada materijala rezanjem; d) *Gate entry*.

Industrijski roboti u pogledu brzine reagovanja i tačnosti pred električne servo pogone postavljaju nešto umerenije zahteve. Prostorne greške praćenja od 2-3 μm se smatraju prihvatljivim, ali se traži sposobnost cikličnog ponavljanja trajektorije bez kumulativnih odstupanja većih od 5 μm , visoka pouzdanost (*MTBF-Mean time between failures*) i kratka vremena otklanjanja kvarova. Kod robota-manipulatora za prihvatanje, prenos i odlaganje predmeta potrebno je primeniti hibridne servo-strukture sa pozicionom konturom i sekundarnom konturom za regulaciju sile-pritiska koja se aktivira u fazi prihvatanja i držanja predmeta [85],[86]. Problem regulacije sile je naročito kritičan kod prihvatanja krutih i krhkih predmeta kao što su kristalne čaše [88]. Rešavanje ovog problema može zahtevati ugradnju naročitih senzora sile i ubrzanja u mehaničku strukturu manipulatora [87] kao i primenu nestandardnih davača brzine i položaja. Razvoj davača položaja je polje intenzivnog rada velikog broja istraživača, dok njihova proizvodnja 1995. u S.A.D. dostiže \$1.7e9. Pored potencijometara, LVDT senzora (*linear displacement to analog out*) senzora, rizerera [76], tahometara i optičkih enkodera, razvijaju se i interferometrijski pozicioni davači zasnovani na He-Ne laseru. Ovi davači omogućuju postizanje rezolucije od 5 nm, tačnosti od 500 nm i koriste se uglavnom kod mašina za obradu laserskim mlazom. Premda daju dovoljnu preciznost i ponovljivost, optički enkoderi [89] se koriste jedino u aplikacijama gde radna temperatura ne prelazi 100°C, pa je isključena njihova montaža na osovinu obrtnih električnih aktuatora.



Slika 2.1.3: Automatizovana izrada kartona za pakovanje proizvoda. Valjci, nož, dodavanje i pomoćno kretanje obavlja se pomoću električnih pogona.

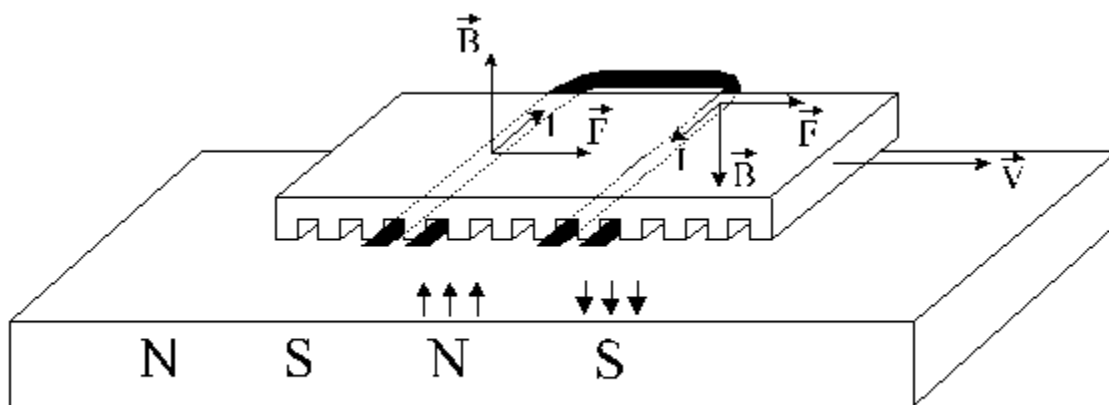
2.2. Prednosti linearnih motora

Kretanja alata u mašinskim centrima su najčešće linearna – translatorna, kao i kretanja industrijskih robota u automobilske industriji. Najčešće primenjivani rotacioni aktuatori (obrtne električne mašine) sprežu se s opterećenjem pomoću mehaničkih konvertora obrtnog u translatorno kretanje: beskonačni zavrtnanj, zupčaste letve, sistemi

zupčanika i drugi. Loše strane ovakvih rešenja leže u prisustvu nelinearnog trenja u prenosnom mehanizmu, umanjenoj efikasnosti i uvećanom zagrevanju, uvećane potrebe za održavanjem, u pojavi zazora i umanjenu krutosti sistema. Prisustvo inercije obrtnih masa i uvećan elasticitet ograničava maksimalnu brzinu i ubrzanje, dok se pojavljuje rizik od torzionih oscilacija (mehaničke rezonancije).

Direktan pogon pomoćnih kretanja i dodavača zasnovan na primeni linearnih motora eliminiše pomenute probleme, uvećava brzinu i ubrzanje i znatno poboljšava odnos maksimalne sile i otpora trenja. Savremeni linearni motori [82,83] omogućuju dostizanje brzine od 3 m/s i dinamičku preciznost od 1 μm . Odsustvo inercije obrtnih masa i mehaničkog prenosnika čini problem valovitosti sile linearnog motora znatno izraženijim. Dok se valovitost momenta obrtnih mašina vidno ublažava primenom reduktora, položaj linearnog motora jednoznačno određuje položaj alata, pa se svaka nesavršenost direktnog pogona neposredno odražava na kvalitet i preciznost obrade.

Ograničena rezolucija davača položaja čini da svaki pozicioni servo sistem u mirovanju i kretanju poseduje podržane oscilacije (*chatter*) u iznosu od 1-3 kvanta oko zadatog položaja/trajektorije. Savremeni pristupi gradnji servo regulatora zasnovani na pasivnosti delova sistema [57],[84] omogućuju da se minimizira amplituda oscilacija, ali se pojava ne eliminiše u potpunosti. Kako se oscilacije sile linearnog aktuatora u okviru direktno pogonjenog pozicionog servomehanizma na tačnost pozicioniranja odražavaju mnogo više nego oscilacije momenta kod pogona sa obrtnom mašinom, to su prodori u pravcu umanjjenja amplitude i uvećanja učestanosti kvantizacijom prouzrokovanih podržanih oscilacija veoma značajni za poboljšanje kvaliteta obrade. Savremeni linearni motori izrađuju se uglavnom kao asinhroni i sinhroni sa permanentnim magnetima na pokretnom ili nepokretnom delu. Ležajevi linearnih motora rešeni su kao magnetni, hidrostatički ili vazdušni [60]. Koeficijent krutosti kod linearnih motora (200 N/m) daleko prevazilazi krutost ekvivalentnih linearnih hidrauličnih aktuatora (50 N/m). Moguće je pokretati mase do 50 kg, razviti sile do 2000 N i realizovati konture regulacije položaja sa propusnim opsegom do 130 Hz. Napredne karakteristike i umanjjenje ukupne težine i gabarita čine da linearni aktuatori u pogonima pomoćnih kretanja sve više potiskuju obrtne električne motore.



Slika 2.2.1: Pokretačka sila se kod linearnog asinhronog motora ostvaruje kroz interakciju magnetnih polova indukovanih u podlozi i struja u provodnicima pokretnog dela.

2.3. Problemi upravljanja kretanjem i pravci razvoja upravljačkih struktura

Razvoj tehnologije je omogućio da se u proizvodnji ljudski mišići zamene električnim pogonima. Savremeni proizvodni procesi zahtevaju da se i 'glava' (sposobnost radnika-operatora da obavlja funkcije odlučivanja) zameni procesnim računarom koji bi samostalno obavljao funkcije odlučivanja, nadzora, prilagođavanja, i korektivnog delovanja. Ubrzani razvoj i primenu imaju koncepti upravljanja [49],[52],[62] čija struktura obezbeđuje da se upravljačke odluke donose na način sličan odlučivanju humanog operatora.

Problem upravljanja pozicionim servomehanizmima ogleda se u konfliktnim zahteva za sve bržim odzivom (do 2 m/s) i sve većom tačnošću (ispod 1 μ m). Vreme potrebno da se pri kretanju punom brzinom pređe put jednak dozvoljenoj grešci praćenja manje je od 1 μ s kod najvećeg broja savremenih mašina. Upravljanje kretanjem (pozicijom) u okviru spoljašnje konture i danas se najčešće vrši uz pomoć konvencionalnih IP i PID regulatora. Varijacija frikcionih i inercionih otpora u toku rada zahteva česta prilagođavanja i podešavanja u toku rada mašine/robotu. U velikom broju slučajeva nije moguće potrebne parametre mehaničkog sistema izmeriti ili unapred poznavati. Procena parametara servo sistema pomoću proširenog Kalmanovog filtra [58] daje dobre rezultate ali se u opštem slučaju ne može primeniti. Često je potrebno upravljati kretanjem mehaničkog podsistema na osnovu veoma male količine informacija. Konvencionalni PID kontroler ne omogućuje robusnost i tačnost u prisustvu varijacije parametara, mrtvog hoda i elasticiteta prenosnika i nelinearnih otpora kretanju. Neki savremeni pristupi upravljanju kretanjem (*MRAC*, *self-tuning*, opserver stanja i povratna sprega po stanju) zahtevaju poznavanje modela i parametara mehaničkog podsistema pa ne mogu na adekvatan način rešiti pomenute zahteve. Sistemi sa promenljivom strukturom [48] obezbeđuju traženu robusnost ali im je nedostatak postojanje znatnih podržanih oscilacija (*chatter*) upravljačkih promenljivih i stanja.

Prve primene *fuzzy* struktura u regulaciji položaja [62] rezultuju odzivom čija brzina, tačnost, i rad u stacionarnom stanju ne ispunjavaju u potpunosti savremene zahteve, ali se zato postiže zadovoljavajući rad u uslovima promene parametara i nelinearnog opterećenja. *Fuzzy*-koncept upravljanja, zasnovan na Zadeh-ovoj [49] teoriji skupova, u proteklim godinama nalazi široku primenu u upravljanju električnim pogonima. Realizacija ove nelinearne upravljačke strukture ne zahteva tačno poznavanje matematičkog modela. Rad samog *fuzzy* regulatora uključuje konverziju (*fuzzifier*) ulaznih analognih signala (položaj, brzina, struja motora) u 'lingvističke' promenljive (kvalitete), evaluaciju *if-then-else* uređenih pravila, donošenje odluke - selekciju 'lingvističkog' upravljanja i njegovu konverziju (*defuzzifier*) u izlazni, analogni upravljački signal (napon, struja, zadata vrednost momenta). Karakteristike dobijene primenom *fuzzy* regulatora su inherentno suboptimalne, ali je ova struktura naročito podesna za realizaciju upravljanja u uslovima male količine informacija o mašini/robotu. Naročito značajna prednost *fuzzy* upravljanja pogonom je sposobnost za rad sa manje preciznim sensorima, kratko vreme potrebno za razvoj, kao i skromni zahtevi po pitanju *RAM* memorije i numeričkih sposobnosti koje se traže od digitalnog pogonskog kontrolera, što rezultuje nižom cenom sistema.

Umanjenje greške u praćenju zadate trajektorije moguće je umanjiti primenom veštačke neuronske mreže (*ANN*) [52], koja je naročito pogodna za potiskivanje neželjenih efekata otpora kretanju kod cikličnog izvođenja kontura. Prisustvo više

paralelnih grana između svakog ulaza i izlaza neuronske mreže uvećava njenu pouzdanost. Paralelna struktura mreže podešava se (trenira) na skupu ulaznih i izlaznih podataka. Kroz ove podatke definiše se željeno ponašanje mreže. Sposobnost prilagođavanja ('učenja') i mogućnost rada bez preciznog poznavanja strukture i parametara objekta čine neuronske mreže podesnim za primene u kontroli kretanja; česte su primene neuronskih mreža za obavljanje funkcija procene parametara i stanja, vršenje optimizacije kao i prilagođenja promenama parametara i procesa. Veoma su, međutim, retki slučajevi neposrednog upravljanja pomoću *ANN*, pogotovu u slučajevima koji zahtevaju veliki stepen sigurnosti i predvidivosti. Ponašanje mreže se može sa potpunom sigurnošću predvideti samo za ulazne signale koji pripadaju skupu na kome je obavljeno obučavanje mreže. Pomenuti nedostatak se u poslednje vreme otklanja primenom hibridnih *neuro-fuzzy* struktura, u kojima se potrebna robusnost i sigurnost obezbeđuje delovanjem *fuzzy* regulatora.

2.4. Problemi mehaničke rezonancije kod modernih servo pogona

Sprega električnog servo motora radnog dela mašine (alata) realizuje se pomoću mehaničkih prenosnika kao što su osovine, zupčanici, zupčaste letve i trake i drugi. Mehanička sprega poseduje konačnu krutost. Elastičnom spregom obrtne mase rotora i alata formira se slabo prigušeni oscilatorni sistem drugog reda. Red sistema i broj oscilatornih modova višeosnog manipulatora može biti veći od dva. Mehanička rezonancija pojavljuje se i kod primena sa linearnim motorom. Učestanost oscilacija je često u čujnom opsegu, pa se problem rezonancije manifestuje i kao 'zvonjava' koja prati udare sile i momenta.

Učestanosti mehaničke rezonancije se kod proizvodnih mašina male i srednje veličine kreću u intervalu od 80 Hz do 1kHz. Kako je propusni opseg najvećeg broja servomehanizama sve do '90-tih godina bio ispod 50Hz, mehanička rezonancija je tretirana kao dinamika koja ne utiče na odziv servo sistema pa se ne mora uvažavati. Problemi torzionih oscilacija javljali su se retko, i to uglavnom u slučaju valjaoničkih stanova [66,67] gde su se sretale niske (20Hz) učestanosti rezonancije. U odsustvu adekvatnog signalnog procesora, Ohmae [64] predlaže stabilizaciju valjaka zasnovanu na hardverski implementiranom opserversa. Programsku implementaciju estimatora momenta daje Sugiura [68], dok Profumo [70] primenom opserversa i povratne sprege po stanju postiže eliminaciju mehaničke rezonancije kod pogona električnog vozila.

Servomehanizmi u modernim centrima za mašinsku obradu (*punching, water- and laser-cutting machines*) dostižu propusne opsege od 200Hz, tako da su rezonantne učestanosti mehaničkog podsistema unutar propusnog opsega i vidno utiču na karakter odziva i opseg stabilnih pojačanja. Pored nesavršenosti senzora, mehanička rezonancija je najveća prepreka uvećanju brzine reagovanja i tačnosti kod servo pogona. Nesavršenost senzora [65], [149] za detekciju položaja rezultuje prisustvom šuma čija je spektralna energija raspodeljena u neposrednoj blizini rezonantnih učestanosti. Uticaj šuma na indirektno određivanje stanja se može umanjiti primenom Kalmanovog filtra [71], pod uslovom da su učestanosti mehaničke rezonancije relativno niske, kao i da senzor ne poseduje znatnu energiju šuma u blizini rezonantne učestanosti. U većini slučajeva neophodno je pribegli ugradnji dodatnih davača položaja radi direktnog merenja promenljivih stanja na obe strane elastičnog prenosnika [72,73].

Ugradnja dodatnih senzora opterećuje sistem dodatnim vezama, cenom, složenošću i umanjnjem pouzdanosti, pa se u praksi često pribegava pasivnim merama prigušenja torzionih/ mehaničkih oscilacija. Ograničenjem ubrzanja [69], što se postiže uobličavanjem zadate trajektorije, umanjuju se udari sile i momenta i tako redukuje energija saopštena rezonantnom mehaničkom kolu. Ovaj pristup daje veoma dobre rezultate uz uslov da moment opterećenja nema promene koje su skokovite i bogate energijom na učestanosti rezonancije. Nedostatak predstavlja i smanjenje efektivne brzine rada sistema (produženje trajanja ciklusa) prouzrokovano manjim vrednostima ubrzanja. Pozitivni rezultati postižu se uvođenjem rednih anti-rezonantnih kompenzatora u strukturu za upravljanje brzinom i položajem. Diferencijalni kompenzator [74] oblikuje faznu karakteristiku u oblasti rezonante učestanosti i povećava maksimalna pojačanja koja se mogu primeniti. Primenom *notch* filtra [75] nastoji se da slabo prigušeni polovi mehaničke strukture budu eliminisani nulama filtra, što zahteva poznavanje učestanosti i prigušenja polova mehaničkog podsistema. Serijski anti-rezonantni kompenzator realizovan kao *FIR* filter [77] omogućuje da se prigušenje torzionih oscilacija postigne bez informacije o prigušenju, uz odstupanja u podešavanju učestanosti od +/- 25%.

Prigušenje mehaničkih oscilacija i odstupanja položaja alata prouzrokovana elastičnom spregom najveća su prepreka uvećanju performansi servo pogona u proizvodnim mašinama. Kako još uvek ne postoje zadovoljavajuća rešenja, problem privlači pažnju velikog broja stručnjaka od kojih se očekuju vredni doprinosi.

2.5. Centralizovane i decentralizovane topologije računara za upravljanje višeosnim kretanjem

Koordinacija višeosnog kretanja sa akcijama drugih električnih i ne-električnih aktuatora i izvršnih organa u okviru proizvodne mašine obavlja se pomoću centralnog računara (CNC). Zadaci računara za upravljanje procesom se mogu podeliti na četiri nivoa:

Nivo 1: Servo funkcije – regulator položaja za svaku pojedinačnu osu, generisanje

zadatih vrednosti brzine i/ili momenta pojedinih servopojačavača;

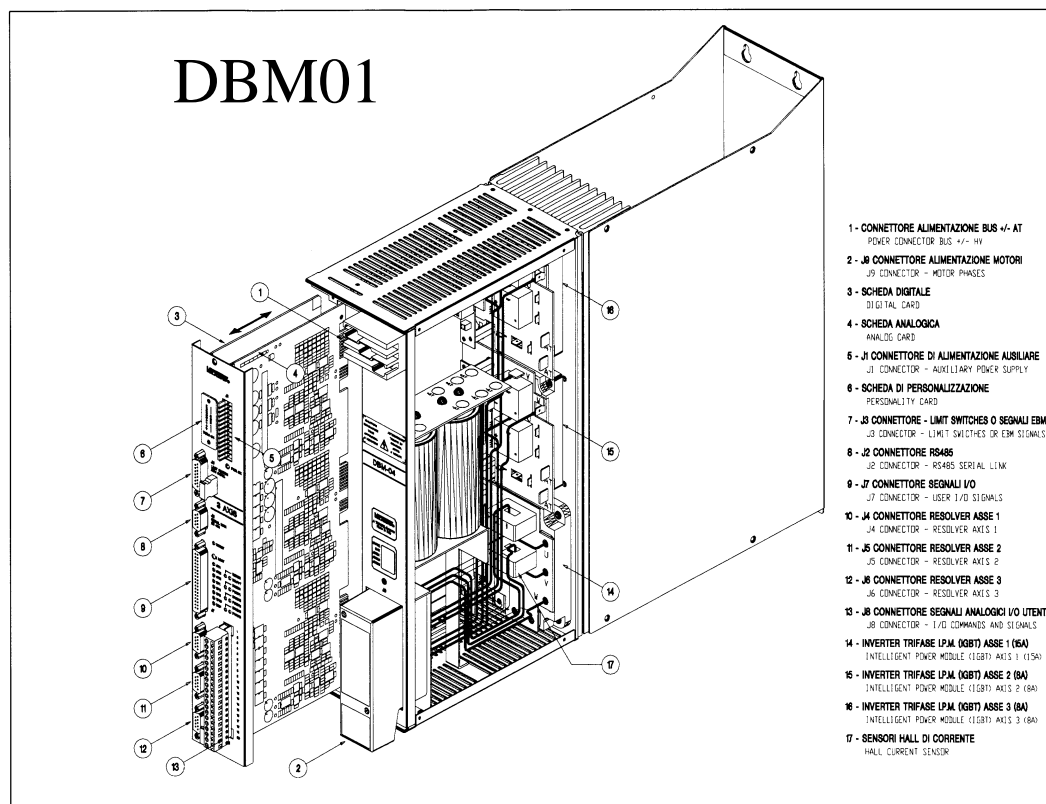
Nivo 2: Generisanje trajektorije sinhronizovanog kretanja u višedimenzionom prostoru, interpolacija i generisanje *feed-forward* kontrolnih akcija;

Nivo 3: Sekundarna detekcija i analiza greške praćenja, kompenzacija i adaptacija.

Nivo 4: Funkcije nadzora, merenja, prepoznavanja defektnih komada i stanja.

Veći numerički kapacitet računara omogućuje da se kroz primenu parabolične, kubne, ili *spline* interpolacije ograniče prvi, drugi i treći izvod pozicione reference [90] i time potisnu nagle promene brzine i ubrzanja i tako umanju greška praćenja zadate trajektorije. Procesni računar je povezan sa servopojačavačima (električnim servo pogonima) pomoću prilagodnih hardverskih modula: “osnih kartica” (*axis card*). U zavisnosti od vrste servopojačavača, nivoa standardizacije i raspodele upravljačkih funkcija između servopojačavača i procesnog računara, ovi moduli mogu posedovati i) brojačke sisteme za prihvatanje signala sa inkrementalnog enkodera za brzine do 10e6 impulsa u sekundi i ubrzanja do 127e6 (impulsa /s²), ii) A/D i D/A konvertore

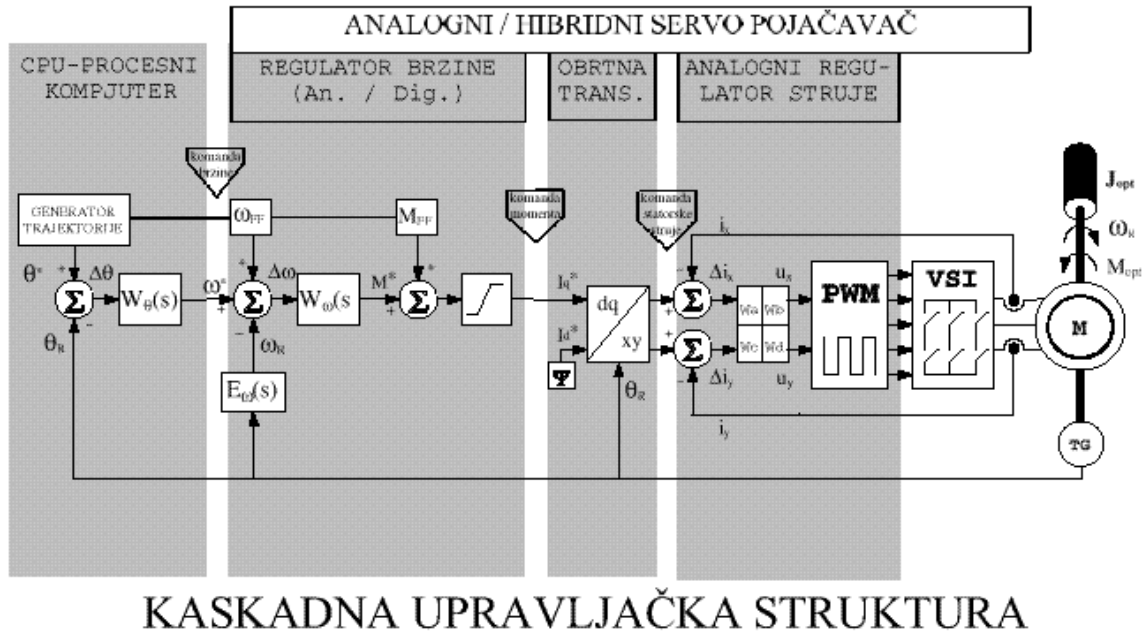
rezolucije 12 do 14-b, učestanosti odabiranja do 100 kHz, iii) širinske modulatora sa ugrađenim programabilnim mrtvim vremenom, iv) programabilne filtre drugog i trećeg reda, v) trofazne strujne regulatore kao i druge funkcije i module potrebne za upravljanje kretanjem. Upravljačke funkcije locirane u samom servopojačavaču su kod centralizovanih sistema minimalne. Električni pogon izvršava funkcije upravljanja momentom ili brzinom, dok se zadata vrednost dobija od procesnog računara. Kod decentralizovanih sistema centralni računar obavlja iniciranje kretanja i sinhronizaciju višeosnog sistema, dok su sve funkcije kontrole momenta, brzine, pozicione kontrole i interpolacije locirane u okviru električnog pogona. Kod pune decentralizacije pogon je opremljen tako da samostalno obavlja funkcije inicijalne potrage za reperom (*homing*), prioritnog zaustavljanja kod havarijskih stanja, pozicioniranja vretena kod automatizovane zamene alata, praćenja trajektorije referentnog enkodera, praćenje CAM i ECAM [91] profila druge.



Slika 2.5.1. Servopojačavački modul namenjen korišćenju u centralizovanom sistemu za kontrolu kretanja. Modul sadrži tri konvertora snage i digitalni pogonski kontroler koji obavlja funkcije regulisanja brzine u tri ose.

Decentralizacija omogućuje da se izbegne kaskadna struktura pozicionog kontrolera kod koga je kontura momenta i brzine locirana u servopojačavaču dok se diskriminacija greške položaja, relacije pozicionog regulatora i derivacija zadate vrednosti brzine izvršavaju u procesnom računaru (CNC). Kod decentralizovanog pozicioniranja se u lokalnu memoriju svakog električnog servo pogona pohranjuju podaci o jednoj ili više trajektorija. Nakon adekvatne komande generisane od strane CNC-a,

pogon izvršava sve funkcije kontrole kretanja, uključujući interpolaciju i relacije pozicione, brzinske i kontrole momenta. U odnosu na kaskadnu strukturu (kod koje pogon i CNC razmenjuju informacije o zadatoj brzini i povratnoj sprezi po položaju u realnom vremenu i često putem standardizovanih +/-10V analognih linija) decentralizacija omogućuje eliminaciju kašnjenja u prenosu, ofseta, šuma i greške usled kvantizacije. Koncentracija svih prioriternih funkcija upravljanja u okviru jednog pogonskog kontrolera omogućuje znatno uvećanje brzine i tačnosti odziva.



Slika 2.5.2. Kaskadna struktura pogonskog kontrolera kod servopojačavačkog modula namenjenog korišćenju u centralizovanom sistemu za kontrolu kretanja. Regulator položaja je fizički razdvojen (CNC) od regulatora struje i brzine (servopojačavač).

Kod decentralizovane strukture pozicionog servo-sistema podaci i promenljive stanja motora i mehaničkog podsistema su objedinjeni i lako dostupni (svi podaci se jedinstvenom memorijskom bloku kontrolera). Zahvaljujući tome, olakšana je implementacija opserversa nedostupnih stanja, estimacija parametara, kao i umanjene greške praćenja zasnovano na unapred poznatoj kinematici, dinamici kretanja i proračunu inverzne dinamike mehaničkog podsistema.

2.6. Primena mašina za naizmeničnu struju u realizaciji električnih pogona visokih performansi

Tehnologija digitalnih kola za obradu signala i razvoj energetske elektronike imali su odlučujući uticaj na topologiju i razvoj zakona upravljanja unutrašnje konture servo sistema. Konsolidacija je u dobroj meri okončana: u najvećem broju primena susreću se vektorski kontrolisani Teslini asinhroni motori kao i sinhroni servo motori sa permanentnim magnetima na rotoru.

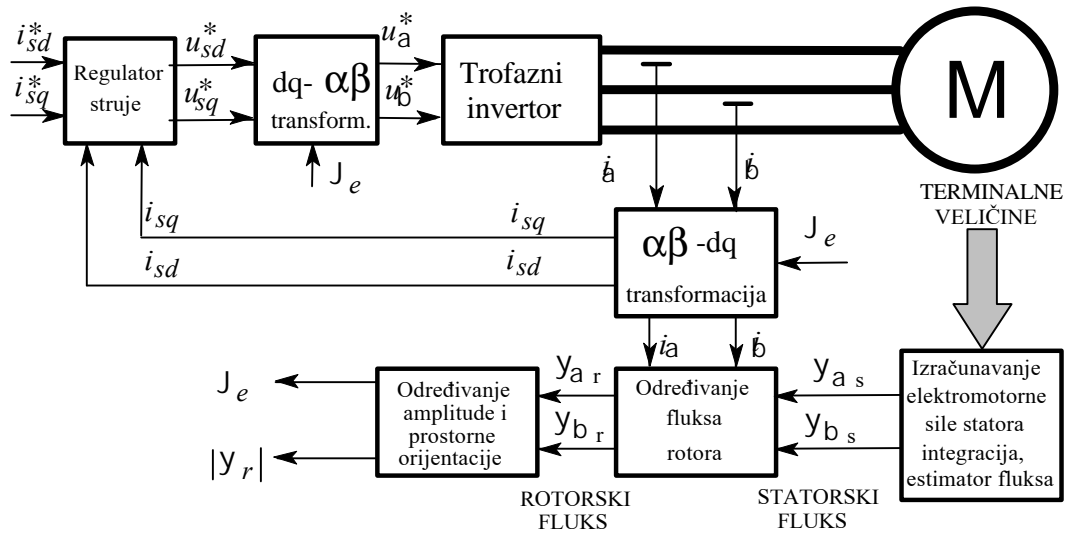
Teslin asinhroni motor se u prvoj polovini XX veka koristio uglavnom u pogonima sa konstantnom brzinom obrtanja. U retkim primenama brzina mu je varirana ugradnjom spoljašnjeg rotorskog otpornika, promenom broja pari polova ili varijacijom efektivne vrednosti napona. Po pojavi tiristora, *six-step* invertora, a potom i tranzistora snage u trofaznim invertorima, asinhroni motor se uvodi u industriju kao motor promenljive brzine. Kontinualna promena brzine obrtanja asinhronog motora postiže se varijacijom učestanosti napajanja uz konstantan odnos U/f . Algoritmi trofazne širinske modulacije omogućuju da se na izlazu tranzistorskih naponskih invertora postigne sistem složenoperiodičnih napona sa fundamentalnom komponentom čija se amplituda i učestanost mogu kontinualno menjati. Pored najčešćih *open-loop* primena frekvencijske regulacije, pod imenom *scalar control* [2] susreće se i kompenzacija klizanja kao i RI kompenzacija. Ovi pristupi upravljanju Teslinim motorom nisu omogućavali raspregnuto upravljanje fluksom i momentom. Kako je odziv frekvencijski regulisanog asinhronog motora relativno spor, sa oscilacijama na učestanosti klizanja i faktorom njihovog prigušenja koji je obrnuto proporcionalan opterećenju, to se ovakvi pogoni nisu mogli koristiti u servo aplikacijama, gde se neophodno obezbediti raspreganje i brz odziv regulacionih kontura fluksa i momenta.

2.6.1. Korišćenje električnih motora za naizmeničnu struju kao aktuatora momenta u brzinskim i pozicionim servo sistemima

Primena asinhronih i sinhronih motora u industrijskoj automatizaciji omogućena je pojavom novih pristupa upravljanju [7,8]. Vektorsko upravljanje Teslinim asinhronim motorom [37] omogućuje da se kod strujno i naponski [38] napajanih motora obezbedi raspreganje kontura upravljanja fluksom i momentom. Ove dve veličine zavise od komponenti vektora statorske struje [39], zapravo, od projekcija vektora magnetopobudne sile statora na vektor obrtnog polja. Odziv momenta jednoznačno je određen kvalitetom strujnog regulatora [42], tako da se u pogonima gde strujni regulator ima propusni opseg od 1kHz može očekivati odziv elektromagnetnog momenta u vremenu od 150-200 μ s. Imajući u vidu i činjenicu da karakteristike asinhronog motora omogućuju veliku preoptereljivost (kratkotrajno se mogu dostići momenti 8-10 puta veći od nazivnog [43]) može se zaključiti da je ovaj motor u sprezi sa vektorskim upravljanjem idealni aktuator u servo-sistemima [44], [92]. Usavršavanjem koncepta vektorskog upravljanja (*FOC field oriented control*) razvijen je univerzalni vektorski kontroler [41], kod koga se upravljanje, u zavisnosti od režima rada pogona, koncipira na statorskom, rotorskom ili fluksu u vazдушnom zazoru. Koncept vektorskog upravljanja primenjen je i na sinhronne motore sa permanentnim magnetima na rotoru [40], koji se koriste u slučajevima kada su težina i gabarit motora kritični, kao i u primenama koje zahtevaju da u rotoru ne postoje gubici snage. Realizacija vektorskog upravljanja zahteva:

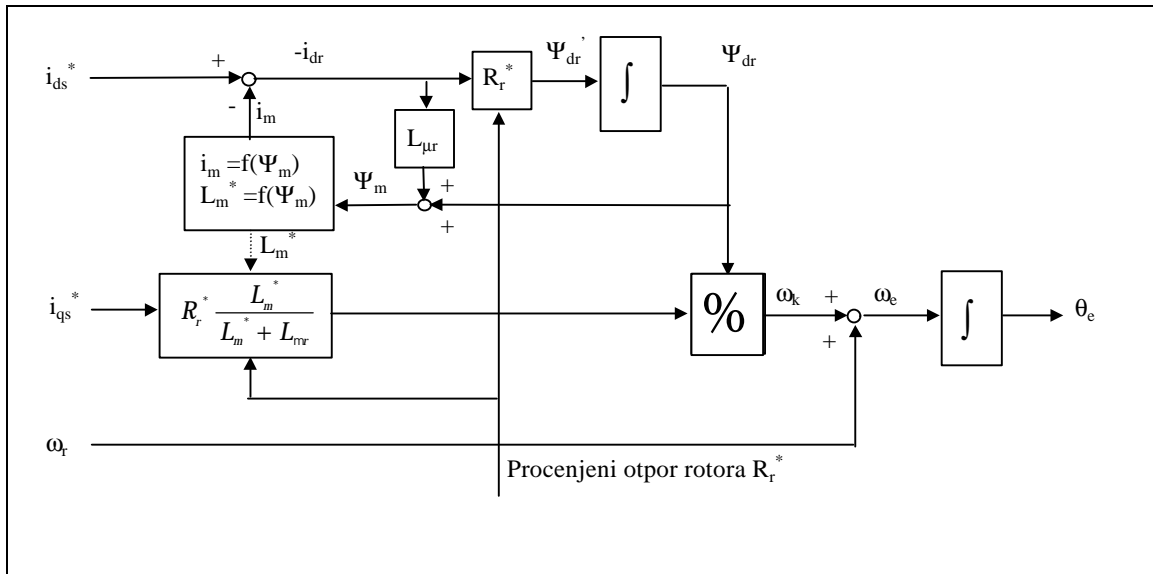
- i) Strujni regulator visokih performansi koji treba da omogućí brze izmene amplitude i prostorne orijentacije vektora magnetopobudne sile statora; kao i
- ii) Raspoloživost informacije o amplitudi i prostornoj orijentaciji rotorskog fluksa asinhronog motora koji se vektorski kontroliše.

U slučajevima kada se upravljanje realizuje korišćenjem invertora kao naponskog aktuatora i zadaju se komponente U_d i U_q statorskog napona, konture fluksa i momenta nisu [93] raspregnute pa je neophodno primeniti kola za raspredanje zasnovana na poznavanju parametara motora. Složene relazije vektorske kontrole i raspredajućih kola zahtevaju da se u pogonima počnu upotrebljavati brzi *RISC* i signalni procesori za obavljanje vremenski kritičnih funkcija. Jednovremeno, izvršavaju se i funkcije nadzora, komunikacije i parametrizacije, pa Zheng [94] predlaže realizaciju pogonskog kontrolera u vidu dvoprocesorskog sistema sa upravljačkim i komunikacionim funkcijama jasno podeljenim između dva procesora. Leonhard [42] pokazuje da se direktno merenje položaja i amplitude fluksa za potrebe vektorske kontrole ne može realizovati. Ugradnja naročitih detektora magnetnog polja u zazor mašine zahtevala bi da asinhroni motori za vektorsko upravljanje budu naročito građeni – nestandardni. Takođe, efekti fluksa rasipanja, lokalnog zasićenja i ožljebljenja na signal iz monokristalnih *Hall* elemenata za merenje polja rezultuju pogreškama u proceni prostorne orijentacije fluksa. Ugradnja amorfnih poluprovodničkih traka u vazdušni zazor napuštena je iz sličnih razloga, kao i nastojanja [97] da se detekcija položaja fluksa olakša naročitim sekcionisanjem statorskih namotaja asinhronog motora. Praktičnu primenu nalaze algoritam indirektnog vektorskog upravljanja (*IFOC* *indirect field oriented control*) i direktno vektorsko upravljanje (*DFOC* *direct field oriented control*) [21], [32] koji se među sobom razlikuju isključivo po načinu na koji se dolazi do podatka o prostornoj orijentaciji fluksa. U oba slučaja se orijentacija određuje indirektno (t.j. ne vrši se merenje polja) pa nazive *IFOC/DFOC* treba uslovno prihvatiti. U slučaju *DFOC*, komponente vektora statorskog fluksa izračunavaju se na osnovu merenja terminalnih veličina (struja i napona mašine) i proračuna statorskih jednačina naponskog balansa, dok se kod *IFOC* pristupa prostorna orijentacija rotorskog fluksa određuje na osnovu ugaone brzine obrtanja rotora, statorskih struja i jednačina naponskog balansa u rotoru. Direktno upravljanje ne zahteva primenu senzora na osovini, ali implicira integraciju terminalnih napona. Potreba za poznavanjem tačne vrednosti otpora statorskih namotaja, problem ofseta kod integracije i nesavršenost (mrtvo vreme) konvertora snage čine direktno upravljanje neprimenljivim za brzine bliske nuli [95]. Pored toga, orijentacijom prema polju statora stvara se sprega moment-fluks [96] pa je neophodno primeniti naručite, parametarski osetljive strukture za raspredanje [98]. Dobre strane direktne vektorske kontrole su robusnost u odnosu na varijacije parametara rotorskog kola [99] i spremnost za rad bez davača brzine, pa se ovaj način upravljanja može uspešno primeniti kod pogona koji ne zahtevaju rad u oblasti malih brzina.



Slika 2.6.1.1: Direktno vektorsko upravljanje bazirano na merenju terminalnih veličina.

Direktno (*DFOC*) i indirektno (*IFOC*) vektorsko upravljanje zasnovano je na pretpostavci da u magnetnom kolu mašine postoji polje okarakterisano amplitudom i prostornom orijentacijom. Projekcije statorske struje na pravac polja određuju amplitudu fluksa i elektromagnetnog momenta koji se u mašini razvija. Neposredno nakon uključanja pogona u magnetnom kolu asinhronne mašine polje još uvek ne postoji, pa razlaganje vektora struje na magnetizacionu i aktivnu komponentu nema smisla jer je prostorna orijentacija fluksa neodređena. Baveći se problemima robusnosti i globalne stabilnosti vektorskog kontrolera u tranzijentnim stanjima, Garigan [188] pokazuje da se kod polaska javljaju neprihvatljive oscilacije momenta i ekscesne vrednosti klizanja. Ovi neželjeni efekti se mogu eliminisati primenom specifične sekvence uključanja vektorski kontrolisanog motora u pogon. U osnovi [188], potrebno je zadatu vrednost momenta i unutrašnju komandu klizanja zadržati na nuli sve do uspostavljanja nominalne vrednosti fluksa u mašini. Po isteku vremena približno jednakog rotorskoj vremenskoj konstanti, vektorski kontrolisani pogon može započeti normalan rad.



Slika 2.6.1.2: Određivanje amplitude i orijentacije rotorskog fluksa kod indirektnog vektorskog upravljanja zahteva poznavanje parametara rotorskog kola i modelovanje nelinearnosti (zasićenja) magnetnog materijala.

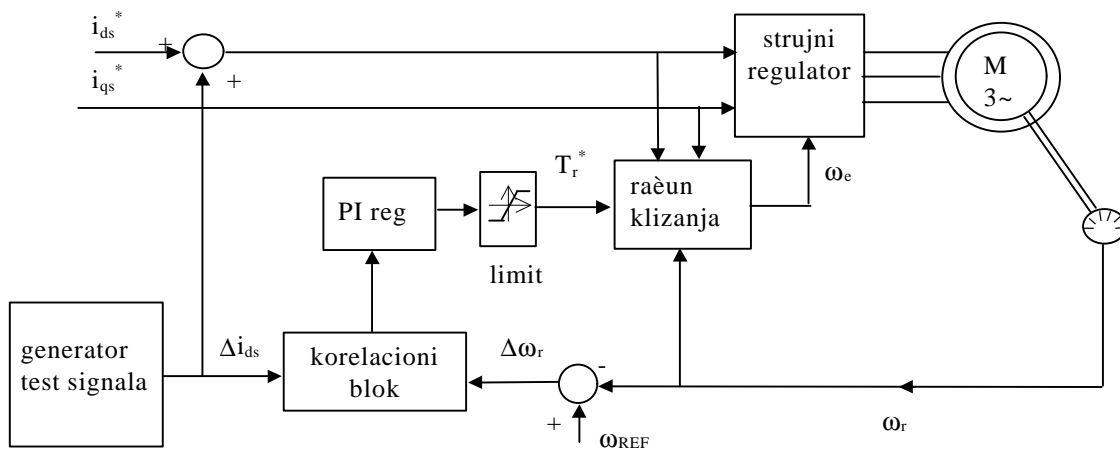
2.6.2. Problem parametarske osetljivosti indirektnog vektorskog upravljanja i algoritmi za automatsku kompenzaciju

Indirektno vektorsko upravljanje zahteva upotrebu senzora na osovini. Ono ne uključuje merenje i integraciju statorskih napona pa je regulisanje fluksa i momenta moguće i pri brzini jednakoj nuli. *IFOC* struktura je primerena pozicionim i brzinskim servo sistemima koji redovno poseduju osovinski davač i zahtevaju rad u oblasti malih brzina. Ovakvo upravljanje u svrhu izračunavanja prostorne orijentacije fluksa zahteva poznavanje parametara rotorskog kola (R_r , T_r) [110]. Greške u proceni vremenske konstante rotora T_r dovode do neželjene sprege [115] između kontura fluksa i momenta u stacionarnom stanju i prelaznim procesima, pa je odziv motora oscilatoran i nepogodan za servo primene.

Uticaj varijacije induktivnosti rasipanja na *IFOC* strukture je zanemariv [120]. Promene otpornosti R_r prouzrokovane fluktuacijama temperature i učestanosti [112] kao i varijacije međusobne induktivnosti u oblasti slabljenja polja [119] bitno utiču na karakteristike *IFOC* pogona. U slučaju velikih odstupanja, pored pojave oscilatornog odziva, uvećavaju se i gubici snage u motoru, umanjuje preopteretljivost pogona i javlja mogućnost nestabilnog rada brzinskog ili pozicionog regulatora. Osetljivost pogona na varijacije parametara rotorskog kola pogotovu je izražena kod pogona većih snaga [102]. Nelinearnost karakteristike magnećenja moguće je kompenzovati korišćenjem inapred pripremljenih podataka jer se ne očekuje njena izmena u toku rada pogona. Dvo-parametarska aproksimacija karakteristike magnetizacije daje zadovoljavajuće rezultate kod većine pogona relativno male ($<5 M_{NOM}$) preopteretljivosti [121]. Levi [127,128] pokazuje da kod velikih vrednosti M_{em} i q-struje odziv degradira zbog sprege uzajamno

normalnih osa prouzrokovane nelinearnošću magnetnog materijala (*cross-saturation*), pa je ovu pojavu neophodno modelovati [122,123] i kompenzovati.

Uticaj odstupanja parametara (*detuning*) se može ublažiti prilagođenjem koeficijenta regulacije [113], ali se rešenja adekvatna servo aplikacijama postižu jedino primenom algoritama za identifikaciju i korekciju. Inicijalno podešavanje i određivanje rotorskih parametara motora van pogona je potrebno [105], ali je od suštinskog značaja projektovanje i primena algoritma za korekciju u toku rada [100]. Injekcija adekvatnog test signala [106] omogućuje da se parametri odrede u bilo kom radnom režimu. Matsuo [101] predlaže utiskivanje inverzne komponente obrtnog polja i određivanje rotorskog otpora iz detektovane inverzne komponente odziva motora. Parametri se mogu odrediti i na osnovu merenja odziva na sporopromenljivi test signal (6Hz) dodat magnetizacionoj komponenti statorske struje [114]. Nedostatak metoda zasnovanih na test signalu je pojava neželjenih oscilacija momenta, brzine i položaja na učestanosti test signala, što je kod servo sistema neprihvatljivo. Zai [104] predlaže atraktivno rešenje u kome se kao test signal koristi uvek prisutni PWM šum konvertora snage. Na takav način, u sistem se ne injektuju nikakve dodatne smetnje već se koristi nesavršenost naponskog izvora (trofaznog tranzistorskog VSI). Ukoliko se komutacioni šum konvertora snage koristi kao test signal, rezultat identifikacije parametara su vrednosti koje otpornosti i induktivnosti imaju na relativno visokim učestanostima (1-20 kHz). Usled potiskivanja rotorske struje iz dubine žleba ka međugvožđu (*skin-efekat*), rotorski namotaj može strujama visoke učestanosti pružati otpor koji je znatno veći [129] od otpora strujama uobičajene radne učestanosti. Kako je za određivanje frekvencijske zavisnosti $R_r(f)$ potrebno poznavati detalje konstrukcije rotora i oblik žleba, Zai-jevo rešenje [104] nije našlo širu primenu.



Slika 2.6.2.1: Identifikacija električnih parametara rotorskog kola asinhronog motora zasnovana na injektovanju test signala u struju magnetizacije.

Garces [103] predlaže da se određivanje rotorske vremenske konstante vrši za vreme kvazi-stacionarnih stanja pogona na osnovu konfrontacije izmerene i očekivane

reaktivne snage pogona. Niz autora predlaže različite varijante identifikacije i korekcije T_r u toku rada pogona [107], [108], [109],[117],[118] zasnovane na merenju terminalnih veličina (napona i struja statorskog namotaja), estimaciji fluksa, momenta, aktivne ili reaktivne snage, i poređenjem sa analognim veličinama određenim u modelu rotorskog kola. Kod pogona čiji je moment opterećenja linearna funkcija brzine obrtanja [111] ili je sporopromenljivog karaktera [116], problem identifikacije rotorske vremenske konstante se lakše rešava, naročito u slučajevima srednjih i malih nazivnih snaga pogona. Vektorsko upravljanje asinhronim motorima velike snage otežano je problemom zavisnosti rotorske vremenske konstante i otpora rotora od učestanosti klizanja [124,129]. Relativno velike dimenzije rotorskog žleba i provodnika rotora kod motora velike snage i *skin*-efekat uzrok su značajnih frekvencijskih varijacija parametara rotora. Znatna odstupanja parametara detektuju se čak i za relativno male rotorske učestanosti [129] reda nominalnog klizanja, pa se *skin*-efekat mora uzeti u obzir kod identifikacije [125]. U ekstremnim slučajevima (izuzento velike snage i/ili rotorski žleb velike dubine) korekcija rotorske vremenske konstante ne omogućava raspregnuto upravljanje momentom i flusom, već se struktura vektorskog kontrolera mora modifikovati [126] tako što se rotorsko kolo modeluje kao mreža više spregnutih kontura.

Metode za korekciju odstupanja rotorskih parametara, koncipirane na merenju terminalnih veličina, informacije o stanju motora obezbeđuju kroz elektromotornu silu indukovanu u statorskim namotajima ($e_s = Y_r \omega$). Rad u oblasti malih brzina i malih vrednosti elektromotorne sile otežava određivanje stanja motora. Nesavršenost konvertora snage (mrtvo vreme) i varijacije parametara statorskog kola (R_s) čine da određivanje parametara u oblasti malih brzina u praksi bude neostvarivo. Kako su glavne primene vektorski (*I*FOC) kontrolisanih asinhronih motora brzinski i pozicioni servomehanizmi, koji zahtevaju regulisanje momenta i fluksa i kod zaustavljenog rotora, neophodno je razviti algoritme za određivanje i korekciju rotorskih parametara koji se neće oslanjati na merenje terminalnih napona. Različita rešenja predložena su od strane velikog broja istraživača [101-118]. Razmatra se i mogućnost identifikacije zasnovana na određivanju stanja motora pomoću veštačke neuronske mreže [51]. Kako je potrebno broj senzora u okviru pogona svesti na minimum, prednost imaju rešenja koja ne zahtevaju nikakva merenja i informacije osim onih već prisutnih u strukturi indirektnog vektorskog regulatora. Polazeći od podatka o položaju osovine i procene inercije obrtnih masa moguće je graditi estimator elektromagnetnog momenta. Prisustvo zadate i realizovane vrednosti momenta u memoriji pogonskog kontrolera otvara mogućnost da se u toku rada odredi linearizovana funkcija prenosa [102] pogona. Analiza nekih diskretnih karakteristika ove funkcije (pre svega varijacija faze u zoni učestanosti klizanja) daje indicaciju o promeni parametara rotorskog kola i može poslužiti kao osnov za njihovu korekciju u toku rada pogona [130].

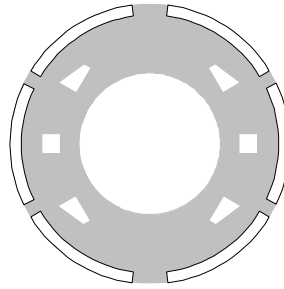
Kelley [140] razmatra mogućnost da se varijacija parametara rotorskog kola odredi na osnovu frekvencijske zavisnosti impedanse motora. Spektar statorskog napona poseduje relativno veliku energiju raspodeljenu u oblasti od nule do nekoliko kiloherca. Specifičan spektar terminalnih veličina zahteva da se njihova analiza vrši metodom parametarske estimacije [150] ili primenom SSA algoritama (klizanjem). Podaci o frekvencijskom sastavu terminalnih napona i struja omogućuju da se izračuna promena impedanse motora u funkciji učestanosti. Varijacija impedanse može, pod određenim uslovima [140], biti osnova za procenu temperature rotora i kompenzaciju temperaturnih promena rotorske vremenske konstante.

Savremena rešenja za identifikaciju vremenske konstante rotora uključuju paralelan rad dva ili više mehanizama, od kojih svaki određuje T_R pod određenim uslovima i ne obezbeđuje rad u svim očekivanim režimima. Konkurentno izvršavanje ovih algoritama uz selekciju upravljačkih i korektivnih dejstava u skladu sa radnim režimom može rezultovati robusnom identifikacijom T_R u svim uslovima. Langovski [184] predlaže paralelnu strukturu za određivanje fluksa i parametara motora sa naponskim i strujnim referentnim modelom. Zadovoljavajući rezultati postižu se varijacijom pojačanja u korektivnim granama u funkciji radnog režima.

Rad u oblasti identifikacije parametara asinhronih motora u toku rada i u fazi instalacije nije okončan. Postojeći algoritmi ne obezbeđuju samostalno podešavanje pogona bez učešća operatora, ne pokazuju robusnost u svim radnim režimima ili zahtevaju ugradnju dodatnih senzora, pa se očekuju novi, efikasni i pouzdani algoritmi.

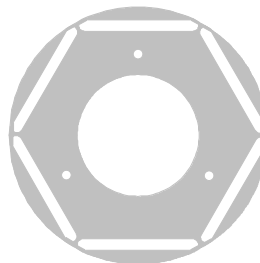
2.6.3. Problemi primene sinhronih servo motora sa permanentnom pobudom

Sinhroni motori sa permanentnim magnetima (PM) na rotoru [5] nalaze široku primenu u servo pogonima snage do 10 kW. Razvoj novih magnetnih materijala omogućuje izradu sinhronih PM motora velike specifične snage i male inercije. NdFeB magneti daju karakteristike za oko 30% bolje od SmCo materijala. Maksimalna dozvoljena temperatura magneta koja još uvek ne dovodi do deformacije karakteristike magnetizacije (B-H) uvećana je na 135°C, čime je povećana i dozvoljena gustina struje kao i snaga motora. Način na koji su magneti ugrađeni bitno utiče na karakteristike ovih motora. Kod površinske montaže rotor je skoro izotropan, pa su induktivnosti u d- i q-osi približno jednake ($L_D = L_Q$). U slučaju ugradnje magneta u unutrašnjost magnetnog kola rotora, moguća je konfiguracija sa tangencijalnom i radijalnom magnetizacijom. Kod tangencijalne magnetizacije ('koncentracija fluksa') je $L_D > L_Q$, dok se kod radijalne magnetizacije postoji anizotropija sa $L_D < L_Q$. Statorski namotaj može biti realizovan tako da indukovana elektromotorna sila ima trapezni ili sinusoidalni oblik. Pod imenom *Brushless DC Motor* podrazumeva se sinhroni motor sa skoncentrisanim statorskim namotajem prostornog koraka 180°. Trapezni oblik elektromotorne sile omogućava određivanje položaja rotora na osnovu faznog stava trećeg harmonika [28], eliminaciju davanja položaja i realizaciju regulisanog pogona sa samo jednim strujnim senzorom u međukolu pogonskog pretvarača. Prekidači snage u pogonskom konvertoru koji napaja *brushless DC* motor provode u toku jedne trećine periode statorskog napona. Provođenje u intervalima 120° i nedostatak mogućnosti demagnetizacije ograničava rad *brushless DC* motora u zoni slabljenja polja (konstantne snage) što njihovu primenu ograničava na pogone konstantnog momenta.



Slika 2.6.3.1. Magnetno kolo rotora kod sinhronog motora sa permanentnim magnetima montiranim na površinu rotora.

Rad u oblasti slabljenja polja je kod sinhronih servo motora sa tangencijalnom magnetizacijom olakšan relativno velikom ($L_D > L_Q$) induktivnošću u d-osi. Primena vektorske kontrole i kod ovih pogona omogućuje raspoređivanje kontura momenta i fluksa. Prisustvo reluktantnog momenta ($L_D > L_Q$) kod ovih motora uvećava ukupni raspoloživi moment, koji je veći nego u slučaju izotropne strukture rotora. Raspoloživi moment se može dalje uvećati primenom algoritma za direktnu kontrolu momenta (*DTC*) [55]. Zbog različitog magnetnog otpora u d- i q-osi, maksimalni odnos Nm/A dobija se kada je ugao između vektora rotorskog fluksa i statorske magnetopobudne sile različit od $\pi/2$. Motori sa unutrašnjom montažom magneta imaju manju valovitost momenta i bolji rad pri velikim brzinama, pa se koriste u primenama osetljivim na valovitost momenta i pogonima visokih performansi i velikih brzina. Kompaktnost, mala inercija i velika specifična snaga motora sa površinskom montažom magneta omogućuje njihovu primenu u slučajevima kada su potrebne izuzetno velike vrednosti ubrzanja i rad u režimu konstantnog momenta, kao što su primene u industrijskim manipulatorima. U ovim primenama sinhroni motori sa permanentnim magnetima potiskuju asinhronne motore i motore jednosmerne struje sve do snaga 10-30 kW. Permanentno pobuđeni (PM) sinhroni motori snaga preko 30 kW se veoma retko sreću.



Slika 2.6.3.2. Magnetno kolo rotora kod sinhronog motora sa permanentnim magnetima montiranim u unutrašnjost magnetnog kola rotora.

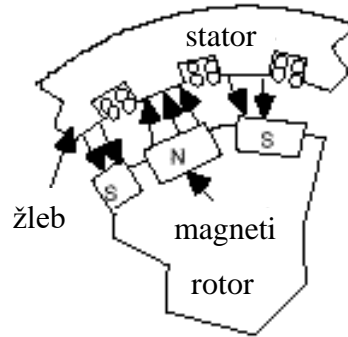
Performanse savremenih servo sistema sa sinhronim PM motorima [5,10] su umanjene prisustvom valovitosti (*ripple*) elektromagnetnog momenta. Valovitost momenta je složeno-periodična parazitna komponenta momenta superponirana na željeni/zadati moment. Srednja vrednost ove parazitne komponente jednaka je nuli, i ona može biti tretirana kao deterministički šum. Učestanost neželjene komponente momenta

se veoma često nalazi van propusnog opsega servo konture, pa se njen uticaj na brzinu obrtanja i položaj rotora / alata ne može kompenzovati delovanjem regulatora. U ekstremnim slučajevima primene sinhronih PM motora u mašinskoj obradi materijala, motor ostavlja karakterističan “potpis” na predmetu obrade. Tri su osnovna uzroka pojave valovitosti momenta:

i) Interakcija prostornih harmonika talasa magnetopobudne sile statora (MMF) i prostornih harmonika talasa magnetne indukcije (B) u zazoru (prouzrokovane prisustvom permanentnih magneta) dovodi do pojave takozvane ‘elektromagnetne valovitosti’. Kod motora kod kojih bilo $B(\varphi)$ ili $MMF(\varphi)$ imaju prostoperiodičnu raspodelu (bez viših prostornih harmonika), elektromagnetna valovitost se ne pojavljuje. Konačan broj statorskih žlebova onemogućava idealnu, sinusoidalnu raspodelu gustine statorskih provodnika po obimu mašine, pa je prisustvo viših prostornih harmonika $MMF(\varphi)$ neminovno. Problemi ugradnje magneta uzrok su pojavi viših harmonika u raspodeli $B(\varphi)$ (izuzetak čine motori sa feritnim rotorom kod kojih se magnetizacija obavlja naknadno). Učestanost parazitnih komponenti momenta zavisi od prostornih perioda viših harmonika $B(\varphi)$ i $MMF(\varphi)$ kao i od brzine obrtanja motora. Najizrazitija komponenta [139] poseduje učestanost šest puta veću od učestanosti obrtanja rotora. Elektromagnetna valovitost je proporcionalna amplitudi statorske struje i srednjoj vrednosti razvijenog momenta, tako da su njeni efekti kod rasterećenog motora veoma mali.

ii) Anizotropija prouzrokovana ožljebljenjem statora i specifičnim oblikom magnetnog kola rotora prouzrokuje pojavu reluktantne valovitosti momenta. U mašini kod koje magnetni otpor varira u zavisnosti od relativnog položaja rotora i statora, rotor teži da zauzme položaj u kome će magnetni otpor u osi pobuđenog statorskog namotaja biti minimalan a njegova induktivnost maksimalna. Reluktantna valovitost momenta ima amplitudu proporcionalnu kvadratu statorske struje, dok joj učestanost zavisi od geometrije mašine (broja žlebova) i brzine obrtanja rotora.

iii) Magnetna valovitost (*cogging, detent torque*) ne zavisi od statorske struje i postoji i u situacijama kada je statorska struja jednaka nuli [53]. Segmenti permanentnih magneta na rotoru teže da se stave u položaj minimalnog magnetnog otpora, pa se javlja moment koji teži da magnetne segmente postavi naspram statorskog zupca, izbegavajući položaj naspram žleba, gde je magnetni otpor na putu fluksa veliki. Kao rezultat, javlja se parazitna komponenta momenta čija učestanost zavisi od broja žlebova i segmenata permanentnih magneta.

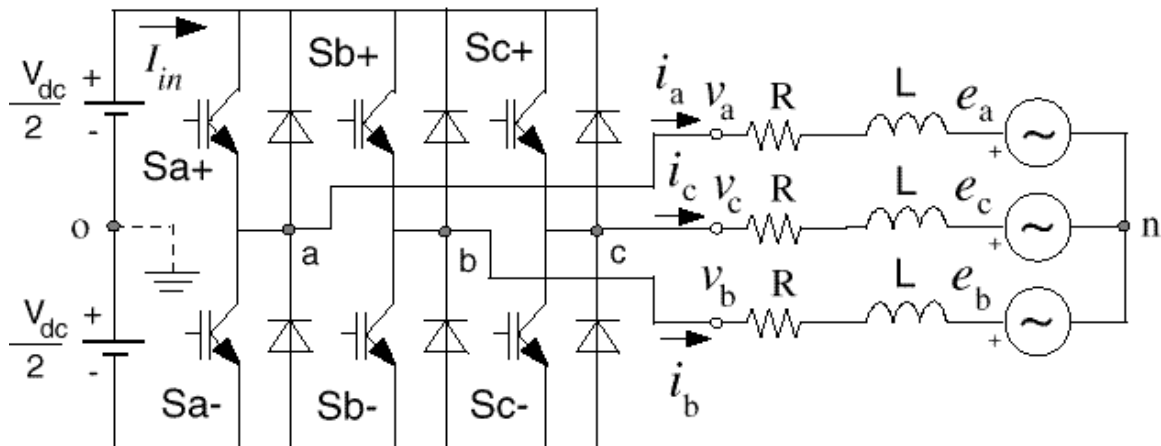


Slika 2.6.3.1: Valovitost momenta usled interakcije magneta i statorskih žlebova (*cogging detent torque*).

Valovitost motora se može umanjiti zahvatima u konstrukciji motora, dok se valovitost momenta kod postojećih motora može kompenzovati [139] modifikacijom struje statora: na osnovu prethodnih merenja, određuje se učestanost, amplituda i faza viših harmonika koje treba dodati prostoperiodičnom obliku statorske struje kako bi neželjene oscilacije momenta bile umanjene ili eliminisane. Kompenzacija parazitnih efekata u cilju poboljšanja performansi servo pogona sa sinhronim PM motorom zahteva napredne pristupe modelovanju proceni parametara motora [131]. Pored valovitosti momenta, u obzir je potrebno uzeti i sistemska kašnjenja, nesavršenost širinske modulacije i konvertora snage [135]. Problem maksimizacije brzine i kvaliteta odziva u uslovima nesavršenosti i promenljivih parametara motora, konvertora i senzora uspešno se rešava primenom algoritma za prilagođenje i kompenzaciju zasnovanog na veštačkoj neuronskoj mreži [50].

2.6.4. Problem upravljanja statorskom strujom u vektorski kontrolisanim električnim pogonima sa motorima za naizmeničnu struju

Elektromagnetni moment električnih mašina za naizmeničnu struju može se odrediti kao vektorski proizvod rotorskog fluksa i vektora statorske struje. Imajući u vidu brzinu promene statorske struje, varijacije fluksa se mogu okarakterisati kao sporopromenljive, pa se može smatrati da je odziv momenta električnog servo pogona jednoznačno određen karakteristikama strujnog regulatora. Relativno spore promene brzine obrtanja i fluksa omogućuju da se, za potrebe sinteze regulatora struje, motor modeluje kao trofazno induktivno-otporno opterećenje konvertora [178]:



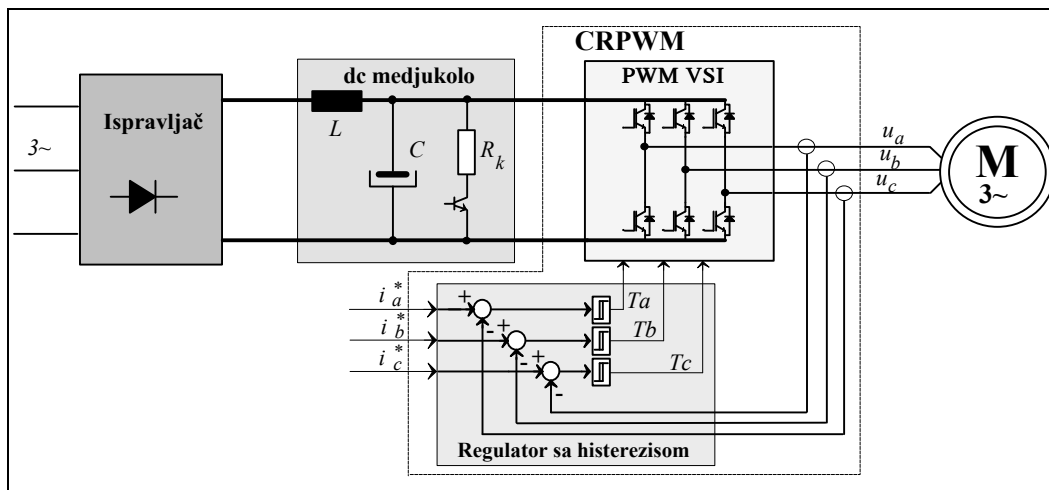
Slika 2.6.4.1: Uprošćenje modela trofaznog motora za potrebe analize i sinteze regulatora statorskih struja.

Merenje statorske struje se najčešće obavlja uz korišćenje strujnog senzora sa *Hall*-ovim efektom – DC strujnog transformatora. Alternativno, ova vrsta senzora se može kod pogona manjih snaga zameniti šantom. Potrebno je meriti najmanje dve od tri fazne struje čiji spektar uključuje znatan šum na učestanosti komutacije. Komutacioni šum je moguće potisnuti odabiranjem struja u centru naponskih impulsa ili lokalnim usrednjavanjem [172] (usrednjavanjem u okviru jedne periode komutacije konvertora). Specifičan zahtev za lokalnim usrednjavanjem čini naročito pogodnim način merenja struje u kome se signal sa serijskog otpornika – šanta konvertuje u povorku impulsa (U/f konverzija), a potom na galvanski izolovan način prenosi (*opto-coupler*) do brojačkog sistema mikrokontrolera koji akcijom zbrajanja impulsa zapravo meri srednju vrednost struje u protekloj periodi odabiranja.

Problemi komutacionog šuma, *anti-alias* filtracije i pribavljanja signala povratne sprege u pogonskom kontroleru bez kašnjenja učinili su da prve primene električnih servo pogona sa asinhronim i sinhronim motorima budu realizovane sa analognim strujnom regulatorima. U ovim primenama, pogonski kontroler izračunava željenu vrednost fazne struje i saopštava je analogno implementiranom regulatoru preko namenskog D/A konvertora. Jednostavnost strujne regulacije zasnovane na komparatorima sa histerezisom rezultovala je njihovom širokom primenom [200,210,215]. Kod ovih regulatora, veličina histerezisa, indeks modulacije i induktivnost rasipanja motora određuju komutacionu učestanost. Neželjene varijacije učestanosti komutacije mogu se ukloniti modifikacijom regulatora i uvođenjem fazno spregnute petlje [204,211]. Kazimierkowski [233] i Tripathi [232] pokazuju da se konstantna učestanost komutacije može obezbediti varijacijom histerezisnog praga u zavisnosti od indeksa modulacije i parametara motora.

Rezultati [232],[209] pokazuju da strujni regulator sa histerezisom omogućuje dostizanje brzine odziva i propusnog opsega koji se ne mogu postići primenom savremenih rešenja digitalne strujne regulacije. Ova osobina regulatora sa histerezisom čini ih naročito pogodnim za primene gde je u namotaje motor potrebno injektovati struju čija promena nije prostoperiodična, kao što je slučaj kod prekidačkih reluktantnih motora. Negativne osobine ovih regulatora su zavisnost komutacione učestanosti od induktivnosti rasipanja motora, što za posledicu ima potrebu za podešavanjem veličine

histerezisa kod svake izmene motora. U slučaju kada su konvertor i motor povezani relativno dugačkim kablom znatne otočne kapacitivnosti, ekvivalentna induktivnost koja opterećuje konvertor je znatno umanjena, učestanost komutacija kod regulatora sa histerezisom može nekontrolisano porasti i dovesti do trajnog oštećenja poluprovodničkih prekidača snage. Ova pojava se može eliminisati time što se, umesto histerezisa, komutaciona učestanost ograniči unošenjem vremenskog kašnjenja u konturu regulacije [209]. Nagy [250] pokazuje da strujni regulator sa histerezisom ima deterministički karakter, ali mu je osetljivost na početne uslove tako velika da pripada klasi haotičnih sistema. Primene saznanja iz oblasti teorije haosa može unekoliko popraviti karakteristike ovog strujnog regulatora i eliminisati negativne osobine spektra izlaznog napona.



Slika 2.6.4.1: *CRPWM* Current Regulated Pulse Width Modulated VSI Trofazni inverter sa lokalnom povratnom spregom po struji i analognim strujnim regulatorom koji primenjuje komparatore sa histerezisom.

Brod [201] i Schonung [214] da se zadovoljavajuće regulacione karakteristike i diskretan spektar mogu dobiti ako se u upravljanju konvertorom koristi širinski modulator čiji je modulacioni signal dobijen na izlazu IP regulatora struje. Izlazni napon praktično ne poseduje nikakve harmonijske komponente u opsegu učestanosti od fundamentalne do komutacione. Holtz [202] pokazuju da se kašnjenja u konturi za regulaciju struje negativno odražavaju na performanse i mogu prouzrokovati pre svega znatnu faznu grešku. Odstupanja u fazi za posledicu imaju pogrešnu prostornu orijentaciju vektora magnetopobudne sile statora i neželjenu spregu kontura fluksa i momenta kod direktnog i indirektnog vektorskog upravljanja. U cilju uklanjanja ovih efekata, Lorenz [208] predlaže da se, na bazi informacija o stanjima i parametrima, izvrši predikcija struje i na taj način kompenzuju efekti kašnjenja. Isti autor [213] pokazuje da se topologija trofaznog konvertora za rezonantnim međukolom može upotrebiti kao aktuator strujnog regulatora, pri čemu se dobijaju performanse uporedive sa slučajem primene *hard-switched* konvencionalnog konvertora. Temple [260] pokazuje da se karakteristike strujno regulisanih pogonskih konvertora (*CRPWM*) mogu poboljšati uvođenjem novih vrsta poluprovodničkih prekidača (mos-kontrolisani tiristor).

Specifičnosti i ograničenja novih prekidača zahtevaju novi pristup realizaciji širinske modulacije i utiču na strukturu regulatora struje. U slučajevima kada ispravno obavljanje komutacije zahteva generisanje unapred određene sekvence upravljačkih impulsa, ograničenje minimalnog vremena vođenja ili odmaranja, analogna implementacija strujnog regulatora i modulatora je skopčana sa poteškoćama, pa je u takvim slučajevima neophodno ove funkcije poveriti digitalnom pogonskom kontroleru. Upravljačka akcija digitalnog strujnog regulatora i njegov odziv su neminovno sporiji u odnosu na analognu realizaciju, ali se on sve češće koristi zbog fleksibilnosti koja kod analognih regulatora nije prisutna.

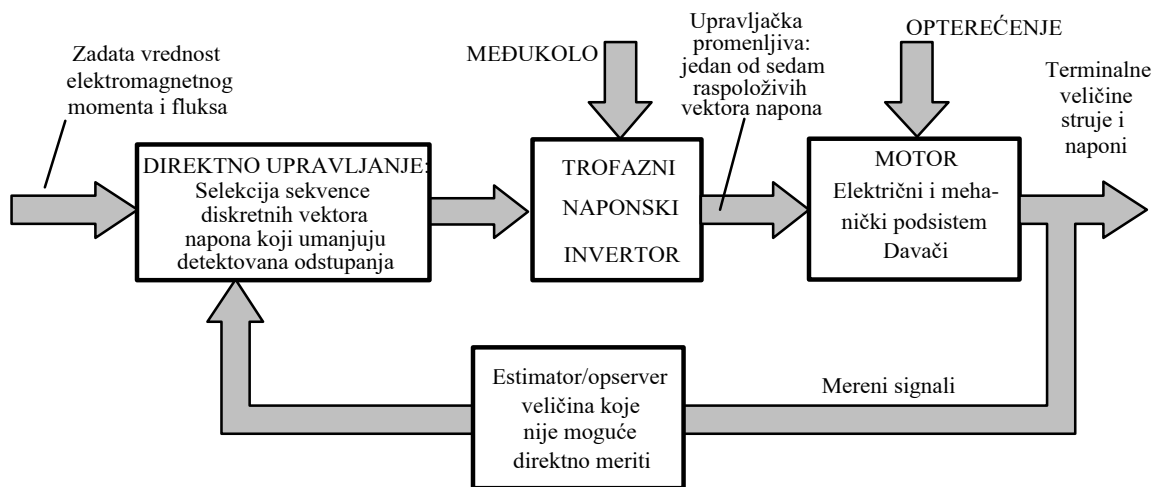
Potreba da se strujni regulator prilagodi motoru delovanjem na otpornike i potencijometare negativna je strana svih analognih regulatora struje. Njihov nedostatak je i taj što zadatak upravljanja obavljaju operišući sa faznim veličinama u statorskom, nepomičnom koordinatnom sistemu. Zadate vrednosti struje su u stacionarnom stanju prostoperiodične pa primena IP regulatora ne može obezbediti da strujna greška u stacionarnom stanju bude nula. Rowan [203] i Schauder [216] predlažu da se zadatak strujne regulacije obavlja u sinhronom d-q koordinatnom sistemu, u kome su kod stacionarnog stanja zadate vrednosti struja i_D i i_Q nepromenljive, pa integralno dejstvo obezbeđuje da u stacionarnom stanju ne bude strujne greške.

Sinhroni strujni regulator podrazumeva digitalnu implementaciju algoritma i rešavanje probleme akvizicije signala povratne sprege, njihove obrtne transformacije u sinhroni koordinatni sistem, kao i docnije inverzne transformacije upravljačkih varijabli iz sinhronog u stacionarni koordinatni sistem. Kašnjenja usled neophodne obrade signala narušavaju kvalitet odziva i moraju biti uzeta u obzir u fazi projektovanja [212]. Konvencionalni IP regulator ne može u potpunosti zadovoljiti novonastale upravljačke zadatke. Ben-Brahim [234] istražuje mogućnosti za primenu *dead-beat* regulacije sa opservatorom i predikcijom struje. Pokazuje se da ovakav pristup nema praktičnu primenu zbog izuzetno velike osetljivosti na varijacije parametara motora: promena u iznosu od 7% može rezultovati nestabilnim odzivom. *Dead-beat* regulacija ne daje pozitivne efekte i zbog toga što je razpoloživi napon na izlaznim priključcima aktuatora - konvertora snage ograničen i ne može dostići vrednosti koje regulator zahteva. Buhl [235] istražuje mogućnosti da se fleksibilnost neuronske mreže iskoristi u realizaciji regulatora umanjene osetljivosti na varijacije parametara motora. Strujni regulator zasnovan na primeni veštačke neuronske mreže (*VNM*) razvijen je u laboratorijama nemačkih vojnih škola (*University of Fedral Forces*). *VNM*-strujni prediktor izračunava očekivane vrednosti struje u naredna četiri koraka. Predikcija omogućuje da se unapred odrede i buduće komutacije prekidača u konvertoru, pa je moguće umanjiti broj komutacija u jedinici vremena. Jednovremeno se postiže i umanjeno odstupanje strujnog vektora od zadate trajektorije, što pokazuje da su performanse regulatora upotrebom *VNM*-prediktora vidno poboljšane. Briz [178] stvara metod kompleksnih vektora i analizira njegove prednosti u analizi i sintezi naprednih struktura digitalnih strujnih regulatora. Metod kompleksnih vektora omogućuje umanjeno neželjeno sprege između regulatora struje u d- i q-osi.

Harnefors [141] primenjuje teoriju unutrašnjeg modela (*IMC Internal Model Control*) u sintezi digitalnih strujnih regulatora i postiže zavidne rezultate u rasprezanju pojava u d- i q-osi u stacionarnom stanju i pri prelaznim procesima. U funkciji prenosa potrebno je uočiti dinamiku koju nije moguće invertovati (kašnjenja, elementi sa neminimalnom fazom, nule u desnoj poluravni) i izdvojiti je od ostatka. Preostali deo funkcije se invertuje i kompenzuje unošenjem polova na visokim učestanostima radi

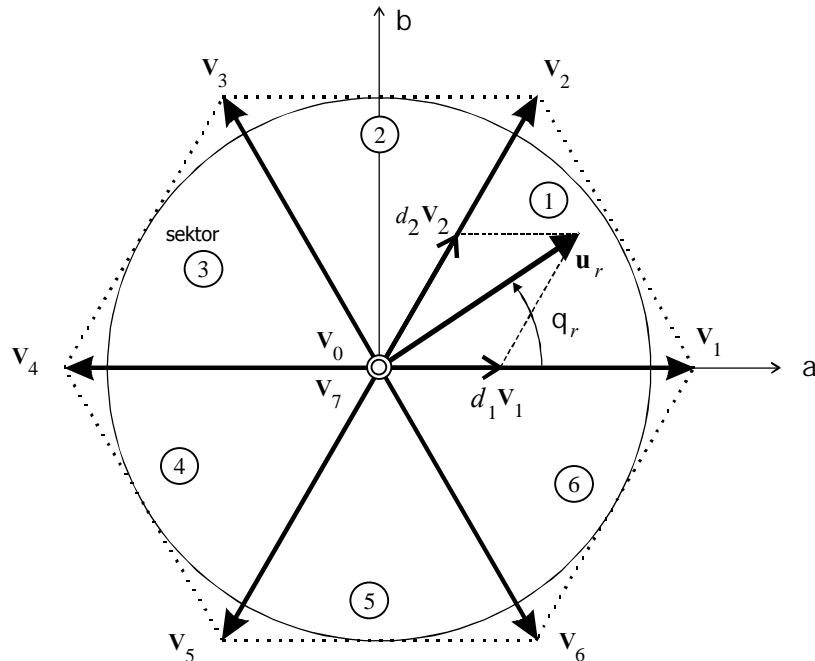
balansiranja reda polinoma u brojiocu i imeniocu. Ovako uređena funkcija se koristi kao redni kompenzator unutar *IMC* strukture. Rešenje pokazuje robusnu sposobnost raspredanja odziva u d- i q-osi, što ostala rešenja u toku prelaznih procesa nisu mogla postići.

Izdvajanje strujnog regulatora u naročitu, unutrašnju konturu regulacije se kod savremenih digitalno upravljanih pogona često izbegava. Hijerarhija unutrašnjih/spoljašnjih kontura regulacije, tipična za kaskadnu realizaciju dovodi do suboptimalnog ponašanja i odziva. Digitalni pogonski kontroler i pogonski konvertor na ponašanje električnog i mehaničkog podsistema mogu delovati isključivo putem varijacije napona na priključcima statora. Upravljačka varijabla – napon statora – može se direktno udrediti tako da zadovoljava zahtev upravljanja i minimizira odstupanje brzine, momenta ili fluksa od željene trajektorije. Zaseban strujni regulator kod ovakvog koncepta upravljanja nije potreban. Potrebno je definisati željeno kretanje sistema, odrediti kriterijumsku funkciju (primer: zbir kvadratnog odstupanja momenta i fluksa od zadatih vrednosti) a potom odrediti upravljanje. Kako upravljačka promenljiva (vektor napon na izlaznim priključcima konvertora) ima mali broj (7) diskretnih vrednosti, potrebno je odabrati jedan od 7 raspoloživih vektora tako da se kriterijumska funkcija svede na minimum u što kraćem vremenu.



Slika 2.6.4.3: Direktno upravljanje momentom (*DTC*) momentni modulator.

Direktno upravljanje momentom (*DTC* *Direct torque control*), prema izveštajima većeg broja istraživača [55, 175, 224] omogućuje da odziv pogona postane znatno bolji od odziva konvencionalnih struktura. Shao [176] pokazuje da direktno upravljanje momentom u odnosu na kaskadnu strukturu sa izdvojenim strujnim regulatorom daje manju valovitost elektromagnetnog momenta, mirniji rad pogona u oblasti malih brzina, jednostavniju kompenzaciju mrtvog vremena i dostizanje nižih brzina bez davača na osovini. Razvoj 'direktnih' pristupa upravljanju pogonom i njihova optimizacija predstavljaju široko polje za dalji istraživački rad.



Slika 2.6.4.4: DTC momentni modulator za svaki komutacioni interval vrši selekciju sekvence naponskih vektora tako da se minimizira kriterijumska funkcija – najčešće kvadratno odstupanje fluksa i momenta od željenih vrednosti. Sekvenca ilustrovana na slici uključuje vektore V_1 (100), V_2 (110) i V_0 (000).

2.6.5. Električni pogoni velike snage i visokih performansi

Električni pogoni velike snage u valjaoničkim stanovima, mlinovima, snažnim pumpama, kompresorima i ostalim primenama gde instalisana snaga prevazilazi nekoliko desetina kilovata predstavljaju primene u kojima servo performanse i brz odziv momenta nisu potrebni, ali se rasprezanjem regulacionih kontura momenta i fluksa mogu postići uštede električne energije, umanjeње udara i oscilacija momenta, mirniji rad i olakšan nadzor stanjima motora i procesa. Vrednost pogona višestruko premašuje cenu upravljačke i merne opreme potrebne za izvršavanje algoritama vektorskog upravljanja, pa se ono primenjuje često i primenjuje. Kvalitet pogona sa asinhronim motorima snage 500 kW u industriji čelika [144] se primenom *FOC* vidno poboljšava uz istovremeno uvećanje pouzdanosti (*MTBF*).

Realizacija vektorskog upravljanja zahteva robusnu estimaciju amplitude i položaja fluksa [137]. Pogoni velike snage retko zahtevaju rad u oblasti malih brzina, pa se najčešće primenjuje direktno vektorsko upravljanje (*DFOC*) [138] koje ne zahteva ugradnju davača na osovinu motora. Osetljivost indirektnog *IFOC* algoritma na varijacije parametara T_r naročito je izražena kod pogona velike snage, gde implementacija ovog algoritma zahteva poznavanje oblika i modelovanje efekata dubokih žlebova [126]. *DFOC* algoritam informacije o fluksu izdvaja iz terminalnih veličina i statorskih jednačina naponskog balansa. Algoritam zahteva poznavanje statorskog otpora R_s . Premda varijacije ovog parametra negativno utiču na karakteristike pogona i ugrožavaju rad u oblasti malih brzina, njegove promene u pogonima velike snage sa *DFOC* upravljanjem nemaju dramatične posledice. Relativna vrednost statorskog otpora

asinhronih motora velike snage je veoma mala ($r_s < 0.002$) pa su i efekti promene ovog parametra od malog uticaja na rad pogona.

Direktno vektorsku upravljanje omogućuje da se promena momenta kod pogona velike snage optimizira tako da se umanje udari, naprezanja i trošenje delova mehaničkog podsistema i tako uveća srednje očekivano vreme između dva sukcesivna kvara (*MTBF*). Moment proizvod i_o komponente struje i fluksa, pa se jedna te ista zadata vrednost može postići pri različitim vredostima fluksa [151,152]. Prisutni stepen slobode omogućuje da se amplituda fluksa podesi tako da gubici snage, koji se imaju pri određenom radnom režimu, budu najmanji mogući [45, 143,145]. Na ovaj način se gubici u pogonu i pretvaraču mogu bitno umanjiti u svim radnim režimima, a naročito u oblasti slabljenja polja [47]. Gubici snage su kod nesinusoidalnog (*PWM*) napajanja uvećani. Valovitost i izobličenja statorske struje i talasnog oblika fluksa prouzrokuju dodatne gubitke u bakru i limovima [132], pa je teško unapred predvideti optimalni nivo fluksa za zadato opterećenje pogona. Pored toga, zasićenje magnetnog kola kao i zavisnost gubitaka od temperature [46] onemogućuju da se optimalni radni režim unapred zada. Može se, međutim, dokazati [92] da je zavisnost gubitaka snage od amplitude fluksa konkavna funkcija sa strogo pozitivnim drugim izvodom, što omogućuje efektanu primenu gradijentnih *on-line* pristupa minimizaciji gubitaka. Kirschen [146] predlaže minimizaciju gubitaka u pogonu pomoću algoritma koji vrši promene magnetizacije struje u relativno malim koracima. Veličina i smer varijacija Δi_d zavise od procene gubitaka, pri čemu se rotorski fluks na promene magnetizacije struje odaziva sa kašnjenjem određenim rotorskom vremenskom konstantom. Ovakav algoritam će amplitudu fluksa rasterećenog pogona umanjiti na minimalnu vrednost. Ako opterećenje u ovakvom stanju naglo poraste, nizak nivo fluksa i konačan strujni kapacitet pogonskog konvertora ograničiće raspoloživi moment. Struju magnetizacije je tada moguće postaviti na vrednost jednaku ili veću od nominalne, ali će se fluks uvećavati relativno sporo, pa su neizbežni propadi - velika negativna odstupanja brzine od zadate vrednosti. Veličina propada brzine se u pomenutom slučaju može umanjiti optimizacijom dinamičke raspodele struje na magnetizacionu (i_d) i aktivnu (i_q) komponentu [92].

Kod električnih pogona sa asinhronim motorom i unapred poznatim periodičnim promenama zadate vrednosti brzine moguće je predvideti promenu elektromagnetnog momenta u toku ciklusa. Amplituda rotorskog fluksa se može (u određenim granicama) slobodno birati i menjati u toku ciklusa. Izborom amplitude fluksa uslovljena je aktivna komponenta struje: $i_q = M_{em}/Y_R$. Promena (trajektorija) fluksa u toku radnog ciklusa mašine [148 147] se može odrediti tako da gubici snage u motoru i konvertoru budu, za zadati ciklus, najmanji mogući.

Primena direktnog vektorskog upravljanja u pogonima velikih snaga ne omogućuje pouzdan rad pri veoma malim brzinama (manjim od 1-2 % nazivne). Ukoliko se ovakav rad ipak zahteva, neophodno je primeniti algoritme za kompenzaciju mrtvog vremena u konvertoru snage, *on-line* estimaciju statorskog otpora, ili modifikovati strukturu *DFOC* kontrolera radi postizanja robusnosti u oblasti malih brzina. Ragnar [142] predlaže efektanu modifikaciju *DFOC* algoritma (*NFO* *Natural Field Orientation*) koji brzinu referentnog d-q koordinatnog sistema određuje na osnovu procenjene elektromotorne sile. *NFO* algoritam omogućuje upravljanje momentom asinhronog motora bez senzora na osovini čak i pri brzini obrtanja jednakoj nuli. Problem parametarske osetljivosti nije rešen jer rad *NFO* algoritma i dalje zahteva poznavanje parametara statorskog kola. Chouiter [136] pokazuje da primena H_∞ optimizacije kod

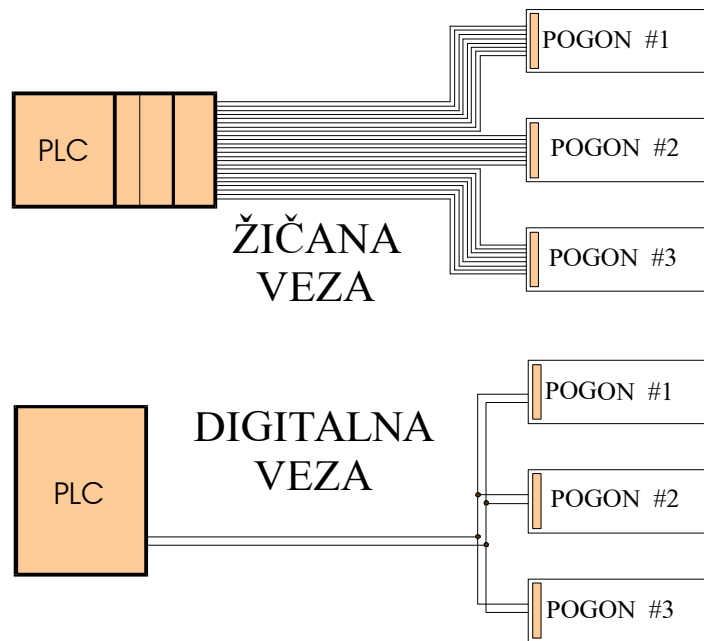
vektorskog upravljanja uz elemente genetičkih algoritama u pojedinim režimima bitno uvećava robusnost u oblasti malih brzina obrtanja. Marvali [133] analizira mogućnost primene adaptivnog upravljanja sa referentnim modelom kod vektorskog upravljanja asinhronim motorima velikih snaga. Upoređenjem dva različita pristupa (*MRAS* zasnovan na proceni rotorskog fluksa i pristup koji se oslanja na određivanje elektromotorne sile) Marvali uočava da nijedno rešenje ne zadovoljava zahteve u svim radnim režimima pogona, već je neophodno konkurentno izvršavanje oba algoritma uz selekciju upravljačkih varijabli u zavisnosti od radnog režima. Ovakav pristup, uz vršenje unakrsnu adaptaciju, omogućuje robusnost vektorski upravljanih pogona sa asinhronim motorom i u oblasti veoma malih brzina.

Kod pogona visokih performansi čija je snaga veoma velika (preko 500 kW) izbegava se upotreba asinhronih motora zbog relativno velike reaktivne snage. U oblasti velikih snaga primenu često nalaze sinhroni motori sa namotanim rotorom. Topologije pogonskih konvertora variraju od tiristorskih strujnih invertora do ciklokonvertora, koji se primenjuju u sporohodnim električnim pogonima na ledolomcima i velikim mlinovima. Upravljanje sinhronim motorima velike snage realizuje se kao vektorsko upravljanje. Upravljačka struktura je veoma slična vektorskom kontroleru momenta i fluksa asinhronog motora, s tim što u slučaju sinhronne mašine sa namotanim rotorom funkciju d-komponente statorske struje preuzima pobudna struja rotorskog elektromagneta.

2.7. Problemi povezivanja električnih pogona i procesnih računara

Komunikacija se u proizvodnim pogonima pre 30-40 godina vršila tako što su se ljudi – operatori kretali od jedne proizvodne mašine do druge, nadzirući faze rada i vršeći korektivne akcije delovanjem na prekidače i tastere. Podešavanja i popravke uređaja za automatizaciju zahtevali su uglavnom precizne mehaničare, a u mnogo manjoj meri elektrotehničare. Pozitivne strane tadašnjih uređaja su brzo uočavanje i lako razumevanje svih merno upravljačkih sklopova. Nedostatak potrebne fleksibilnosti zahtevao je se satni mehanizmi i releji zamene programabilnim elektronskim sklopovima.

Pojava PLC i SCADA uređaja i sistema (*Programmable Logic Controller, Supervisory Control And Data Acquisition*) omogućuje znatno uvećanje fleksibilnosti i pouzdanosti kod upravljanja proizvodnim procesima. PLC je žičanim vezama spregnut sa ventilima, kontaktorima i davačima, pri čemu povezivanje sa svakom pojedinačnom napravom zahteva najmanje dva zasebna provodnika.



Slika 2.7.1: Primer povezivanja PLC jedinice sa električnim pogonima pomoću žičanih veza i digitalnog komunikacionog kanala.

U toku modernizacije proizvodnih procesa uvode se frekvencijski regulisani pogoni sa mogućnošću kontinualne varijacije brzine obrtanja, izmene smera i dinamičkog kočenja. Pojavljuje se potreba za parametrizacijom, naprednom signalizacijom i nadzorom. Digitalno upravljani električni pogoni postaju najkompleksnije naprave u okviru proizvodnog procesa. Kod davača i aktuatora se pojavljuju elementi lokalne inteligencije, pa se javlja i potreba za naprednim rešenjima komunikacije između jedinica i sa centralnim računarom. Upravljanje kretanjem pomoću digitalno kontrolisanih servo pogona i uvođenje CNC jedinica u proizvodne procese uvećava broj različitih uređaja koje treba komunikacionim kanalima povezati u funkcionalnu celinu. U savremenim proizvodnim mašinama se susreću industrijski PC računari, *VMA-bus* merno upravljački moduli, enkoderi, pozicioneri, kontaktori, ventili, roboti, displeji, tastature itd. Veza centralnog računara, aktuatora i davača poprima formu mreže i zahteva veliku brzinu i pouzdanost prenosa podataka. Povezivanje elemenata sistema neophodno je zbog automatizovanog podešavanja, puštanja u rada, izmene parametara u toku rada itd.

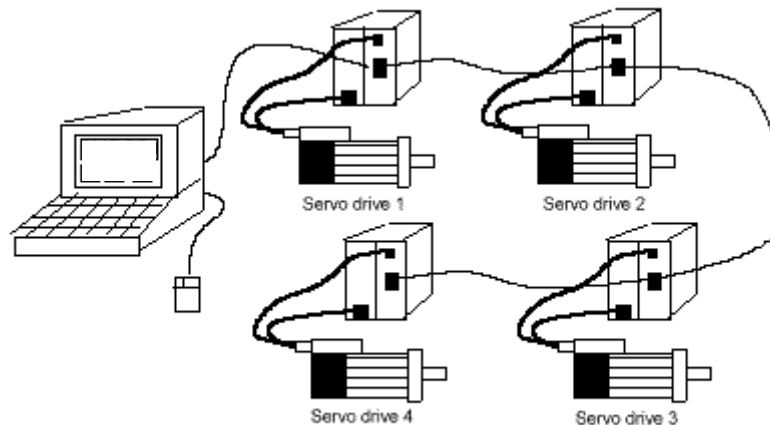
Konvencionalne topologije sistema za upravljanje kretanjem kod alatnih mašina i u robotici uključuju nekoliko servopojačavačkih modula i CNC uređaj za upravljanje i koordinaciju. Regulacija brzine i momenta ostvarena je u okviru servopojačavača, dok se generisanje trajektorija i regulacija položaja vrši u okviru CNC-a. Komunikaciju CNC-servopojačavač uključuje cikličnu razmenu zadatih vrednosti brzine, podataka o položaju osovine motora, komande i informacije o statusu (kvarovima).

U okviru postojećih rešenja CNC saopštava zadatu vrednost brzine u obliku standardnog +/- 10V analognog signala, čija maksimalna vrednost (10V) odgovara najvećoj radnoj brzini servo motora. A/D konvertor rezolucije 12-14 b u okviru servopojačavačkog modula pretvara zadatu vrednost u digitalnu reč, pogodnu za dalju obradu u pogonskom kontroleru. Podatak o položaju osovine neophodno je saopštiti CNC

uređaju radi uspostavljanja povratne sprege i određivanja greške praćenja. Povratna sprega po položaju se može uspostaviti ugradnjom dodatnog enkodera u svaku osu, ali se često obezbeđuje i tako što servopojačavač generiše povorku impulsa RS485 formata – ‘simulirani enkoder’ [4],[88]. CNC emituje komande i prihvata izveštaj servopojačavača o njihovom statusu u obliku standardizovanih logičkih signala naponskog nivoa 24V.

Postojeća komunikacija zahteva veliki broj provodnika koji povezuju module i CNC, brze A/D i D/A konvertore, i složene brojačke sisteme za akumulaciju pozicionih inkremenata. Problemi kvantizacije, ofseta, šuma i kašnjenja suštinski ograničavaju performanse u kontroli kretanja. Kako su pozicioni i brzinski kontroler razdvojeni, performanse zavise i od periode ciklične razmene informacija. Retki su sistemi sa ciklusima kraćim od 1ms. Kako brzine kretanja alata dostižu 2m/s, i kod najkraćih ciklusa kašnjenje u prenosu zadate vrednosti brzine može rezultovati greškom praćenja od 2mm. Da bi se greške umanjile, upravljački program servopojačavača se obogaćuje modulima za unutrašnju interpolaciju i predikciju zadate vrednosti, dok CNC paralelno sa zadatom brzinom često emituje i signale *feed-forward* kompenzacije.

Napredne strukture upravljača kretanjem podrazumevaju da se u okviru servopojačavača obave funkcije kontrole momenta, brzine, položaja i fine (unutrašnje) interpolacije zadate vrednosti položaja, dok se u CNC-u obavlja generisanje trajektorije, koordinacija kretanja više osa kao i sve ostale funkcije velike složenosti i malog prioriteta. Primena ovog naprednog koncepta zahteva digitalnu komunikaciju između modula i CNC-a. Ciklična razmena podataka može uključivati zadatu vrednost položaja (4 bajta), povratnu spregu po položaju (4 bajta), kontrolne informacije i komande (2 bajta), informacije o statusu(2 bajta), elemente dijagnostike (2 bajta) i 2-4 bajta namenjena parametrizaciji.



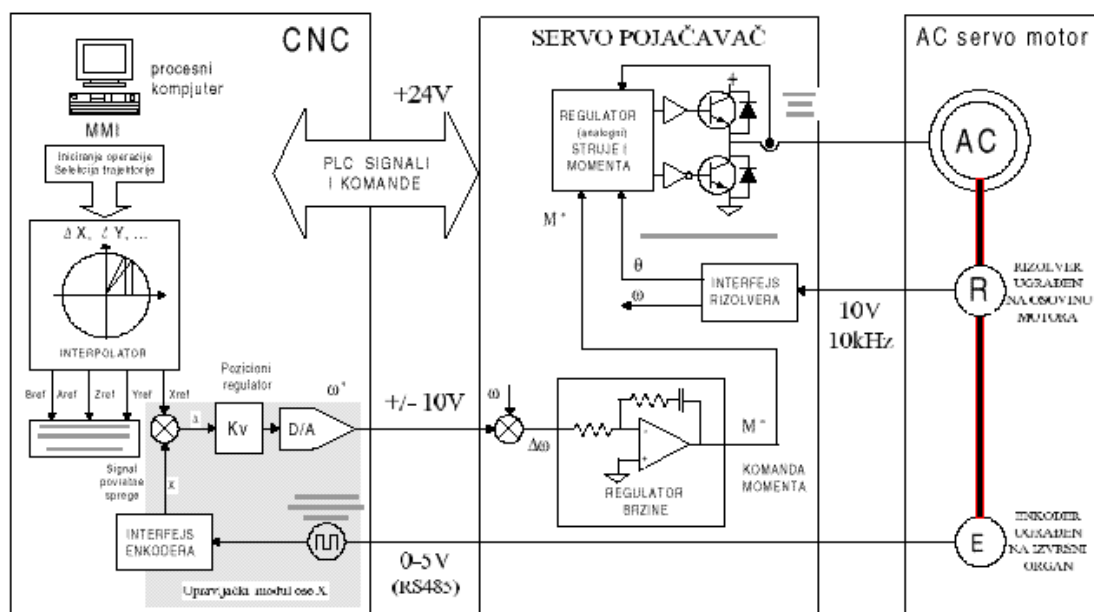
Slika 2.7.2: Četvoroosni servo sistem sa digitalnom komunikacijom između računara i servo pojačavača: jedinstvene sabirnice umanjuju broj veza.

Digitalna komunikacija CNC-moduli servopojačavača zahteva otvorenu arhitekturu i standardizovane postupke razmene informacija. Potrebno je postići da CNC i servo-moduli različitih proizvođača budu među sobom kompatibilni, kako bi se komunikacija mogla ostvariti bez dodatnih zahvata. Standardizacija treba da obezbedi

mogućnost da instalaciju modula, integraciju sistema i eventualnu zamenu u toku rada mogu obaviti radnici koji nisu naročito obučavani (proizvodnja u zemljama trećeg sveta). Ne manje važna je i mogućnost da se elementi sistema dobavljaju od različitih proizvođača. Od digitalnog komunikacionog sistema se očekuje da obezbedi jednostavan servis, dijagnostiku i održavanje. Poruke i postupci trebaju da budu hijerarhijski organizovani po kompleksnosti i prioritetu, potrebno je odvojiti razmenu kompleksnih informacija male hitnosti od prenosa jednostavnih, kratkih poruka velikog prioriteta. Postupci trebaju da budu unificirani za sve vrste uređaja (aktuatore, senzore, CNC) i sve vrste proizvodnih mašina, kako bi se postigla što veća međusobna zamenjivost modula i sklopova. Robusna i na šum otporna komunikacija treba da obezbedi redundantnost, sposobnost oporavka i nastavka rada nakon greške i prihvatljive troškove instalacije i eksploatacije.

Potrebna brzina prenosa informacija kroz kanal za digitalnu komunikaciju između uređaja industrijske automatizacije može se proceniti na osnovu analize stanja koje postoji u konvencionalnim rešenjima sa analognim (+/-10V) i logičkom (0-24V) prenosom podataka.

SISTEM ZA UPRAVLJANJE KRETANJEM SA ANALOGNOM +/-10V VEZOM

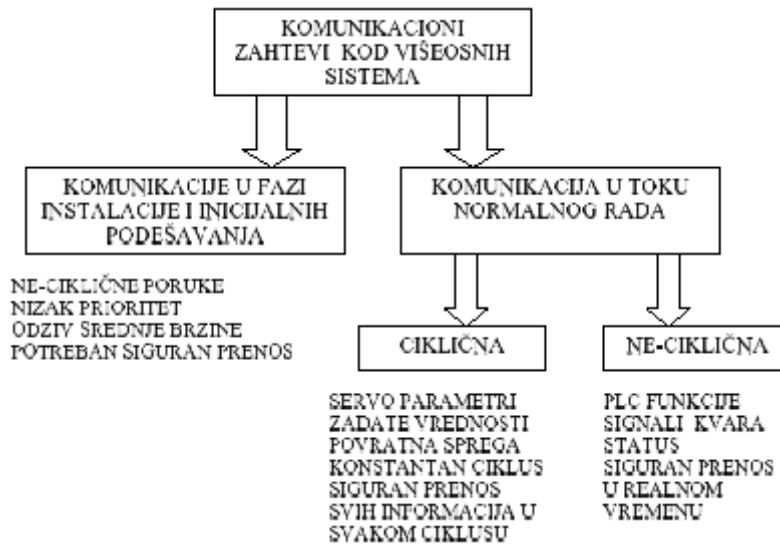


Slika 2.7.3: Konvencionalni način povezivanja servopojačavača sa centralnim računarom.

Potrebno je povezati od 10 do 100 komunikacionih čvorova koji su najčešće locirani na rastojanjima manjim od 100m. Neohodno je obezbediti ciklus razmene informacija i vremena odziva ispod 1 ms. Ako se 14-bitna A/D konverzija analognih (+/-10V) referentnih vrednosti obavlja svake milisekunde, tada je možemo ekvivalentirati prenosom približno 1.7-2 kBytes/s, pa se izračunavanjem dolazi do zaključka da zbirna brzina prenosa mora biti bolja od 1Mbaud. Tehnologija potrebna za realizaciju digitalne komunikacije pomenutih brzina već godinama postoji, ali još uvek ne postoji opšte

usvojeni standard već svaki proizvođač CNC uređaja i servopojačavačkih modula poseduje specifičan hardver i protokol.

U najvećem broju slučajeva komunikacija između uređaja industrijske automatizacije obavlja se serijski. Veliki broj provodnika isključuje mogućnost paralelnog povezivanja komunikacionih čvorova. Konvencionalne serijske veze (RS232, RS485, RS422) ne nalaze primenu zbog i) nedostatka galvanske izolovanosti i male otpornosti na šum, ii) problema u povezivanju više komunikacionih čvorova paralelno na istu liniju, iii) neusaglašenih protokola za razmenu informacije, i iv) nedovoljne brzine prenosa.



Slika 2.7.4: Komunikacioni zahtevi kod višeosnih pogona.

Digitalna razmena informacija između elemenata računarskih sistema omogućuje postizanje velikih brzina prenosa. VME (*Versa Module Eurocard*) i AT-Bus ograničeni su na veoma mala rastojanja i ne mogu se koristiti za povezivanje prostorno odvojenih modula. Jednostavnost i niska cena *Ethernet* i *Cheapernet* veza (povezivanje učesnika BNC kablom) kao i relativno velike brzine prenosa čine ih atraktivnim za primene u industriji. Na sadašnjem nivou njihovi protokoli ne omogućuju garantovano vreme odziva, pa se ne mogu upotrebiti za upravljanje u realnom vremenu.

Pokušaj standardizacije u polju industrijskih komunikacija načinila je komisija na evropskom nivou – IEC65/SP50. IEC protokol je definisan kao serijska veza više komunikacionih čvorova. Prenos se obavlja optičkim kablom ili paricama koje prenose signala RS485 formata. Predviđena je automatska (hardverska) korekcija grešaka u prenosu, očekivano vreme odziva je 1 ms, brzina prenosa do 1 Mbit/s uz optički prenos na daljine do 1.2 km. IEC protokol je koncipiran tako da omogućuje prenos zadatih vrednosti, signala povratne sprege, komandi, statusa, kao i da omogućuje vršenje funkcija nadzora i zaštite. Predviđa je i prenošenje programa (koda) perifernim modulima od strane centralnog, kao i upisivanje (*download*) primljenog programa u radnu memoriju digitalnog kontrolera perifernog modula i njegovo izvršavanje. Relativno skromne performanse IEC protokola predupredile su njegovu širu primenu, tako da danas postoji i koristi se čitav niz različitih, međusobno nekompatibilnih protokola (Servos, Profibus DP, Canbus, InterbusS, Sinec L2 DP, MACRO itd.).

Standardizacija pretpostavlja usklađivanje karakteristika protokola u sedam nivoa: i) način mehaničkog i električnog povezivanja komunikacionih čvorova; ii) hardversko rešenje prenosa elementarnih poruka; iii) nivo povezivanja u mrežu, usmeravanje, segmentacija i re-asmbliranje blokova podataka; iv) upravljanje prenosom podataka iz jednog čvora u drugi (zahtev, prihvatanje, potvrda); v) nivo sesije – organizacija i sinhronizacija prenosa blokova podataka između čvorova; vi) sintaksa, komande *connect*, *disconnect*, i programski moduli za povezivanje komunikacije za korisničkom aplikacijim i vii) nivo korisničkih aplikacija. Čak i za protokole koji se smatraju relativno dobro definisanim postignuto je usklađivanje uglavnom na nivou 1, 2 i 7, pa je međusobna zamenjivost CNC uređaja, servo modula i drugih uređaja industrijske automatizacije još uvek neostvariva. Korisnici su i dalje upućeni da celokupan sistem dobavljaju od jednog proizvođača, što znatno otežava održavanje, umanjuje fleksibilnost sistema a proizvođače stavlja u monopolski položaj.

Primer relativno uspešnog nacionalnog standarda digitalne industrijske komunikacije je Sercos (*Serial Real time Communication System*) koji je koncipiran od strane VDW udruženja nemačkih proizvođača alatnih mašina i namenjen pre svega povezivanju CNC-a sa digitalno upravljanim električnim servo pogonima. Prenos se obavlja pomoću plastičnog optičkog kabla. Koriste se talasne dužine od 640 do 675 nm i emisione snage od 20 do 90 μ W, čime se obezbeđuju brzine prenosa do 2 Mbaud-a. Sprega (konektori) se realizuje prema IEC 874-2 standardu. Sercos je koncipiran kao prsten, kako bi se izbegli T-spojevi optičkih kablova i disperzija svetlosti na ovakvim spojevima. Više Sercos prstenova može biti zvezdasto povezano, čime se integrišu svi procesi u okviru jedne fabrike. Svaki komunikacioni čvor u prstenu poseduje prijemnik i predajnik. Prijemnik sadrži naročito GAL kolo čiji je zadatak da iz ulaznog signala izdvoji sinhronizacione impulse (*clock*). Predajnik može re-emitovati poruku koju je primio ili emitovati svoju sopstvenu poruku.

Sercos je baziran na *master-slave* pristupu. Ciklus komunikacije je nepromenljiv. Prenos započinje sinhronizacionim telegramom *master*-a, potom sledi prenos podataka iz adresiranih *slave*-čvorova, a zatim prenos poruka *master*-čvora preostalim čvorovima. Trajanje ciklusa se ne menja u toku komunikacija. Moguće je odabrati cikluse trajanja od 64 μ s do 65 ms. U okviru telegrama prenose se zadate vrednosti brzine i položaja, signali povratne sprege, parametri, izvršni kod procedura, statusne poruke i signali greške. Svaki blok podataka poseduje karakterističan broj (ID). Sercos predviđa ukupno 2¹⁶ različitih ID brojeva.

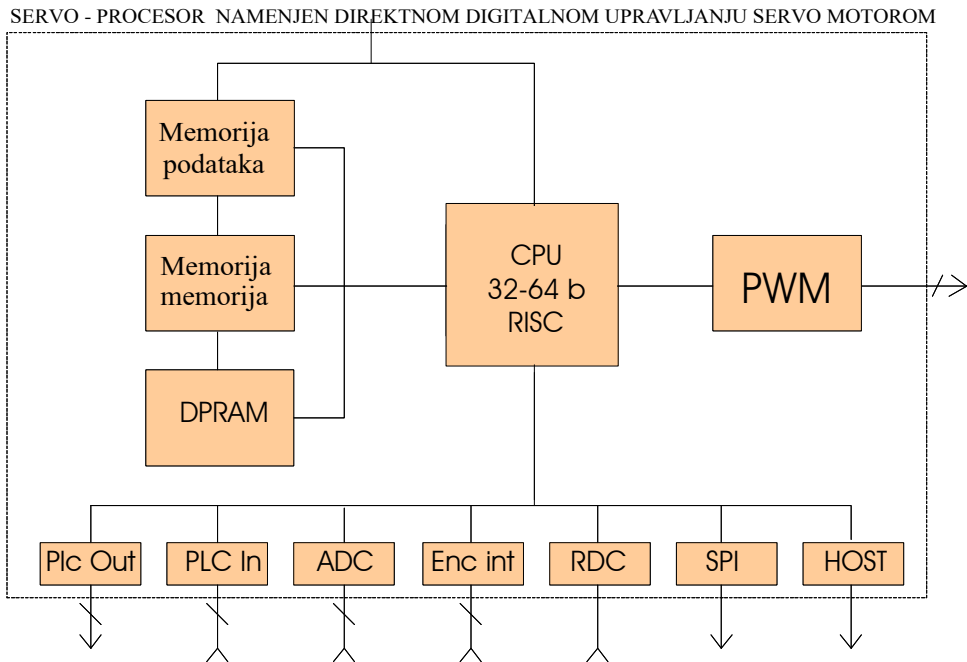
Premda Sercos obezbeđuje izuzetno pouzdan i brz prenos i jednostavnu instalaciju, odsustvo njegove šire primene prouzrokovano je relativno visokom cenom kao i nastojanjem VDW grupe da razvijenu tehnologiju zadrže u okviru Nemačke. Situacija se unekoliko promenila pojavom Sercon 410A integrisanog kola koje implementira Sercos protokol. Kolo poseduje sve potrebne mehanizme za realizaciju protokola, *dual-port ram* veličine 1024x16 i *DMA* mehanizam i neohodne brojačke sisteme, čime se znatno olakšava njegovo povezivanje sa digitalnim pogonskim kontrolerom i Sercos prstenom. Sercon 410A je razvijen od strane *IAM Group Braunschweig*, dok ga proizvodi *SGS* koji je lociran u Italiji. Eventualno usvajanje Sercos komunikacije će biti uslovljeno otklanjanjem postojećih nedostataka, a pre svega umanjeanjem troškova njegove ugradnje i instalacije.

Znatno ekonomičniji od Sercos interfejsa je Interbus-S, čija je brzina prenosa manja (500 kBits/s) ali mu je efikasnost znatno veća. Interbus-S je naročito pogodan za povezivanje senzora i aktuatora. Umesto telegrama i različitih poruka, prenos podataka se

obavlja na uprošćen način, “*all in one message*”. Ne postoje uvodni i protokolarni delovi kao što je broj poruke (ID), adresa, komandno polje i slično, pa se ostvaruju znatne uštede u vremenu. Efikasnost (odnos ‘korisnih’ podataka i ukupno prenetih) dostiže 60%, dok se kod ostalih protokola ona kreće u opsegu od 4 do 25%. Kao i Sercos, Interbus-S je prstenaste strukture sa *master-slave* organizacijom. *Master* čvor poseduje mogućnost za sprezanje sa nadređenim računarom ili nadređenom mrežom. Moguće je povezati do 64 komunikaciona čvora na rastojanjima do 400m. Podaci se prenose signalima RS485 formata, brzinom do 0.5 Mbits/s. Pored Sercos i Interbus-S interfejsa, vredi pomenuti *EasyBus*, razvijen od strane Švajcarskog proizvođača *Socapel*, koji obezbeđuje povezivanje do 254 komunikaciona čvora i poseduje brzinu prenosa od 2.5 Mbit/s. U fazi razvoja je *MACRO*, intefejs za komunikaciju između CNC-a i servopojačavača u višeosnim sistemima sa veoma velikim brojem servo motora. Razvoj ovog intefejsa organizuju veliki svetski proizvođači opreme za upravljanje kretanjem (*US-Delta Tau Systems, Baldor-Electric, Kollmorgen Motion Technologies, Western Servo Design*). *MACRO* će biti konfigurisan kao prsten i obezbediće brzinu prenosa od 100 Mbits/s.

Digitalna veza između centralnog računara, motora i senzora sve više poprima strukturu mreže. *Teknic Inc.* [261] predlaže primenu *TR* protokola za povezivanje servopojačavača sa CNC i PLC uređajuma, sličnog postupcima komunikacije u računarskoj mreži. Poruke i komande omogućuju automatizovano određivanje vrste motora i senzora, merenje relativnog položaja senzora u odnosu na motor (*autophasing*), digitalnu kompenzaciju ofseta strujne petlje, određivanje strukture i parametara servo regulatora kao i identifikaciju mehaničkog podsistema (Huy, [183]). Brza izmena podataka omogućuje da se realizuje *PC-scope* funkcija: prikazivanje vremenske promene stanja pogona na ekranu industrijskog PC računara, koji se koristi u fazi instalacije pogona. Ova funkcionalnost olakšava podešavanje odziva strujne i servo konture regulacije i pruža korisniku direktan uvid u ponašanje sistema u realnom vremenu. Dalji razvoj *TR* protokola predviđa povezivanje pogona i CNC računara na *Internet* mrežu, čime bi se olakšalo servisiranje i naknadno podešavanje udaljenih jedinica i izbegla potreba da stručno osoblje putuje do udaljenih lokacija.

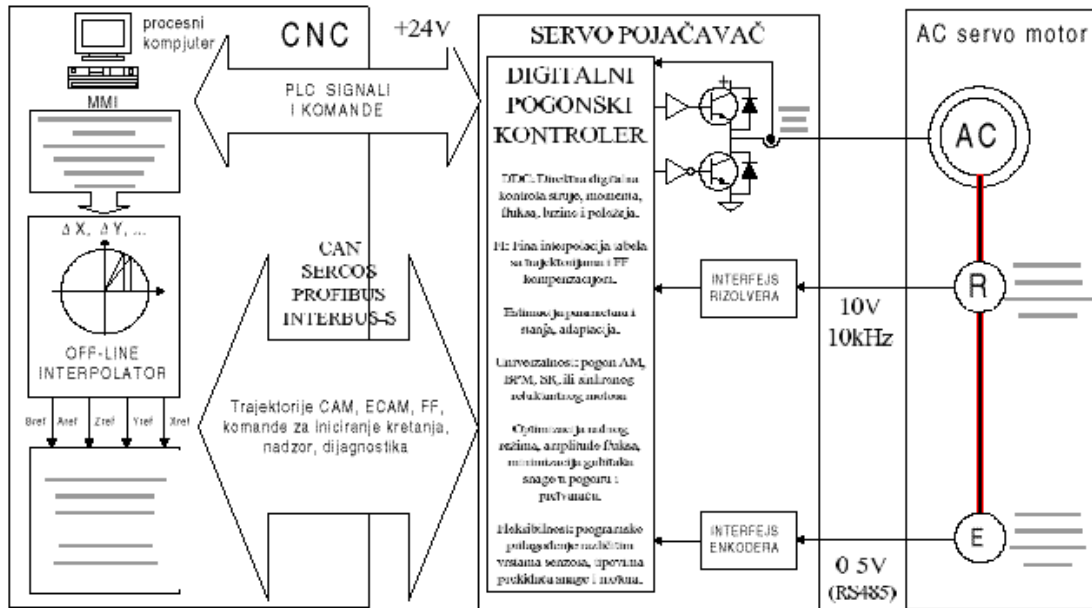
Za potrebe unošenja parametara, strukture pogonskog regulatora, zadatih vrednosti i trajektorija predviđa se izrada korisničkih programa kao što je *GAD* (*Graphical Application Designer*) i *GMSD* (*Graphical Motion Software Development*), koji omogućuju da osoblje niske kvalifikacije obavlja programiranje u slobodnoj formi i definiše funkciju, strukturu i parametre pogona putem unošenja i povezivanja ikona. Modularno organizovan upravljački program unutar digitalnog pogonskog kontrolera u sklopu sa PC korisničkim programom omogućuje da se pogon konfigurise za rad sa asinhronim, sinhronim, reluktantnim ili DC motorom, selekciju vrste i tipa osovinskog davača, kao i izbor algoritama upravljanja na skali od U/f regulacije do *UFOC* strukture sa digitalnim regulatorom struje. *TR* protokol predviđa podršku ne-standardnih načina komunikacije na bazi kartica za proširenje i dodatnih programskih modula. U slučajevima kada složenost upravljačkog zadatka prevazilazi mogućnosti digitalnog kontrolera koji se u pogon standardno (serijski) ugrađuje, *TR* pristup predviđa ugradnju modula za proširenje baziranog na 32-b *RISC* mikrokontroleru i primenu naročitog *Motion Control Basic* programskog jezika pogodnog za opis zadataka i algoritama upravljanja kretanjem.



Slika 2.7.5: Servoprosesor podesan za izvršavanje *Motion Control Basic* programa.

Digitalna veza električnih servo pogona i centralnog računara (industrijskog PC računara) će u budućnosti imati naročito važnu ulogu u fazi instalacije i inicijalnih podešavanja sistema. Savremeni algoritmi za identifikaciju reda i parametara mehaničkog podsistema, za određivanje rezonantnih učestanosti strukture, mrtvog hoda i utvrđivanje modela trenja zahtevaju numeričku snagu i memorijski prostor koji prevazilaze resurse digitalnog pogonskog kontrolera. Operacije identifikacije strukture i inicijalnog podešavanja obavljaju se uz pomoć računara visokih performansi koji obavlja *self-commissioning* funkcije u sprezi sa pogonom. Digitalna veza obezbeđuje brzu razmenu test vektora (*stimulus*) i odziva između dva komunikaciona čvora u realnom vremenu, čime se obezbeđuje da se servo sistem podesi optimalno u relativno kratkom vremenu. Razvoj hardverskih resursa za ovakvu vrstu komunikacije može ubuduće biti odvojen od razvoja komunikacionih kanala koji se koriste u normalnom pogonskom stanju.

SAVREMENA KONFIGURACIJA SISTEMA ZA UPRAVLJANJE KRETANJEM



Slika 2.7.6: Decentralizovan sistem za upravljanje kretanjem: Razmena podataka između servopojačavača i centralnog računara ostvaruje se digitalnim komunikacionim kanalom.

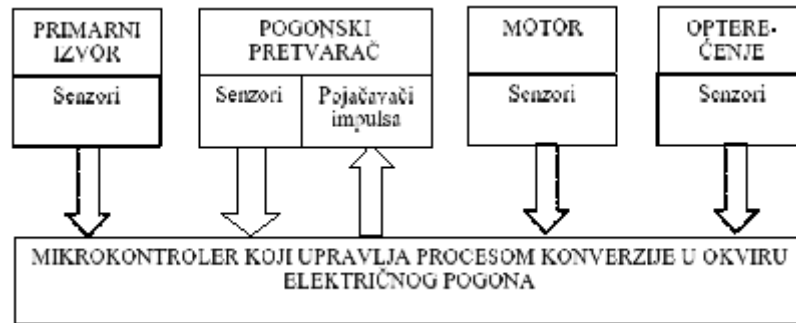
Sve funkcije upravljanja i vremenski kritični zadaci izvršavaju se u okviru servoprocera konkretnog pogona, dok centralni računar vrši nadzor i sinhronizaciju višeosnog sistema.

2.8. Digitalni kontroleri namenjeni upravljanju električnim pogonima

Protekla dekada obeležena je razvojem digitalnih signalnih procesora i mikrokontrolera namenjenih rešavanju složenih problema upravljanja, prikupljanja, i obrade signala. Digitalni procesori čiji MOS tranzistori imaju kanal dužine $L < 300$ nm sposobni za rad na učestanostima preko 200 MHz i obavljanje 1.6×10^9 operacija u sekundi [23]. Digitalna tehnika i digitalna realizacija danas višestruko prevazilazi oblast računara. Merni instrumenti, audio i komunikacioni uređaji, sigurnosni sistemi, sistemi za upravljanje, nadzor i signalizaciju pa čak i pojedini kućanski aparati poseduju mikrokontroler ili signalni procesor koji kroz hardverske i programske resurse emulira funkcije koje su ranije tradicionalno ostvarivane analognim elektronskim kolima. Numerički zahtevni algoritmi upravljanja električnim pogonima, kao što su algoritmi vektorskog upravljanja i pristupi estimaciji bazirani na analizi spektra zahtevaju primenu procesora visokih performansi u okviru digitalno upravljanih pogona [22].

Korišćenjem digitalnog pogonskog kontrolera mogu se ostvariti i funkcije koje nije moguće implementirati upotrebom kola analogne elektronike. Digitalnom implementacijom obrtnih transformacija u okviru vektorskog kontrolera omogućeno je raspregnuto upravljanje momentom i fluksom mašina za naizmeničnu struju kao i dostizanje dinamičkog odziva koji po kvalitetu prevazilazi odziv elektromotornih pogona sa motorima jednosmerne struje. Razvoj digitalnih signalnih procesora i trend integracije perifernih uređaja i procesora obezbeđuje objedinjavanje funkcija regulacije momenta,

brzine i pozicije u jedinstvenom kontroleru [153], čime se prevazilaze problemi šuma i smetnji tipični za distribuirane strukture sa odvojenim CNC, PLC jedinicama i zasebnim servo pojačavačima. Integracija mernih i upravljačkih funkcija uz stalno uvećanje brzine izračunavanja inicirala je nastanak novih pristupa u rešavanju problema upravljanja elektromotornim pogonima i konvertorima snage [154]. U ovom poglavlju izloženo je stanje savremenih digitalnih pogonskih kontrolera, problemi digitalne implementacije zakona upravljanja, kao i trendovi daljeg razvoja.



Slika 2.8.1: Funkcije digitalnog pogonskog kontrolera.

Kompaktna realizacija digitalnog pogonskog kontrolera zahteva da periferni uređaji potrebni za obavljanje funkcija merenja i upravljanja u pogonu budu integrisani sa digitalnim mikroračunarom čiji memorijski prostor i sposobnost izračunavanja omogućuju implementaciju relevantnih algoritama upravljanja. Zahtevi se mogu svrstati u pet grupa:

i) Analogno-digitalni interfejs: Potrebno je raspolagati A/D konvertorom sa čiji multiplexer treba da ima 6-8 ulaza opremljenih zasebnim S/H kolima i mogućnošću za jednovremeno uzimanje odbiraka ulaznih signala. Potrebna je rezolucije 12+1 b i brzina rada od 200 kS/s. D/A konvertori kod DDC sistema nisu neophodni i mogu se koristiti za nadzor.

ii) Brojački sistem: (*HSO/HSI high speed input and output, EPA event processor array, CC capture compare*) Implementacija digitalnog širinskog (*PWM*) modulatora zahteva programabilni brojački sistem koji generiše 3-6 povorki impulsa varijabilne širine, učestanosti i relativnog položaja. Rezolucija brojačkog sistema treba da bude bolja od 100 ns. Merenje položaja i brzine na osnovu signala sa inkrementalnog enkodera zahteva zbrajanje enkoderskih impulsa i merenje njihove širine, pa se od fleksibilnog brojačkog sistema traži da omogući prihvatanje i obradu impulsnih signala na 4-6 ulaza. Pored pomenutih zadataka, brojački sistem treba da bude sposoban da inicira i samostalno (bez učešća procesora) obavi transakcije kao što je iniciranje A/D konverzije, pohranjivanje rezultata konverzije u unutrašnju memoriju, prihvatanje i odaslanje poruka serijskom vezom, *DMA*, neke ulazno/izlazne funkcije i itd.

iii) Centralna jedinica digitalnog mikrokontrolera treba da omogući obavljanje operacija sa 32-bitnim brojevima brzinom od 20-40 e6 instrukcija u sekundi. Unutrašnja memorija treba da poseduje oko 32-64 hiljade 16-b lokacija za smeštaj programa i od 5 do 10 hiljada 16-b lokacija za smeštaj podataka.

iv) Digitalni mikrokontroler treba da poseduje serijski komunikacioni kanal za povezivanje sa drugim računarima i uređajima, sposoban za dostizanje brzine prenosa veće od 1 Mbit/s.

v) Tehnologija izrade i kućište mikrokontrolera treba da obezbedi njegov pouzdan rad u uslovima jakih elektromagnetnih smetnji (šum, dV/dt) koje emituje pogonski konvertor.

Navedene zahteve je '70-tih i '80-tih godina bilo teško zadovoljiti, pa su digitalno upravljani pogoni bili skupi i retko su se primenjivali. Zahvaljujući razvoju tehnologije za izradu memorija i njenoj docnijoj primeni u linijama za izradu mikroprocesora, cene ovih integrisanih kola vidno opadaju. Prema analizama preduzeća *Dataquest* i *Motorola*, umanjeње cene je znatno uvećalo obim proizvodnje 8-bitnih i 16-bitnih kontrolera:

TABELA 2.8-I: Trend u proizvodnji 4, 8, 16, i 32-b mikrokontrolera

ukupan godišnji obim proizvodnje mikrokontrolera	1988.	1994.
4-bitni	\$1e9	\$1e9
8-bitni	\$1.7e9	\$2.7e9
16-bitni	\$150e6	\$200e6
32-bitni	-	\$400e6

Monolitni kontroleri bez eksternih sabirnica i sa minimumom eksternih komponenti široko se primenjuju za upravljanje pogonima promenljive brzine u industriji, pa čak i u kućnim aparatima kao što su veš mašine. Digitalni pogonski kontroler je moguće koncipirati na digitalnom signalnom procesoru Harvardske arhitekture ili na konvencionalnom Van-Nojmanovom procesoru.

Digitalni signalni procesori (DSP) su neohodni za implementaciju numerički intenzivnih, naprednih algoritama za upravljanje električnim pogonima. Obavljanje *MAC* (*multiply and accumulate*) operacija u jednom ciklusu trajanja od 10 do 100ns čini DSP idealnim za obavljanje operacija množenja i sabiranja matrica, izračunavanje trigonometrijskih funkcija i analizu spektra. Signalni procesor omogućuje brži rad, ali je zato ograničene fleksibilnosti i programabilnosti. Adresni prostor je ograničen, dok mali broj raspoloživih načina adresiranja otežava kodiranje složenih programskih struktura i upotrebu viših programskih jezika. Prostor sa smeštaj programa i podataka su razdvojeni, što otvara mogućnost za paralelno izvršavanje funkcija i vidno ubrzava rad. Instrukcijski set je strogo specijalizovan, pa je sličnost sa instrukcijama konvencionalnih procesora relativno mala. Osim retkih izuzetaka [22], signalni procesori ne poseduju perifernijske jedinice pa je potrebno ugraditi relativno veliki broj eksternih komponenti. Dilema *fixed-point* ili *floating-point* DSP je u poslednje vreme razrešena u korist naprava sa nepomičnim zarezom: rezultati istraživanja obavljenih u Institutu za Energetsku Elektroniku i Električne Pogone pri Univerzitetu u Paderbornu pokazuju da napredni generatori asemblerskog koda obezbeđuju primenu algoritama upravljanja na *fixed-point* procesorima sa rezultatima koji prevazilaze implementaciju istih algoritama na ekvivalentnim *floating-point* procesorima.

TABELA 2.8-II: Primer kodiranja nač
 filtra na 320C14 signalnom procesoru

```
LAC Filt_Int ; ULAZ U FILTER
SACL Xnplus1
ZAC ; ACC = 0
LT Xnminus1 ; Y(n+1) =
MPY K5 ; K1 * Y(n) +
LTD Xn ; K2 * Y(n-1) +
MPY K4 ; K3 * X(n+1) +
LTD Xnplus1 ; K4 * X(n) +
MPY K3 ; K5 * X(n-1)
LTA Ynminus1
MPY K2
LTD Yn
MPY K1
APAC ; ACC = Y(n+1)
SACH FILTER_OUT
```

Mikrokontroler Van-Nojmanove arhitekture operacije obavlja sporije ali nudi znatno veću fleksibilnost i mogućnost za kodiranje složenih programskih struktura. Veliki adresni prostor sa objedinjenim kodom i podacima kao i mnoštvo različitih načina adresiranja čini mikrokontroler idealnim za obavljanje kompleksnih komunikacionih funkcija i algoritama sekundarne regulacije (adaptacije i optimizacije). Mikrokontroleri se često realizuju tako da su integrisani sa relativno velikim brojem perifernih uređaja: Mikrokontroler 80C196MC [155] poseduje brojački sistem za implementaciju 3-fazne širinske modulacije, interfejs za inkrementalni enkoder, generator mrtvog vremena, unutrašnju RAM i ROM memoriju i prvi je mikrokontroler proizveden namenski za primene digitalnog upravljanja električnim pogonima. Nedostatak mikrokontrolera je relativno sporo (200ns-1μs) obavljanje aritmetičkih operacija. Operacija množenja može trajati do 3 μs i njeno izvršavanje ne može biti prekinuto, pa je moguće znatno usporenje odziva mikrokontrolera na spoljašnji prioritetni prekid. Upravljanje pogonom uključuje implementaciju funkcija prenosa, množenje matrica i vektora, transformaciju koordinata stanja i mnoge druge operacije koje se daju svesti na više sukcesivnih množenja uz akumulaciju dobijenih proizvoda. Izvršavanje ovakvih operacija na 16-bitnim kontrolerima može trajati neprihvatljivo dugo, pa je praksa da se pogonski kontroleri bez signalnog procesora koriste uglavnom u pogonima skromnih zahteva. Tabela 2.8-III daje uporedne podatke o brzini rada tipičnog mikrokontrolera i signalnog procesora.

TABELA 2.8-III: Izvršavanje tipičnih upravljačkih funkcija, poređenje DSP-μC

Vrsta operacije	Digitalni kontroler	
	TMS320C25	80C196MC-20
Množenje i akumulacija	0.5 μs	4 μs
Merenje brzine određivanjem širine impulsa	777 μs (*)	382 μs

Merenje brzine određivanjem broja impulsa	2356 μs (*)	25 μs
Matrično množenje (3 x 3)	14,7 μs	225.9 μs
PID regulator sa filtracijom D-dejstva	0.9 μs	13.5 μs
<i>Band-stop filter</i> – Noć filter	2.3 μs	87 μs
(*) TMS320C25 ne poseduje periferni uređaje za merenje broja i širine impulsa, podaci se odnose na softversku emulaciju brojača		

Obavljanje naprednih funkcija upravljanja električnim pogonom zahteva primenu signalnih procesora, dok potreba za izvršavanjem kompleksnih funkcija komunikacije traži fleksibilnost konvencionalnog mikroprocesora. Iz pomenutih razloga, pogonski kontroler se često realizuje kao dvo-procesorski (DSP + μC) sistem. Primena dvo-procesorskog pogonskog kontrolera sa signalnim i konvencionalnim procesorom je problematična zbog neophodnosti međuprocorske komunikacije (*dual-port RAM*, *SSI*, *SPI*) koja poskupljuje pogonski kontroler i čini ga osetljivim na šum (dV/dt). U cilju prevazilaženja ovih problema, grupa evropskih proizvođača (ABB, Bosch, Danfoss, Indramat, Lenze, Moog, Siemens i SeW) je inicirala izradu monolitnog ‘VeCon-Chip’ digitalnog pogonskog kontrolera namenjenog implementaciji algoritama vektorske kontrole i vršenju funkcija komunikacije u okviru digitalno upravljanih pogona visokih performansi. VeCon je baziran na integraciji 80C165 Siemens-ovog mikrokontrolera sa modifikovanim Motorolinim 56000 digitalnim signalnim procesorom. Instrukcijski set DSP modula je obogaćen instrukcijama za hardversko obavljanje Park-ove transformacije, relacija PID regulatora i većeg broja drugih složenih funkcija. VeCon čip je zamišljen kao ‘evropski’ odgovor na izazov japanskih proizvođača digitalnih servo pogona (Yaskawa). Dilema ‘mikrokontroler, DSP ili dvoprocesorska struktura’ [156] u dobroj meri je rešena pojavom naprednih *RISC* mikrokontrolera čija se nmerička snaga približava snazi signalnih procesora, dok fleksibilnost i otvorena arhitektura omogućuju naprednu primenu složenih funkcija komunikacije.

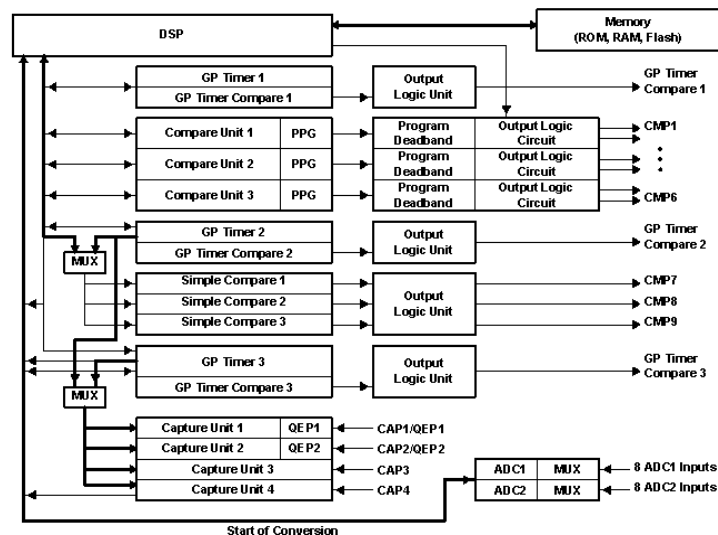
Mogu se uočiti dva različita pristupa projektovanju savremenih digitalnih pogonskih kontrolera: i) Integracija digitalnog procesora sa kolima analogno-digitalnog interfejsa u monolitnu strukturu; ii) Razdvajanje funkcija na ‘analogno’ i ‘digitalno’ kolo pogonskog kontrolera. Postojeća tehnologija za izradu integrisanih kola omogućuje objedinjavanje digitalnih kola velike brzine i analognih kola visokih performansi [159],[22]. Problem paralelnog obavljanja analognih i digitalnih funkcija je postojanje neizbežne sprege – parazitnih kapacitivnosti koje šum proizveden komutacijom logičkih kola digitalnog dela injektuju u analogni deo i narušavaju njegove karakteristike. Promene digitalnih signala visokih učestanosti prenose se kroz čip na tri načina [159]: preko linija veza koje predstavljaju direktnu kapacitivnu spregu sa analognim delom kola, preko linija za napajanje ili preko zajedničkog supstrata. Prostiranje šuma kroz linije za napajanje analognih i digitalnih kola umanjuje se njihovim razdvajanjem. Neželjena sprega koja se uspostavlja kroz supstrat se najčešće sprečava korišćenjem zaštitnih difuzionih prstenova koji se izvode oko svakog dela čipa koji je osetljiv na šum. Prenos šuma kroz dubinske slojeve supstrata se može umanjiti izborom tipa supstrata, odnosno debljine i dopiranosti epitaksijalnog sloja koji se nanosi na podlogu [157,159].

Efikasna metoda za umanjeње niskofrekventnog šuma u svim slojevima supstrata je upotreba operacionog pojačavača za filtraciju šuma. Operacioni pojačavač se realizuje unutar čipa [158,159]. Oko analognog dela integrisanog kola se formiraju dva prstena u

difuziji koja je istog tipa kao i supstrat, na spoljašnji prsten se povezuje ulaz operacionog pojačavača, dok se izlaz povezuje sa unutrašnjim prstenom. Kolo reakcije izvedeno u vidu trodimenzionalnih otpornika, korišćenjem parazitnih otpornosti supstrata, tako da je šum digitalnog dela čipa na izlazu pojačavača eliminisan, pa ne postoji ni u prstenu koji okružuje analogni deo čipa. Nedostatak rešenja je to što ono potiskuje šum samo u okviru propusnog opsega operacionog pojačavača, što je često nedovoljno.

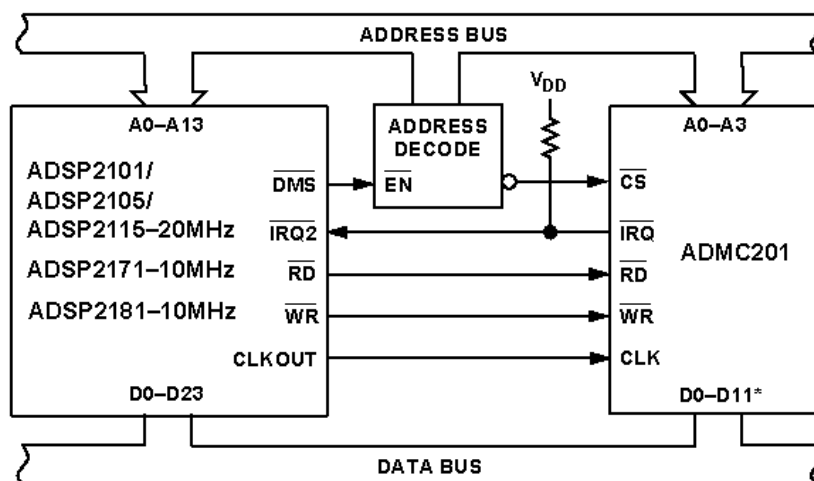
Pored problema šuma, performanse analognih kola integrisanih sa digitalnim procesorom umanjene su i manjom tačnošću u izradi otpornika. Tolerancije i vrednosti pasivnih elemenata koji se mogu napraviti standardnim tehnološkim procesima su često neprihvatljive za realizaciju preciznih A/D konvertora. U tom slučaju se digitalni deo čipa realizuje u standardnoj tehnologiji, a za implementaciju analognog dela se koriste specijalni tehnološki postupci, što neminovno povećava cenu.

Primer objedinjavanja digitalnog procesora i A/D konvertora u jedinstvenom integrisanom kolu dat je na slici 2.8.1. Periferijsku jedinicu sa A/D konvertorom imaju mikrokontroleri 80C196MC [155], Siemens SAB80C166, i mnogi drugi. Pomenuti problemi u integraciji analognih i digitalnih funkcija onemogućuju da se dostignu efektivne rezolucije A/D konverzije bolje od 10 b. Digitalni signalni procesor TMS320C240 [22] projektovan je namenski za digitalno upravljanje električnim pogonima nižih i srednjih performansi i poseduje analogni interfejs sa dva 10-b A/D sa 8 ulaza i vremenom konverzije od 6 μ s. Analogni interfejs prihvata unipolarne signale (0-5V) pa se uobičajeni bipolarni signali povratne sprege moraju uobličiti dodatnim kolima. Signalni procesor C240 poseduje i periferijske uređaje za generisanje regularne i *space-vector* širinske modulacije kao i brojački sistem za prihvatanje signala sa inkrementalnog enkodera, što omogućuje da se pogonski kontroler realizuje sa minimalnim brojem eksternih komponenti. Signalni procesor numeričke snage 40 MIPS obavlja operaciju celobrojnog množenja sa 32-bitnim rezultatom za 50 ns. Procesor raspolaže unutrašnjom *flash* memorijom veličine 16 Kwords i SRAM memorijom veličine 2Kwords, pa ne postoji potreba za eksternim memorijskim jedinicama. Prisustvo *flash* memorije koja je podeljena na blokove čini mogućom izmenu programa u toku rada. Napredni SPI i SCI serijski komunikacioni moduli visoke propusne moći predviđeni su za potrebe povezivanja sa nadređenim računarom.



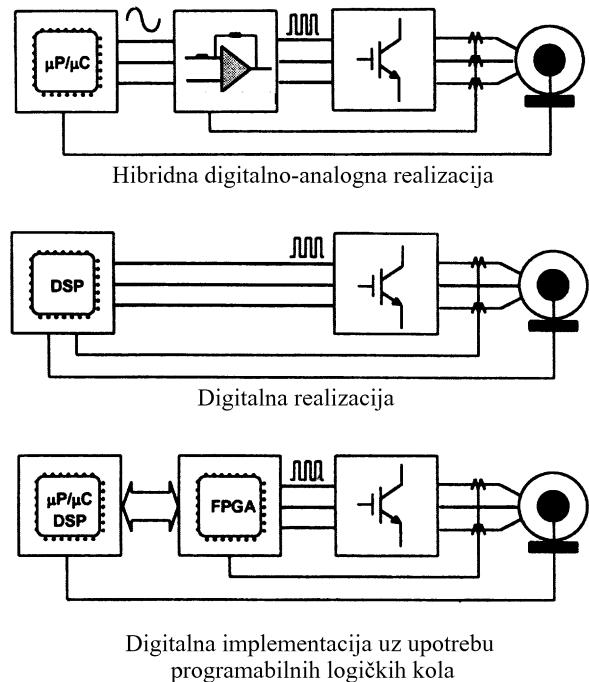
Slika 2.8.2: Primer objedinjavanja digitalnog procesora i A/D konvertora u jedinstvenom integrisanom kolu (TMS320F240 [22]).

Razdvajanje funkcija akvizicije od funkcija obrade signala omogućuje da se u pogonu primene A/D konvertori znatno boljih performansi. Analog Devices [149] predlaže da se u digitalizovanim električnim pogonima svi periferni uređaji potrebni za akviziciju signala i obavljanje funkcija upravljanja integrišu u jednom integrisanom kolu (ADMC201). Digitalni pogonski kontroler se sada može realizovati sprežanjem digitalnog signalnog procesora opšte namene sa kolom ADC201 (Slika 2.8.2). Signalni procesori opšte namene se proizvode u velikim serijama, pa pogonski kontroler dobija veliku numeričku snagu uz male troškove. Napredni signalni procesori [149] opšte namene vrše množenje matrice 4x4 vektorom za 1.3 μ s, izračunavanje Tejlorovog reda za 4 člana za 1 μ s, obavljaju obrtnu $\alpha\beta$ -dq transformaciju za 0.5 μ s, interpolaciju u tabeli sa 64 tačke za 0.6 μ s itd. Periferni uređaj ADC201 poseduje 12-bitni A/D sa multiplekserom i procesom odabiranja sinhronizovanim sa IŠM, jedinicu za regularnu i *space-vector* širinsku modulaciju (IŠM), kao i modul za prihvatanje i obradu signala sa inkrementalnog enkodera. Pored pomenutih perifernih modula, ADC201 uključuje i hardverski implementiranu direktnu i inverznu obrtnu transformaciju, čime se rasterećuje DSP i znatno uvećava brzina rada. Tehnologija u kojoj je kolo ADC201 izrađeno (*LC²MOS Linear Compatible CMOS*) omogućuje da se kombinuju precizna bipolarna kola sa logičkim CMOS kolima, čime je omogućena integracija brojačkih jedinica sa operacionim pojačavačima i A/D konvertorom. Nedostatak razdvajanja funkcija (Slika 2.8.2) je potreba za spoljašnjim adresnim sabirnicama i sabirnicama podataka, što pogonski kontroler kao celinu čini osetljivijim na šum u tranzijente koje generiše pogonski konvertor.



Slika 2.8.3: Primer realizacije pogonskog kontrolera sa razdvajanjem analognih i digitalnih funkcija u dva integrisana kola [149].

Pojedine upravljačke funkcije koje se susreću kod pogona visokih performansi zahtevaju brzinu obavljanja operacija koju raspoloživi mikrokontroleri i signalni procesori ne mogu dostići. Primer takve funkcije je realizacija hardverskog opserversa brzine i položaja kao i funkcija multipliciranja i konverzije impulsa inkrementalnog enkodera. Razvoj programabilnih logičkih kola (*FPGA*) omogućuje da se jedan deo upravljačkih funkcija i funkcija obrade signala realizuje izvan kontrolera. Moguća evolucija digitalnih pogonskih kontrolera prikazana je slikom 2.8.3.



Slika 2.8.4: Evolucija digitalnih pogonskih kontrolera: Upotreba programabilnih logičkih kola visokog stepena integracije.

2.9. Perspektive razvoja digitalnog upravljanja električnim pogonima visokih performansi

Složeni procesi proizvodnje i obrade zahtevaju ugradnju većeg broja električnih servo pogona u jednu proizvodnu mašinu radi obavljanja višeosnog koordinisanog kretanja. Slučajevi upravljanja kretanjem u samo jednoj osi su u opadanju. Od ukupnog broja ugrađenih, samo 10-15% električnih servo pogona koristi se u primenama *single-axis* pozicioniranja. Prisustvo većeg broja servomotora, pogonskih konvertora i digitalnih pogonskih kontrolera u okviru jedne proizvodne mašine rađa potrebu za savremenim, ekonomičnim topologijama sistema. Izradom modularnih konvertora snage načinjenih tako da dele zajedničko međukolo (*DC-link*), zajedničko pomoćno napajanje i zajednički uređaj za dinamičko kočenje moguće je načiniti znatne uštede, olakšati održavanje i načiniti instalaciju jednostavnijom.

Trend decentralizacije zahteva da digitalni pogonski kontroler od centralnog računara preuzme funkcije upravljanja kretanjem i elementarne funkcije donošenja odluka (elemente lokalne inteligencije). Kontroler treba da bude opremljen hardverskim i programskim resursima (*SPI, SSI*) za brzu međuprocesorsku komunikaciju sa drugim pogonskim kontrolerima u okviru iste mašine, kako bi se obavila koordinacija višeosnog kretanja.

Hardversko rešenje pogonskog kontrolera treba da bude unificirano i spremno za rad sa svim vrstama servo motora (DC, asinhroni, sinhroni, reluktantni) i senzora (enkoder, rizolver, tahogenerator). Uvođenjem koncepta 'univerzalnog servopojačavača' bi se :

- i) omogućila proizvodnja u većim serijama i umanjila cena;
- ii) eliminisala potreba za izradom specifičnih kontrolera koji rade sa samo jednim parom motor-pretvarač;
- iii) postigla međusobna zamenjivost servopojačavačkih modula, olakšao servis, skratilo vreme potrebno za popravku (*down-time*) i znatno umanjile neohodne zalihe rezervnih delova;
- iv) omogućila brza izmena topologije bez potrebe za zamenom modula.

Modularnost je potrebno ostvariti i na nivou programa za upravljanje i komunikaciju. U praksi se koristi relativno veliki broj upravljačkih struktura, serijskih kompenzatora i filtera. Postoji i znatan broj različitih radnih režima, kao što je upravljanje momentom, brzinom ili položajem. Neophodno je pojedine upravljačke funkcije i blokove realizovati kao module koje korisnik u fazi instalacije može selektovati i povezati uz pomoć naročitog grafičkog programskog alata za instalaciju i podešavanje servo pogona. Na ovaj način, korisnik bi se aktivno uključio u kreiranje konačne strukture upravljačkog programa, što bi dalo znatno veću fleksibilnost nego u slučaju podešavanja putem izmene parametara.

Uočljiv je trend izmeštanja ekološki agresivnih proizvodnih procesa, a u poslednje vreme svih procesa materijalne proizvodnje iz razvijenih u manje razvijene zemlje. Posledica ovog trenda je sve lošija tehnička obučenosť osoblja koje vrši instalaciju i održavanje servo pogona. U ovim uslovima, potrebno je obezbediti maksimalnu automatizaciju postupaka instalacije pomoću savremenog programskog alata za instalaciju i podešavanje servo pogona. Programski alat treba da u što većoj meri preuzme funkcije određivanja strukture i parametara mehaničkog podsistema mašine, formulisanja kriterijuma performanse, selekcije optimalne upravljačke strukture sa potrebnim kompenzatorima i podešavanja parametara. U idealnom slučaju, humani operator bi načinio uvid u predloženu strukturu i parametre pa ih potom prihvatio ili odbacio.

Produktivnost i kvalitet obrade u centrima za mašinsku obradu i proizvodnju zavise od karakteristika ugrađenih servosistema. Brzina reagovanja i tačnost električnog servo pogona suštinski zavise od numeričke snage digitalnog pogonskog kontrolera, pa postoji zavisnost brzine i kvaliteta obrade od broja instrukcija koje pogonski kontroler (servoprocessor) može da obavi u jedinici vremena. (*MIPS*). Savremeni servo pogoni zahtevaju primenu složenih algoritama za procenu stanja asinhronih, sinhronih i reluktantnih servo motora, primenu vektorskog upravljanja i raspredanja kontura fluksa i momenta, realizaciju naprednih struktura za upravljanje statorskom strujom kao i izvršavanje servo funkcija sa regulacijom brzine i položaja. Potreba za minimizacijom

broja senzora i indirektnim određivanjem stanja pogona, kao i neophodnost identifikacije parametara u toku rada znatno uvećavaju numeričko opterećenje procesora.

Parametri i stanja se sve češće izdvajaju kroz analizu spektralnog sastava terminalnih veličina. Uspostavljanje povratne sprege po stanju koje je određeno analizom spektra zahteva da se *FFT*, *SSA* ili ciklus parametarske estimacije spektra okonča u vremenu od 500 μ s do 1ms, pa se može zaključiti da su dalji razvoj algoritama upravljanja i poboljšanje performansi servo pogona zavisni od raspoloživosti digitalnih signalnih procesora velike brzine rada i niske cene. Brzina rada digitalnih kola u *MOS* tehnologiji zavisi od geometrije elementarnog tranzistora (dužine kanala). Savremene tehnologije izrade omogućuju realizaciju elementarnih tranzistora sa kanalima čija je projektovana dužina od 300 do 500 nm dok je efektivna dužina kanala realizovanih tranzistora od 250 do 380 nm. Kanal nije moguće skratiti ispod fizičke granice od 100nm, jer bi već kod geometrije od 100nm temperaturne oscilacije elemenata kristalne rešetke neprihvatljivo uvećale statističko očekivanje neželjenog provođenja, dok bi njihova migracija rezultovala malom pouzdanošću i kratkim životnim vekom komponente. Analize pokazuju da je već kod 1000 nm geometrija 50% od ukupnog kašnjenja u prostiranju signala kašnjenje kroz elementarni tranzistor, dok se preostalih 50% ima na međuvezama. Iz izloženog bi se moglo zaključiti da u budućnosti ne treba očekivati dramatična uvećanja učestanosti rada digitalnih kontrolera. Brzine rada postojećih naprava mogu znatno prevazići 200 MHz. Nova rešenja signalnih procesora numeričku snagu uvećavaju uglavnom [23] kroz paralelno obavljanje funkcija, po ceni koja onemogućava njihovu primenu u digitalno upravljanim pogonima. Predviđanja za 2002. godinu su optimistička:

TABELA 2.9.-I: Trendovi performansi i cena procesora signala

Godina:	Cena:	Mogućnosti:	Potrošnja:
1992.	\$ 15	40 MIPS	5V 300mA
2002.	\$ 1.5	400 MIPS	3.3V 40 mA

3. Električni pogoni opšte namene i perspektive primene pogona u uređajima široke potrošnje.

Ekonomična rešenja regulisanih električnih pogona mogu naći masovnu primenu u industrijskim procesima, gde je potrebno postići uštede energije i uvećati pouzdanost, kao u okviru kućnih aparata gde je od značaja uvećanje komfora i umanjenje cene. Primeri ovakvih primena su pogoni pumpi, ventilatora, kompresora, mlinovi, mašine za pranje rublja i suđa, uređaji za grejanje i klimatizaciju i mnogi drugi. Brzinu obrtanja je potrebno podešavati relativno sporo, sa umerenom tačnošću. U skoro svim slučajevima, međutim, potrebno je obezbediti što veći polazni moment, široku oblast rada sa konstantnom snagom i minimizirati gubitke snage u motoru i pretvaraču, pa se često primenjuje algoritam vektorskog upravljanja pogonom bez davača na osovini (*DFOC*). Pored zahteva za uštedom energije, minimalnim brojem senzora i malim troškovima održavanja, od pogona opšte namene traži se da zvučno, toplotno i elektromagnetno zagađenje okoline bude što manje. Ovakvi zahtevi su naročito oštri kod primena u

savremenim kućnim aparatima i pogona u prostorijama sa stalnim ljudskim prisustvom. Radi umanjenja emitovanih smetnji, poboljšanja faktora snage i razvijaju se novi poluprovodnički prekidači i nove topologije pretvarača. U nastojanju da se načine što ekonomičniji pogoni za masovnu proizvodnju ulažu se znatni istraživački i razvojni naponi u sledećim pravcima: i) Realizacija novih, ekonomičnih i lako proizvodivih motora (*SR*); ii) Razvoj novih topologija konvertora sa umanjenim brojem prekidača; iii) Razvoj algoritama za procenu parametara i stanja koji omogućuju eliminaciju velikog broja senzora; i iv) Objedinjavanje sekcije snage pogonskog konvertora sa signalno-upravljačkim sklopovima i integracija motora i konvertora. U narednom poglavlju će biti izloženo stanje, problemi i trendovi razvoja električnih pogona opšte namene.

3.1 Električni pogoni sa minimalnim brojem senzora.

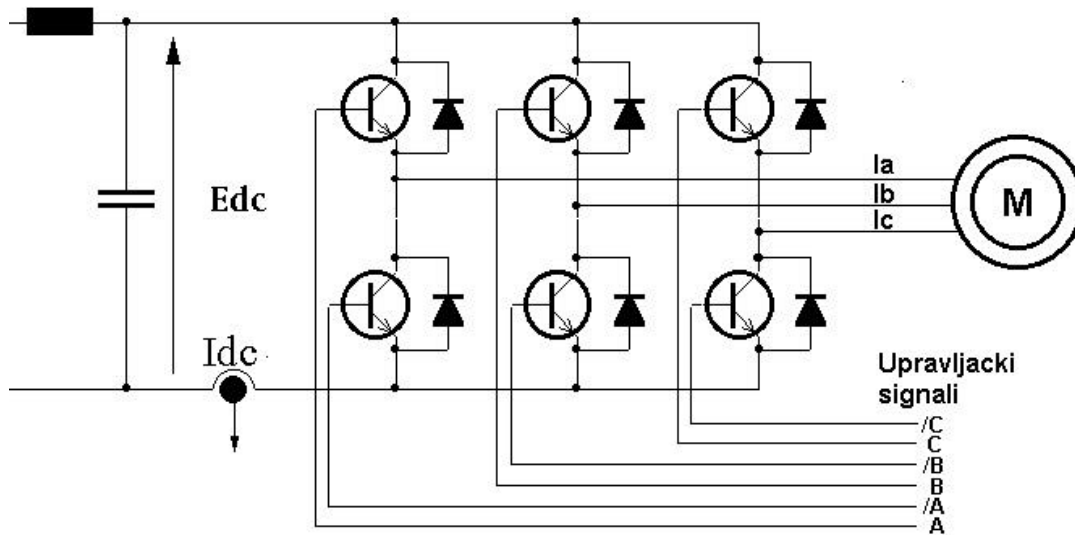
Relativno visoka cena frekvencijski regulisanih pogona kao i nerešeni problemi su uzrok relativno sporom uvećanju njihovog broja. U industrijskim primenama se ugradnja regulisanog električnog pogona često izbegava ukoliko postoje alternativna rešenja. Zastoj u primeni ovih pogona se može razrešiti razvojem ekonomičnijih i kompaktnijih pogonskih rešenja. Cena motora i konvertora je naročito važna kod primene u kućnim aparatima. Umanjenje cene je suštinski povezano sa značajnom redukcijom broja senzora koji se u pogonu koriste. Neophodno je eliminisati davač ugrađen na osovinu motora i smanjiti broj upotrebljenih davača struje.

3.1.1 Upravljanje pogonom sa umanjenim brojem davača struje.

Prodor frekvencijski regulisanih pogona sa asinhronim motorom u oblast električnih pogona promenljive brzine je u velikoj meri određen cenom konvertora snage i pogonskog kontrolera. Veliki broj ugrađenih davača umanjuje pouzdanost sistema, komplikuje povezivanje delova sistema u znatno uvećava cenu. Zato se teži da se merenja u pogonu svedu na minimalna potrebna, kao i da se primene estimatori i opserveri za stanja koja se direktno ne mere. U okviru regulisanog pogona često se sreću 3-4 senzora za merenje struje (2 fazne struje, struja međukola, struja zemljospoja) i barem jedan davač brzine ili položaja ugrađen na osovinu motora. Intenzivno se radi na razvoju naprednih algoritama za upravljanje električnim pogonom sa asinhronim motorom koji bi trebali da omoguće eliminaciju osovinskog davača (*sensorless AC drive*) i umanjenje broja davača struje minimum – 1.

Green [222] predlaže da se merenje faznih struja izostavi i da se potrebna informacija o njima izdvoji iz struje međukola pogonskog konvertora (*DC-link*) i povorke širinski modulisanih impulsa (*PWM*) za upravljanje prekidačima snage. Blaabjerg [228] pokazuje da se kod pogona sa samo jednim senzorom struje ugrađenim u međukolo može ostvariti detekcija kratkog spoja i zemljospoja, čime je otvorena mogućnost da se ovakvi pogoni u praksi i primena. Rekonstrukcija faznih struja iz struje međukola i da se širinska modulacija realizuje na specifičan način [223]. Habetler [224] ukazuje na činjenicu da je struja međukola jednaka nuli za vreme trajanja nultih

naponskih vektora, pa je tada rekonstrukcija faznih struja neostvariva. On predlaže da se primeni modulacija koja bi koristila isključivo aktivne vektore, no ovakav pristup daje znatna uvećanja u valovitosti struje i momenta. Mohnigan [226] predlaže da se konvencionalna širinska modulacija modifikuje tako što bi se eliminisali naponski impulsi koji su tako uzani da je rekonstrukcija faznih struja za vreme njihovog trajanja neostvariva. Riese [227] predlaže da se greška u modulaciji, prouzrokovana eliminacijom uzanih impulsa kompenzuje primenom impulsa dvostruke širine u narednoj periodu širinske modulacije. Primenom ovog pristupa i vršenjem odabiranja u centru naponskih impulsa [226] omogućena je rekonstrukcija faznih struja iz struje međukola u svim radnim režimima kao i uklanjanje uticaja valovitosti struje na dobijenu povorku odbiraka. Božić [247] dokazuje analitički i eksperimentalno da se rekonstruisani signali faznih struja mogu koristiti za uspostavljanje povratne sprege kod svih vrsta strujnih regulatora. Rezultujuće karakteristike u potpunosti zadovoljavaju potrebe električnih pogona opšte namene i potrebe servo pogona umerenih performansi.



Struja međukola za različite vektore napone (V0-V7):

$V_0 = 000 \Rightarrow I_{dc} = 0$	$V_4 = 100 \Rightarrow I_{dc} = -I_a$
$V_1 = 100 \Rightarrow I_{dc} = +I_a$	$V_5 = 100 \Rightarrow I_{dc} = +I_c$
$V_2 = 110 \Rightarrow I_{dc} = -I_c$	$V_6 = 100 \Rightarrow I_{dc} = -I_b$
$V_3 = 010 \Rightarrow I_{dc} = +I_b$	$V_7 = 100 \Rightarrow I_{dc} = 0$

Slike 3.1.1.1: Rekonstrukcija statoskih struja iz struje međukola.

3.1.2 Pogoni sa asinhronim motorom bez davača brzine

Algoritam za indirektno određivanje brzine obrtanja koji bi potrebu informaciju obezbedio u svim radnim režimima pogona još uvek ne postoji. Praktični značaj uklanjanja davača na osovini i eventualne realizacije *sensorless* pogona čini da veliki broj istraživača širom sveta ispituje različite pristupe izdvajanju signala brzine iz terminalnih veličina – statorskih struja i napona. Najčešće se vrši estimacija statorskog fluksa integracijom elektromotorne sile, izračunate iz terminalnih veličina i pretpostavljenih vrednosti parametara statorskog kola. Potom se iz podataka o statorskim strujama i fluksu određuju rotorski fluks, moment, klizanje i brzina obrtanja rotora [248] pomoću nelinearnih estimatora i/ili opserversa koji zahtevaju poznavanje manjeg ili većeg broja parametara motora.

Ragnar [242,243] predlaže originalnu strukturu (*Natural Field Orientation*) u kojoj se ugaona brzina obrtnog polja određuje na osnovu procenjene vrednosti elektromotorne sile u grani magnećenja motora. Predložena *sensorless* struktura omogućuje regulisanje momenta i kod zaustavljenog pogona, ali zahteva poznavanje otpornosti statora (R_s) i kompenzaciju mrtvog vremena konvertora snage.

Glavni problem u realizaciji *sensorless* pogona sa asinhronim motorom je određivanje elektromotorne sile indukovane u statorskom namotajima i njena integracija. Statorski napon se gotovo nikada ne meri, ugradnja dodatnih davača napona i obrada ovih signala dodatno bi poskupeli pogon. Statorski napon se procenjuje na osnovu povorke širinski moduliranih impulsa koje sam digitalni kontroler pogona generiše za svrhu upravljanja prekidačima snage i zadavanja napona. Pad napona na poluprovodničkim prekidačima, konačno vreme promene stanja i neophodno mrtvo vreme [249] prouzrokuju razlike između aktuelne i procenjene vrednosti statorskog napona [167]. Odstupanja su naročito velika u oblasti malih brzina. Problem predstavlja i određivanje fluksa iz procenjene elektromotorne sile. Neophodno je izvršiti integraciju, pa se javlja problem ofseta i greške stacionarnog stanja. Bose [164] predlaže da se digitalna integracija zameni filtracijom pomoću dva redno povezana niskopropusna filtra prvog reda sa promenljivim parametrima. Presečnu učestanost je podrebnno menjati u funkciji radnog režima tako da fazno kašnjenje svakog člana bude uvek $\pi/4$. Uz kompenzaciju amplitudne karakteristike, postiže se uklanjanje problema ofseta kod integracije i ostvarivanje potrebnog faznog pomeraja od 90° .

Blaško [172] pokazuje da greška u proceni stanja *sensorless* pogona može biti prouzrokovana prisustvom valovitosti (*ripple*) na učestanosti komutacije u signalima koji se odabiraju, konvertuju (A/D) i uvode u digitalni pogonski kontroler radi dalje obrade. Učestanost odabiranja je često jednaka komutacionoj, pa je neophodno primeniti naročite mere i filtre (*anti-alias*) u procesu obrade i odabiranja ulaznih signala. Odabiranje u centru naponskih impulsa omogućava da se uticaj valovitosti na učestanosti komutacije umanji. Potrebno je, međutim, posedovati naročita odabiračka (S/H) kola i obezbediti njihovu spregu sa širinskim modulatorom. Lokalnim usrednjavanje merenih signala u

svakoj periodi komutacije je jednostavnije i omogućuje potpuno uklanjanje šuma na učestanosti komutacije. Lokalnim usrednjavanjem se u sistem unosi kašnjenje, pa se mogu očekivati odzivi sporiji nego kod sistema sa odabiranjem u centru naponskog impulsa. Očekivane učestanosti propusnog opsega za jedan i drugi slučaj su $f_{\text{PWM}}/10$ i $f_{\text{PWM}}/27$ [172]. U pogonima opšte namene brzina odziva nije od presudnog značaja, pa se u praksi obrade pogonskih signala biraju rešenja koja ne zahtevaju složena kola.

Određivanje elektromotorne sile zahteva poznavanje statorskog otpora. *Sensorless* pogon je osetljiv na varijacije ovog parametra naročito u oblasti malih brzina. Otpor statorskog namotaja asinhronog motora pokazuje slabu zavisnost [92] od učestanosti, ali zato termalni drift može iznositi $\pm 25\%$ i ugroziti performanse i stabilnost pogona. Kerkman [182] predlaže gradnju paralelnog unutrašnjeg modela pogona, detekciju odstupanja promenljivih modela od estimiranih veličina pogona i identifikaciju statorskog otpora na bazi utvrđenih razlika. Habetler [230] predlaže identifikaciju R_s zasnovanu na podatku o amplitudi fluksa, dobijenom iz hibridnog estimatora. Kako su postojeća rešenja osetljiva na varijacije preostalih parametara motora, identifikacija R_s se ne smatra rešenom i predmet je daljeg intenzivnog rada.

Varijacija parametra R_s , greške u integraciji elektromotorne sile i odstupanja prouzrokovana mrtvim vremenom prouzrokuju greške u proceni amplitude i prostorne orijentacije fluksa. Većina struktura za upravljanje fluksom i momentom asinhronog motora bez osovinskog davača operiše sa varijablama u obrtnom d-q koordinatnom sistemu. Položaj d-q sistema se redovno definiše tako da se d-osa po pravcu poklapa sa vektorom fluksa. Dakle, greške u proceni prostorne orijentacije fluksa rezultuju pogrešnim položajem referentnog sistema. Kao posledica, javljaju se greške u vršenju direktne i inverzne obrtne transformacije, neželjena sprega kontura za regulaciju fluksa i momenta, oscilatoran odziv, a u ekstremnim slučajevima i nestabilnost. U cilju prevazilaženja problema, Okuyama predlaže primenu upravljačke strukture u kojoj se brzina d-q koordinatnog sistema određuje na osnovu detektovane greške u i_q komponenti statorske struje. Predložena struktura funkcioniše slično fazno spregnutoj petlji, pri čemu odstupanje Δi_q ima istu ulogu kao izlaz faznog detektora u okviru *PLL*. Jung [166] predlaže da se greške u orijentaciji d-q sistema detektuju tako što se u d-osu (osu magnetizacije) injektuju pulsacije visoke učestanosti. Niskopropusni karakter funkcije prenosa u d-osi čini da u slučaju korektno određenog položaja d-q sistema ne postoje pulsacije momenta i brzine obrtanja. Kod greške u prostornoj orijentaciji, injektovane pulsacije se delom reflektuju i na aktuelnu q-osu, pa se javljaju pulsacije momenta i brzine. Korelacijom detektovanih pulsacija sa injektovanim test-signalom može se utvrditi greška položaja d-q sistema. Ovako dobijena informacija se može upotrebiti za direktno upravljanje ili u svrhu identifikacije statorske otpornosti.

Savremeni pristupi upravljanju asinhronim motorom bez senzora na osovini zasnovani na detekciji statorske elektromotorne sile ne pružaju zadovoljavajuće karakteristike u oblasti statorskih učestanosti manjih od 1 Hz. Informacija o stanjima pogona, sadržana u elektromotornoj sili, proporcionalna je brzini obrtanja polja (t.j. statorskoj učestanosti). U oblasti niskih učestanosti ($f < 1$ Hz), amplituda korisnog signala (*EMF*) je za 1-2 reda veličine manja od šuma i termogenog ($R_s i_s$) pada napona, pa rad pogona u praksi nije moguć. Jansen [180] predlaže da se u ovim slučajevima položaj i brzina rotora odrede na osnovu detektovane varijacije induktivnosti rasipanja i njene zavisnosti od relativnog položaja statora i rotora. Usled nesavršenosti u konstrukciji asinhronog motora (konačan broj statorskih i rotorskih žlebova) magnetni otpor na putu fluksa magnetizacije i putu rasipnog fluksa [174] varira. Efekti prostorno

raspodeljenih varijacija u magnetnom otporu (anizotropija) prouzrokuju varijacije u magnetizacionoj i rasipnoj induktivnosti. Određivanje impedanse motora i utvrđivanje promena u induktivnostima osnov je za izračunavanje brzine, amplitude i položaja fluksa. Jansen i Lorenz [181] pokazuju da zasićenje magnetnog materijala u delovima mašine koji se nalaze u pravcu prostiranja fluksa prouzrokuje efekte zasićenjem izazvane anizotropije (*SIS Saturation Induced Saliency*). Prostim merenjem zavisnosti rasipne induktivnosti od ugla može se utvrditi pravac u kome je ona minimalna. Prema Jansen-u, u detektivanom pravcu nalazi se vektor statorskog fluksa.

Varijacija magnetnog otpora prouzrokovana ožljebljenjem može biti iskorišćena za direktno određivanje brzine obrtanja asinhronog motora. Hurst [192] pokazuje da induktivnost rasipanja asinhronog motora prilikom obrtanja biva modulirana i varira sa učestanošću koja zavisi od broja rotorskih i statorskih žlebova, kao i od brzine obrtanja rotora. U spektru terminalnih veličina pojavljuju se komponente čija je učestanost umnožak brzine obrtanja rotora. Analizom spektra terminalnih veličina moguće je utvrditi željenu brzinu obrtanja bez poznavanja preostalih parametara motora. Pri tome je neophodno izvršiti interpolaciju između susednih članova diskretnog spektra ili primeniti algoritam parametarske estimacije spektra adekvatan zahtevima primene [193].

Bose i Patel [165] predlažu da se u rešenju problema realizacije pogona bez osovinskog davača iskoristi fleksibilnost neuronske mreže i robusnost *fuzzy* strukture. Bose uočava da *DFOC* algoritam upravljanja daje zadovoljavajuće rezultate za sve statorske učestanosti koje su jednake ili veće od nazivne učestanosti klizanja. U oblasti nižih učestanosti ($f < 1 \text{ Hz}$), rad pogona nije moguć. U istoj oblasti može se, međutim primeniti algoritam indirektno vektorske kontrole (*IFOC*). *IFOC* algoritam zahteva merenje brzine obrtanja rotora, ali se rotor za učestanosti $f < 1 \text{ Hz}$ može smatrati zaustavljenim. Ovom aproksimacijom pravi se relativno mala greška. Primena *IFOC* algoritma omogućuje zadovoljavajuću kontrolu nad momentom koji pogon razvija u fazi polaska. Po uvećanju brzine obrtanja i učestanosti napajanja, može se aktivirati *DFOC* struktura, kojoj se poverava upravljanje pogonom u daljem radu. Donošenje odluke o komutaciji između *IFOC* i *DFOC* upravljačkih struktura na nelinearan način zavisi od zadate vrednosti momenta i statorske učestanosti. Predložena struktura uključuje ‘*quasy-fuzzy* estimator statorskog otpora i algoritam za minimizaciju gubitaka zasnovan na neuronskoj mreži. Osetljiva integracija elektromotorne sile u *DFOC* strukturi realizovana je uz pomoć višestepenih prilagodivih filtera, čiju presečnu učestanost treba menjati u funkciji statorske učestanosti.

3.1.3 Pogoni sa sinhronim motorom bez davača brzine

U primenama električnih pogona opšte namene gde se pored niske cene zahteva i visoka efikasnost, malo zagrevanje rotora i visoka specifična snaga, koriste se sinhroni motori sa permanentnim magnetima (PM) na rotoru. Primeri ovakve primene su kompresori i pumpe za potiskivanje fluida u rashladnim sistemima kao i pogoni u sistemima za grejanje, ventilaciju i klimatizaciju, kao i neke industrijske primene brzinskih servomehanizama. Potrebno je, kao i u slučaju pogona sa asinhronim motorom, razviti algoritme upravljanja koji obezbeđuju eliminaciju davača na osovini motora. Za razliku od asinhronog motora, sinhroni PM motor ne može raditi u otvorenoj petlji. Uobičajeni pristup upravljanju sinhronim motorom bez osovinskog davača je polazak motora u *feed-forward* modu. Vektor statorske struje se postepeno ubrzava dok se

amplituda održava na vrednosti 2-3 I_{nom} . Ukoliko polazni moment ne prevazilazi nominalni i ne iskazuje nagle promene, rotor će pratiti ubrzavanje vektora magnetopobudne sile statora na ugaonom rastojanju proporcionalnom momentu opterećenja. Nakon dostizanja 1-5% nazivne brzine, stiču se uslovi za određivanje položaja rotora [28] i pa se upravljanje na dalje vrši u zatvorenoj sprezi, uz orijentaciju vektora struje u odnosu na detektovani položaj rotora.

Ryoji [168] pokazuje da se položaj rotora sinhronog motora može pouzdano odrediti kod ukoliko su permanentni ugrađeni u unutrašnjost magnetnog kola rotora. Moguća je ugradnja sa tangencijalnom i radijalnom magnetizacijom. U oba slučaja postoji velika razlika u magnetnom otporu i induktivnosti d- u q-ose. Određivanje položaja rotora svodi se na utvrđivanje ose u kojoj induktivnost statora ima ekstremnu vrednost. Sličan pristup realizaciji *sensorless* pogona sa sinhronim PM motorom ima French [179]. On predlaže da se najpre (*off-line*) zavisnost $L(q,i)$ induktivnosti statorskog namotaja od struje i položaja rotora eksperimentalno odredi i memoriše. U toku rada pogona je potrebnom analizom valovitosti terminalnih struja i napona određivati induktivnost statora i njenu prostornu raspodelu. Konfrontacijom podataka dobijenih merenjem i memorisanih vrednosti $L(q,i)$ određuje se položaj rotora.

Schmidt [169] predlaže algoritam za određivanje položaja koji se može primeniti i na sinhronne motore kod kojih su permanentni magneti ugrađeni na površinu rotora i kod kojih je rotorsko magnetno kolo izotropno ($L_d = L_q$). Predloženi algoritam je pogodan određivanje položaja rotora pri polasku pogona. Na krajevima pojedinih faznih namotaja održava se pozitivan napon sve dok naglo uvećanje strmine promene fazne struje ne ukaže na pojavu magnetnog zasićenja u osi date faze. Kako je nivo zasićenja unapred poznat, dok fluks faznog namotaja sadrži komponentu proporcionalnu struji i doprinos rotorskog fluksa, na pomenuti način se indirektno određuje doprinos permanentnih magnetu fluksu pojedinih faznih namotaja. Iz ovako određenih projekcija rotorskog fluksa na ose pojedinih faza moguće je odrediti inicijalni položaj rotora. Inicijalni položaj omogućuje pokretanje motora iz mirovanja. Nakon pokretanja, potrebno je primeniti neki od metoda za određivanje položaja rotor au toku rada [28,168,179].

3.1.4 Pogoni bez davača brzine u kućnim aparatima

Razvoj električnih pogona bez senzora na osnovi uslov je za uspešnu upotrebu regulisanih pogona u kućnim aparatima i automobilima. U ovim primenama zahteva se pojednostavljenje motora, konvertora i minimalan broj senzora kako bi se postigla mala cena. Pored asinhronih motora, primenu nalaze i redukovane konstrukcije sinhronih motora sa permanentnim magnetima (monofazni, PM motor sa pomoćnom fazom) kao i dobro poznati univerzalni motor. Umanjenje cene pogona treba očekivati kroz evoluciju algoritama upravljanja i digitalnih pogonskih kontrolera koji će omogućiti realizaciju kompaktnih pogona sa minimalnim brojem prekidača snage i malim brojem merenja. U ovom pravcu su već načinjeni prvi koraci. U istraživačkim laboratorijama SGS-Thompson načinjen je *fuzzy* pogonski kontroler koji omogućuje veoma ekonomično rešenje regulatora brzine univerzalnog motora u kućnim aparatima bez potrebe za poznavanjem modela pogona i podešavanjem parametara. Na Tehničkom Univerzitetu u Kljuju (Rumunija) i Budimpešti razvijaju se električni pogoni za prekidačkim reluktantnim motorima bez davača brzine čije je upravljanje zasnovano na transpjuterima i *fuzzy* logici. Očekuje se da će upotreba jednostavnog motora bez senzora na osnovi,

visok stepen integracije upravljačkih kola i proizvodnja u velikim serijama omogućiti široku primenu ovakvih pogona u kućnim aparatima.

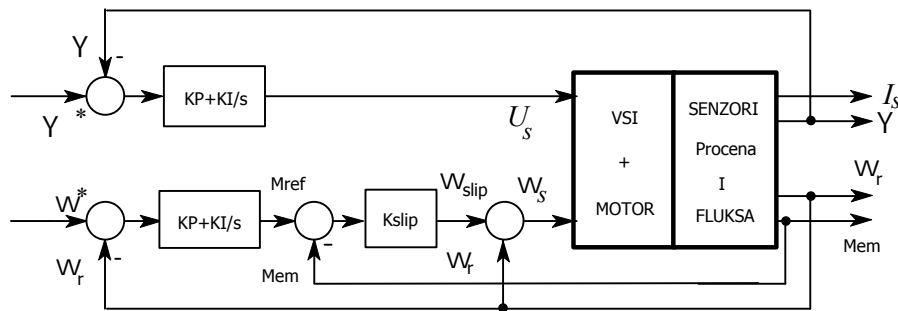
3.2 Problemi nestabilnog rada i podržanih oscilacija frekvencijski regulisanih pogona u oblasti niskih brzina

Frekvencijska regulacija brzine asinhronih motora sa kratko spojenim kavezom nalazi sve veću primenu u pogonima pumpi, ventilatora i kompresora (PVK). Varijacija napona i učestanosti uz konstantan odnos U/f zadovoljava u većini primena, pa se PVK pogoni često realizuju bez povratne spege. Konvertor se tada koristi kao kontrolisani izvor napona na čija se amplituda i učestanost mogu kontinualno menjati. Brojne su i primene u kojima jedan pogonski konvertor napaja više paralelno povezanih asinhronih motora. Poznato je da asinhroni motor napajan iz izvora varijabilne učestanosti u pogonu bez povratne sprege može postati nestabilan. Nesavršenost konvertora (pad napona na prekidačima, mrtvo vreme, kašnjenje impulsa) i prelazne pojave u međukolu i mehaničkom podsistemu [205, 206, 207, 218] prouzrokuju nestabilnost pogona i podržane oscilacije u brzini i momentu. Nelinearna priroda električnog i mehaničkog podsisteme pogona čini da se u režimima kod kojih je odziv na male poremećaje slabo prigušen ili nestabilan pojavljuju podržane oscilacije (*sustained oscillations*, oscilacije čija se amplituda po uspostavljanju uvećava do određene vrednosti na kojoj se trajno zadržava). Premda pomenuti režimi ne uključuju progresivno uvećanje amplitude oscilacija, negativno se odražavaju na kvalitet, pouzdanost i efikasnost pogona pa je pažnja većeg broja istraživača usmerena ka istraživanju mogućnosti za stabilizaciju [249,256].

Frekvencijski regulisani asinhroni motori u standardnoj industrijskoj primeni mogu ući u režim podržanih oscilacija pri brzinama manjim od polovine nazivne brzine [217,255,256]. Pojava nestabilnosti zavisi od parametara motora i opterećenja, kao i od radnog režima i karakteristika konvertora snage. Ne javlja se kod svih pogona i češća je kod pogona velike snage. Premda se nestabilnost može pojaviti i u slučaju da se motor napaja iz idealnog naponskog izvora, Lipo [255] pokazuje da su osnovni uzroci nestabilnosti neusklađenost parametara motora i pretvarača, kao i pojava razmene energije između pasivnih elemenata međukola i obrtnih masa mehaničkog podsistema. Eksperimenti sa frekvencijski regulisanim asinhronom motorom koji radi u režimu podržanih oscilacija [256] pokazuju da je oscilacije moguće eliminisati izvesnim odstupanjem od nominalnog odnosa U/f . Ueda [256] pokazuje da su u oscilatornom režimu sve veličine (brzina, statorske struje, struja u međukolu, aktivna i reaktivna snaga) oscilatornog karaktera, čime je olakšana detekcija i eventualna stabilizacija.

Mrtvo vreme pogonskog konvertora bitno utiče na oblast nestabilnog rada [249]. Poznat kao *dead-time* ili *lockout-time*, interval u kome su zakočena oba prekidača u jednoj fazi konvertora uvodi se pri svakoj komutaciji, kako bi se prekidač čije je provođenje okončano u potpunosti zakočio pre uključivanja komplementarnog prekidača iste faze. Kako se kod nedovoljnih vrednosti mrtvog vremena pojavljuje kratak spoj međukola, u praksi se primenjuju intervali od 5 do 10 μ s. Tokom mrtvog vremena napon na izlaznim priključcima ne zavisi od upravljačkih signala već je određen smerom struje,

što dovodi do izobličenja i pojave niskofrekventnih harmonika u terminalnim veličinama [217,257]. Pored izobličenja, mrtvo vreme utiče i na stabilnost [249] pogona. Efekti mrtvog vremena se mogu kompenzovati na osnovu direktnog merenja statorskog napona [258,259]. Potrebno je u pogon ugraditi naponske merne transformatore i signale proporcionalne aktuelnim vrednostima faznih napona uvesti u digitalni pogonski kontroler radi uspostavljanja povratne sprege po naponu. Alternativno, nestabilnost pogona se može se izbeći i naročitim izborom prigušnice i kondenzatora u međukolu, [255,256], ali ovakav pristup dovodi do pogoršanja statičkih karakteristika motora. Napredne metode stabilizacije [249] ne zahtevaju ugradnju dodatnih senzora niti naročit izbor pasivnih komponenti u konvertoru, već se zasnivaju na povratnoj sprezi po struji međukola. Prigušenje oscilacija postiže se relativno malim varijacijama zadatog napona i učestanosti u funkciji merenog signala I_{DC} . Problem stabilizacije grupe paralelno povezanih motora napajanih iz istog invertora još uvek nije našao adekvatno rešenje.



Slika 3.2.1: Skalarno upravljanje asinhronim motorom omogućuje održavanje zadatih vrednosti fluksa i momenta i prigušenje oscilacija u oblasti niskih brzina.

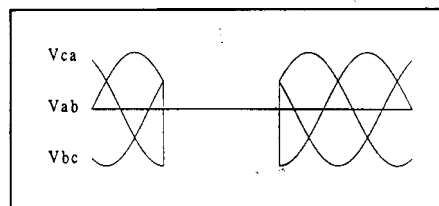
3.3 Topologije konvertora u pogonima opšte namene

Pogonski konvertori pretvaraju energiju dobijenu iz napojne mreže u oblik potreban za napajanje motora i upravljanje stanjima u električnom i mehaničkom podsistemu pogona. U svetu postoji više od 23 različite kombinacije učestanosti i efektivne vrednosti napona u mreži za napajanje. Često se od pogonskog konvertora očekuje da bez izmena i podešavanja obavlja normalan rad kod bilo koje od pomenute 23 kombinacije. U najvećem broju slučajeva se na ulaznim i izlaznim priključcima pojavljuju trofazni sistemi napona i struja različitih učestanosti. Konverzija energije se može obaviti direktno, bez nepotrebnih međukoraka upotrebom topologije bez međukola poznate pod imenima 'direktni konvertor', 'matrični konvertor' ili 'frequency changer' [236,237]. Huber i Borojević [238] predlažu originalno rešenje problema komutacije kod matričnog konvertora i razvijaju algoritme upravljanja za jednovremeno upravljanje ulaznim i izlaznim veličinama: pored upravljanja naponom koji se dovodi na električni motor, moguće je jednovremeno kontrolisati oblik struje i faktor snage na ulaznim priključcima.

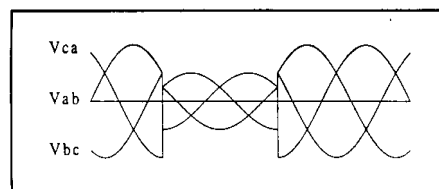
Problemi primene matričnih konvertora su neophodnost izuzetno preciznog zadavanja signala za upravljanje prekidačima, osetljivost na ulazne tranzijente, odsustvo akumulacije energije u pretvaraču i nemogućnost rada kod propada mrežnog napona, relativno veliki broj upotrebljenih prekidača i složenost upravljačkih algoritama. Premda

matrični konvertor ima perspektive za dalje usavršavanje, u savremenim pogonima se koriste topologije konvertora sa jasno razdvojenim ispravljačem, međukolom i trofaznim invertorom. Topologija je standardizovana do te mere da proizvođači poluprovodničkih komponenti izrađuju kompaktne module koji u jednom kućištu poseduju sve poluprovodničke elemente potrebne za gradnju ispravljača, invertora i uređaja za dinamičko kočenje. Istraživački rad je usmeren ka rešavanju sekundarnih problema [239] koji su kod pogonskih konvertora izašli u prvi plan: problemi elektromagnetne kompatibilnosti, akustične buke, problemi koji proizilaze iz zajedničkog rada motora i konvertora kao i problemi povećanja efikasnosti.

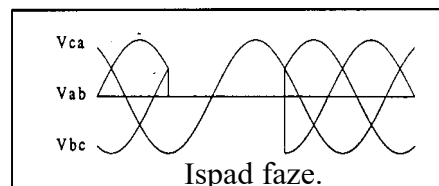
Važna osobina industrijskih pogona je sposobnost kontinuiranog rada u uslovima povremenih propada napona napajanja. Neregularnost mrežnog napona [241] se može manifestovati kao kratkotrajno umanjeње amplitude, prekid faze ili kratkotrajan prekid trofaznog napajanja. U ovim režimima moguće je otpuštanje relea i kontaktora kao i otkaz računarske opreme. Očekuje se da frekvencijski regulisani pogon nastavi normalan rad i da ne dođe do prekida u obavljanju funkcija digitalnog pogonskog kontrolera. Ova sposobnost (*ride through capability*) obezbeđuje se tako [4,88,91] što prekidački stepen za napajanje pomoćnih i upravljačkih kola pogona energiju crpi iz međukola pretvarača. U slučaju propada mrežnog napona, preduzima se kratkotrajno električno kočenje, čime se deo kinetičke energije akumulisan u mehaničkom podsistemu pogona konvertuje u električnu, saopštava međukolu i tako omogućuje normalan rad upravljačkih kola. U slučaju dužih pauza nije moguće nastaviti normalan rad pa je po uspostavljanju normalnog napajanja neophodno ponoviti proceduru pokretanja sistema.



Nestanak sve tri faze.



Umanjenje amplitude napona.



Ispad faze.

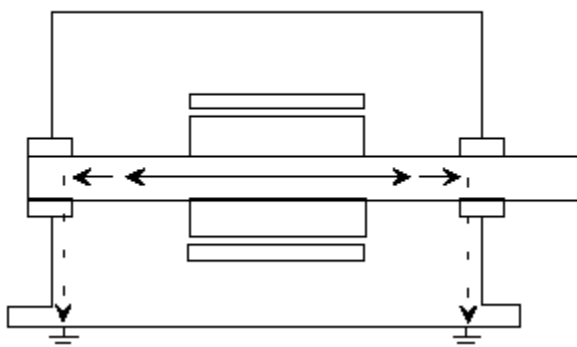
Slika 3.3.1: Vrste kratkotrajnih neregularnosti mrežnog napona pri kojima se još uvek očekuje ispravan rad pogona.

Velika brzina promene napona i struja u konvertoru i motoru (dv/dt , di/dt) čini da spektar ovih veličina poseduje relativno veliku snagu u oblasti visokih učestanosti. Pojedine frekvencijske komponente se mogu putem zračenja ili provođenjem preneti do drugih električnih uređaja i ugroziti njihov rad. Naročito osetljivi delovi automatizovanog proizvodnog procesa su digitalni komunikacioni kanali između *CNC*, *PLC* jedinica, senzora, aktuatora i frekvencijskih regulatora. Posebno kritične primene su one u kojima napon napajanja prevazilazi 400V, gde postoji veći broj (>5) frekvencijski regulisanih pogona sa vezama dužim od 30m, gde je uzemljenje uređaja izvedeno nulovanjem a otpor uzemljivača zgrade/postrojenja relativno veliki.

Prema ispitivanjima evropske komisije za elektromagnetnu kompatibilnost (*EMC*) iz januara 1996., frekvencijski regulatori u industrijskim primenama zapadno-evropskih zemalja emituju smetnje od oko 140dB/ μ V (4V) u intervalu frekvencija od 30 do 50 MHz. Nacrti nemačkih standarda VDE250 i VDE530 preporučuju da strmina statorskog napona ne pređe 500V/ μ s kako bi se umanjile smetnje i od naprezanje poštedela izolacija ulaznih krajeva statorskog namotaja. Savremeni *IGBT* tranzistori snage, međutim, prouzrokuju strmine koje pri komutaciji dioda-tranzistor prevazilaze 1500 V/ μ s. Problemi smetnji se mogu u izvesnoj meri umanjiti oklapanjem kablova koji povezuju motor i konvertor, premazivanjem uređaja provodnim bojama i ugradnjom dodatnih pasivnih filtara [253]. Nedostatak adekvatnih rešenja je uzrok da se u procesima povećanog nivoa sigurnosti i pouzdanosti frekvencijski regulatori zamenjuju jednostavnijim uređajima za regulisani polazak i nadzor asinhronog motora [254] u svim primenama gde se varijacija brzine može izbeći.

Usvajanje nemačkog standarda VDE0530 na evropskom nivou i uvođenje zakonskih normi koje u Evropi dozvoljavaju distribuciju uređaja jedino ako oni zadovoljavaju standard i nose na sebi oznaku 'CE' zaštitilo je tržište Evrope od prodora superiornih frekvencijskih konvertora iz zemalja dalekog istoka. Pored toga, načinjena su znatna ulaganja u naučno istraživački rad orijentisan ka potiskivanju elektromagnetnih smetnji [240] i razvoju naprednih topologija konvertora sa manjom emisijom elektromagnetnog zagađenja.

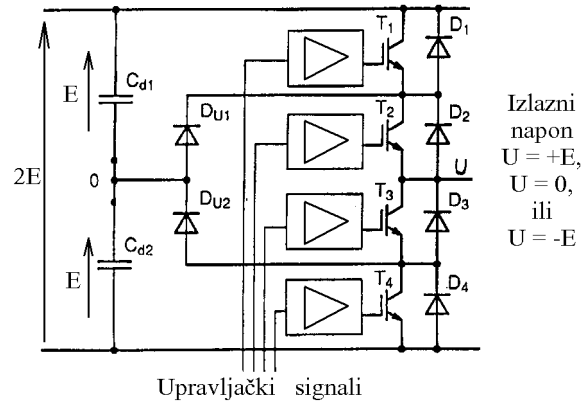
Proces komutacije kod savremenih tranzistora snage biva okončan u vremenu kraćem od 500ns. Proizvođači poluprovodničkih komponenti teže da ovo vreme redukuju kako bi se obezbedile prednosti rada sa povišenim komutacionim učestanostima i umanjili gubici energije pri komutaciji. U topologiji tipičnog frekvencijski regulisanog pogona, konvertor, motor i provodnici koji ih povezuju formiraju rezonantno *LC* kolo koje pri komutacijama osciluje na učestanostima od 20 do 30 MHz. Refleksijom naponskog talasa na priključcima statora mogu se dostići prenaponi koji 3-4 puta prevazilaze nazivni i radni napon [161]. Naponski talas ne prodire u dubinu statorskog namotaja, koji poseduje zavidnu kapacitivnost u odnosu na kućište, već se zadržava na manjem broju ulaznih navojaka. Naprezanje izolacije kod ovih navojaka dovodi do ubrzanog starenja i proboja. Pored proboja izolacije, kod frekvencijski regulisanih pogona sa asinhronim motorom registruju se i česta oštećenja ležajeva. Napajanjem iz tranzistorskog konvertora sa širinskom modulacijom, javlja se potencijalna razlika između statorskih namotaja i kućišta/rotora motora. Zajednička komponenta faznih napona poseduje ne - nultu visokofrekventnu komponentu koja je uzrok pojavi struja u kućištu motora. Parazitne struje se zatvaraju kroz ležajeve i oštećuju njihove osetljive površine, prouzrokujući konačno otkaz (slika 3.3.1).



Slika 3.3.2: Uspostavljanje parazitnih kružnih struja kroz kućište i ležajeve motora napajanog iz frekventijskog regulatora.

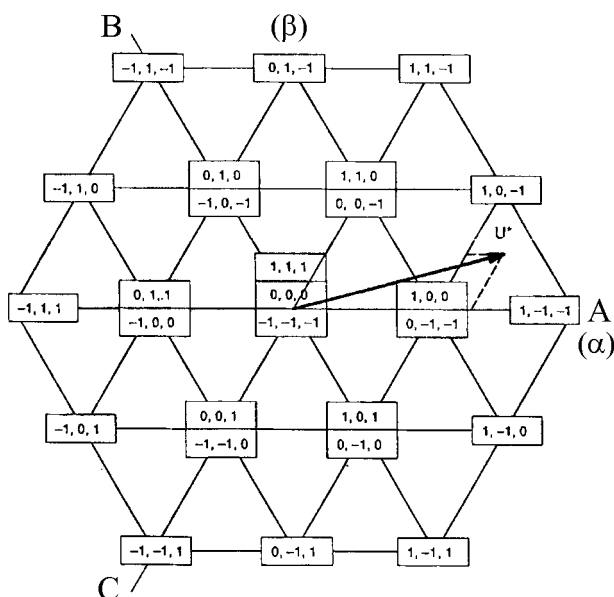
Chen [160] predlaže da se topologija pogonskog konvertora modifikuje uvođenjem rezonantnih komutacija, čime se strmina promene napona umanjuje bez povećavanja gubitaka pri komutaciji. Perspektive primene topologija sa rezonantnim međukolom su uvećane time što se ne-disipativnim umanjnjem strmine naponskog talasa jednovremeno otklanjaju uzroci oštećenja ležajeva i proboja izolacije kod frekventijski regulisanih pogona sa asinhronim motorom.

Ekonomski razlozi uzrok su tendenciji uvođenja frekventijske regulacije u pogone velike snage i srednjeg napona. Varijacijom brzine obrtanja se kod pogona sa asinhronim motorom nazivnih napona od 2300 do 6600V mogu postići znatne uštede energije, poboljšati kvalitet procesa i umanjiti potreba za održavanjem. Tradicionalno primenjivana topologija pogonskog konvertora sadrži tiristorski mrežom vođeni ispravljač, strujno međukolo sa prigušnicom i strujni inverter. Komutacija je kod strujnog invertora koji napaja asinhroni motor obezbeđena ugradnjom komutacionih kondenzatora. Kod napajanja velikih sinhronih motora srednjeg napona, komutacija se može obezbediti uvećanjem pobudne struje čime se obezbeđuje prednjačenje struje u odnosu na napon i prirodna komutacija. Ova topologija je uspešno primenjivana decenijama. Glavni razlog za njenu dugu primenu je taj što nisu postojali brzi poluprovodnički prekidači snage sa mogućnošću kontrolisanog isključenja za napone preko 1000V i struje preko 500A, tako da nije postojala mogućnost za primenu naponskih invertora sa međukolom naponskog tipa. Gradnja visokonaponskih prekidača povezivanjem više IGBT tranzistora na red [177] zahteva preduzimanje naročitih mera za ravnomernu raspodelu napona u stacionarnom stanju i u toku prelaznih procesa, pa je praktična primena ovakvih hibridnih prekidača skopčana sa poteškoćama.



Slika 3.3.3: Jedna faza višenivoskog invertora za napajanje motora za naizmeničnu struju srednjeg naponskog nivoa.

Izrada kontrolisanih poluprovodničkih prekidača za snage konverzije od preko 1MW [195] skorijeg je datuma. Visokonaponski *GTO* i *IGBT* prekidači omogućuju gradnju naponskih invertora sa naponom međukola od nekoliko hiljada volti. Dozvoljena komutaciona učestanost je kod ovakvih invertora relativno mala (< 1 kHz) pa se u cilju umanjenja strmine napona i valovitosti struje motora primenjuju topologije sa neutralnom tačkom i višenivoski invertori [231]. Višenivoski invertori zahtevaju razvoj i primenu novih tehnika širinske modulacije. Niska komutaciona učestanost može prouzrokovati 'izbijanja', pojavu sporopromenljivih harmonijskih komponenti napona, struje i momenta čija je učestanost jednaka udaljenosti bliskih komponenti u spektru napona i struje. U ovakvim slučajevima neophodno je algoritam širinske modulacije modifikovati tako da se umani rizik 'izbijanja' (*beat harmonics*) [162]. Problem sporopromenljivih harmonijskih komponenti pogotovu je izražen kod konvertora sa redukovanim pasivnim komponentama u međukolu, gde do izbijanja može doći i usled interakcije ispravljača (*front-end* konvertora) i invertora. Rešenje problema nalazi se u uvećanju učestanosti komutacije, za šta je neophodno načiniti poluprovodničke komponente boljih performansi.



Slika 3.3.4: Raspoloživi vektori izlaznog napona trofaznog višenivoskog pretvarača za motore srednjih napona. U svakoj fazi postoje tri diskretne vrednosti (-E, 0, +E) pa je broj vektora 19 (konvencionalni inverter može dati 7 različitih naponskih vektora).

3.4. Uticaj tehnologije poluprovodničkih prekidača snage na razvoj upravljanih električnih pogona

Projektovanje i realizacija poluprovodničkih prekidača za velike snage otežano je oprečnim zahtevima za velikim strujnim kapacitetom, dobrom naponkom izolacijom i malim toplotnim otporom. Prekidači za napone i struje od preko 1000V i 1000A mogu u nominalnom režimu rada imati gubitke od 1-5 kW. Potrebno je prekidač realizovati i ugraditi tako da termički otpor između poluprovodničkog spoja i okoline bude što manji, kako bi radna temperatura spoja bila u dozvoljenim granicama. Potrebno je obezbediti i relativno veliki poprečni presek provodnika koji prekidač vezuju u kolo. Zbog potrebne izolacije, put odvođenja struje i put za odvođenje toplote moraju biti razdvojeni, što znatno otežava gradnju prekidača i konvertora. U oblasti velikih snaga najčešću primenu imaju GTO tiristori. Tiristor CSG3003-45 (ABB) načinjen je za napon od 4.5 kV i struju od 3 kA i sa uspehom se koristi u realizaciji vučnih konvertora velike snage.

Ograničenje šire primene GTO prekidača je relativno niska učestanost komutacija i veoma kompleksno kolo kontrolu stanja prekidača. Isključenje ovog tiristora iziskuje negativnu vrednost struje gejta u iznosu od 25%-35% anodne struje, što otežava gradnju i umanjuje pouzdanost. MCT (*Mos Controlled Thyristor*) je novi poluprovodnički prekidač koji se može ekvivalentirati četvoroslojnom strukturom (SCR) sa dva dodatna MOS kontrolisana otpornika za uključivanje i isključenje. MOS - koncipirano upravljanje čini MCT prekidač naponski kontrolisanim, pa su potrebna upravljačka kola jednostavna i disipiraju zanemarivo malu snagu. Kontrolisani otpornik za uključivanje spaja anodu isključenog MC tiristora sa gejtom, čime se inicira proces kumulativnog prelaska u provodno stanje. Nakon inicijalnog impulsa, prelazna pojava uključivanja u velikoj meri odgovara uključivanju konvencionalnog tiristora. Kada je MC tiristor u stanju provođenja,

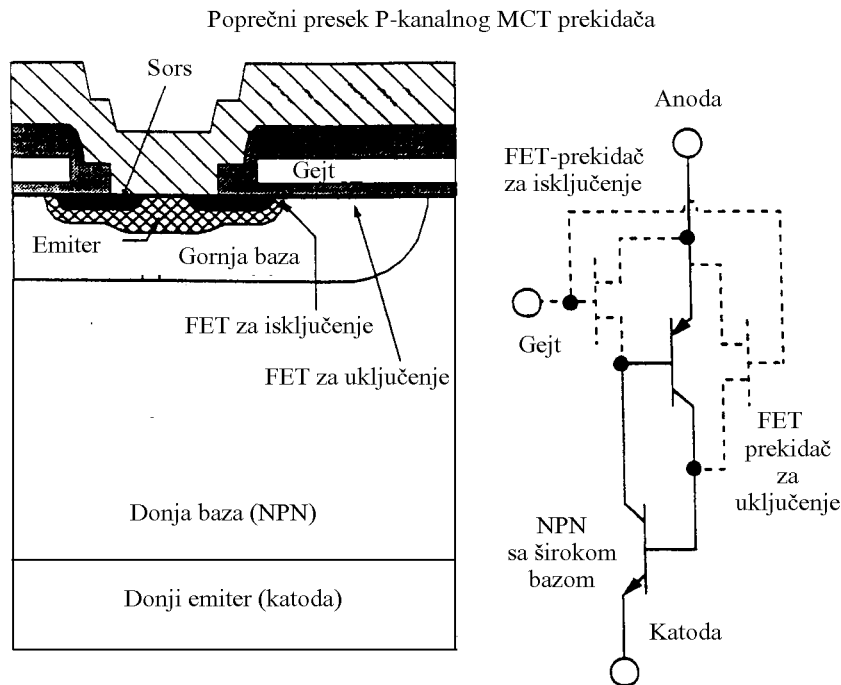
elektroda gejt unutrašnjeg tiristora je na pozitivnom malom potencijalu. Kontrolisani otpornik za isključenje je zapravo *MOSFET* tranzistor načinjen za izuzetno nizak probojni napon, pa mu je otpornost ($R_{DS} \sim U^{2.5}$) izuzetno mala. Aktiviranjem ovog tranzistora gejt unutrašnjeg tiristora dovodi se u kratak spoj, što prouzrokuje uspostavljanje velikih struja negativnog predznaka, dovoljnih da brzo evakuiraju manjinske nosioce iz središnjih oblasti četvoroslojne strukture i isključe prekidač. Dozvoljena gustina struje kod *MCT* prekidača je oko 30 A/mm², pa su prvi prototipi za struje od 70A načinjeni u veoma malom TO220 kućištu.

Relativno nov, prekidač je još uvek nedovoljno ispitan. Prvi rezultati pokazuju da se može očekivati veoma mali pad napona u stanju provođenja (< 1.5V) i znatno manji gubici snage nego kod dosadašnjih prekidača. Francuska laboratorija ESIM-IMT izvršila je paralelana ispitivanja trofaznih pogonskih konvertora sa *IGBT* i *MCT* tranzistorima pod jednakim uslovima, nalazeći da *MCT* komponenta garantuje poboljšanje efikasnosti za više od 2% u svim radnim režimima. Ispitivanja eksperimentalnih jedinica za veliki radni napon (2 kV i više) ukazuju da je *MCT* znatno prikladniji od *IGBT* prekidača u gradnji elektrovučnih konvertora i konvertora u električnim pogonima srednje snage. *Harris Semiconductor* prvi započinje serijsku izradu *MCT* prekidača za napone od 1000V i struje od 85A, za koji proizvodi i upravljačko kolo HIP 2030 koje TTL upravljačke signale digitalnog pogonskog kontrolera uobličava u signale pogodne za upravljanje *MCT* prekidačem. Pozitivni rezultati dobijeni su sa P-kanalnim *MCT* prekidačem, dok su se prvi N-kanalni uzorci pokazali neupotrebljivim. Pad napona N-kanalnog *MCT* prekidača u stanju provođenja manji je nego kod P-kanalne komponente, ali je sposobnost isključenja znatno umanjena: N-kanalni *MCT* može prekinuti jedino struje manje od 25-30% nazivne struje, pa može naći praktičnu primenu jedino u *zero-current-switching* topologijama.

Prekidačka svojstva P-kanalne komponente su zadovoljavajuća u normalnim radnim režimima, ali kontrolisano isključenje može biti problematično kod havarijskih stanja kao što je direktan kratak spoj. Konvencionalni prekidači (*IGBT*, *FET*, *BJT*) pri direktnom kratkom spoju provode struje 5-10 puta veće od nazivnih, dok se napon na prekidaču usled desaturacije uvećava i često izjednačava sa naponom jednosmernog međukola konvertora. Očuvanje integriteta komponente zahteva da se trajanje ovakvog stanja ograniči na 10-15 μs. Svođenjem napona na upravljačkoj elektrodi *IGBT* i *FET* prekidača na nulu struja kratkog spoja se veoma brzo eliminiše a prekidač dovodi u zakočeno stanje. Kako je *MCT* prekidač četvoroslojna struktura, po ponašanju slična tiristoru, isključenje havarijskih struja je otežano činjenicom da uvećanje anodne struje povećava naelektrisanja u središnjim slojevima strukture. Kako isključenje *MCT* prekidača zahteva evakuaciju nosioca iz ovih slojeva, prekidanje struje je kod kratkog spoja otežano, postoji rizik da bude neuspešno i da dođe do razaranja prekidača.

Nedostatak *MCT* prekidača je i taj što nije moguće oblikom i amplitudom upravljačkih signala uticati na dinamiku uključenja i isključenja prekidača. Kod konvencionalnih (*IGBT*) prekidača brzina uključenja i isključenja se može menjati izborom karakteristika upravljačkog kola. Kako je *MCT* po prirodi tiristor, u fazi uključenja aktivira se unutrašnja kontura povratne sprege kružnog pojačanja većeg od 1, koja prekidač nakon kumulativno dovodi u provodno stanje. Upravljački impuls na gejtu *MCT* služi za iniciranje ovog procesa, ali ne može uticati na njegovu brzinu, koja je često prevelika (*snap-on*) i uzrok je uvećanim elektromagnetnim smetnjama. *MCT* prekidač se dalje usavršava kako bi se pomenuti nedostaci otklonili. Paralelno sa ovim usavršavanjem, ispituju se i drugi poluprovodnički prekidači za velike snage; u fazi

prototipa su *IGCT* prekidači koji objedinjuju dobre osobine *IGBT* i *MCT* komponenti i trebaju da omoguće gradnju pogonskih konvertora snage do 5 MW.

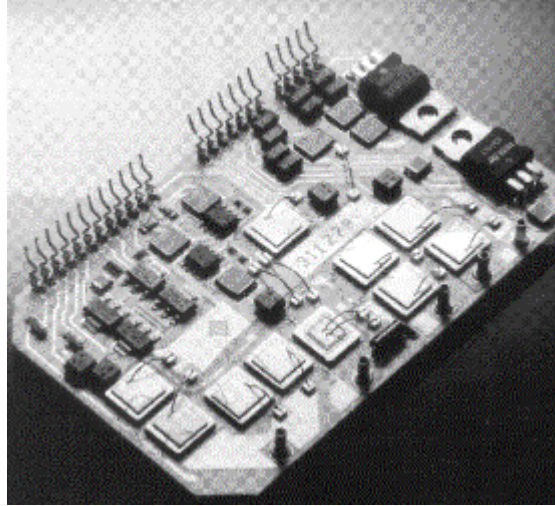


Slika 3.4.1: Način izrade i ekvivalentna šema MCT prekidača.

Pogonski konvertori za snage do 300 kW i napone međukola do 1000V standardno se izvide sa *IGBT* modulima za naponske nivoe 600V ili 1200V. Razvoj ovih prekidača kroz četiri generacije u proteklih deset godina omogućio je da savremeni *IGBT* u provodnom stanju ima pad napona od 1.8-2V, dok prelazak iz provodnog u neprovodno stanje obavlja u vremenu od 200-500 ns. Godišnji rast proizvodnje *IGBT* prekidača je oko 37% (*IMS-Intex Management Services, U.K.*) prvenstveno zahvaljujući njihovoj primeni u automobilima i kućnim aparatima. Primene poluprovodničkih prekidača u električnim pogonima imaju znatno manji godišnji rast; prema agenciji *IMS*, godišnji rast proizvodnje frekvencijski regulisanih pogona će do 2000. godine biti umanjen na 6%, kao rezultat skromnijih ulaganja u nove proizvodne kapacitete.

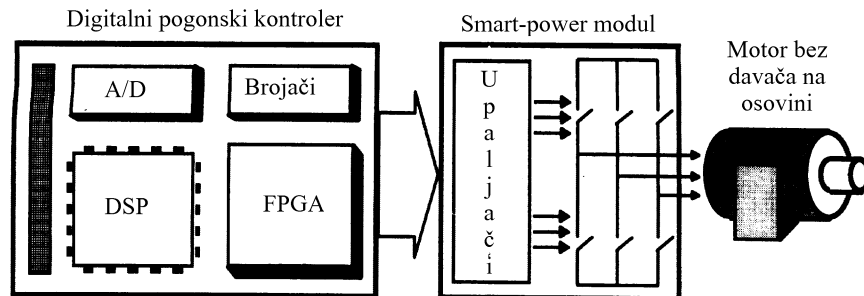
Primena konvertora u pogonima opšte namene, kućnim aparatima i automobilima zahteva umanjene cene poluprovodničkih modula. Integracija poluprovodnika snage sa upravljačko-zaštitnom kolima (*driver*) omogućuje realizaciju kompaktnih i ekonomičnih konvertora. *Mitsubishi* među prvima razvija *IPM (Intelligent Power Module)* modul. U okviru jednog modula objedinjen je ispravljač, inverter, uređaj za kočenje kao i sva signalna i upravljačka kola potrebna za upravljanje stanjem prekidača i njihovu zaštitu. Korišćenje *IPM* modula i digitalnog pogonskog kontrolera sa integrisanim periferijskim uređajuma [22] omogućuje da se pogonski sistem načini sa veoma malim brojem komponenti. *Mitsubishi* raspolaže *IPM* modulima za struje do 600A i napone do 1200V, adekvatne za realizaciju veoma kompaktnih pogona sa asinhronim motoromima snaga do 150 kW. Moduli su načinjeni za komutacione učestanosti od 5 do 15 kHz, poseduju ugrađene senzore struje i temperature, pa ugradnja eksternih davača nije potrebna. Za

radne temperature do 125 °C, napon na prekidačima u stanju provođenja kreće se od 1.8 do 2V.



Slika 3.4.2: Integracija poluprovodničkih prekidača za velike struje i napone sa logičkim i analognim kolima za obavljanje funkcija upravljanja i zaštite.

Velika gustina snage (t.j. relativno male dimenzije *IPM* modula) otežavaju odvođenje toplote, pa su prve primene ovih modula praćene čestim otkazima, što je usporilo razvoj i predupredilo širu primenu. *IPM* nije monolitna struktura već se sastoji od više međusobno povezanih poluprovodničkih čipova. Komponente snage i upravljačka kola su ugrađeni u isti modul ali su fizički razdvojeni. Nedovoljna električna i termička se negativno odražava na performanse, pa se teži izradi upravljačkih kola i kola snage u okviru jednog monolitnog bloka. Pod nazivom *Smart-Power* raspoložive su poluprovodničke komponente u kojima jedan čip sadrži tranzistore snage, diode, upravljačka kola kao i neophodne logičke sklopove potrebne za komunikaciju, zaštitu i dijagnostiku. Jednovremena izrada komponenti za visoki napon sa logičkom CMOS kolima traži modifikaciju postojećih procesa za izradu integriranih kola. Razvoj novih procesa zahteva velike investicije i tesnu saradnju između proizvođača i korisnika, pa su prve primene monolitnih inteligentnih modula bile rezervisane za velike korporacije [27] i velike serije. Danas su raspoloživi *Smart-Power* moduli opšte namene u kojima se mogu naći *MOSFET* tranzistori snage za napone do 700V, standardna *CMOS* logička kola napajanja 15V, bipolarna kola i operacioni pojačavači. Proces izrade je zasnovan na 3 μ m geometriji i optimiziran tako da uključuje samo 10 maski. Ovim je cena *Smart-Power* komponenti umanjena čime je otvoren put njihovoj široj primeni.



Slika 3.4.3: Realizacija ekonomičnog pogona na bazi *Smart-power* modula, kompaktnog pogonskog kontrolera i *sensorless* pristupa upravljanju brzinom, fluksom i momentom.

Uvećanje brzine rada savremenih *IGBT* i *MOSFET* prekidača snage omogućuje dostizanje komutacionih učestanosti izvan čujnog opsega. Prekidačke karakteristike poluprovodničkih dioda nisu pratile ovaj trend. Dalje uvećanje komutacione učestanosti konvertora ograničeno je poglavito nepovoljnim prekidačkim karakteristikama dioda. U okviru trofaznog pogonskog konvertora, u diode provode u intervalima kada fazna struja i izlazni napon imaju suprotan znak. Uključenjem komplementarnog tranzistora započinje proces komutacije u kome se struja diode naglo prekida (*snap-off*). Nagla promena diode struje predstavlja jedan od glavnih izvora elektromagnetnih smetnji koje emituje konvertor. Često se uključanje komplementarnog *IGBT* tranzistora usporava kako bi provedene i zračene smetnje *snap-off* komutacije diode bile ublažene. Proizvođači poluprovodničkih komponenti ulažu znatne napore u izradu brzih dioda za velike struje sa manjom strminom struje pri komutaciji (*soft-switching*). Istraživači kompanije *GAD Semiconductors Ltd*, Izrael, načinili su snažne diode sa PiN strukturom na bazi GaAs. Ove diode podnose napone od 1500V, imaju *trr* (*reverse recovery time*) od 35 ns i mogu ispravno raditi do temperatura od 260°C. Prednost GaAS-PiN dioda je i veoma mala struja pri inverznoj polarizaciji ($< 100 \mu\text{A}$).

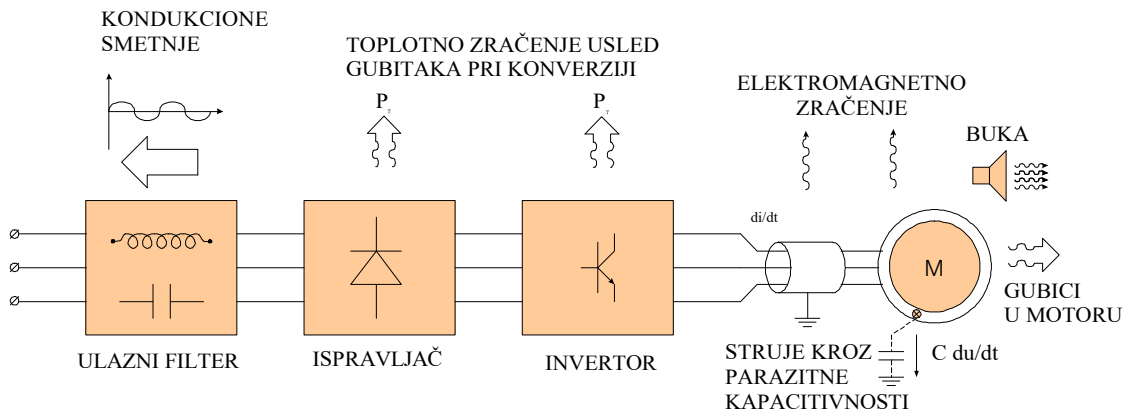
Nemačka kompanija *Semikron* postiže dalja poboljšanja prekidačkih karakteristika snažnih dioda. *CAL* (*Controlled Axial Lifetime*) tehnologija bazira se na preciznoj implantaciji jona helijuma, čime se mogu postići lokalne varijacije srednjeg vremena života nosioca i tako ostvariti puna kontrola nad procesom isključenja diode. Velika energija (10 MeV) potrebna za implantaciju je nestandardna pa je proces za sada skup, ali se zato kod izrade diode može postići veoma dobar kompromis između pada napona u stanju vođenja i prekidačkih karakteristika. *CAL* diode se koriste sa *NPT* (*Non-punch through*) *IGBT* tranzistorima u okviru *Semikron*-ovih *Skiip* modula. *Skiip* module je na *PCIM* konferenciji 1995. najavio Dejan Šrajber, vodeći inženjer kompanije *Semikron*. Upotreba ovih modula se neprekidano uvećava i svojevrsan je 'evropski' odgovor na veoma oštru konkurenciju proizvođača poluprovodničkih komponenti sa dalekog istoka.

Karakteristike i cene postojećih poluprovodničkih prekidača ne omogućuju uspešnu primenu frekvencijski regulisanih pogona u proizvodima široke potrošnje, kućnim aparatima, automobilima i drugim slučajevima masovne primene. Osnovi nedostaci postojeće tehnologije su visok nivo elektromagnetnih smetnji, veliki gubici snage i (pre svega) visoka cena. Tržište dozvoljava upotrebu regulisanih pogona (snage 1HP) u već mašinama i usisivačima (*Frost & Sullivan*) ukoliko je proizvodna cena pogona manja od \$15. Da bi se ovo postiglo, potrebno je da se proces proizvodnje poluprovodničkih komponenti učini jeftinijim, da se sve poluprovodničke naprave

integrišu u jednom čipu i da problem odvođenja toplote i kućišta bude rešen na napredan i ekonomičan način. Prema procenama, navedeni uslovi se do 2001. godine mogu zadovoljiti daljim razvojem postojeće *Smart-Power* tehnologije.

3.5 Problemi akustične buke

Električni pogoni emituju, pored elektromagnetnih i akustična zagađenja. Fundamentalne i učestanosti širinske modulacije veoma često pripadaju čujnom opsegu. Složenoperiodična promena struja u namotajima motora, prigušnica i transformatora prouzrokuje istu takvu promenu fluksa i magnetne indukcije u magnetnim kolima i limovima. Zahvaljujući magnetostrikciji, oscilacije fluksa prouzrokuju vibraciju limova i stvaranje buke. Jedan od izvora buke može biti i mehanički podsistem pogona. Pobuđen parazitnim komponentama elektromagnetnog momenta (valovitost momenta – *ripple*), mehanički podsistem može oscilovati na učestanosti ovih neželjenih komponenti i emitovati buku.



Slika 3.5.1: Elektromagnetno, zvučno i toplotno zagađenje koje emituje električni pogon.

Noguchi [175] se bavi problemima upravljanja asinhronim motorom i predlaže originalan pristup za umanjene akustične buke. On uočava da je učestanost komutacija u strukturi za direktno upravljanje momentom (*DTC-Direct Torque Control*) ograničena kašnjenjem u linijama sa prenošenjem upravljačkih signala tranzistorima snage kao i prisustvom parazitnog histerezisa. On predlaže dodavanje visokofrekventnog nosioca na ulaz *DTC* komparatora i pokazuje da se na ovaj način subjektivni osećaj buke vidno umanjuje. Wallace [219] i Mutoh [220] pokazuju da se kod servo pogona sa vektorski kontrolisanim asinhronim motorom buka može umanjiti delovanjem na digitalni modulator i uobličavanjem spektra statorskih struja.

Akustična buka je jedna od najvećih prepreka široj primeni SR motora u kućnim i aparatima široke potrošnje. Glavni izvor buke kod ovih motora je radijalna deformacija statora [199] usled njegove interakcije sa rotorom. Buka se može umanjiti dodavanjem pseudo-slučajne binarne sekvence (*PRBS*) male amplitude u upravljačke signale ili malim slučajnim pomeranjem paketa impulsa u vremenu. Ovakvim akcijama se izbegava koncentrisanje spektralne energije na jednoj učestanosti, čime je umanjeno riziko pobuđivanja slabo prigušenih sopstvenih učestanosti mehaničkog podsistema pogona,

koje buku mogu znatno uvećati. Pollock [190] predlaže da u pogonu sa SR motorom najpre odrede sopstvene učestanosti statora i rotora, a potom naponski impulsi uobliče tako da mehaničkim rezonatorima ne saopštavaju energiju. Husain [196] uspeva da buku generisanu od strane mehaničkog podsistema vidno umanja primenom narošitog algoritma za širinsku modulaciju i umanjnjem valovitosti momenta.

3.6 Savremeni motori za naizmeničnu struju u pogonima opšte namene

Asinhroni motori načinjeni za rad sa konstantnom, mrežnom učestanošću napajanja optimizirani su tako da polazni i prevalni moment budu što veći, dok se teži da polazna struja i gubici u nominalnom režimu rada budu što manji. Često ispunjenje ovih zahteva traži specijalni oblik rotorskog žleba ili ugradnju dvostrukog kaveza. Motori načinjeni za mrežno napajanje nisu adekvatni za primenu u frekvencijski regulisanim pogonima promenljive brzine. Za primene u pogonima promenljive brzine proizvode se motori optimizirani tako da imaju što manje gubitke u rotoru i široku oblast rada sa konstantnom snagom. Često se realizuju sa otvorenim ili poluotvorenim rotorskim žlebom kako bi se umanjila induktivnost rasipanja i uvećao odnos maksimalne i nominalne brzine, kao i odnos prevalnog i nazivnog momenta. U gradnji asinhronih motora velike snage predviđenih za rad sa strujnim napajanjem (*CSI*), teži se da induktivnost rasipanja bude što manja. Kod motora napajanih iz naponskih konvertora (*VSI*), valovitost struje (*ripple*) je obrnuto proporcionalna induktivnosti rasipanja, pa za ovu induktivnost postoji minimalna dopuštena vrednost (oko 0.1 r.j.). Prevalni moment i maksimalna brzina pogona sa asinhronim motorom su takođe obrnuto srazmerni rasipnoj induktivnosti, što favorizuje izbor nižih vrednosti induktivnosti u fazi projektovanja i primenu otvorenih oblika rotorskog žleba. Oprečni zahtevi po pitanju izbora L_g rešavaju se uvećavanjem učestanosti komutacija u pogonskom konvertoru. Komutacione učestanosti od 15-20 kHz omogućuju upotrebu motora sa induktivnošću L_g manjom od 0.08 r.j. uz prihvatljive vrednosti valovitosti struje.

Frekvencijski regulisani asinhroni motori najčešće poseduju sopstveno hlađenje. O oblasti malih brzina, uslovi hlađenja su pogoršani pa je dozvoljeno trajno opterećenje manje. U trajnom radu pri brzini od 10% nazivne ne sme se prevazići opterećenje veće od 60-65% nazivnog. Pri porastu brzine dozvoljeno opterećenje raste (75% M_{NOM} pri 20% n_{NOM} , 90% M_{NOM} pri 40% n_{NOM}). Iz pomenutih razloga teži se da ukupni gubici u motoru budu što manji, pri čemu se naročita pažnja posvećuje umanjjenju gubitaka u rotoru. U industriji hrane, lekova, vojnoj industriji i drugim primenama gde se zahteva čistoća procesa u skladu sa *FDA* normama primenjuju se hermetizovani (*TEFC-Totally Enclosed Fan Cooled*) motori sa prinudnim hlađenjem. Kod ovih motora se uslovi hlađenja ne pogoršavaju o oblasti malih brzina i nominalni moment je raspoloživ u punom opsegu.

U postupku izrade asinhronih motora namenjenih frekvencijskoj regulaciji ugrađuje se pojačana izolacija na ulaznim krajevima statorskog namotaja. Refleksija naponskog talasa koji se prostire duž kabla od konvertora snage do motora dovodi do prenapona i ubranog starenja izolacije na ulaznim navojcima usled velike strmine naponskog talasa. Ova pojava je glavni razlog da životni vek frekvencijski regulisanih motora bude četverostruko kraći nego vek motora napajanih iz gradske. Frekvencijski regulisan motor proizvodi za oko 6db veću akustičnu buku od motora konstantne

učestanosti, pa se u njegovoj gradnji posebna pažnja posvećuje impregnaciji namotaja i limova kako bi se umanjili elektrodinamički i efekti magnetostrikcije.

Kod izrade asinhronih motora za servo aplikacije, naročita pažnja se posvećuje merama za minimizaciju valovitosti momenta, pa se primenjuju specifični odnosi broja i širine rotorskih i statorskih žlebova kao i koso postavljanje (*skew*) žlebova u cilju minimizacije negativnih efekata ožljebljenja. Pomenute mere za minimizaciju valovitosti momenta redovno umanjuju efikasnost [251] i mogu prouzrokovati aksijalni fluks, pa se ne praktikuje njihova primena u gradnji motora za pogone opšte namene.

Trend u gradnji frekvencijski regulisanih pogona sa asinhronim motorom je integracija motora i pogonskog konvertora u jedinstvenu celinu. Upravljačka kola i sekcija snage frekvencijskog regulatora ugrađuje se u kućište statora, čiji rashladni sistem treba da obezbedi odvođenje toplote usled ukupnih gubitaka snage u motoru i pretvaraču. Ukupna dužina motora se u odnosu na konvencionalno rešenje uvećava za oko 30% (ABB-Sweden) dok je težina za oko 15% veća od težine konvencionalnog motora. Prednost ovakvog rešenja je veoma kratka veza između konvertora snage i motora, umanjene emitovanih elektromagnetnih smetnji i eliminacija problema sa izolacijom ulaznih namotaja motora zahvaljujući odsustvu refleksije naponskih talasa na kablovi koji povezuje motor i pretvarač. U polju savremenih konstrukcija asinhronih motora, intenzivan razvoj doživljavaju i asinhroni motori za vučne primene. Linearni asinhroni motor (*LIM*, Zhang [189]) sa polnim korakom od 0.3m i rastojanjem između magnetnog kola i provodne podloge od 10mm omogućuje kratkotrajno razvijanje vučnih sila do 18000N što ga čini pogodnim za vučne primene u vozilima gradskog saobraćaja.

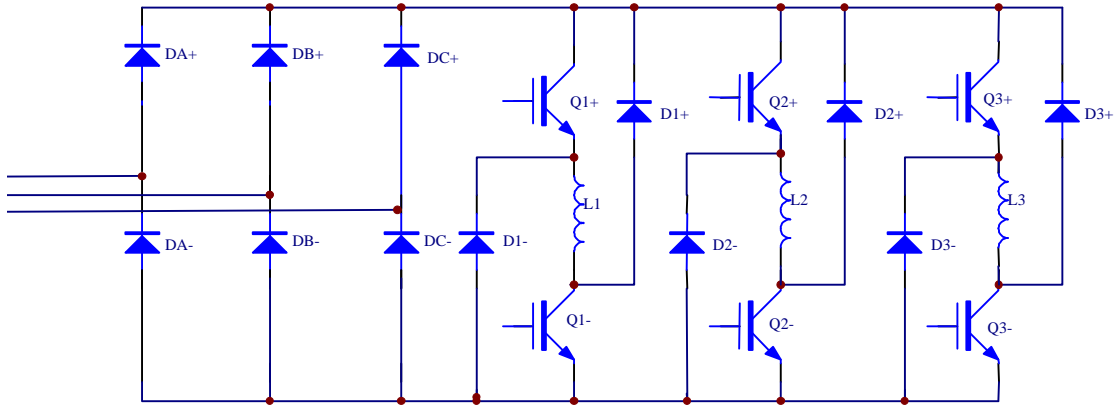
Raspoloživost trofaznih konvertora snage sa kontinualno promenljivom amplitudom i učestanošću izlaznog napona omogućuje primenu sinhronih i reluktantnih motora u pogonima gde se zahteva veća efikasnost, odsustvo zagrevanja rotora, veća specifična snaga ili jednostavna i robusna konstrukcija rotora. Znatni istraživački napori ulažu se u razvoj naprednih rešenja sinhronih motora za pogone opšte namene i servo primene. Sinhroni reluktantni motor sa aksijalnom laminacijom [134] poseduje stator jednak statoru asinhronog motora, dok je rotor načinjen od aksijalno složenih limova postavljenih tako da maksimiziraju razliku između induktivnosti u d i q osama. Pogonskog konvertor i digitalni pogonski kontroler za upravljanje sinhronim reluktantnim motorom jednaki su kao kod pogona sa asinhronim motorom. Algoritam vektorskog upravljanja se može primeniti i na sinhroni reluktantni motor, pa se ovaj motor često primenjuje u servo aplikacijama niskih performansi u kojima je važno postići nisku cenu. Xiang [194] pokazuje da direktno digitalno upravljanje sinhronim reluktantnim motorom uz digitalnu realizaciju strujne petlje omogućuje nezavisno upravljanje fluksom i regulaciju momenta sa propusnim opsegom od 1kHz. U dizajnu sinhronih reluktantnih motora za servo aplikacije preduzimaju se posebne mere (*skew*) [56] u svrhu minimizacije valovitosti momenta. Pored servo primena, sinhroni reluktantni motor se koristi i u pogonima male snage gde je odsustvo pobude na rotoru njegova prednost u odnosu na sinhronu motore sa permanentnim magnetima. Primer ovakve primene je električni pogon mehanizma za upravljanje savremenim automobilima. Uz pretpostavku da se pogon realizuje sa sinhronim PM motorom, u slučaju kratkog spoja na priključcima motora, pokretanje sinhronog PM motora je onemogućeno jer pri kretanju indukuju struje u statoru i razvija kočni moment: upravljački mehanizam automobila ostao bi blokiran. Kratak spoj na priključcima reluktantnog motora izbacuje iz pogona servo funkciju, ali vozač ipak može, uz veći napor, da obavi željeni otklon mehanizma za upravljanje.

Sinhroni motori sa permanentnim magnetima na rotoru su naročito pogodni za upotrebu u pogonima veoma malih snaga. U fazi istraživanja su naročite konstrukcije sinhronog PM motora koje olakšavaju rad ovoga motora bez senzora za detekciju položaja. Dr. Luciano Antognini (*BIMU 97*, Portescap, LA Chaux-de-Fonds, Switzerland) istražuje četvorofazne i dvofazne sinhronne PM motore sa namotajima povezanim u krst i kvadrat. Naročita sprega namotaja omogućuje olakšani polazak motora u *feed-forward* modu kao i jednostavnu detekciju položaja rotora u normalnim radnim režimima. U sprezi sa kompaktnim pogonskim konvertorima, sinhroni PM motori su najozbiljniji kandidati za prodor u oblast pogona u kućnim aparatima. Jedini ozbiljan nedostatak ovih motora je nemogućnost slabljenja polja i rada iznad nazivne brzine. Ovaj problem se može prevazići sekcionisanjem i prevezivanjem statorskog namotaja (Nipp, [186]). Savremena rešenja ogibljenja automobila uključuju aktivno prigušenje vibracija i oscilacija (Boules [191]). Sinhroni motori sa permanentnim magnetima su izuzetno pogodni za ovakve aplikacije pa se u automobilskoj industriji može očekivati njihova šira primena.

Za razliku od sinhronih motora sa permanentnim magnetima čija je konstrukcija uglavnom definisana, za piezoelektrične ultrazvučne motore (*PUM Piezoelectric Ultrasonic Motors*) se još uvek traže optimalna rešenja. U oblasti malih brzina, ovaj motor obezbeđuje povoljniji odnos momenta i težine (specifični moment) od konvencionalnih motora sa reduktorom. Intenzivno se istražuju mogućnosti za primenu *PUM* motora [173] kao servo aktuatora u pozicionim servomehanizmima koji ne zahtevaju razvijanje velikih brzina. Pored razvoja *PUM* motora, znatni naponi ulažu se u razvoj minijaturnih piezoelektričnih aktuatora za vršenje relativno malih kretanja alata kod izuzetno preciznih operacija obrade tvrdih i krutih materijala.

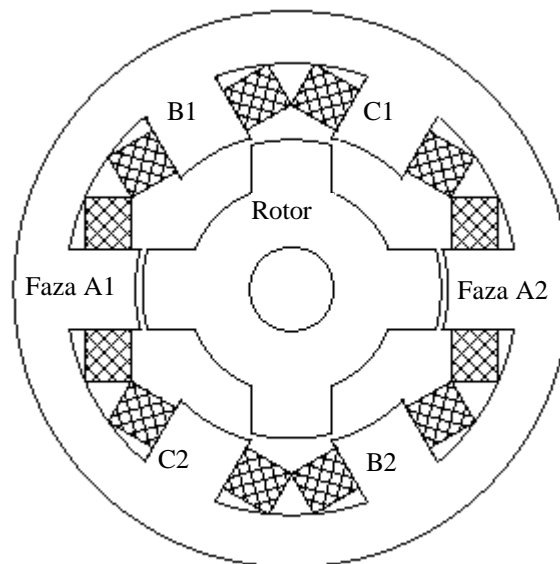
3.7 Prekidački reluktantni motori

Veliki broj stručnjaka za projektovanje električnih mašina radi u oblasti usavršavanja prekidačkih reluktantnih motora. Rad je intenziviran u poslednjem trogodišnjem periodu, a naročito nakon što je korporacija Emerson Electric postala vlasnik SR-Drives Ltd, najveći centar za razvoj SR motora i pogona. O prekidačkim reluktantnim motorima i njihovom potencijalu postoje dijametralno suprotna mišljenja. Premda poznat još u prošlom veku, SR motor pažnju istraživača privlači tek nakon pojave tiristorskih konvertora snage. Prof. Dr Ilija Obradović je načinio prve prodore u polju projektovanja SR motora. Prve prototipe motora i pretvarača izrađuje grupa istraživača pod rukovodstvom prof. P.J. Lawrensona [244], koji je realizovao veći broj uspešnih primena SR motora uglavnom u električnoj vuči. SR motor ne radi na principu obrtnog polja. Stator i rotor poseduju istaknute polove, njihov broj je paran i različit na statoru i rotoru, česte kombinacije su 6/2, 6/4 i 8/6. Na rotoru ne postoji namotaj, dok je statorski namotaj skoncentrisan, što znatno olakšava njegovu izradu i montažu. Konstrukcija motora je jako jednostavna i poseduje potencijal za veoma jevtinu serijsku proizvodnju. Napajanje motora može biti unipolarno, pa se topologija pogonskog konvertora [26] može bitno pojednostaviti.



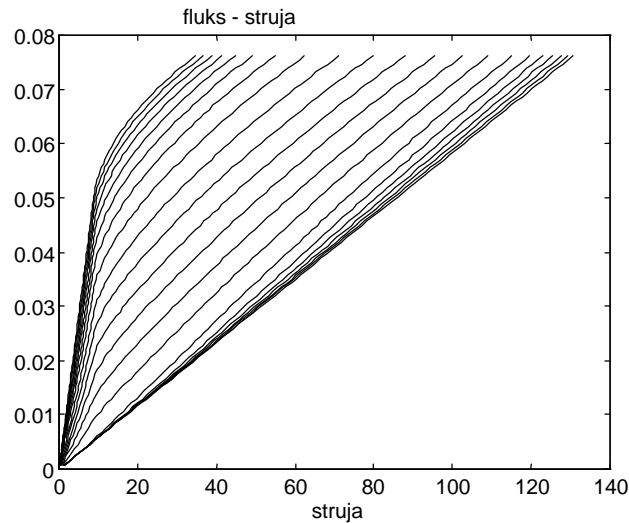
Slika 3.7.1: Pogonski konvertor za napajanje trofaznog SR motora.

Sposobnost za rad u uslovima visokih temperatura, primena konvencionalnih materijala, sposobnost za razvijanje velikih brzina, specifična snaga veća za 10-20% od specifične snage mašina za jednosmernu struju, odsustvo konture kratkog spoja u topologiji konvertora, sposobnost za rad i nakon ispada jedne od faza i mnoge druge osobine čine ovaj motor kandidatom za primenu u kućnim aparatima, ventilatorima, rashladnim sistemima, kao i za realizaciju pomoćnih pogona u savremenim automobilima. Nastojanja da se SR motor uvede u pomenute primene [27] nisu uspela zbog velike akustične buke, impulsnog karaktera momenta i ubrzanog starenja prouzrokovanog lokalnim zagrevanjem ('vrućim tačkama') magnetnog kola.



Slika 3.7.2: Poprečni presek SR motora konfiguracije 6/4. Motor poseduje tri faze statorskog namotaja ugrađenog koncentrično na 6 statorskih polova.

U nastojanju da se umanju buka i valovitost momenta kod SR motora, najpre su rešavani problemi modelovanja procesa elektromehaničke konverzije [245]. Proces konverzije se obavlja u ciklusima pa je impulsni karakter momenta inherentan i može se otkloniti jedino uz naročito uobličavanje impulsa faznih struja i njihovo delimično preklapanje.



Slika 3.7.3: Uticaj položaja rotora SR motora na karakteristiku magnetizacije.

Nelinearna zavisnost induktivnosti faze od struje i relativnog položaja statora i rotora stvaraju potrebu da se specifičan talasni oblik struje predvidi za svaki par vrednosti brzine momenta. Ovakvo rešenje nije praktično zbog neprihvatljivo velike količine podataka koju treba memorisati. Određeni napredak ($\Delta M < 10\%$) postignut je primenom naprednih pristupa rešavanju problema upravljanja: primenom veštačke neuronske mreže [59] i adaptivnog *fuzzy* kontrolera [61]. Russa i Elbuluk [63] postižu zadovoljavajuće potiskivanje valovitosti momenta u realnom vremenu i širokom opsegu brzina obrtanja. Problem primene SR motora sa umanjenom valovitošću momenta je istovremeno znatno umanjeње srednje vrednosti momenta. Eliminacija udara momenta kroz uobličavanje impulsa faznih struja čini da SR motor izgubi svoje komparativne prednosti: odnos Nm/A, specifična snaga motora i faktor snage postaju inferiorni u odnosu na iste veličine kod mašina za naizmeničnu struju, dok se efikasnost pogona sa SR motorom znatno umanjuje. Postoji veliki broj primena u kojima impulsni karakter momenta ne predstavlja nedostatak, pa se tako SR motori mogu efektno primeniti u nekim vučnim primenama, kao i kod pogona ventilatora, kompresora i pumpi u uslovima gde se ne zahteva mali nivo buke. Prof. Lawrenson [252] ukazuje na činjenicu da je valovitost momenta kod novih rešenja SR motora uporediva sa valovitošću koju imaju motori jednosmerne struje napajani iz torostorskog ispravljača ili monofazni asinhroni motori.

Najveći su izgledi za primenu SR motora u pogonima kod kojih je cena najvažniji faktor. Samim tim, upotreba osovinskog davača je isključena. Položaj rotora, potreban za uspostavljanje povratne sprege po brzini i komutaciju, neohodno je odrediti iz vremenske promene faznih struja i napona. U nekim primenama [246], procena položaja se može obaviti prostim merenjem strmine uzlazne ivice strujnog impulsa na početku vođenja. Acanely [198] predlaže merenje induktivnosti u pojedinim fazama i procenu položaja na osnovu unapred poznate zavisnosti $L(q)$. Ehasani [197] predlaže da se jednovremeno umanju i broj strujnih senzora i time znatno redukuje cena pogona. Određivanje položaja

iz vremenske promene struje i induktivnosti zahteva poznavanje funkcije $L(q, i)$, što otežava primenu jer je za svaki motor potrebno izvršiti složena merenja i memorisati veliku količinu podataka. Primena veštačke neuronske mreže [170] u realizaciji *sensorless* pogona sa SR motorom omogućuje znatno umanjeње potrebne memorije i numeričke snage procesora. DiRenzo [163] predlaže algoritam za indirektno određivanje položaja rotora SR motora koji ne zahteva poznavanje funkcije $L(q, i)$. Sličan pristup ima i Lopez [171]: trenutak u kome su statorski i rotorski polovi na samoj ivici preklapanja lako je odrediti jer je strmina struje u relevantnoj fazi tada veoma velika. Detekcija početka preklapanja je robusna i ne zahteva poznavanje parametara motora niti funkcije $L(q, i)$. Obnavljanje podatka o položaju se vrši po jednom u svakom ciklusu konverzije, što je dovoljno za stabilan rad *sensorless* SR pogona nakon njegovog pokretanja u *feed forward (open loop)* režimu.

Elbuluk [187] pokazuje da se SR motor može konstruisati tako da procena položaja rotora iz oblika impulsa fazne struje bude olakšana. Broj statorskih i rotorskih polova, njihova širina kao i veličina i način promene vazdušnog zazora mogu biti podešeni tako da rad pogona bez senzora bude olakšan. Isti konstrukcioni parametri, međutim, utiču na efikasnost motora, minimalni polazni moment u kritičnom položaju i odnos Nm/A, pa njihov izbor nije slobodan i mora se podrediti ukupnim performansama pogona. Jedna od specifičnosti SR motora koja se ne susreće kod drugih vrsta pogona je uska povezanost konfiguracije i parametara motora, topologije pogonskog pretvarača i zakona upravljanja: međuveza elemenata SR pogona nalaže da se postupci projektovanja i optimizacije vrše jednovremeno. U slučaju da se problem akustične buke i valovitosti momenta reši na prihvatljiv i ekonomičan način, SR motor može biti efektno primenjen na mestima gde se danas primenjuje univerzalni – kolektorski motor sa faznom regulacijom, kao i u nekim primenama električne vuče.

4. Zaključak

Digitalno upravljani električni pogoni opšte namene su ušli u zrelo doba svoje primene. Za topologiju konvertora snage, rešenje digitalnog pogonskog kontrolera i osnovne upravljačke funkcije postoje opšte prihvaćena, dobro ispitana rešenja. Moguće je, međutim, dati znatan doprinos u rešavanju preostalih problema i nedostataka koji ograničavaju širu primenu ovih pogona. Problemi za koje nema zadovoljavajućeg rešenja su:

- i) Visok nivo akustične buke, toplote i elektromagnetnog zagađenja emitovanog od strane pogonskog konvertora u okolni prostor;
- ii) Relativno visoka cena i veliki broj senzora primenjenih u pogonu;
- iii) Neophodnost kvalifikovanog osoblja u fazi instalacije pogona i potreba za preciznim poznavanjem velikog broja parametara motora.

Neprekidno poboljšanje karakteristika poluprovodničkih tranzistora snage i razvoj novih vrsta prekidača (*MCT*, *IGCT*) omogućiće da se umanje kondukcioni gubici snage pri konverziji. Komutacioni gubici i snaga elektromagnetnih smetnji će se umanjiti modulacijom srednjeg vremena života nosioca u poluprovodničkoj komponenti, kao i zahvaljujući izvesnim modifikacijama osnovne topologije konvertora. U cilju eliminisanja

negativnih posledica (du/dt) visokih učestanosti komutacije, treba očekivati širu upotrebu ne-disipativnih L-C kola za uobličavanje promene napona pri komutaciji (*snubber*) kao i topologija sa rezonantnim i kvazi-rezonantnim međukolom. Moguća je i pojava originalnih topologija pogonskog konvertora koje bi omogućile komutaciju pri nultoj vrednosti napona ili struje uz jednovremeno uvažavanje zahteva napajanja i upravljanja motorom. Problemi komutacije su naročito izraženi kod pogonskih konvertora velike snage i srednjeg napona, pa se može očekivati da topologija ovih konvertora u bliskoj budućnosti pretrpi najveće izmene.

Strogi zahtevi u pogledu elektromagnetne kompatibilnosti prouzrokovace izmenu u topologiji ulaznog dela pogonskog konvertora (*front-end converter*). Dosada korišćeni diodni ispravljač ne omogućava rekuperaciju i prouzrokuje znatna izobličenja ulazne struje. Primenu mogu naći ne-rekuperativne *PFC* (*Power Factor Correction*) topologije [221] dok se u daljoj budućnosti (i nakon znatnijeg umanjenja cene poluprovodničkih komponenti) može očekivati primena sinhronih ispravljača sa rekuperacijom i korekcijom faktora snage. U tom slučaju topologija pogonskog konvertora će biti simetrična i uključivati dva identična trofazna prekidačka mosta sa ukupno 12 prekidačkih tranzistora (*Motor converter* i *front-end converter*) koji će biti povezani na zajedničko međukolo naponskog tipa, dok će im priključci za naizmeničnu struju biti povezani sa motorom i napojnom mrežom. Veliki stepen upravljivosti bi jednovremeno omogućio regulaciju statorskih struja, uobličavanje ulazne struje i minimizaciju pasivnih komponenti i energije akumulirane u međukolu.

U narednim godinama treba očekivati da pogoni opšte namene budu realizovani tako da se pogonski konvertor sa pripadajućim upravljačkim sklopovima ugrađuje u kućište samog motora. Prednosti integrisanog pogona biće jednostavna instalacija i zamena, mogućnost optimalnog prilagođenja topologije konvertora, senzora i algoritama upravljanja tipu i vrsti motora, kao i uštede zbog eliminacije jednog kućišta i znatnog broja kablova i veza. Provodnici koji povezuju motor i konvertor će biti zanemarive dužine, pa će glavni izvor elektromagnetnih smetnji biti otklonjen. Kratka veza motor-konvertor će u velikoj meri rešiti i problem proboja izolacije na ulaznim navojcima statorskog namotaja motora. Do proboja dolazi kod motora napajanih iz savremenih pogonskih konvertora sa velikom strminom (dV/dt) izlaznog napona. Direktno povezivanje motora i konvertora će eliminisati refleksije naponskog talasa i onemogućiti umnogostručavanje amplitude, čime će problem ubrzanog starenja i proboja izolacije biti eliminisan. Integracija motora i pretvarača će zahtevati rešavanje složenih problema prostiranja toplote, hlađenja, umanjenja ukupnih gubitaka, i rada poluprovodničkih naprava na povišenim temperaturama, ali se može očekivati da prednosti integrisanog pogona dovedu do njegovog uvođenja u primenu u skoroj budućnosti.

Savremeni frekvencijski regulisani pogoni opšte namene primenjuju algoritme skalarnog upravljanja ili rade bez povratne sprege. U budućnosti treba očekivati primenu vektorskog upravljanja i kod ovih pogona. U regulaciji brzine pumpi, kompresora i ventilatora brzina i tačnost odziva imaju sekundarni značaj, ali se javlja potreba za razvijanjem što većeg polaznog momenta i zahtev za prilagođenjem amplitude fluksa opterećenju u cilju minimizacije gubitaka. Iz pomenutih razloga, U/f regulacija se sve češće zamenjuje algoritmom vektorskog upravljanja, čija implementacija zahteva poznavanje inicijalnih parametara motora i praćenje njihove promene u toku rada pogona. Parametri motora nisu unapred poznati već se unose nakon ugradnje, što onemogućava instalaciju od strane nekvalifikovanog osoblja. Razvoj algoritama i postupaka automatizovanog određivanja parametara motora u fazi instalacije (*self-commissioning*) treba da omogućiti pouzdano samo-podešavanje pogona i umanjiti potrebu za stručnim

osobljem. Očekuje se razvoj rešenja koje će pri prvom uključenju digitalnog regulatora omogućiti automatizovano prepoznavanje vrste i tipa motora i senzora koji su priključeni, odrediti parametre motora i mehaničkog podsistema, prepoznati aplikaciju i dostići spremnosti za rad bez učešća operatora. Ova vrsta *plug-and-play* funkcionalnosti će biti naročito važna kod primena koje zahtevaju da se pauze usled kvara (*down-time*) minimiziraju. Po zameni modula koji je otkazao ispravnim, automatsko konfigurisanje i podešavanje novog modula obezbediće brzo dostizanje spremnosti za rad. Pored razvoja algoritama i postupaka za identifikaciju inicijalnih vrednosti parametara, treba očekivati i razvoj novih pristupa određivanju parametara i stanja motora u toku rada. Zbog zahteva za umanjnjem broja senzora, ovi pristupi će biti oslonjeni na izdvajanje informacija iz terminalnih napona i struja i sve češće će se bazirati na sekundarnim efektima kao što je pojava žlebnih harmonika, uticaj lokalnog zasićenja na tranzijentnu impedansu, pojava unifaznih komponenti u spektru i mnogi drugi.

Postojeća rešenja direktnog vektorskog upravljanja se ne mogu primeniti u oblasti malih brzina obrtanja. Veliki broj pogona opšte namene ne poseduje davač brzine ali treba da obezbedi kontinualnu regulaciju momenta i fluksa u oblasti veoma malih brzina. Treba očekivati razvoj novih pristupa *sensorless* upravljanju asinhronim i sinhronim motorima koji trebaju da obezbede stabilan rad pri brzinama manjim od 1% nazivne. Potrebna su rešenja koja će obezbediti raspregnuto upravljanje momentom i fluksom pri brzinama bliskim nuli uprkos varijacijama otpornosti R_s , uticaju mrtvog vremena, pada napona na poluprovodničkim prekidačima, šuma i ofseta. Treba očekivati i razvoj algoritama upravljanja koji će obezbediti rekonstrukciju faznih struja iz struje međukola, i time omogućiti umanjnje broja davača struje. Savremeni strujni transformatori sa kompenzacijom jednosmerne komponente fluksa mogu u budućnosti biti zamenjeni kompaktnim integrisanim kolima za galvanski izolovan, kvalitetan prenos signala struje. Već je raspoloživ (*HP*) sinhronizovani sigma-delta modulator HCPL7800 sa AlGaAs foto elementima koji omogućuje izolovan prenos signala statorske struje sa propusnom opsegom od 100kHz, što zadovoljava potrebe zaštite i regulacije struje. Treba očekivati dalji razvoj strujnih senzora, kao i pojavu kompaktnih pogonskih senzora napona, brzine, položaja i temperature.

Trend decentralizacije u upravljanju procesima odraziće se na razvoj frekvencijski regulisanih pogona opšte namene. U okviru pogonskog kontrolera biće locirane PLC funkcije, elementi inteligencije i u njemu će se sticati sve povratne sprege, dok će centralni računar obavljati isključivo funkcije iniciranja i nadzora. Povezivanje frekvencijskih regulatora i centralnog računara će biti standardizovano. Brzina prenosa i kvalitet izolovanosti (*PELV* *Protective Extra Low Voltage*) se mogu nazreti iz postojećeg nacrtu standarda VDE106/160.

Električni pogoni visokih performansi i servo pogoni za kontrolu kretanja se nalaze u relativnoj stagnaciji. Raznolikost senzora (rizolver, enkoder, kom-koder, *hall-effect*), motora (indukcioni, sinhroni, MJSS), kao i odsustvo standarda za njihovo povezivanje i standarda digitalne komunikacije čini svaki sistem specifičnim, pa je razmena hardverskim modula, programskih paketa, rešenja i iskustava između različitih proizvodnih mašina nemoguća i dalji razvoj oblasti usporen. Veliki broj različitih, međusobno nekompatibilnih upravljačkih struktura (analogna i digitalna realizacija strujnog regulatora, kaskadne strukture, dislocirani pozicioni regulator itd.) zahteva od korisnika da kompletan sistem preuzme od jednog isporučioaca i da za svaki element sistema poseduje rezervni modul (100% razerva).

U narednim godinama treba očekiva sazrevanje uređaja za upravljanje kretanjem. Praktično će biti primenjen koncept modularnosti: delovi sistema kao pogonski

konvertor, pomoćna napajanja, digitalni pogonski kontroler, servo motor, davač položaja ili moduli za prilagođenje će biti koncipirani, projektovani i proizvedeni tako da se mogu međusobno povezivati i proizvoljno kombinovati. Otvorena arhitektura treba da omogući da komponente sistema budu unificirane, čime će se umanjiti njihova cena, smanjiti potrebne rezerve i zalihe modula, olakšati povezivanje i zamena i uvećati pouzdanost. Na primer, pogonski konvertor sa pripadajućim sklopovima biće realizovan tako da se preko logičkih ulaza može direktno upravljati stanjem prekidača. Povezivanjem sa odgovarajućim digitalnim pogonskim kontrolerom, isti konvertor može postati izvršni organ *open-loop* U/f pogona, pogona sa sinhronim motorom, vektorski kontrolisanog servo pogona ili *sensorless* pogona sa reluktantnim motorom.

Otvorena arhitektura sistema za upravljanje kretanjem će biti praćena odgovarajućim razvojem upravljačkih i komunikacionih algoritama i programa. 'Inteligentni' pogon će biti sposoban da samostalno i) Odredi konfiguraciju, strukturu i model sistema, procesa i motora; ii) Identifikuje i kalibriše senzore; iii) Odredi inicijalne parametre; iv) Inicira i izvede neophodne testove, analizira odzive i izvrši podešenja; v) Definiše ili preuzme unapred definisane kriterijeme performanse; vi) Odredi strukturu i parametre regulacije; vii) Vršiti identifikaciju parametara u toku rada i sprovedi relevantne korektivne akcije.

Neophodnost uvećanja brzine i preciznosti rada servomehanizama stvoriće potrebu da se propusni opseg i učestanost odabiranja pozicionih regulatora uvećaju preko 100Hz i 2 kHz. Treba očekivati da propusni opseg brzinskih servomehanizama dostigne 200-300Hz uz učestanosti odabiranja od 3 do 5 kHz. Brži odziv kod upravljanja brzinom i pozicijom čini neophodnim poboljšanje performansi regulatora momenta i struje. Pojaviće se potreba da propusni opseg regulatora statorske struje dostigne 2 kHz dok će praktične vrednosti učestanosti odabiranja biti 20-30 kHz. Potreba za implementacijom složenih struktura pogonskih regulatora sa veoma kratkim (30-40 μ s) periodama odabiranja biće zadovoljena kroz razvoj i primenu naročitih digitalnih pogonskih kontrolera – servoprocera – sa mogućnošću obavljanja 50-100e6 operacija u sekundi. Trendovi u razvoju programabilnih logičkih kola (*FPGA*) ukazuju da će se jedan deo obrade signala u okviru pogona realizovati izvan kontrolera, pa se mogu očekivati hardverske realizacije digitalnih estimatora sa znatno većom brzinom rada. Kod električnih pogona bez davača položaja i kod primena parametarske estimacije spektra u određivanju parametara i stanja neohodni će biti digitalni pogonski kontroleri sa numeričkim kapacitetom do 300 MIPS.

Sposobnost digitalno upravljanog električnog pogona da se bez intervencije operatora prilagodi promenama u procesu i varijacijama parametara pogona će vremenom dobijati na važnosti. Pored algoritama za (sporu) adaptaciju, treba očekivati razvoj i primenu robusnih algoritama i pristupa upravljanju pogonom. Kvalitet obrade, brzinu i tačnost odziva servo petlje ili drugačije zadat sintetički kriterijum performanse treba garantovati i u uslovima kada parametri motora i proizvodnog procesa variraju na proizvoljan način unutar svojih graničnih vrednosti. Značaj i složenost pomenutih problema učiniće da na njihovom rešavanju u narednim godinama bude angažovan veliki broj istraživača. U oblasti digitalno upravljanih električnih pogona je za veliki broj problema već nađeno adekvatno rešenje, ali preostali problemi i nove primene predstavljaju polje u kome je moguće dati značajan naučni i praktični doprinos.

5. Literatura

- [1] V. R. Stefanović: "Present trends in Variable Speed AC Drives", in Conf. Rec. of IPEC 1983, pp. 438-449
- [2] B.K. Bose, (Editor) "Adjustable AC Drives", IEEE Press 1981.
- [3] I. Boldea and S.A. Nasar, "Vector control of AC Drives", CRC Press, 1992.
- [4] DBC drives data sheet, Vickers Elge, Settimo Milanese, Italy, 1993.
- [5] "FASK permanent magnet servo motors data sheets", Vickers Polymotor 1992.
- [6] Kovacs,K.P.; Racz,I.: "Transiente Vorgange in Wechselstrommaschinen", Budapest, Publishing House of the Hungarian Academy, of Sciences 1959.
- [7] Hasse,K.: "On the dynamics of speed controlled static AC drives with squirrel cage induction machines",Ph.D.Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt, 1969.
- [8] Blaschke,F.: "Das verfahren der feldorientierung zur regelung drehfeld maschinen", Ph.D.Dissertation, TU Braunschweig, 1974.
- [9] Y.Y Tzou, H.J. Hsu, "FPGA Realization of Space – Vector PWM Control IC for Three-Phase PWM Inverters", IEEE Trans. On Power Electronics, Vol.12, No. 6, Nov. 1997, pp.953-963
- [10] Leonhard,W.: "Adjustable Speed AC Drives", Proceedings of the IEEE, vol 76, No 4, April 1988, pp. 455-471
- [11] Gabriel,R.; Leonhard,W.; Nordby,C.J.: "Field Oriented Control of a standard AC motor using Microprocessors", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol IA 16, No 2, March/April 1980. , pp 186 192
- [12] Lipo,T.A.: "Recent progress in the Development of Solid State AC Motor Drives", IEEE Trans. on Power Electronics, vol PE3, No 2, April 1988., pp 105 117
- [13] Gabriel,R.; Leonhard,W.: "Microprocessor Control of Induction Motors", in Conf. Rec. of IEEEISPC, 1982., pp 385 394
- [14] Lessmeier,R.; Schumacher,W.; Leonhard,W.: "Microprocessor controlled AC ServoDrives with Synchronous or Asynchronous Motors: which is preferable?", IEEE Trans. on Ind. Appl.vol IA 22, No 5, Sept./Oct. 1986., pp. 812-819
- [15] B.K. Bose "Power electronics and AC drives", Prentice Hall 1986.
- [16] R.W. De Doncker and D.W. Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", IEEE-IAS Conf. Rec. 1988., pp. 450-456
- [17] Miles,A.R.; Novotny,D.W.: "Transfer Functions of the Slip Controlled Induction Machine", IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol IA 15, No 1, Jan./Feb. 1979., pp 54 62
- [18] Guisatski,U.M.: "Structure and dynamic characteristics of CSI induction motor drive", Proc. of the ICEM , Part 1, Budapest, 1982., pp. 199-202
- [19] Wang,C.; Novotny,D.W.; Lipo,T.A.: "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect FieldOriented Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA 24, No 1, Jan./Feb. 1988., pp. 151-159
- [20] Krishnan,R.; Doran,F.C.: "A method of Sensing Line Voltages for Parameter adaptation of Inverterfed Induction Motor Servo Drives", ibid, pp. 617-622
- [21] Leonhard,W.: "Control of Electrical Drives", SpringerVerlag 1985.
- [22] "TMS320F240 DSP Users manual", Texas Instruments 1997.
- [23] Digital signal processing solution: TMS320C62XX Technical brief, Texas Instruments, January 1997.

- [24] N.J. Kim, H.S. Moon, D.S. Hyun, "Inertia Identification for the Speed Observer of the Low Speed Control of Induction Machines", *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol. 32, No. 6, Nov/Dec 1996. Pp 1371-1379
- [25] M.Y. Chow "Methodologies of using Artificial Neural Network and Fuzzy Logic Technologies for Motor Incipient Fault Detection", World Scientific Publishing Co Pte, Ltd, 1997.
- [26] S. Vukosavić, V. R. Stefanović, "SRM inverter topologies; a comparative evolution", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp.1034-1047, Nov./Dec.1991.
- [27] Asymmetrical 6/2 SR drive, ACORN - European Washer Project, Emerson Electric Co, Electronic Speed Control Division, St. Louis U.S.A. 1988.
- [28] S. N. Vukosavić: "Third harmonic comutation control system and method", USA Patent 4912378, March 27., 1990
- [29] Philip C. Kjaer and Gabriel Gallegos-Lopez , "Single-sensor Current Regulation in Switched Reluctance Motor Drives" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [30] M. Chis, S. Jayaram, R. Ramshaw , K. Rajashekara, "Efficiency Optimization of EV Drive Using Fuzzy Logic" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [31] Slobodan N. Vukosavić, Ljiljana S. Perić, Vladan Dimitrijević: "Trofazni statički pretvarači za regulaciju brzine obrtanja elektromotornih pogona sa asinhronim motorom u železnici", The 4th International Scientific conference of railways expert JUŽEL, Vrnjačka Banja, October 2-4. 1997. pp. 170-177
- [32] V. Stefanović, D. Borojević, *Current Problems in Industrial Drives*, in Proc. VIII Conference Energetska elektronika - Ee'95, Novi Sad, Serbia, Yugoslavia, 1995.
- [33] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol IA-17, No. 5, pp 518-523, Sep./Oct. 1981
- [34] R. Joetten, Chr. Kehl, "A fast space-vector control for a three level voltage source inverter," Conf. Proc. EPE '91 (Firenze), Vol. 2, pp 70-75, 1991
- [35] A. Barazzouk, A. Cheriti and G. Olivier "A Neural Networks Based Field Oriented Control Scheme for Induction Motors", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [36] Kenji Inoue, Junji Yoshitsugu, Shin Shirogane, Prasanna Boyagoda, and Mutsuo Nakaoka "Automatic Learning Control-Based Gain Parameter Auto-Tuning Scheme for AC Servo System" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [37] Blaschke,F.: "Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage fur die TRANSVEKTOR Regelung von Drehfeldmaschinen", Siemens Zeitschrift 45, Heft 10, 1971. pp. 757-760
- [38] Floter,W.; Ripperger,H.: "Die TRANSVEKTOR Regelung f5t1r die, Feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschinen" *ibid*, pp. 761-764
- [39] Langweiler,F.; Richter,M.: "Flusserfassung in Asynchronmaschinen" , *ibid* , pp.768-771
- [40] Novotny,D.W.; Lorenz,R.D.: "Introduction to Field Orientation and HighPerformance AC Drives",publication of the Industrial Drives Committee of the IEEE Ind. Applications Society, 1985.

- [41] Doncker,R.D.; Novotny,D.W.: "The Universal FieldOriented Controller", *ibid* , pp. 450-456
- [42] Leonhard,W.: "Field Orientation for controlling AC Machines principle and application", IEE Third International Conf. on Pow. Elect. and Var.Speed Drives, London 1988, pp.277-282
- [43] Leissmeier, R. Leonhard,W. "Microprocessor controlled Induction Motor Servo Drive for High Dynamic Performance", *ibid*, pp. 431-438
- [44] Stojić,M.R.; Jovanović,P.: "Direct digital servo control, system: Design, practice, and algorithms for microprocessor, applications", *Automatika, Yugoslav Journal of ETAN*, No 56, December 1981.
- [45] Kirschen,D.S.; Novotny,D.W.; Lipo,T.A.: "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol EC 2, No 1, March 1987., pp 70 76
- [46] Loser,F.; Sattler,P.K.: "Optimizing the efficiency by the control of inverfered induction machine especially regarding saturation and heat effects",in *Conf. Rec. of the Third IFAC Symp.*, Lausanne, Switzerland, 1983., pp. 25-32
- [47] Khater,F.M.H.; Novotny,D.W.: "Efficiency Optimization for Constant Horsepower Operation of Induction Machines", *Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines*, Torino, Italy, July 1986, pp. 9-16
- [48] C.Y. Won et. al. "New Fuzzy-Sliding Mode Controller for Position Control of Induction Motors", *IEEE-IECON Conf. Record 1993*, pp. 115-121
- [49] L.A. Zadeh, "Fuzzy Sets", *Information & Control*, Vol. 8, No. 3, 1965, pp. 338-353
- [50] M.A. El-Sharkawi et.al. "High performance drive of brushless motors using neural networks" *IEEE Tran. on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 2, June 1994, pp 317-322.
- [51] M.G. Simoes and B.K. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 31, No. 3, May-June 1995.
- [52] H.M. Tai et al., "A Neural Network Based Tracking Control", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 39, No. 6, Dec. 1992, pp 504-510.
- [53] C. Studer, A. Keyhani, T. Sebastian, S. K. Murthy, "Study of Cogging Torque in Permanent Magnet Machines" *in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997*.
- [54] Yukio Honda, Shizuka Yokote, Toshiro Higaki, Yoji Takeda, "Using the Halbach Magnet Array to Develop an Ultrahigh-Speed Spindle Motor for Machine Tools", *in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997*.
- [55] M. F. Rahman, L. Zhong and K. W. Lim "A Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening" *in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997*.
- [56] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini, C. Petrache "Design of Low-Torque-Ripple Synchronous Reluctance Motors", *in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997*.
- [57] V. Davidkovich, A. M. Stankovic and G. Tadmor "Analysis and Experiments with Dissipativity-Based Control of PM Synchronous Motors" *in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997*.

- [58] F. Schütte, S. Beineke, A. Rolfsmeier, H. Grotstollen, "Online Identification of Mechanical Parameters Using Extended Kalman Filters", in *Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting* 1997.
- [59] K. M. Rahman A. V. Rajarathnam M. Ehsani, "Optimize&Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Motor by Neural Network", in *Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting* 1997.
- [60] Stephen L. Hero, Dover Instrument, PCIM 1991, Nov 1991, pp 39 - 42
- [61] Sayeed Mir Malik Elbuluk Iqbal Husain, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors using Adaptive Fuzzy Control", in *Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting* 1997.
- [62] Makoto Iwasaki, Koji Sakai, and Nobuyuki Matsui, "Fuzzy Inference-Based On-Line Control Gain Tuning for Servo Drive System", in *Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting* 1997.
- [63] Krzysztof Russa, Ilbal Husain, Malik Elbuluk, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range", in *Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting* 1997.
- [64] Ohmae, T. Matsuda, M. Kanno, K. Saito, and T. Sukegawa, "A Microprocessor-based motor speed regulator using fast-response state observer for reduction of torsional vibrations," *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. IA-23, no. 5, pp. 863-871, Sep/Oct. 1987,
- [65] S.T. Hung and J.C. Hung, "Digitally compensated resolvers," *Proc. IECON 1984*, Tokyo, Japan, pp. 625-627.
- [66] S. Ozaki *et. al.*, "A Microprocessor based DC motor drive with a state observer for impact drop suppression," in *Conf. Rec. of 1983 IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 771-775, Oct. 1983.
- [67] G. Brandenburg and W. Walfermann, "State observers for multi motor drives in processing machines with continuous moving webs," in *EPE Conf. Record*, Oct. 1985, pp. 3.203-3.208.
- [68] K. Sugiura and Y. Hori, "Vibration suppression in 2- and 3-mass system based on the feedback of imperfect derivative of the estimated torsional torque," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. IE-43, no. 1, pp.. 56-64, Feb. 1996.
- [69] K. Kaneko, K. Ohnishi *et. al.*, "Accurate torque control for a geared DC motor based on an acceleration controller," in *Proceedings of the IEEE IECON 1992*, vol. 2, pp.. 395-400.
- [70] F. Profumo, M. Madlena, and G. Griva, "State variables controller design for vibrations suppression in electric vehicles," in *Conf. Rec. of the PESC 1996*, pp.. 1940-1947.
- [71] J.K. Ji and S. K. Sul, "Kalman filter and LQ based speed controller for torsional vibration suppression in a 2-mass motor drive system," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 42, no. 6, pp.. 564-571, Dec. 1995.
- [72] J.Y. Hung, "Control of industrial robots that have transmission elasticity," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. IE-38, no. 6, pp. 421-427, Dec. 1991.
- [73] S. Colombi and T. Raimondi, "Compliance compensation in mechatronic systems," in *Proceedings of the IEEE IECON 1994*, pp. 946-951.

- [74] W. Leonhard, "Digital signal processing for trajectory control of a multi-axis robot with electrical servo drives," *Proc. 15th IEEE IECON*, Philadelphia, pp. 341-355, Nov. 1989.
- [75] S. Meshkat, "Digital control design for systems with resonance problem," in *Advanced Motion Control*, PCIM Ref. Series in Power Electronics and Intelligent motion, pp. 9-44.
- [76] D.C. Hanselman, "Resolver signal requirement for high accuracy resolver to digital conversion," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. IE-37, no. 6, pp. 556-561, Dec. 1990.
- [77] S. N. Vukosavić, M. R. Stojić, "Suppression of Torsional Oscillations in a High Performance Speed Servo Drive", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 45, No. 1, pp. 108-117
- [78] O. Masory, "Real Time Estimation of cutting process parameters in turning", *J. Eng. Ind.*, Vol 106, pp. 218-221, Aug. 1984
- [79] R. Toutant et.al.: "Feedrate Compensation for Constant Cutting Force Turning", *IEEE Control Systems* Dec 1993, pp. 44-47 Vol. 13, No. 6
- [80] Kuperstein and J. Wang (1990), "Neural Controller for Adaptive Movements with Unforeseen Payloads" *IEEE Transactions On Neural Networks*, Vol. 1, No. 1, pp.137-142.
- [81] Tomochika Ozaki, Tatsuya Suzuki, Shigeru Okuma and Yoshiki Uchikawa (1991), "Trajectory Control of Robotic Manipulators Using Neural Networks", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 3, pp. 195-202.
- [82] T. Inomata, "Linear motor for mechanical component", *Semitsu Kogaku Gakkai Shi* 1990, Vol 56, No 2, pp 48-52
- [83] T. Suzuki, "DD-type linear motor systems and their applications", *J. Robotics and Mechanotronics*, Vol 1, 1989, pp 328-332
- [84] M.H. Park K.S. Kim, "Chattering Reduction in the Position Control of Induction Motor Using the Sliding Mode", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 6, No. 3, July 1991.
- [85] M.H. Raibert and J.J. Craig, "Hybrid Position/Force Control of Manipulators", *ASME J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 103, pp. 126-133
- [86] S. Chiaverini et. al. "Force/Position Regulation of Compliant Robot Manipulators", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol 39, pp. 647-652, 1994.
- [87] G. Zhang, J. Furusho, and M. Kajitani, "Control of flexible – joint manipulators using joint torque and acceleration feedback", *Proc. 3rd Int. Conf. on Motion and Vibration Control*, pp. 245-250, September 1996.
- [88] "DBM041 application in Verrerie Cristallerie d'Arc (F)", VESTAR 003/1998, publication of Vickers Electrics, Casella (GE), Italy.
- [89] "HEDS-9200 optical encoders data sheet", Hewlett-Packard 1996.
- [90] Karam Z. Karam, "Moving ahead in control", *PCIM Europe*, July/August 1993, pp. 188-190
- [91] "PDBS Application Manual GB-4519 Rev.2", May 1997. Vickers Electrics, Casella, (GE), Italy
- [92] S. N. Vukosavić, *Microprocessor-Based Adaptive Speed and Position Control of Induction Motor Drives*, Ph.D. dissertation, University of Belgrade, 1989.

- [93] Ohnishi,K.; Suzuki,H.; Miyachi,K.: "Decoupling control of, Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive, with a Controlled Voltage Source and it's comparison with, Volt/Hertz control", IEEE Trans. on Ind. Appl.vol IA 21, No 1, 1985, pp. 241-247
- [94] Zheng,K.W.; Strangas,E.G.: "Feed Forward Field Orientation, Control of an Induction motor using a PWM Voltage Source, Inverter and Standardized Single Board Computers", IEEE, Trans. on Ind. Elect. , vol IE35, No 2, Feb. 1988, pp. 75-79
- [95] Bordry,F.; Fornel,B.; Trannoy,B.: "Flux and Torque numerical control of a Voltage fed Asynchronous Induction Machine", IEE Proc. B, vol 127, No 2, 1980., pp 91 95
- [96] Xu,X.; Doncker,R.D.; Novotny,D.W.: "Stator Flux Orientation Control of Induction Motor in the Field weakening Region", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting, 1988, pp 437 443
- [97] Lipo,T.A.; Chang,K.C.: "A new approach to flux and torque sensing in induction machines", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol IA 22, No 4, 1986. , pp 731-737
- [98] Edward,Y.Y.H.; Paresh,C.S.: "Decoupling Control of Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol IE 35, No 2, May 1988, pp 253 262
- [99] Harashima,F. et al.: "Multi Microprocessorbased Control System for Quick Response Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol IA 21, No 4, 1985., pp 602 609
- [100] Loeser,F.; Sattler,P.H.: "Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer", IEEE Tr. on Ind. Appl., vol IA 21, No 6, 1985., pp 1387 1393
- [101] Matsuo,T.; Lipo,T.A.: "A Rotor Parameter Identification Scheme for VectorControlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol IA 21, No 4, 1985., pp 624 632
- [102] Nordin,K.B.; Novotny,D.W.; Zinger,D.S.: "The influence of, Motor Parameter deviations in Feedforward Field orientation, Drive Systems ", IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol IA 21, No 4,, July/August 1985., pp 1009 1015
- [103] Garces,L.: "Parameter Adaptation for the SpeedControlled, Static AC Drive with Squirrelcage Induction Motor operated, with Variable Frequency Power Supply", IEEE Trans.on Ind.Appl., vol IA 16, No 2, 1980., pp 173 178
- [104] Zai,L.C.; Lipo,T.A.: "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives",in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting, Oct. 1987., pp 177 183
- [105] Boussak,M.; Capolino,G.A.: "Modern control tools for identification of the three phase induction motors", International Conference on Electric Machines, 1988., pp 215 220
- [106] Schmidt,R.: "Online identification of the secondary resistance of an induction motor in the lowfrequency range using a test vector", ibid, pp 221 226
- [107] Vetter,T.;Andresen,E.C.: "Parameter identification and online, rotor temperature monitoring of AC squirrelcage motors", ibid, pp 251 256
- [108] Lorenz,R.D.; Lawson,D.B.: "A simplified approach to continuous online tuning of field oriented induction machine drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Ann.Meet., 1988, pp. 444 449

- [109] Tsuji,T.; Oguro,R.; Sherif,M.Z.: "Online identification of parameters in rotor circuit of induction machine", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino 1986., pp 17 20
- [110] Lorenz,R.D.: "Tuning of FieldOriented Induction Motor Cont rollers for High Performance Applications", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA 22, No 2, March/April 1986., pp 293 297
- [111] Evans,R.J.; Cook,B.J.; Betz,R.E.: "Nonlinear Adaptive Control of an Inverterfed Induction Motor LinearLoad Case", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA 19, No 1, January/February 1983. pp 74 83
- [112] Irisa,T.; et al.: "Reliability of Induction Machines for High Performance based on Parameter Characteristics", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA 21, No 2, March/April 1985., pp 414 421
- [113] Kumamoto,A.; Tada,S.; Hirane,Y.: "Speed Regulation of an Induction Motor using Model Reference Adaptive Control", IEEE Control Systems Magazine, October 1986., pp 25 29
- [114] Sugimoto,H.; Tamai,S.: "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor applied Model Reference Adaptive System and it's characteristics", IEEE Tran. on Ind. Appl. , vol IA 23, No 2, March/April 1987., pp 296 303
- [115] Koyama,M.; et al.: "Effects of parameter change on coordinate control system of induction motor", in Conf. Rec. of the IPEC Tokyo, 1983., pp 684 695
- [116] Ohnishi,K.; Ueda,Y.; Miyachi,K.: "Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variations in Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Elect., vol IE33, No 3, August 1986., pp 217 223
- [117] Blaschke et al.: "Device for determining the parameter values for stator resistance,principal inductance and leakage inductance of an asynchronous machine", U.S. Patent 4,423,367, Decembar 27., 1983.
- [118] Bayer et al.: "Method and apparatus for determining the rotor resistance of an asynchronous machine", U.S. Patent 4,441,065 April 3., 1984.
- [119] Vas,P.; Alakula,M.; Hallenius,K.E.: "FieldOriented Control of Saturated AC Machines", in Conf. Rec. of the IEE Third International Conf. on Power Elect. and Variable Speed Drives, , London, 1988., pp 283 286
- [120] He,Y.K.; Lipo,T.A.: "Computer simulations of an induction machine with spatially dependent saturation", IEEE Trans. on PAS, vol PAS 103, No 4, April 1984., pp 707 714
- [121] Khater,F.M.; et al.: "Selection of Flux Level in Field Oriented Induction Machine Controllers with consideration of Magnetic Saturation Effects", IEEE Trans.on Ind. Appl.,vol IA 23, No 2, March/April 1987., pp 276 282
- [122] Ostovic,V.: "A Method for Evaluation of Transient and Steady State Performance in Saturated SquirrelCage Induction Machines", Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium Research Report 85 1
- [123] Ostovic,V.: "Magnetic Equivalent Circuit Representation of Electric Machines", ibid, 87 2
- [124] Creer,W.H.; Novotny,D.W.; Lipo,T.A.: "Determination of Equivalent Circuits for Induction Machines with Skin Effect Using Terminal Characteristics", ibid, 85 3
-

- [125] Paszek,W.; Pawelec,Z.: "Electromagnetic Parameters of the Induction Machine with Wedgeshaped DeepBar Rotor", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino 1986., pp 321 328
- [126] Doncker,R.D.: "Field Oriented Controllers with Rotor DeepBar Compensation Circuits", in Conf. Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet., Oct. 1987., pp. 142-149
- [127] Е.Леви, В.Вучковић, С.Вукосавић: "Study of main flux saturation effects in field-oriented induction motor drives", IEEE Ind. Elect. Annual meeting IECON 1989, pp 219-229
- [128] Е.Леви, С.Вукосавић, В motor drives", Power Electronics Specialists Conf. PESC 1989, pp 591-598.Вучковић: "Saturation compensation schemes for vector controlled induction
- [129] С.Н.Вукосавић, М.Р.Стојић: "On-Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector-Controlled Induction Motor in Position Control Applications", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 40, No.1, February 1993
- [130] Marčetić Darko, Slobodan Vukosavić: "Identifikacija parametara rotorskog kola vektorski kontrolisanog asinhronog motora zasnovana na estimaciji elektromagnetnog momenta", IX Simpozijum Energetska elektronika EE97, Novi Sad 22-24. 10. 1997. pp 253- 260
- [131] S. Weisgerber A. Proca A. Keyhani, "Estimation of Permanent Magnet Motor Parameters". in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [132] A. Boglietti, M. Lazzari, M. Pastorelli "Iron Losses Prediction with PWM Inverter Supply using Steel Producer Data Sheets", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [133] Mohammad N. Marvali, Ali K. Keyhani "A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [134] C.E. Coates, D. Platt and B.S. P. Perera "Design Optimisation of an Axially Laminated Synchronous Reluctance Motor" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [135] T. A. Sakharuk, B. Lehman, A. M. Stankovic and G. Tadmor "Effects of Finite Switching Frequency and Computational Delay on PWM Controlled Servo DC Drives " in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [136] D.R. Chouiter, G. Clerc, F. Thollon, J.M. Retif, "H ∞ Controllers design for field oriented asynchronous machines with genetic algorithm" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [137] C.J. Bonanno, L. Zhen, L. Xu, "A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 166-173
- [138] T.Ohtani, N. Takada, K. Tanaka, "Vector control of induction motor without shaft encoder" IAS Annual meeting 1989 pp 500-507
- [139] S.O. Bogosyan, M. Gokosan, " Adaptive torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motors for direct drive applications", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 231-237
- [140] A.W. Kelley et. al. "On-line wideband measurement of induction motor impedance", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp 647-654

- [141] L. Harnefors, H.P. Nee, "Robust Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp 303-309
- [142] Jonsson, Ragnar, "Natural Field Orientation for AC Induction Motor Control", PCIM-Europe Magazine, May/June 1991, pp 132-138
- [143] Kirschen, D.S.; Novotny, D.W.; Suwanwisoot, W.: "Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA 20, No 5, Sept/Oct. 1984., pp 1244-1250
- [144] Saito, S.; et al.: "New application of current type inverter", *ibid*, vol IA 20, No 1, 1984, pp 226-235
- [145] Kim, H.G.; Sul, S.K.; Park, M.H.: "Optimal Efficiency Drive of a CSI-fed Induction Motor by Flux Control", *ibid*, No 6, Nov./Dec., 1984., pp 1453-1459
- [146] Kirschen, D.S.; Novotny, D.W.; Lipo, T.A.: "Online efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA 21, May/June 1985, pp. 610-616
- [147] Sangwongwanich, S.; et al.: "Realization of time optimal single step velocity response control of field oriented induction machines under the condition of nonsaturation of flux", IEEE IAS Ann. Meet., 1988, pp. 345-351
- [148] Sangwongwanich, S.; et al.: "Manipulation of Rotor Flux for Time Optimal Single Step Velocity Response of Field Oriented Induction Machine", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA 24, No 2, March/April 1988, pp. 262-270
- [149] Analog Devices Inc., "Design-in reference manual," 1996.
- [150] Miodrag Popović, "Digitalna obrada signala", Naučna knjiga, Beograd, 1996.
- [151] Лепосава Матић, Милић Стојић, Владан Вучковић, Слободан Вукосавић: "Efficiency optimization of induction motor drives with mechanism against speed dips on sudden load changes", Proceedings of the Seventh Intl. Power Electronics & Motion Control Conference, PEMC 96, Budapest, Hungary, September 1996.
- [152] Приручник за рад у Лабораторији за микропроцесорско управљање електромоторним погонима Електротехничког факултета, скрипта ЕТФ Београд 1996, [www: kiklop.etf.bg.ac.yu/nastava/te5mue](http://www.kiklop.etf.bg.ac.yu/nastava/te5mue)
- [153] Murray. A, Kettle P., "Towards a single chip DSP based Motor Control Solution" Proc. PCIM Intelligent Motion, May 1996, Nurnberg, Germany, pp. 315-326
- [154] Lucey D.J., et. al. "Comparison of various space vector modulation strategies", Proc. Irish DSP and Control Colloquium, July 1994, Dublin, Ireland, pp. 169-175
- [155] "80C196MC Users manual", Intel Corporation, St. Clara 1992.
- [156] Edmund Preiss, "Microcontrollers or DSP chips in motion control," PCIM Europe, May/June 1992, pp. 112-115
- [157] D. Su, M. Loinaz, S. Masui, B. Wooley, "experimental Results and Modeling Techniques for Substrate Noise in Mixed-Signal Integrated Circuits", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 28, No. 4, pp. 420-429, April 1993.
- [158] K. M. Fukuda, S. Maeda, T. Tsukada, T. Matsuura, "Substrate Noise Reduction using Active Guard Band Filters in Mixed-Signal Integrated Circuits", *1995 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, pp. 33-34, 1995.

- [159] Zabeleške sa predavanja Jelene Popović, asistenta pri Katedri za Elektroniku Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu, april 1998.
- [160] Shaotang Chen Thomas A. Lipo “Bearing Currents and Shaft Voltages of an Induction Motor Under Hard and Soft Switching Inverter Excitation”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [161] Mike Melfi, Jason Sung Sid Bell Gary Skibinski “Effect of Surge Voltage Risetime on the Insulation of Low Voltage Machines Fed by PWM Converters” in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [162] Yoshitaka I., Takashi S., Toshiaki O., Takashi I., Masakane S. and Masahiro TOBISE., “A New PWM Method to Reduce Beat Phenomenon in Large Capacity Inverters with Low-Switching Frequency”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [163] Michael T. DiRenzo Wasim Khan, “Self-Trained Commutation Algorithm for an SR Motor Drive System without Position Sensing”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [164] B. K. Bose, M. G. Simoes, “Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995. pp, 137-143
- [165] Bimal K. Bose and Nitin R. Patel, “A sensorless stator flux oriented vector controlled induction motor drive with neuro-fuzzy based performance enhancement”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [166] Jung-Ik Ha. and Seung-Ki Sul, “Sensorless Field Orientation Control of an Induction Machine by High Frequency Signal Injection”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [167] Namho Hur, Kichul Hong, and Kwanghee Namt, “Sensorless Vector Control in the Presence of Voltage and Current Measurement Errors by Dead-Time”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [168] Ryoji Mizutani, Takaharu Takeshit a and Nobuyuki Matsui, “Current Model-Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [169] Peter B. Schmidt Michael L. Gasperi Glen Ray Ajith H. Wijenayake “Initial Rotor Angle Detection Of A Non-Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Machine”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [170] Erkan Mese David A. Torrey, “Sensorless Position Estimation for Variable Reluctance Machines Using Artificial Neural Networks”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [171] Gabriel Gallegos-Lopez, Philip C. Kjaer, T.J.E. Miller, “A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives” in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [172] Vladimir Blasko and Vikram Kaura Walter Niewiadomski, “Sampling of Discontinuous Voltage and Current Signals in Electrical Drives - A System Approach”, in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [173] J. Maas, T. Schulte, H. Grotstollen, “Optimized Drive Control for Inverter-Fed Ultrasonic Motors” in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.

- [174] M.W. Degner, R.D. Lorenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [175] Toshihiko Noguchi, Masaki Yamamoto, Seiji Kondo, and Isao Takahashi, "High Frequency Switching Operation of PWM Inverter for Direct Torque Control of Induction Motor" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [176] LI Yongdong Shao, Jianwen SI Baojun, "Direct Torque Control of Induction Motors for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-time of Inverters" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [177] Venkatesh Chitta Soonwook Hong David A. Torrey, "Series Connection of IGBTs with Active Voltage Balancing" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [178] F. Briz, M.W. Degner, R.D. Lorenz, "Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [179] Chris French, et.al. "Sensorless position control of permanent magnet drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 61-68
- [180] P.L. Jansen, R.D. Lorenz, "Transducerless Position and velocity estimation in induction and salient AC machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1994, pp. 488-495
- [181] P.L. Jansen, R.D. Lorenz, "Transducerless field orientation concepts employing saturation induced saliencies in induction machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 174-181
- [182] R.J. Kerkman, et. al. "A new flux and stator resistance identifier for AC drive systems", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 310-318
- [183] H. Le-Huy, "An adaptive fuzzy controller for permanent magnet AC servo drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 104-110
- [184] N. Langovsky et. al. "Non-linear flux observer with on-line parameter tuning for wide speed operation of induction machines" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 144-151
- [185] Praktikum za laboratorijske vežbe iz Električne vuče, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, Beograd 1996, www: kiklop.etf.bg.ac.yu\nastava\eg4ev
- [186] Eckart Nipp, "Alternative to field-weakening of surface mounted permanent magnet motors for variable speed drives" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 191-198
- [187] T. Perl, I. Husain, M. Elbuluk, "Design trends and trade-offs for sensorless operation of switched reluctance motor drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 278-285
- [188] N.R. Garrigan et.al. "Start-up and sensor/parameter error transients in field oriented induction machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 319-326
- [189] Zuorong Zhang et. al. "Peak thrust operation of linear induction machines from parameter identification", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 375-379
- [190] C.Pollock, C.Y. Wu, "Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 448-455
- [191] N. Mikhaeil-Boules, "Design and analysis of linear actuator for active vibration cancellation", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 469-475

- [192] K.D. Hurst, T.G. Habetler, "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonics Spectral Estimation in Induction Motor Drives", *Proceedings of PESC 1994*, pp 10-15.
- [193] S.M. Kay, S.L. Marple Jr, "Spectrum analysis – a modern perspective", *Proceeding of the IEEE*, Vol 69, No 11, Nov 1981, pp 1380-1417
- [194] Y.Q. Xiang, S.A. Nasar, "A fully digital control strategy for synchronous reluctance motor servo drives", in *Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995*, pp. 254-262
- [195] H. Gruning, B. Odegard, "High Performance low cost MVA inverters realized with integrated Gate comutatetated thyristors (IGCT)", *EPE*, Trondheim, Norway, 1997.
- [196] I. Husain,, M.Ehsani, "Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no.1, pp.83-88, Jan. 1996.
- [197] M. Ehsani, I. Husain, A.B. Kulkarni, "Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no.1, pp.128-135 , Jan./Feb.1992.
- [198] P.P. Acanley, R.J.Hill, C.W. Hooper, "Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current wavwforms", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 32, no.3, pp.215-221, Aug.1985.
- [199] D.E. Cameron, J. H. Lang, S. D. Umans, "The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol.28, no.6, pp. 1250-1255, Nov./Dec. 1992.
- [200] McMurray,W.: "Modulation of the Chopping Frequency in DC choppers and Inverters having Current Hysteresis Controllers", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol IA 20,1984., pp 763 768
- [201] Brod,D.M.; Novotny,D.W.: "Current Control of Voltage Source PWM Inverters",*ibid*, vol IA 21, 1985., pp 562 570
- [202] Holtz,J.: "Predictive controller for the stator current con trol vector of AC machines fed from a switched voltage source", *Int. Power Elec. Conf.*, 1983., pp 1665 1675
- [203] Rowan,T.M.; Kerkman,R.J.: "A New Synchronous Current Regula tor and an Analysis of CurrentRegulated PWM Inverters", in *Conf. Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet.*,1985., pp 487 495
- [204] Enjeti,P.; et al.: "New Current Control Scheme for PWM Inver ters", *Proc. of the IEE*, part B, vol 135, No 4, July 1988., pp 172 179
- [205] Ueda,R.; et al.: "Unstable oscillating mode in PWM variable speed drive of induction motor and it's stabilization", *IEEE IAS Annual Meeting* , 1982., pp 686 691
- [206] Mutoh,N.; et al.: "Stabilization control methods for suppre ssing oscillation of induction motor driven by PWM inverter", *Int. Power Elect. Conf.*, Tokyo, 1985., pp 639 646
- [207] Lockwood,M.: "Simulation of unstable oscillations in PWM variable speed drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol IA 24, No 1, January/February 1988.
- [208] Lorenz,R.D.; Lawson,D.B.: "Performance of FeedForward Current Regulators for Field Oriented Induction Motor Controllers", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol IA 23, No 4, 1987., pp 597 602

- [209] Vukosavić,S.; Miljanić,P.: "Instantaneous feedback in Voltage Source Inverters: comparative study between linear and non linear approach", in Conf. Rec. of the IEE Third Int. Conf. on Pow. Elect. and Var. Speed Drives, London 1988, pp. 134-137
- [210] Gaio,E.; Piovan,R.: "Comparative analysis of hysteresis modulation methods for VSI current control", *ibid*, pp 336 339
- [211] Malesani,L.; Tenti,P.: "A novel hysteresis control method for currentcontrolled voltage source PWM inverters with constant modulation frequency", *IEEE IAS Ann. Meet.*,1987., pp 851 855
- [212] Sukegawa,T.; et al.: "Fully Digital,VectorControlled PWM VSI fed AC Drives with an Inverter DeadTime Compensation Strategy",*IEEE IAS Ann. Meet.*, 1988., pp 463 469
- [213] Lorenz,R.D.; Divan,D.M.: "Dynamic Analysis and Experimental Evaluation of Delta Modulators for Field Oriented AC Machine Current Regulators", Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium Research Report 87 9
- [214] Schonnung,A.; Stemmler,H.: "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives",*Brown Boverly Rev.*,Aug.Sept.1964. pp 555 577
- [215] Plunkett,A.B.: "A Current Controlled PWM Transistor Inverter Drive", *IEEE IAS Ann. Meet.*, 1979., pp 785 792
- [216] Schauder,C.D.; Caddy,R.: "Current Control of Voltage Source Inverters for Fast FourQuadrant Drive Performance",*IEEE Tr. on Ind. Appl.*, vol IA 18, No 2, 1982., pp 163 171
- [217] Murai,Y.; Watanabe,T.; Iwasaki,H.: "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag Times",*IEEE Tran. on Ind. Appl.*,vol IA-23, No. 5,1987, pp. 881-886
- [218] Nabae,A.; et al.: "An approach to Flux Control of Induction Motors Operated with VariableFrequency Power Supply", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*,vol IA 16, No 3,May/June 1980.,pp 342 349
- [219] Wallace,A.K.; Spee,R.; Martin,L.G.: "Current harmonics and acoustic noise in AC adjustable speed drives", in Conf.Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet., 1988., pp 483 488
- [220] Mutoh,N.; et al.: "High Response Digital Speed Control System for Induction Motors", *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol IE 33, No 1, Feb. 1986., pp 52 58
- [221] C. P. Henza, N. Mohan, "A Digitally controlled AC to DC Power Conditioner that draws Sinusoidal Input Current", *Proc. of PESC 1986*, pp. 531-540, 1986.
- [222] T. C. Green, B. W. Williams, "Derivation of Motor Line-current Waveforms from the DC-link Current of an Inverter", *IEE Proceedings B*, Vol. 136, No. 4, pp. 196-203
- [223] J. K. Pedersen, P. Thogersen, "Stator flux oriented asynchronous vector modulation for AC drives", *Proceedings of PESC 90*, pp. 641-648, 1990.
- [224] T. G. Habetler, D.M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation", *Proceedings of IAS 1989*, pp. 514-522, 1989.
- [225] Y. Xue, X. Xu, T.G. Habetler, D.M. Divan, "A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Drive" *Proceedings of IAS 1990*, pp. 410-415, 1990.

- [226] J. F. Mognihan, R.C. Kavanagh, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, "Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *Proceedings of EPE 1991*, Vol. 3, pp. 641-646, 1991.
- [227] M. Riese, "Phase Current Reconstruction of a Three phase Voltage Source Inverter fed Drive using sensor in the DC link", *Proceedings of PCIM 1996*, pp. 95-101, 1996.
- [228] Frede Blaabjerg, John K. Pedersen, "A new Low Cost Fully Fault Protected PWM-VSI Inverter with True Phase Current Information", *Proceedings of IPEC 1995*, Vol. 2, pp. 984-991, 1995.
- [229] T. Okuyama, N. Fujimoto, T. Matsui, Y. Kubota, "A High Performance Speed Control Scheme for Induction Motor without Speed and Voltage Sensors" in IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 106-111, 1986.
- [230] T.G. Habetler, F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, A. Bettini "Stator resistance tuning in a stator-flux field-oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. IE-13, No. 1, pp. 125-133, 1998.
- [231] EPE Journal vol 4 No 2 June 1994, pp 38-42, "Three level IGBT inverters for industrial drives and traction applications", Y. Tadros, S. Salama, Th. Schutze
- [232] A. Tripathi and P. C. Sen, "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 3, No 1, Feb.1992, pp. 63-73.
- [233] M. P. Kazimierkowski and M. A. Dzieaniakowski: "Review of Current Regulation Techniques for Three Phase PWM Inverters", in *Proceedings of the 20th IECON Conference*, vol. 1, pp. 567-575, September 5-9 1994, Bologna, Italy.
- [234] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "Digital control of induction motor current with deadbeat response using predictive state observer", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, No 3, July 1992, pp. 551-559.
- [235] M. Buhl and R.D. Lorenz, "Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives" in *IEEE IAS Ann. Mtg. Conf. Rec.*, pp 415-421, 1991.
- [236] P. Nielsen, "The Matrix Converter for an Induction Motor Drive", Industrial Ph.D. Fellowship, Aalborg University 1996, ISBN 87-89179-14-5.
- [237] U.S. Patent Application 4.697.2301986, Neft/Westing House Electric Corp.
- [238] L. Huber, D. Borojevic, "Digital Modulator Forced Commutated Cycloconverters with Input Power Factor Corrections", Pro-ceed. of PESC '92, pp. 518-523, 1992.
- [239] Russel J. Kerkman, "Twenty Years of PWM AC Drives: When Secondary Issues become Primary Concerns", IEEE Industrial Electronics Conference (IECON), Taipei, Taiwan, August 5-9, 1996, pp. Ivii- lxiii.
- [240] EN55011: Limits and methods of measurements of electromagnetic disturbance characteristics of industrial, scientific and medical radio fi-equency equipment, (Modified version of CISPR 11, equivalent to VDE 0875 TII)
- [241] Voltage Sag Working Group, L. Conrad, Chairman, "Proposed Chapter 9 for Predicting Voltage Sags (Dips) in Revision to IEEE Std. 493", IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 30, no. 3, pp. 05-821, May/June 1994.

- [242] Jonsson, Ragnar, "Method and apparatus for controlling an AC induction motor by indirect measurement of the air-gap voltage" US Patent 5294876, Mar. 15, 1994
- [243] R. Jonsson, "Natural Field Orientation (NFO) Provides Sensorless Control of AC Induction Servo Motors", PCIM, June 1995, pp 44-51.
- [244] P. J. Lawrenson et al: "Variable speed switched reluctance motors", u Proc. Inst. Elec. Eng., July 1980, pp. 253-365.
- [245] T. J. E. Miller and M. McGilp, "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design," in IEE Proc., vol. 137, pt. B, no. 6, pp. 337-347, Nov. 1990.
- [246] Lj. Perić, V. Vučković, S. Vukosavić, "Stabilization of switched reluctance drive operating without position sensor," EDS Conf. , Italy 90 pp. 215-220, 1990.
- [247] Mile Božić, "Projektovanje strujnog regulatora trofaznog motora zasnovano na rekonstrukciji faznih struja iz detektovane struje međukola pogonskog pretvarača", magistarski rad, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, 1997.
- [248] Peter Vas, "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", Oxford Science Publications, 1993.
- [249] Veran Vasić, " Analiza efekata mrtvog vremena na stabilnost frekvencijski regulisanog elektromotornog pogona sa asinhronim motorom ", magistarski rad, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, 1996.
- [250] I. Nagy, "Improved current controller for PWM inverter drives with the background of chaotic dynamics", Proc. of IECON 1994, pp. 561-566
- [251] A. Kusko, "Impact of power electronics on design of electric motors and generators", Dec 15, 1981, UTC Meeting on Motors and Generators
- [252] Prof. Peter J. Lawrenson, SRDL-Emerson Electric, "SR motor drives", presentation at the *Power Conversion and Intelligent Motion 1995*.
- [253] "Filtering noisy frequency inverters", publication of Schafner Elektronik, Karlsruhe, Germany, 1995.
- [254] "Driveguard product", ABB Drives AG, Switzerland, PCIM Europe, March/April 1991, pp 74-75
- [255] T. A. Lipo, P.C. Krause; "Stability analysis of a rectifier-inverter induction motor drive", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, pp. 55-66, January, 1969.
- [256] R. Ueda, T. Sonoda , S. Takata; "Experimental results and their simplified analysis on instability problems in PWM inverter induction motor drives", *IEEE Trans. on Industry Applicaton*, vol. IA-25, pp. 86-95, January/February, 1989.
- [257] S. G. Jeong, M.H. Park; "The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. IE-38, pp. 108-114, April 1991.
- [258] J. W. Choi, S.I. Yong, S.K. Sul;" Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. IE-11, pp. 221-227, 1996.
- [259] J.W.Choi, S.K. Sul; "A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-31, pp. 1001-1008, September/October, 1995.

- [260] V.A.K. Temple: "MOS controlled thyristors - a new class of, power devices", IEEE Trans. on Electronic Devices, vol ED 33, No 10, pp. 1609-1618
- [261] "Using the TR Protocol", Teknic Inc, 214 Andrews Street, Rochester, New York, NY 14604, 1996.