

ENERGETSKI EFIKASNI ELEKTROMOTORNI POGONI

Leposava Ristić

Dr Leposava Ristić

ENERGETSKI EFIKASNI ELEKTROMOTORNI POGONI

Recenzenti

Dr Žarko Janda, viši naučni saradnik, Elektrotehnički institut Nikola Tesla

Dr Predrag Stefanov, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički Fakultet

Dr Saša Štatković, vanredni profesor, Univerzitet u Prištini, FTN Kosovska Mitrovica

Dr Bogdan Brković, vanredni profesor, Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički Fakultet

Izdavači

Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički Fakultet

AKADEMSKA MISAO, Beograd

Odlukom Nastavno-naučnog veća Elektrotehničkog fakulteta broj 777/21 od 21.04.2026. ova knjiga je odobrena kao udžbenik na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu

Štampa

Akademski misao, Beograd

Tiraž

300 primeraka

ISBN 978-86-6200-086-6

NAPOMENA: Fotokopiranje ili umnožavanje na bilo koji način ili ponovno objavljivanje ove knjige u celini ili u delovima - nije dozvoljeno bez saglasnosti i pismenog odobrenja izdavača.

Sadržaj

Predgovor	1
1 Uvod	3
2 Projektovanje energetski efikasnih industrijskih procesa	7
2.1 Zahtevi u pogledu napajanja elektromotornog pogona	8
2.2 Harmonici u pogonskim sistemima	10
2.2.1 Osnovni pojmovi – Linearna i nelinearna opterećenja	12
2.2.2 Šestopulsno i dvanaestopulsno napajanje elektromotornog pogona sa asinhronim motorom	23
2.2.3 Određivanje spektra signala i izračunavanje karakterističnih veličina u slučaju trofaznog diodnog mosta kao nelinearnog potrošača [20]	29
3 Mogućnosti za redukciju sadržaja viših harmonika	35
3.1 Pasivni filteri	37
3.2 Aktivni filteri	47
3.2.1 Aktivni paralelni filteri (SAPF) [8, 25]	48
3.3 Serijski aktivni energetski filteri (<i>Series APF</i>)	64
3.4 Hibridne konfiguracije filtera	70
4 Aktivni ispravljač	71
4.1 Matematički model aktivnog ispravljača	73
4.2 Metode upravljanja aktivnim ispravljačem	76
4.2.1 Upravljanje orijetisano prema naponu (<i>Voltage Oriented Control – VOC</i>)	77
4.3 Direktno upravljanje snagom (<i>Direct Power Control – DPC</i>)	81
4.3.1 Teorijsko poređenje VOC i DPC tehnike upravljanja	84
4.4 Simulacija VOC i DPC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem	84
4.4.1 Simulacija VOC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem [38]	84
4.4.2 Simulacija DPC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem [38]	86
4.4.3 Dimenzionisanje <i>LCL</i> filtera	87
4.5 Rezultati simulacija VOC i DPC upravljanja aktivnim ispravljačem sa idealnim i realnim naponom mreže snimljenim u laboratoriji	90
4.6 Rezultati simulacija na modelu i eksperimentalnih merenja za elektromotorni pogon sa aktivnim ispravljačem i VOC upravljanjem	95
4.7 Upravljanje aktivnim ispravljačem kao virtuelnom sinhronom mašinom („synchroconverter“, <i>Virtual Synchronous Machine – VSM</i>)	102
4.7.1 Model sinhronne mašine	103
4.7.2 Model virtuelne sinhronne mašine	105

4.7.3 Rezultati simulacija na modelu aktivnog ispravljača kojim se upravlja kao virtuelnim sinhronim motorom [51]	108
4.8 Implementacija aktivnog ispravljača na simulatoru hardvera u realnom vremenu (<i>Hardware-in-the-Loop – HIL</i>)	110
5 Energetski efikasni motori i energetski optimalno upravljanje elektromotornim pogonima	117
5.1 Energetski efikasni motori	117
5.2 Energetski optimalno upravljanje elektromotornim pogonom sa asinhronim motorom	118
5.2.1 Jednostavno upravljanje nekom od karakterističnih radnih veličina motora	120
5.2.2 Energetski optimalno upravljanje zasnovano na modelu gubitaka	127
5.3 Primena tipičnih strategija upravljanja pogonima sa sinhronim motorima sa permanentnim magnetima radi postizanja optimalnih performansi	148
5.3.1 Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu momenta	153
5.3.2 Upravljanje pogonom pri jedičnom faktoru snage	155
5.3.3 Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti fluksa u zazoru mašine	157
5.3.4 Upravljanje pogonom pri optimalnom odnosu momenta i struje	158
5.3.5 Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu između fazora fluksa u zazoru mašine i fazora statorske struje [79]	160
5.3.6 Upravljanje održavanjem gubitaka snage na konstantnoj vrednosti (CPL) [79]	164
5.3.7 Upravljanje pri minimalnim gubicima snage ili sa maksimalnom efikasnošću pogona – <i>LMC</i> [79]	169
5.4 Primena tipične strategija upravljanja pogonima sa sinhronim reluktantnim motorom i analiza energetske efikasnosti	175
5.4.1 Model sinhronog reluktantnog motora (SynRM)	175
5.4.2 Upporedna analiza energetske efikasnosti industrijskih pogona sa asinhronim i sinhronim reluktantnim motorom	177
6 Mogućnosti za rad regulisanog elektromotornog pogona u energetski efikasnoj radnoj tački u industrijskom procesu	183
6.1 Energetski efikasno upravljanje sistemom tračnih transportera	183
6.2 Energetski efikasno upravljanje pogonom pumpe	196
6.2.1 Pumpni sistemi	196
6.2.2 Podešavanje performansi pumpnog sistema	202
6.2.3 Pumpa kao turbina (<i>PAT – Pump as Turbine</i>)	214
6.3 Zaključno o primeni energetski optimalnih strategija upravljanja u industrijskim procesima	224
7 Literatura	225

Predgovor

Ovaj udžbenik je namenjen studentima koji slušaju predmet Energetski efikasni elektromotorni pogoni na master akademskim studijama na modulu Energetska efikasnost. Udžbenik predstavlja nastavni materijal koji u potpunosti pokriva gradivo predmeta i usaglašen je sa aktuelnim programom predmeta, a njegovo korišćenje treba da obezbedi studentima da lakše usvoje potrebna znanja i savladaju predviđeno gradivo.

Udžbenik je posvećen istraživanju uloge napredne upotrebe regulisanih elektromotornih pogona i energetske pretvarača u optimizaciji potrošnje električne energije u industrijskim procesima. Ove tehnologije su ključne za poboljšanje efikasnosti, fleksibilnosti i ukupnih performansi industrijskih procesa. Osnovni cilj oblasti koje su predstavljene i analizirane u udžbeniku je minimizacija gubitaka snage u svakom pojedinačnom delu elektromotornog pogona, kao osnovi za povećanje energetske efikasnosti industrijskog procesa kao celine. U tom smislu se razmatraju različite strategije za postizanje ovog cilja. Elektromotorni pogoni sa promenljivom brzinom (*Variable Speed Drives VSD*) su ključni u regulaciji brzine motora i obrtnog momenta prema specifičnim zahtevima aplikacije. Podešavanjem frekvencije i amplitude napona kojim se napaja motor, VSD obezbeđuje da motor radi u optimalnoj radnoj tački u kojoj ima maksimalnu efikasnost, čime se smanjuju gubici snage koji se imaju kada motor radi sa nepromenljivom brzinom.

Dodatno, integracija uređaja energetske elektronike i sofisticiranih upravljačkih algoritama obezbeđuje izuzetnu preciznost u odzivu elektromotornih pogona, a takođe i omogućava primenu različitih strategija upravljanja sa ciljem uštede energije. Ovde će se takođe razmatrati kako se uređaji energetske elektronike mogu koristiti za poboljšanje faktora snage u industrijskim sistemima, na taj način utičući na efikasnije korišćenje električne energije i smanjenje gubitaka u distributivnoj mreži. U tom smislu treba naglasiti značaj naprednih sistema upravljanja i energetske elektronike u efikasnom upravljanju vršnim opterećenjima. Njihovom primenom se omogućava industrijskim postrojenjima da izbegnu skupe naknade za potrošnju električne energije i da optimizuju proizvodnju tokom perioda visokih cena električne energije. Integracijom regulisanih elektromotornih pogona i energetske elektronike sa pametnim mrežama ostvaruje se odgovor na potražnju, interakcija sa mrežom i primena strategija upravljanja energijom koje doprinose ukupnoj energetske efikasnosti i održivosti.

U udžbeniku su sistematski analizirane potencijalne uštede energije koje se mogu postići funkcionalnim usklađivanjem elemenata elektromotornog pogona u skladu sa tehnološkim zahtevima. Uštede su svrstane u dve osnovne grupe: uštede koje se mogu postići funkcionalnim usklađivanjem elemenata elektromotornog pogona i one koje se mogu ostvariti na svakoj pojedinačnoj komponenti elektromotornog pogona. Odabrani su primeri koji su metodološki analizirani kako bi ilustrovali navedene pristupe i mogućnosti unapređenja energetske efikasnosti.

Ovaj udžbenik nastao je kao rezultat dugogodišnjeg zajedničkog rada nastavnika i studenata na predmetu iz oblasti kojoj je knjiga posvećena. Veliki deo sadržaja razvijan je kroz seminarske radove studenata, koji su zahvaljujući njihovom radu, entuzijazmu i kvalitetu često prerastali u master radove, a u pojedinim slučajevima i u naučne radove predstavljene na domaćim i međunarodnim konferencijama. Za neke studente taj rad je predstavljao završnu tačku njihovog akademskog angažovanja u ovoj oblasti, dok su drugi nastavili da razvijaju započeta istraživanja u okviru svojih doktorskih studija.

Autor želi da izrazi iskrenu zahvalnost svim studentima koji su na ovaj način doprineli nastanku ovog udžbenika. Mnogi od njih pomenuti su u referencama ove knjige, dok ima i onih koji zbog obima nisu posebno navedeni, ali su svojim radom i idejama dali značajan doprinos razvoju pojedinih delova ovog materijala. Bez njihovog angažovanja ne bi bilo ni ovog udžbenika, ali ni posebnog zadovoljstva u radu na njegovom stvaranju. Jedna od najvećih privilegija u životu jeste imati profesiju koja omogućava saradnju sa mladim ljudima i njihovo uvođenje u bezgranično i neprocenjivo važno područje kakvo je nauka.

Autor želi da izrazi iskrenu zahvalnost recenzentima na pažljivom čitanju rukopisa i korisnim sugestijama koje su značajno doprinele unapređenju kvaliteta ove knjige. Posebnu zahvalnost duguje svojim kolegama i saradnicima na stručnim savetima, konstruktivnim diskusijama i kontinualnoj podršci tokom pripreme ovog udžbenika. Njihov doprinos bio je od neprocenjivog značaja u sistematizaciji, dopuni i oblikovanju sadržaja u nastavno sredstvo namenjeno obrazovanju i stručnom usavršavanju budućih generacija studenata.

Najzad, autor upućuje posebnu zahvalnost svojoj porodici na beskrajnoj ljubavi, razumevanju, strpljenju i podršci, bez kojih realizacija ovog rada ne bi bila moguća.

Beograd, jun 2026.god.

1 Uvod

Poboljšanje energetske efikasnosti uređaja, opreme, postrojenja i procesa predstavlja osnovni aspekt strategije klimatske i energetske politike Evropske unije (EU). Početne mere u oblasti energetske efikasnosti u EU postavljene su tokom kasnih 1970-ih i postepeno su se razvijale tokom godina. Uprkos početnim izazovima u implementaciji, značajan napredak u obimu i ambicijama ostvaren je tokom poslednje decenije. Do 2020. godine, obavezne mere u oblasti energetske efikasnosti obuhvatile su 50% ukupne finalne potrošnje energije u EU, što je rezultovalo uštedom energije od 46 miliona tona ekvivalenta nafte (Mtoe) [1]. Postizanje klimatske stabilizacije zavisi od potpunog eliminisanja emisije ugljenika iz globalne industrije. Ispunjenje cilja neto nulte emisije gasova sa efektom staklene bašte do 2050-2070. godine je imperativ za smanjenje globalnog zagrevanja unutar granice od 2°C [2].

Očekuje se da će se rastuća neravnoteža između ponude i potražnje za energijom nastaviti, posebno u sektoru proizvodnje, koji čini približno jednu trećinu globalne potrošnje energije. Shodno tome je potreba za energetske efikasnim i ekološki prihvatljivim proizvodnim procesima još više dobila na značaju. Ova potreba za efikasnošću mora biti pokrenuta direktno i indirektno, putem regulatorne legislativne i u skladu sa očekivanjima potrošača [3].

U vezi s tim, mora se pomenuti masovna digitalizacija industrije, odnosno koncept Industrije 4, koji se poslednjih godina razvija kroz uvođenje pametne opreme, Interneta stvari (*Internet of Things IoT*), veštačke inteligencije (*Artificial Intelligence AI*) i digitalne replike fizičkih procesa (digitalnih blizanaca, *Digital Twins DT*). U razvijenim zemljama, elektroenergetski sektor koristi aplikacije zasnovane na veštačkoj inteligenciji za interakciju sa pametnim brojlama, mrežama i IoT uređajima [4]. Ove AI aplikacije omogućavaju povećanje efikasnosti, unapređenje upravljanja energijom, veću transparentnost i viši stepen integracije obnovljivih izvora energije. Tokom poslednjih godina napredak u oblasti veštačke inteligencije značajno je unapredio monitoring podataka, komunikaciju između sistema, analizu i vizualizaciju podataka u elektroenergetskom sektoru. Integracija AI inovacija omogućila je nove primene u energetske sistemima. AI može omogućiti kompanijama u energetske sektoru sigurno snabdevanje električnom energijom iz različitih obnovljivih izvora uz optimizaciju troškova, dok korisnicima istovremeno omogućava optimizaciju potrošnje energije.

Značaj primene savremenih tehnologija, kao što su IoT, veliki skupovi podataka (*big data*) i napredne metode obrade i analize podataka u industrijskim sistemima upravljanja energijom (*Industrial Energy Management Systems IEnMS*), kao i prednosti koje ove tehnologije donose industrijskom sektoru predstavljeni su u [5]. Na osnovu sistematizovanih znanja i iskustava stručnjaka iz industrije razvijen je teorijski okvir za prikupljanje, skladištenje, obradu i analizu podataka u energetske sektoru primenom IEnMS i savremenih digitalnih tehnologija. Ovaj okvir podrazumeva kontinualno prikupljanje podataka iz industrijskih pogona i procesa pomoću IoT uređaja, njihov prenos u sisteme namenjene skladištenju i obradi velikih skupova podataka, kao i primenu metoda analize podataka radi izdvajanja relevantnih informacija za upravljanje energetske sistemima. Dobijene informacije koriste stručnjaci za upravljanje energijom u cilju optimizacije energetske performansi industrijskih procesa i postrojenja. Primena ovakvog pristupa omogućava povećanje energetske efikasnosti industrijskih sistema, smanjenje potrošnje energije i operativnih troškova, kao i smanjenje emisije gasova sa efektom staklene bašte. Pored toga, informacije dobijene analizom podataka mogu imati značajnu ulogu u donošenju operativnih i strateških poslovnih odluka, kao i u unapređenju održavanja i pouzdanosti industrijskih postrojenja.

Optimizacija potrošnje energije u industrijske procesima putem napredne upotrebe regulisanih elektromotornih pogona i energetske elektronike podrazumeva implementaciju sofisticiranih tehnologija radi poboljšanja efikasnosti, fleksibilnosti i ukupnih performansi industrijskih procesa. U dinamičnom sistemu kao što su industrijske procesi, optimizacija potrošnje

energije predstavlja temelj za održivu i isplativu proizvodnju. Elektromotorni pogoni imaju veoma značajnu ulogu u postizanju ovog cilja. Preciznom regulacijom brzine i obrtnog momenta motora, elektromotorni pogoni ne samo da poboljšavaju produktivnost, već i značajno doprinose energetskej efikasnosti, minimizujući negativni uticaj na životnu sredinu i operativne troškove.

Princip minimizacije energetske gubitaka je osnova energetske efikasnosti. Elektromotorni pogoni to postižu primenom naprednih tehnologija kao što su pogoni sa promenljivom brzinom (*Variable Speed Drives - VSD*), koji regulišu brzinu i obrtni moment električnih motora prema specifičnim zahtevima aplikacije. Podešavanjem frekvencije i amplitude napona kojim se napaja motor, VSD osigurava da motor radi u svojoj optimalnoj radnoj tački u pogledu efikasnosti, smanjujući gubitke snage koji bi se imali u slučaju da radi sa konstantnom brzinom.

Dodatno, integracija energetske elektronike i sofisticiranih upravljačkih algoritama omogućava elektromotornim pogonima da rade sa izuzetnom preciznošću i odzivom. Ovo ne samo da poboljšava ukupne performanse industrijskih pogona, već i olakšava primenu različitih metoda za uštedu električne energije kao što je rekuperativno kočenje, gde se kinetička energija tokom usporavanja pretvara u električnu energiju i vraća nazad u mrežu, čime se dodatno poboljšava efikasnost. Pored toga, uređaji energetske elektronike mogu da se koriste za poboljšanje faktora snage u industriji, osiguravajući da se električna energija efikasnije koristi i smanjujući gubitke u distributivnoj mreži. Soft starteri i VSD pomažu u smanjenju polaznih struja motora i omogućavaju postepeno ubrzavanje, minimizirajući mehaničko naprezanje opreme i optimizujući potrošnju energije tokom pokretanja i rada motora. Uređaji energetske elektronike mogu rešiti probleme sa harmonijskim izobličenjem u industrijskom sektoru, poboljšavajući kvalitet električne energije i smanjujući gubitke snage povezane sa harmonijskim izobličenjem. Implementacija naprednih upravljačkih algoritama u kombinaciji sa uređajima energetske elektronike omogućava optimalno korišćenje energije, prediktivno održavanje i adaptivnu regulaciju procesa u industriji.

Korišćenjem regulisanih elektromotornih pogona i uređaja energetske elektronike omogućava se efikasno upravljanje vršnim opterećenjima, optimizacija potrošnje električne energije i smanjenje troškova rada, posebno u periodima visokih cena električne energije. Implementacija naprednih sistema za upravljanje omogućava praćenje potrošnje energije i monitoring procesnih veličina u realnom vremenu, omogućavajući kontinualnu optimizaciju korišćenja energije i performansi sistema. Integracija regulisanih elektromotornih pogona i uređaja energetske elektronike sa pametnim mrežama doprinosi realizaciji savremenih strategija upravljanja energijom, povećanju energetske efikasnosti i održivosti industrijskih sistema.

Potencijalne uštede električne energije u regulisanim elektromotornim pogonima mogu se podeliti u dve grupe [6]:

- uštede koje se mogu postići funkcionalnim usklađivanjem elemenata elektromotornog pogona kako bi se ostvarili tehnološki zahtevi industrijskog procesa u kome pogon učestvuje.
- uštede kod svake pojedinačne komponente pogona, počevši od napajanja iz mreže, preko frekventnog pretvarača, izbora električnog motora sa višom klasom energetske efikasnosti, korišćenjem visoko-efikasnog mehaničkog prenosnika i rada u energetski optimalnom režimu rada.

Najveće uštede u elektromotornom pogonu mogu se postići funkcionalnim usklađivanjem karakteristika pogona sa opterećenjem, odnosno sa zahtevima tehnološkog procesa u koji je pogon uključen. Suštinski, ovo se svodi na regulaciju brzine u elektromotornom pogonu sa promenljivom brzinom. S obzirom na tehnološke mogućnosti energetske pretvarača na bazi poluprovodničke tehnologije i tehnno-ekonomske prednosti kavezniha asinhronih motora, najčešće se primenjuju pogoni sa frekventno upravljanim asinhronim motorima, mada se u poslednje vreme sve više radi na razvoju rešenja sa primenom drugih vrsta motora, kao što su sinhroni motori sa permanentnim magnetima i sinhroni reluktantni motori.

Ovaj udžbenik je organizovan tako da pruži sveobuhvatan pregled principa, metoda i tehnologija za unapređenje energetske efikasnosti elektromotornih pogona u industrijskim procesima. Nakon uvodnih razmatranja i definisanja zahteva koji se postavljaju pri projektovanju energetski

efikasnih elektromotornih pogona, posebna pažnja posvećena je kvalitetu električne energije, sa akcentom na analizu viših harmonika nastalih usled rada regulisanih elektromotornih pogona kao nelinearnih potrošača. U tom kontekstu obrađuju se izvori harmonika, njihove karakteristike i uticaj na mrežu, kao i metode za njihovu redukciju primenom pasivnih, aktivnih i hibridnih filtera.

Značajan deo udžbenika posvećen je aktivnim ispravljačima, njihovom matematičkom modelovanju i savremenim metodama upravljanja, kao što su upravljanje orijentisano prema naponu (VOC) i direktno upravljanje snagom (DPC), uz analizu, simulacije i eksperimentalne rezultate. Takođe je razmatran koncept virtuelne sinhronne mašine i njegova implementacija. U nastavku su obrađeni energetske efikasni elektromotori i strategije energetske optimalnog upravljanja pogonima sa asinhronim motorima, sinhronim motorima sa permanentnim magnetima i sinhronim reluktantnim motorima, sa ciljem minimizacije gubitaka i postizanja maksimalne efikasnosti.

U završnom delu udžbenika analizirane su mogućnosti primene ovih principa u realnim industrijskim sistemima, kao što su tračni transporteri i pumpni sistemi, uključujući i specifične režime rada poput pumpe kao turbine (PAT). Kroz teorijsku analizu, simulacije i praktične primere, udžbenik omogućava čitaocu da stekne celovit uvid u projektovanje i upravljanje energetske efikasnim elektromotornim pogonima u savremenoj industriji.

2 Projektovanje energetske efikasne industrijske procese

Prema podacima navedenim u literaturi [2], procedura koju bi trebalo sprovesti u cilju projektovanja energetske efikasne industrijske procese, a koja je nastala na osnovu sistematizovanog iskustva iz prakse, može se sumirati na sledeći način:

1. **Povećanje energetske efikasnosti na osnovnom nivou**
 - ✓ Koristiti osnovne komunalne sisteme, kao što su sistemi za snabdevanje električnom energijom, grejanje, hlađenje i vodosnabdevanje na odgovarajućem nivou kvaliteta.
 - ✓ Iskoristiti mogućnosti za povraćaj (rekuperaciju) energije.
 - ✓ Preći na inherentno efikasnije procese koji postižu isti rezultat – na primer, zameniti sisteme sa komprimovanim vazduhom ventilatorima, duvaljkama, vakuum pumpama, itd.
2. **Kreiranje distributivnih sistema koji rade sa visokom efikasnošću**
 - ✓ Smanjiti gubitke u distributivnim sistemima pravilnim dimenzionisanjem, minimiziranjem udaljenosti, izolovanjem cevi i izbegavanjem savijanja cevi i kanala pod pravim uglom.
 - ✓ Kontrolisati curenja i sprečiti nekontrolisano korišćenje pare, tople i hladne vode, kao i komprimovanog vazduha.
3. **Izbor odgovarajuće dimenzionisane opreme koja pruža potrebnu uslugu**
 - ✓ Izabrati opremu odgovarajuće snage tako da bude omogućen rad sa optimalnim opterećenjem.
 - ✓ Uskladiti kapacitete sistema za hlađenje i rashladnih uređaja sa specifičnim potrebama.
4. **Instalacija efikasne opreme**
 - ✓ Izabrati pumpe i ventilatore koji pružaju odgovarajući protok uz minimalnu potrošnju energije.
 - ✓ Implementirati najsavremenije tehnologije kotlova tokom instalacije.
 - ✓ Koristiti regulisane elektromotorne pogone sa motorima visoke klase efikasnosti.
5. **Upravljanje sistemom kako bi se osigurao efikasan rad**
 - ✓ Izbegavati rad instalirane opreme u praznom hodu.
 - ✓ Kontrolisati i smanjivati varijabilnost u procesu proizvodnje.
6. **Priprema za efikasnu nadgradnju opreme**
 - ✓ Koordinisati nadgradnju opreme sa remontom sistema.
 - ✓ Odvojiti sredstva za deaktivaciju zastarelih objekata.

Fokusirajući se na projektovanje energetske efikasne industrijske regulisanih elektromotornih pogona, procedura koju bi trebalo sprovesti uključuje neke od navedenih zahteva, a može se sažeto iskazati kao primena svih dostupnih elemenata i metoda za poboljšanje energetske efikasnosti celog sistema, počevši od mrežnog napajanja, preko upotrebe frekventnih pretvarača, izbora električnog motora sa većom klasom energetske efikasnosti, koji radi energetske optimalno upravljani, korišćenje visoko-efikasnog mehaničkog prenosnika i rad u energetske optimalnoj radnoj tački procesa.

2.1 Zahtevi u pogledu napajanja elektromotornog pogona

Razmatrajući unapređenje energetske efikasnosti sa strane snabdevanja električnom energijom, zahtevi za povećanjem energetske efikasnosti uključuju [7]:

1. **Smanjenje gubitaka snage u prenosu**
 - ✓ Odabir odgovarajuće opreme.
 - ✓ Raspodelu pogona **u industrijskom objektu.**
2. **Korekciju faktora snage**
 - ✓ Smanjenje ukupne struje, a time i gubitaka snage.
 - ✓ Instalaciju kompenzatora reaktivne energije.
 - ✓ Finansijski uticaj.
3. **Upravljanje vršnim opterećenjem**
 - ✓ Smanjenje gubitaka u proizvodnji i prenosu usled strujnih udara.
 - ✓ Smanjena brzina amortizacije distributivnog sistema.
 - ✓ Finansijski uticaj.
4. **Smanjenje izobličenja talasnog oblika struje**
 - ✓ Ublažavanje uticaja viših harmonika.

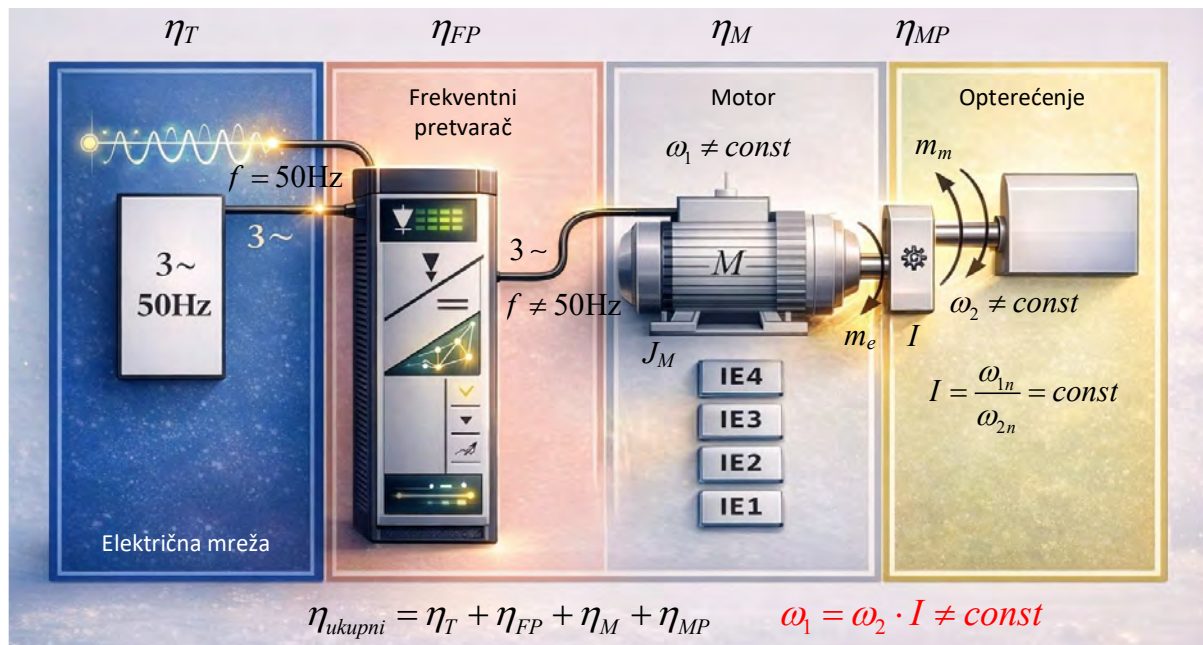
Prvi zahtev se odnosi na obezbeđivanje opreme koja bi trebalo da bude projektovana ili nabavljena kao optimizovan sistem, a ne kao skup pojedinačnih komponenti [2]. Pored toga, pogoni bi trebalo da budu raspoređeni u skladu sa proizvodnim procesom, kako ne bi preopteretili transformatorske stanice, već obezbedili racionalno korišćenje elektroenergetskih resursa uz odgovarajući kvalitet napajanja.

Korekcija faktora snage (*Power Factor Correction PFC*) kao drugi zahtev predstavlja ključnu strategiju za optimizaciju korišćenja energije u industrijskim procesima, poboljšanje efikasnosti sistema i smanjenje troškova električne energije. PFC pomaže u poboljšanju faktora snage električnih sistema minimiziranjem potrošnje reaktivne energije. Povećanjem odnosa stvarne snage prema prividnoj snazi, PFC smanjuje energetske gubitke, povećava efikasnost sistema i optimizuje potrošnju energije u industrijskim procesima. Industrijski objekti često plaćaju penale koje nameću operatori na tržištu distribucije električne energije zbog lošeg faktora snage ili niskih nivoa faktora snage. Primena PFC mera omogućava kompanijama da izbegnu ove penale, smanje troškove električne energije i optimizuju svoju energetska potrošnju radeći sa poboljšanim faktorom snage. Električna infrastruktura, kao što su transformatori, kablovi i razvodni ormari se korekcijom faktora snage koristi efikasnije. To ima za rezultat smanjenje gubitaka energije, poboljšanje pouzdanosti sistema i povećanje iskorišćenosti elektroopreme unutar industrijskih postrojenja. PFC može pomoći u oslobađanju dodatnog kapaciteta u električnim sistemima smanjenjem potrošnje reaktivne snage. Optimizacijom faktora snage, industrijska postrojenja mogu efikasnije koristiti postojeću infrastrukturu, prihvatiti dodatna opterećenja i povećati ukupni kapacitet svojih električnih postrojenja bez skupe nadgradnje. Korekcija faktora snage primenom odgovarajućih mera može dovesti do boljih performansi i produženja veka trajanja električne opreme. Smanjenjem pada napona, ublažavanjem pregrevanja i stabilizacijom napona u sistemu, PFC doprinosi pouzdanom radu opreme, minimizuje zastoje i poboljšava ukupnu efikasnost opreme. PFC pomaže industrijskim postrojenjima da se usklade sa regulativama i standardima energetske efikasnosti koje postavljaju regulatorna tela. Održavanjem visokog faktora snage, kompanije pokazuju svoju posvećenost racionalnom korišćenju energije, održivosti i odgovornom upravljanju energijom. Implementacija PFC ne samo da poboljšava optimizaciju potrošnje energije, već utiče i na smanjenje lošeg uticaja na životnu sredinu. Smanjenjem potrošnje reaktivne energije, kompanije povećavaju svoj značaj u globalnom procesu dekarbonizacije, smanjuju emisije gasova sa efektom staklene bašte i doprinose održivijem industrijskom poslovanju. Da bi se obezbedila trajna racionalizacija potrošnje električne energije, neophodno je redovno nadgledati i optimizovati PFC sisteme. Redovne inspekcije, održavanje i prilagođavanja pomažu u održavanju optimalnih nivoa faktora snage, maksimizaciji energetske efikasnosti i održavanju dugoročnih benefita u industrijskim procesima.

Upravljanje vršnim opterećenjem je kritičan aspekt optimizacije potrošnje električne energije u industrijskim procesima. Efikasnim upravljanjem vršnim opterećenjima kompanije mogu smanjiti troškove električne energije, poboljšati stabilnost mreže i povećati ukupnu energetsku efikasnost. Primena strategije raspodele opterećenja kroz planiranje energetski intenzivnih procesa, kao što je pokretanje industrijskih pogona ili pomeranje proizvodnih ciklusa u periode van vršnih sati kada su cene električne energije niže, omogućava smanjenje troškova vršnih potražnji i optimizaciju troškova energije. Implementacija sistema za skladištenje energije kako bi se skladištio višak energije tokom perioda van vršnih sati i kako bi se zatim energija koristila tokom perioda vršne potrošnje, može pomoći u kompenzaciji visokih cena električne energije tokom vršnih sati. Učešće u programima planirane potrošnje koje nude operatori elektrodistributivnog sistema kako bi se privremeno smanjila potrošnja električne energije tokom vršnih potražnji prilagođavanjem proizvodnih procesa ili smanjenjem neesencijalnih opterećenja, omogućava kompanijama u industrijskom sektoru da smanje troškove električne energije i stvore podsticaje za smanjenje vršnih potražnji. Proaktivan pristup postignut instalacijom automatizovanih sistema koji reaguju na signale iz mreže za prilagođavanje potrošnje energije na osnovu stanja u mreži, omogućava besprekorno reagovanje na zahteve i optimizuje upravljanje vršnim opterećenjem. Primena sistema za skladištenje energije, kao što su baterijski sistemi i zamajne mase, omogućava skladištenje viška energije generisane tokom perioda niske potražnje i pražnjenje tokom vršnih sati. Baterije pomažu u smanjenju opterećenja mreže, ublažavanju skokova potražnje i smanjenju zavisnosti od skupih izvora energije tokom vršnih sati, dok korišćenje tehnologije zamajnih masa za skladištenje energije omogućava brzu reakciju i podršku stabilnosti mreže tokom situacija sa visokom potražnjom. Kroz implementaciju sistema za upravljanje energijom koji prate i kontrolišu potrošnju energije u realnom vremenu, svaka kompanija može smanjiti ukupnu potrošnju energije i efikasnije upravljati vršnim opterećenjima, optimizacijom rada opreme, prilagođavanjem konfiguracije i identifikacijom prilika za uštedu energije. Nadgradnja na energetski efikasnu opremu, kao što su elektromotorni pogoni sa promenljivom brzinom, visokoefikasni motori i LED osvetljenje, kako bi se smanjilo rasipanje energije i smanjili nivoi vršnih opterećenja predstavlja investiciju u savremene tehnologije, koje mogu imati za rezultat dugoročne uštede i poboljšano upravljanje vršnim opterećenjima.

Na Sl. 2-1 prikazani su osnovni delovi jednog regulisanog pogona. U procesu projektovanja energetski efikasnog regulisanog elektromotornog pogona potencijalne uštede električne energije, kao što je već rečeno, mogu se ostvariti kod svake pojedinačne komponente pogona, počevši od napajanja iz mreže, preko frekventnog pretvarača, izbora električnog motora sa višom klasom energetske efikasnosti, primenom energetski optimalnih strategija upravljanja pogonskim motorom, korišćenjem visokoefikasnog mehaničkog prenosnika i na kraju, kada je sve prethodno zadovoljeno, radom u energetski optimalnom režimu rada sa stanovišta tehnološkog procesa. Pokazuje se da se najveće uštede u elektromotornom pogonu mogu ostvariti funkcionalnim usklađivanjem karakteristika pogona sa opterećenjem, odnosno sa zahtevima tehnološkog procesa u koji je pogon uključen, što je prikazano relacijom $\omega_2 = \omega_1 \cdot I \neq const$, na Sl. 2-1.

U skladu sa redosledom elemenata regulisanog elektromotornog pogona prikazanim na Sl. 2-1, do sada su razmotreni zahtevi u pogledu napajanja pogona iz električne mreže. Sledeći element u ovom sistemu je frekventni pretvarač, koji, kao nelinearni potrošač, generiše više harmonijske komponente u mrežnoj struji. Redukcija sadržaja viših harmonika u talasnim oblicima napona i struje je od ključnog značaja za energetsku efikasnost u industrijskim procesima i obezbeđivanje pouzdanog rada električnih sistema. Harmonici, koji su neželjena izobličenja talasnog oblika struje i napona u elektroenergetskom sistemu, mogu dovesti do niza problema, uključujući kvarove opreme, povećane gubitke energije i smanjenje kvaliteta napajanja.



Sl. 2-1 Osnovni delovi regulisanog pogona

2.2 Harmonici u pogonskim sistemima

U poslednjih 30-tak godina beleži se značajan porast interesovanja za oblast kvaliteta električne energije iz sledećih razloga [8]:

- povećana osetljivost opreme,
- povećana svest potrošača o kvalitetu električne energije,
- povećanje troškova električne energije na globalnom nivou,
- povećana upotreba uređaja energetske elektronike u cilju ostvarenja ušteda električne energije,
- smanjenje gubitaka snage,
- bolje iskorišćenje isporučene električne energije od strane distributivnih preduzeća,
- smanjenje zagađenja životne sredine, kao što je ometanje rada telekomunikacionih uređaja, kao i zaštitnih uređaja.

Problem kvaliteta električne energije utiče na potrošače ekonomski u smislu povećanih gubitaka snage, otkaza opreme, kvara, prekida proizvodnog procesa i gubitaka u proizvodnji, zbog čega su razvijeni novi standardi i nova merna oprema - da bi se održavao kvalitet električne energije na propisanom nivou.

Mnogobrojni uzroci zagađenja u sistemima snabdevanja električnom energijom iz naizmeničnih izvora se mogu podeliti na dva osnovna [8]:

1. prirodni - velika električna pražnjenja kao što je udar groma, otkaz opreme i kvarovi (oko 60%).
2. izazvani - naponska izobličenja i propadi napona (oko 40%).

Takođe, mnogobrojni potrošači zagađuju elektroenergetsku mrežu izobličavajući mrežnu struju i na taj način se ponašaju kao nelinearni potrošači. Kvalitet električne energije se kvantitativno iskazuje kao odstupanje mrežnog napona, struje ili frekvencije od propisanih vrednosti, koje može izazvati nepravilan rad ili otkazivanje opreme na potrošačkoj strani.

Tipični problemi vezani za kvalitet električne energije koji se odnose na napon na mestu zajedničkog priključenja (*PCC – Point of Common Coupling*) različitih potrošača su:

- naponski harmonici,
- tranzijentni prenaponi,
- porast napona, propad napona, prekid napona,
- nesimetrija,
- fluktuacije,

- flikeri, udarna struja itd.

Ovi problemi se javljaju u mreži zbog različitih poremećaja u sistemu ili zbog različitih nelinearnih potrošača kao što su elektrolučne peći, sistemi za besprekidno napajanje (*Uninterruptible Power Supply - UPS*) i regulisani elektromotorni pogoni (*Adjustable Speed Drives – ASD, Variable Speed Drives - VSD*). Neki od problema u vezi sa kvalitetom električne energije koji se javljaju kao posledica izobličene mrežne struje su loš faktor snage (porast neaktivnog opterećenja), strujni harmonici, nesimetrične struje, kao i prekomerna struja u neutralnom provodniku u višefaznom sistemu.

Svi ovi problemi koji se odnose na kvalitet električne energije mogu da prouzrokuju kvar na kondenzatorskim baterijama, povećane gubitke u distributivnoj mreži i u električnim mašinama, buku, vibracije, prenapone i prekomerne struje usled rezonance, inverzne komponente struja u generatorima i motorima, posebno zagrevanje rotora, propadanje kablova, dielektrika, interferencije sa komunikacionim sistemima, ometanje signala i neispravnost u radu releja i prekidača, pogrešno merenje, ometanje rada upravljačkog dela elektromotornog pogona i drugo.

Većina električnih potrošača ima nelinearno ponašanje na mestu priključenja na mrežu. Oni izazivaju više harmonike u mrežnoj struji kao što su karakteristični harmonici, interharmonici, subharmonici, zatim, reaktivnu komponentu struje, fluktuacije struje, strujnu nesimetriju i sl. Većina obrtnih električnih mašina, kao i transformatori, prigušnice i drugi potrošači sa magnetnim materijalom, ponašaju se kao nelinearni potrošači usled pojave zasićenja magnetnih kola, postojanja zubaca i žlebova, različite raspodele namotaja, nesimetrije vazdušnog zazora i dr. [8].

Mnogi potrošači koji imaju promenljivu potrošnju, kao što su elektrolučne peći i uređaji koji rade intermitentno, takođe se ponašaju kao nelinearni potrošači. Čak i kondenzatorske baterije mogu da se ponašaju kao nelinearni potrošači kada uđu u rezonanciju sa magnetnim komponentama u sistemu.

Sve veća upotreba uređaja energetske elektronike u naizmjeničnoj mreži, koji se sastoje od dioda, tranzistora, tiristora i ostalih poluprovodničkih prekidača, a koji se koriste za napajanje raznih potrošača, kao što su svetiljke sa elektronskim balastom, regulisani grejni uređaji, punjači baterija, ventilatori, kompjuteri, štampači, televizori, napojna jedinica za računar, elektrolučne peći, elektrohemijski procesi, regulisani pogoni u električnoj vuči, uređaji za klimatizaciju, pumpe, postrojenja za prečišćavanje vode, liftovi, konvejeri, kranovi i dr. narušavaju propisani kvalitet električne energije.

U trofaznim sistemima oni mogu da izazovu nesimetriju i samim tim porast struje u neutralnom provodniku u četvorožičnim sistemima, posebno u slučaju distribuiranih monofaznih nelinearnih potrošača.

2.2.1 Osnovni pojmovi – Linearna i nelinearna opterećenja

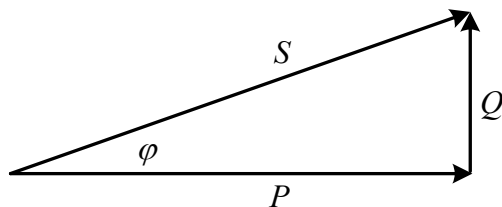
Kako bi se u procesu projektovanja energetske efikasne elektromotornog pogona sagledao međusobni uticaj električne mreže i frekventnog pretvarača – naročito njegove ispravljačke jedinice koja se prema mreži ponaša kao nelinearni potrošač – korisno je najpre podsetiti se osnovnih pojmova poznatih iz dosadašnjeg obrazovanja. Pri tome treba imati u vidu da postoje različiti pristupi njihovom definisanju, dok je u ovom udžbeniku odabran pristup koji na najjednostavniji i najjasniji način uvodi u problematiku ovog poglavlja, odnosno u analizu energetskih pretvarača kao izvora viših harmonika u regulisanom elektromotornom pogonu i mogućnostima za njihovu redukciju.

Polazeći od osnovnog slučaja linearnog opterećenja, može se razmotriti primer sijalice sa užarenim vlaknom (inkandescentne svetiljke) ili grejalice. Ako se ovakvo opterećenje, čisto otpornog karaktera priključi na prostoperiodični (sinusoidalni) izvor napona, struja koja protiče kroz opterećenje imaće takođe prostoperiodičan talasni oblik i biće u fazi sa naponom izvora. U tom slučaju, sva električna energija preuzeta iz izvora pretvara se u toplotu ili svetlosnu energiju, pa je snaga koja se disipira na svetiljci ili grejalici isključivo aktivna snaga.

Za linearna opterećenja priključena na naizmenični izvor, snaga preuzeta iz mreže može se razložiti na tri komponente:

- prividnu snagu S izraženu u volt-amperima [VA],
- aktivnu snagu P izraženu u vatima [W],
- reaktivnu snagu Q izraženu u volt-amperima reaktivnim [var].

U slučaju idealnih, čisto prostoperiodičnih talasnih oblika napona i struje, ove tri snage mogu se grafički predstaviti pomoću vektorskog trougla snaga, u kome prividna snaga predstavlja hipotenuzu, dok su aktivna i reaktivna snaga njene katete, Sl. 2-2.



$$\vec{S} = \vec{U} \times \vec{I} \quad (2.2.1)$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.2.2)$$

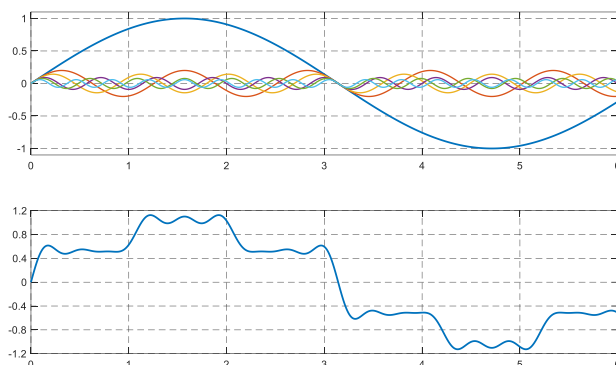
$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (2.2.3)$$

Sl. 2-2 Snage u slučaju idealnih prostoperiodičnih talasnih oblika napona i struje

Nelinearna opterećenja kao što su npr. trofazni diodni ispravljači, kada se priključe na prostoperiodični izvor napona, neće imati prostoperiodičan (sinusoidalni) talasni oblik struje na mestu priključenja na izvor (prouzrokuje izobličenje mrežne struje). Nesinusoidalni talasni oblik struje u slučaju trofaznog diodnog ispravljača sa čisto otpornim opterećenjem može se prikazati kao suma sinusoidalnih talasa, koji imaju periode jednake neparnom celobrojnom umnošku periode talasa osnovnog harmonika, bez trećeg harmonika i njegovih celobrojnih umnožaka u slučaju simetričnog trofaznog sistema, kao što je prikazano na Sl. 2-3 i izrazom (2.2.4).

Nelinearna opterećenja se mogu podeliti u dve osnovne grupe [9]:

1. Uređaji energetske elektronike, zajedno sa regulisanim elektromotornim pogonima: energetske pretvarači, frekventni pretvarači, upravljačke jedinice za motore za jednosmernu struju, ciklokonvertori, kranovi, elevatori, valjački stanovi, uređaji za besprekidno napajanje, svičerska napajanja, punjači baterija, invertori.
2. Uređaji sa električnim lukom: fluorescentne svetiljke, lučne peći i mašine za zavarivanje.



Sl. 2-3 Prikaz dekompozicije struja diodnog mosta sa čisto otpornim opterećenjem na trofaznoj mreži preko prostoperiodičnih talasnih oblika

$$f(t) = \sum a_h \sin(h \cdot \omega t) \quad (2.2.4)$$

Standard IEEE Std 1459™ za definicije električnih snaga se kontinualno razvija. Verzija IEEE Std 1459-2025 je najnovije izdanje i zamenjuje staro IEEE Std 1459-2010, unoseći dodatna objašnjenja i informativne anekse koji olakšavaju merenje i primenu u savremenim elektroenergetskim i mernim sistemima.

U trenutku donošenja ovog standarda nije postojala opšteprihvaćena teorija, koja je mogla istovremeno da postavi zajedničke osnove za [9]:

- obračun utrošene električne energije,
- evaluaciju kvaliteta električne energije,
- detekciju glavnih izvora distorzije talasnih oblika struje i napona,
- teorijski pristup proračunu opreme za ublažavanje viših harmonika, kao što su aktivni filteri ili aktivni kompenzatori.

Najčešće primenjivani međunarodni i nacionalni normativi u oblasti

- kvaliteta električne energije,
- harmonijskog izobličenja napona i struje,
- kompatibilnosti potrošača i mreže,
- ograničavanja emisije viših harmonika,

koji se u praksi koriste komplementarno, pri čemu svaki standard ima jasno definisanu ulogu, su:

1. IEC / EN 61000 serija – emisija i kompatibilnost

Ovi standardi su dominantni u Evropi i primenjuju se pre svega na pojedinačne uređaje i potrošače:

- IEC/EN 61000-3-2
→ ograničenja harmonijskih struja za uređaje ≤ 16 A po fazi
- IEC/EN 61000-3-12
→ uređaji > 16 A i ≤ 75 A po fazi
- IEC/EN 61000-3-4
→ industrijski potrošači sa većim strujama
- IEC/EN 61000-2-2 / 2-4
→ kompatibilni nivoi smetnji u javnim i industrijskim mrežama.

Ovi standardi odgovaraju na pitanje: „Koliko harmonika jedan uređaj sme da emituje u mrežu?“

2. IEEE 519 – sistemski pristup

IEEE 519 je najčešće korišćen standard na nivou elektroenergetskog sistema, posebno u industriji, velikim pogonima i prenosnim/distributivnim mrežama. Ne bavi se pojedinačnim uređajem, već tačkom zajedničkog priključenja - PCC.

Odgovara na pitanje: „Koliko izobličenja je dozvoljeno u mreži kao celini?“

3. G5/4 (UK) – nacionalna primena

G5/4 je britanska preporuka, ali se često citira u literaturi jer:

- ✓ daje vrlo jasne referentne nivoe harmonijskog izobličenja,

- ✓ koristi se kao referenca i van UK.

4. SRPS EN 50160 (2012 + Izmena 2015)

Ovo je u Republici Srbiji ključni (referentni) dokument:

- ✓ ne propisuje emisiju harmonika pojedinačnih potrošača,
- ✓ već definiše karakteristike napona koje distributer mora da obezbedi na mestu isporuke.

Odgovara na pitanje: „Kakav kvalitet napona korisnik ima pravo da očekuje iz javne mreže?“

Naponski i strujni harmonici koji nastaju od nelinearnih opterećenja povećavaju gubitke snage i zbog toga imaju negativan uticaj na električne komponente i uređaje. Razmatra se trofazni sistem i polazi se od osnovnih veličina:

$$\begin{aligned} v_a &= \sqrt{2}V_{ae} \sin(\omega t - \theta_a) \\ v_b &= \sqrt{2}V_{be} \sin(\omega t - \theta_a - 120^\circ) \\ v_c &= \sqrt{2}V_{ce} \sin(\omega t - \theta_a - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

$$\begin{aligned} i_a &= \sqrt{2}I_{ae} \sin(\omega t - \psi_a) \\ i_b &= \sqrt{2}I_{be} \sin(\omega t - \psi_a - 120^\circ) \\ i_c &= \sqrt{2}I_{ce} \sin(\omega t - \psi_a - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

gde je: $V = \sqrt{2}V_e$ maksimalna vrednost, a V_e efektivna vrednost talasnog oblika napona;

$I = \sqrt{2}I_e$ maksimalna vrednost, a I_e efektivna vrednost talasnog oblika struje;

$-\theta_a$ ugaoni pomeraj vektora napona u odnosu na referentnu osu u $t=0$;

$-\psi_a$ ugaoni pomeraj vektora struje u odnosu na referentnu osu u $t=0$.

Periodična funkcija $f(t)$, za koju važi $f(t)=f(t+T)$, može se predstaviti Furijeovim (*Fourier*) trigonometrijskim nizom koji se sastoji od jednosmerne komponente i sinusoidalnih članova sa učestanostima koje odgovaraju osnovnoj učestanosti i njenim celobrojnim umnošcima [9]. Ovo se može primeniti samo u slučaju da su ispunjeni Dirihleovi (*Dirichlet*) uslovi, da funkcija $f(t)$:

- ✓ ima konačan broj prekida (diskontinuiteta) u jednoj periodi T ;
- ✓ ima konačan broj maksimuma i minimuma u jednoj periodi T ;
- ✓ jeste apsolutno integrabilna u jednoj periodi, odnosno ima konačnu srednju vrednost.

Tada se funkcija $f(t)$ svodi na izraz:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega_0 t) + b_h \sin(h\omega_0 t)] \quad (2.2.7)$$

gde je $\omega_0 = 2\pi / T$.

Ovaj se izraz može uprostiti i postati:

$$f(t) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} c_h \sin(h\omega_0 t + \phi_h), \quad (2.2.8)$$

gde je $c_0 = \frac{a_0}{2}$, $c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$ i $\phi_h = \tan^{-1}\left(\frac{a_h}{b_h}\right)$. Izraz (2.2.8) je poznat kao Furijeov red i predstavlja

periodičnu funkciju koju čine prostoperiodične funkcije različitih učestanosti:

$h\omega_0$ - učestanost h - tog harmonika;

c_0 - vrednost jednosmerne komponente;

c_h i ϕ_h - amplituda i fazni ugao h - tog harmonika ($h=1$ - osnovni harmonik). Dalje, poslednji izraz se može predstaviti u kompleksnom obliku primenom Ojlerove formule,

$$e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha. \quad (2.2.9)$$

Kako je

$$e^{-j\alpha} = \cos \alpha - j \sin \alpha, \quad (2.2.10)$$

oduzimanjem (2.2.10) od (2.2.9), sledi da je

$$\sin \alpha = \frac{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}}{2j}. \quad (2.2.11)$$

Kako je $\alpha = h\omega_0 t + \phi_h$, izraz (2.2.8) postaje

$$\begin{aligned} f(t) &= c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} c_h \cdot \frac{e^{j(h\omega_0 t + \phi_h)} - e^{-j(h\omega_0 t + \phi_h)}}{2j}, \\ &= c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{c_h}{2j} \left[e^{j(h\omega_0 t + \phi_h)} - e^{-j(h\omega_0 t + \phi_h)} \right]. \end{aligned} \quad (2.2.12)$$

Razdvajanjem eksponenata u (2.2.12), dobija se

$$f(t) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{c_h}{2j} \left[e^{j\phi_h} e^{jh\omega_0 t} - e^{-j\phi_h} e^{-jh\omega_0 t} \right]. \quad (2.2.13)$$

Da bi se izraz (2.2.13) napisao u standardnom kompleksnom obliku, potrebno je odrediti koeficijente uz članove $e^{jh\omega_0 t}$ i $e^{-jh\omega_0 t}$, a to su za $h > 0$, $C_h = (c_h / 2j)e^{j\phi_h}$ i $C_{-h} = (c_h / 2j)e^{-j\phi_h}$ respektivno, dok je $C_0 = c_0$. Sada se izraz (2.2.8) može predstaviti u standardnom kompleksnom obliku kao

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} C_h e^{jh\omega_0 t}, \quad (2.2.14)$$

pri čemu je

$$c_h = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) e^{-jh\omega_0 t} dt, \quad (2.2.15)$$

a C_h predstavlja kompleksno konjugovanu vrednost koeficijenta C_h .

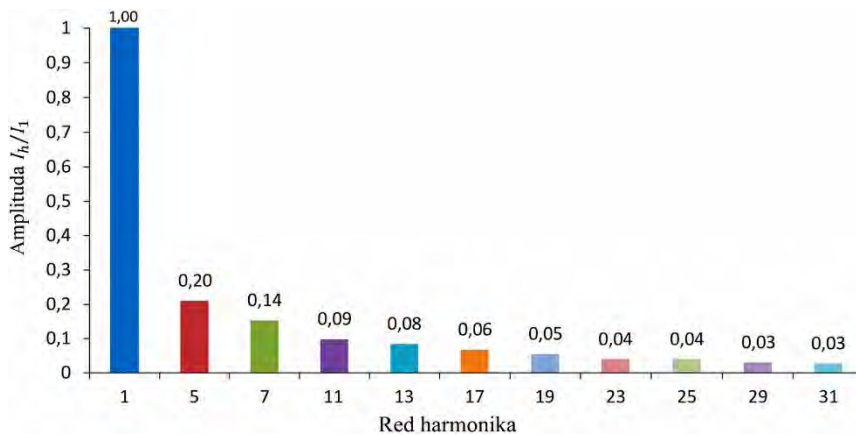
Generalno, prema važećim standardima, učestanosti od interesa za harmonijsku analizu su do 40-tog harmonika. Glavni izvor harmonika u elektroenergetskim sistemima su statički pretvarači. Od interesa za analizu ovde su samo trofazni statički pretvarači. U idealnim radnim uslovima, harmonici koje stvara p pulsni energetski pretvarač su:

$$I_h = \frac{I_1}{h}, \quad h = pn \pm 1, \quad n = 1, 2, \dots \text{ i } p - \text{ celobrojni umnožak broja 6.}$$

Stubični dijagram amplituda harmonika koje generiše šestopulsni pretvarač, normalizovanih sa I_1 (amplituda osnovnog harmonika) zove se harmonijski spektar i prikazan je na Sl. 2-4.

Nekarakteristični harmonici (interharmonici) se mogu pojaviti u slučaju:

- nesimetrije ulaznih napona
- nejednakosti komutacionih reaktansi po fazama
- nejednakosti “mrtvog vremena” između okidačkih impulsa u okviru jedne grane (*leg-a*) statičkog pretvarača.



Sl. 2-4 Primer harmonijskog spektra za šestopulsni pretvarač

Na osnovu prethodnog, vrednosti za snage u slučaju napajanja potrošača iz izvora napona koji nije prostoperiodičan mogu se dobiti ukoliko se trenutne vrednosti napona i struje predstave na osnovu sledećeg izraza [9]:

$$f(t) = \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} F_{he} \sin(h\omega_0 t + \theta_h) \quad (2.2.16)$$

Trenutna vrednost snage se izračunava kao u [7, 9]

$$p(t) = v(t)i(t), \quad (2.2.17)$$

dok se efektivne vrednosti napona i struje mogu dobiti na osnovu izraza (2.2.18).

$$F_{rms} = F_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} F_{he}^2} \quad (2.2.18)$$

Aktivna snaga se definiše kao srednja vrednost trenutne snage, a u slučaju nelinearnog potrošača je data izrazom (2.2.19),

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \sum_{h=1}^{\infty} V_{he} I_{he} \cos(\theta_h - \psi_h) = \sum_{h=0}^{\infty} P_{he}, \quad (2.2.19)$$

dok je reaktivna snaga data izrazom (2.2.20),

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T q(t) dt = \sum_{h=1}^{\infty} V_{he} I_{he} \sin(\theta_h - \psi_h) = \sum_{h=1}^{\infty} Q_{he}. \quad (2.2.20)$$

Prividna snaga se određuje iz izraza (2.2.21).

$$S = V_e I_e \quad (2.2.21)$$

Za osnovni harmonik, aktivna, reaktivna i prividna snaga se određuju na osnovu izraza (2.2.22) - (2.2.24).

$$P = \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \psi_1) = V_{1e} I_{1e} \cos(\theta_1 - \psi_1) = V_{1e} I_{1e} \cos(\varphi_1), \quad (2.2.22)$$

$$Q = \frac{V_1 I_1}{2} \sin(\theta_1 - \psi_1) = V_{1e} I_{1e} \sin(\theta_1 - \psi_1) = V_{1e} I_{1e} \sin(\varphi_1), \quad (2.2.23)$$

$$S = V_{1e} I_{1e} = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (2.2.24)$$

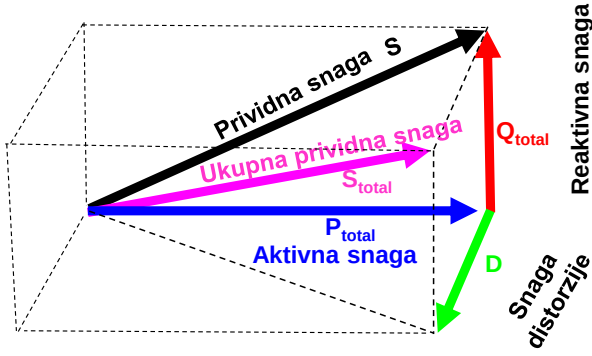
U prisustvu viših harmonika aktivna, reaktivna i prividna snaga se određuju na osnovu izraza (2.2.25) - (2.2.27), [7].

$$P_{total} = V_0 I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_h I_h}{2} \cos(\theta_h - \psi_h), \quad (2.2.25)$$

$$Q_{total} = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_h I_h}{2} \sin(\theta_h - \psi_h), \quad (2.2.26)$$

$$S_{total} = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} V_{he}^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} I_{he}^2}. \quad (2.2.27)$$

Kao što je prikazano na Sl. 2-5, sledi da se u izrazu za prividnu snagu pojavljuje pored aktivne i reaktivne snage još jedan član, snaga distorzije (2.2.28), zbog čega je $S_{total} > S$ odnosno, prividna snaga se računa na osnovu izraza (2.2.29), [7, 9].



Sl. 2-5. Grafički prikaz snaga u prisustvu viših harmonika kod nelinearnih potrošača [7]

$$D = \sqrt{S_{total}^2 - P_{total}^2 - Q_{total}^2} \quad (2.2.28)$$

$$S_{total} = \sqrt{P_{total}^2 + Q_{total}^2 + D^2} \quad (2.2.29)$$

Protok električne energije u sistemima koji sadrže nesinusne talasne oblike napona i struje, a koji se mogu izraziti u obliku Furijeovog reda kao

$$v(t) = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad (2.2.30)$$

$$i(t) = I_o + \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos(m\omega t - \psi_m), \quad (2.2.31)$$

može se izraziti preko energije prenete nelinearnom opterećenju u toku jedne periode T ,

$$W_{period} = \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt. \quad (2.2.32)$$

Srednja snaga kojom se prenosi ova energija u toku jedne periode je:

$$P_{sr} = \frac{W_{period}}{T} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt. \quad (2.2.33)$$

Zamenom izraza (2.2.30) i (2.2.31) u izraz (2.2.33), dobija se:

$$\begin{aligned} P_{sr} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o I_o dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_o \cdot \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos(m\omega t - \psi_m) dt \\ &+ \frac{1}{T} \int_0^T I_o \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \psi_n) dt \\ &+ \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \psi_n) \cdot \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos(m\omega t - \psi_m) \right] dt \end{aligned} \quad (2.2.34)$$

Imajući u vidu da za periodičan talasni oblik bez jednosmerne komponente u toku jedne periode važi da je srednja vrednost jednaka nuli,

$$\int_0^T \cos(\omega t) dt = 0, \quad \int_0^T \sin(\omega t) dt = 0, \quad (2.2.35)$$

kao i za celobrojni n umnožak perioda,

$$\int_0^T \cos(n\omega t) dt = 0, \quad \int_0^T \sin(n\omega t) dt = 0, \quad (2.2.36)$$

onda za sve m i n važi (2.2.37)

$$\int_0^T \sin(n\omega t) \cdot \cos(m\omega t) dt = 0, \quad (2.2.37)$$

kao i (2.2.38) i (2.2.39).

$$\int_0^T \sin(n\omega t) \cdot \sin(m\omega t) dt = \begin{cases} 0 & n \neq m \\ T & n = m \end{cases} \quad (2.2.38)$$

$$\int_0^T \cos(n\omega t) \cdot \cos(m\omega t) dt = \begin{cases} 0 & n \neq m \\ T & n = m \end{cases} \quad (2.2.39)$$

Primenjujući ovo na izraz za srednju snagu (2.2.34), dobiće se

$$\begin{aligned} P_{sr} = & \frac{1}{T} \int_0^T V_0 I_0 dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_0 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos(m\omega t - \psi_m) dt \\ & + \frac{1}{T} \int_0^T I_0 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) dt \\ & + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) \cdot \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos(m\omega t - \psi_m) \right] dt \end{aligned} \quad (2.2.40)$$

odnosno,

$$P_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^T V_0 I_0 dt + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) \cdot I_n \cos(n\omega t - \psi_n) \right] dt. \quad (2.2.41)$$

Iz (2.2.41) se vidi da je uslov za prenos energije $m=n$, tj.

$$P_{sr} = \frac{1}{T} \cdot T \cdot V_0 I_0 + \frac{1}{T} \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\theta_n - \psi_n) = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\theta_n - \psi_n) \quad (2.2.42)$$

Na sličan način se za efektivnu vrednost talasnog oblika napona izraženu preko Furijeovog reda dobija (2.2.43),

$$\begin{aligned} V_e = & \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) \right]^2 dt} = \\ = & \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) \right] \cdot \left[V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) \right] dt} = \\ = & \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_0 \cdot V_0 dt + 2 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T V_0 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \theta_n) \right]^2 dt} = \\ = & \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T \cdot V_0^2 + \frac{1}{T} \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} = \sqrt{V_0^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{(\sqrt{2})^2}} = \\ = & \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_n}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_{ne}^2}, \end{aligned} \quad (2.2.43)$$

a za efektivnu vrednost talasnog oblika struje izraženu preko Furijeovog reda (2.2.44).

$$\begin{aligned} I_e = & \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \psi_n) \right]^2 dt} = \\ = & \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \psi_n) \right] \cdot \left[I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \psi_n) \right] dt} = \\ = & \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_0 \cdot I_0 dt + 2 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T I_0 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \psi_n) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \psi_n) \right]^2 dt} = \\ = & \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T \cdot I_0^2 + \frac{1}{T} \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{(\sqrt{2})^2}} = \end{aligned}$$

$$= \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{ne}^2} \quad (2.2.44)$$

Iz prethodnog se može zaključiti da su izrazi za efektivne vrednosti struje i napona slični i da harmonici povećavaju efektivnu vrednost naizmenične veličine. Povećanje efektivne vrednosti napona i struje znači povećanje gubitaka.

Povećanje efektivnih vrednosti ne znači povećanje srednje snage. Proizvod istih harmonijskih komponenti napona i struje doprinosi srednjoj snazi, ali je rezultatna vrednost snage harmonijskih komponenti zanemarljiva u odnosu na aktivnu snagu prvog harmonika. Za efikasan prenos energije iz izvora do opterećenja, poželjno je da to bude pri maksimalno mogućoj srednjoj snazi, pri čemu je potrebno da su efektivne vrednosti što manje (manji gubici).

Faktor snage predstavlja vrednost mere koliko se efikasno energija prenosi iz izvora ka potrošaču i definiše se kao:

$$\text{faktor snage} = \frac{\text{srednja snaga}}{\text{efektivna vrednost struje} \cdot \text{efektivna vrednost napona}}$$

Faktor snage za linearno opterećenje, odnosno u slučaju osnovnog harmonika napona i struje se određuje iz izraza (2.2.45).

$$\text{faktor snage} = \frac{P_{sr}}{V_{1e} I_{1e}} = \cos(\theta_1 - \psi_1) = \cos \varphi = \frac{P_{sr}}{\frac{V_1 I_1}{2}} \quad (2.2.45)$$

Viši harmonici struje povećavaju efektivnu vrednost struje i smanjuju faktor snage. U slučaju kada postoje samo viši harmonici struje, a ne i viši harmonici napona, pravi faktor snage (*True Power Factor* - *TPF*) se može odrediti iz izraza (2.2.46).

$$\begin{aligned} TPF &= \frac{P_{sr}}{V_{1e} I_e} = \frac{\frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \psi_1)}{V_{1e} \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} = \frac{\frac{V_{1e} \sqrt{2} I_1}{2} \cos(\theta_1 - \psi_1)}{V_{1e} \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} = \\ &= \left(\frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \right) \cdot (\cos(\theta_1 - \psi_1)) = DF_I \cdot DPF \end{aligned} \quad (2.2.46)$$

U izrazu (2.2.46), prvi činilac predstavlja faktor izobličenja struje (*distorsion factor*, *DF*), dok drugi činilac predstavlja faktor pomeraja (osnovnog harmonika struje prema osnovnom harmoniku napona – *displacement (power) factor* - *DPF*).

Faktor izobličenja struje se definiše kao (2.2.47),

$$DF_I = \left(\frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \right) = \frac{I_{1e}}{I_e}, \quad (2.2.47)$$

dok se ukupno harmonijsko izobličenje struje *THD_I* (*Total Harmonic Distortion*) definiše kao (2.2.48), odnosno (2.2.49).

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}}{I_{1e}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2}}{I_{1e}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{ne}^2}}{I_{1e}}, \text{ ili} \quad (2.2.48)$$

$$THD_I \% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{ne}^2}}{I_{1e}} \cdot 100 \quad (2.2.49)$$

Pravi faktor snage - TPF se može definisati u funkciji ukupnog harmonijskog izobličenja struje, kao što je dato u izrazu (2.2.53), koji se dobija na osnovu izvođenja polazeći od relacije (2.2.50).

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{ne}^2}}{I_{1e}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{ne}^2}{I_{1e}^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{ne}^2 - I_{1e}^2}{I_{1e}^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{ne}^2 - I_{1e}^2}{I_{1e}^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{ne}^2}{I_{1e}^2} - 1} \quad (2.2.50)$$

Iz (2.2.50) sledi da je

$$THD_I^2 + 1 = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{ne}^2}{I_{1e}^2} = \frac{I_e^2}{I_{1e}^2}, \quad (2.2.51)$$

gde je

$$DF_I = \frac{I_{1e}}{I_e} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}}, \quad (2.2.52)$$

pa je

$$TPF = DF_I \cdot DPF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \cdot \cos \varphi_1 \quad (2.2.53)$$

Zavisnost faktora izobličenja DF_I od THD_I predstavljena je na Sl. 2-6 [10]. Granične vrednosti harmonijskog izobličenja struje, definisane standardom IEEE 519 [11], za opšte distributivne elektroenergetske sisteme u opsegu napona od 120 V do 69 kV, date su u Tab. 2-1. Ograničenja se odnose na neparne harmonike struje, dok su parni harmonici ograničeni na 25% neparnih harmonika iz tabele. Maksimalna struja kratkog spoja u tački priključka na mrežu je označena kao I_{SC} (I_{ks}) u Tab. 2-1, I_L ($I_{opter.}$) je srednja maksimalna zahtevana struja opterećenja za određeni period (godina) i I_{SC}/I_L određuje „krutost” napajanja, gde veća „krutost” napajanja znači veće dozvoljeno izobličenje.

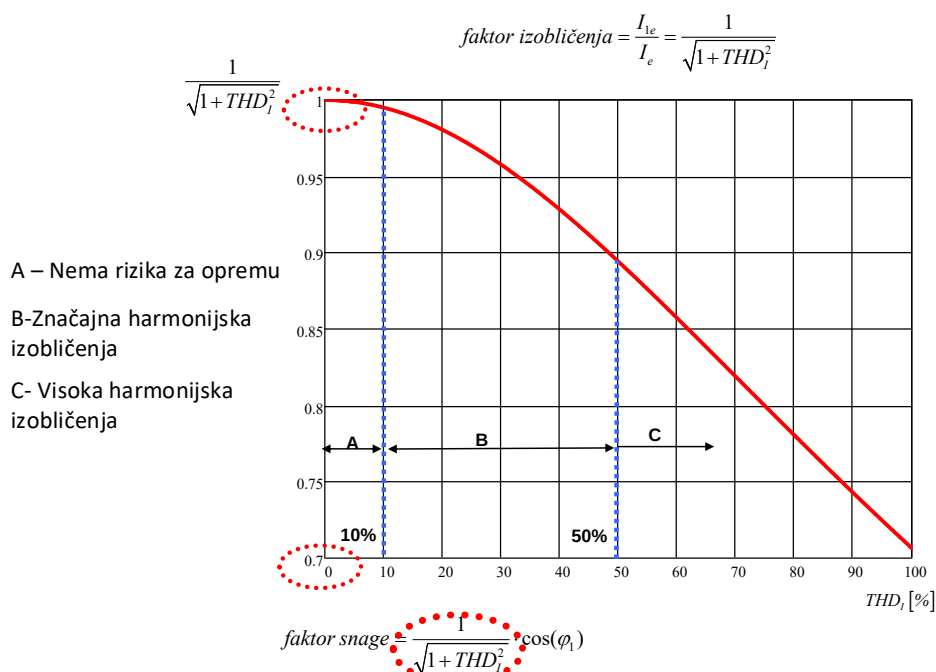
Što se tiče ukupnog harmonijskog izobličenja napona THD_V , ova veličina je definisana izrazom (2.2.54),

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{ne}^2}}{V_{1e}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_{ne}^2}{V_{1e}^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_{ne}^2 - V_{1e}^2}{V_{1e}^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_{ne}^2}{V_{1e}^2} - 1} \quad (2.2.54)$$

dok se faktor izobličenja napona definiše izrazom (2.2.55), odnosno (2.2.56).

$$THD_V^2 + 1 = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_{ne}^2}{V_{1e}^2} = \frac{V_e^2}{V_{1e}^2}, \quad (2.2.55)$$

$$DF_V = \frac{V_{1e}}{V_e} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_V^2}} \quad (2.2.56)$$

Sl. 2-6 Zavisnost faktora izobličenja DF_I od THD_I

Tab. 2-1: IEEE-519 – Maksimalna ograničenja neparnih harmonika struje za distributivne sisteme od 120 V do 69 kV [11]

I_{sc}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD_I
<20	4,0%	2,0%	1,5%	0,6%	0,3%	5,0%
20–50	7,0%	3,5%	2,5%	1,0%	0,5%	8,0%
50–100	10,0%	4,5%	4,0%	1,5%	0,7%	12,0%
100–1000	12,0%	5,5%	5,0%	2,0%	1,0%	15,0%
>1000	15,0%	7,0%	6,0%	2,5%	1,4%	20,0%

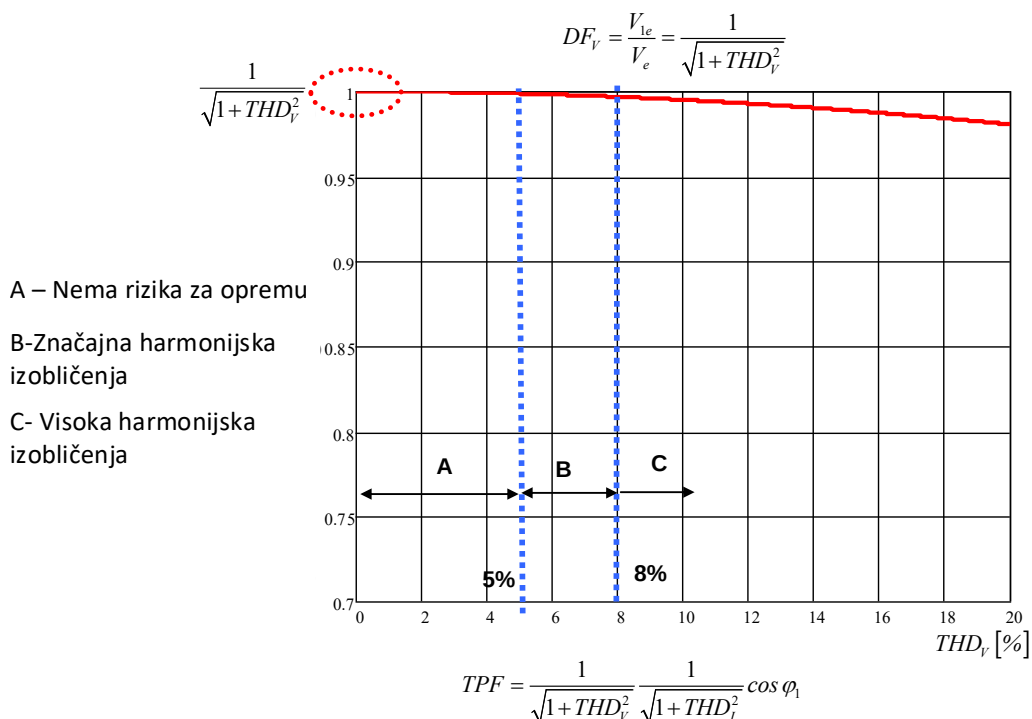
Sada se za nelinearno dinamičko opterećenje, u prisustvu viših harmonika napona i struje, može definisati pravi faktor snage, kao u (2.2.57).

$$\begin{aligned}
 TPF &= \frac{P_{sr}}{V_e I_e} = \frac{\frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \psi_1)}{\sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} = \frac{\frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{I_1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_1 - \psi_1)}{\sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} = \\
 &= \frac{P_{sr}}{V_e I_e} = \frac{\frac{V_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}}} \frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \cos(\theta_1 - \psi_1) = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{1+THD_V^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} \cdot \cos \varphi_1 = DF_V \cdot DF_I \cdot DPF \quad (2.2.57)
 \end{aligned}$$

Kako je u praksi uobičajeno da je $THD_V < 10\%$, pa se može zanemariti, efektivna vrednost složenoperiodičnog napona približno je jednaka efektivnoj vrednosti osnovnog harmonika $V_{1e} = V_e$, pa je:

$$TPF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_V^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} \cdot \cos \varphi_1 \quad (2.2.58)$$

Zavisnost faktora izobličenja DF_V od THD_V se može predstaviti grafički kao na Sl. 2-7.

Sl. 2-7 Zavisnost faktora izobličenja DF_V od THD_V [12]

Standard IEEE 519 [11] propisuje dozvoljene granice pojedinačnog i ukupnog harmonijskog izobličenja napona u tački zajedničkog priključenja PCC, pri čemu su zahtevi stroži sa porastom naponskog nivoa mreže, Tab. 2-2. Ovakav pristup omogućava očuvanje kvaliteta napona u elektroenergetskom sistemu, uz istovremenu toleranciju na ograničenu emisiju harmonika od strane nelinearnih potrošača. U visokonaponskim sistemima u blizini visokonaponskog jednosmernog prenosa električne energije (*High Voltage Direct Current* - *HVDC*), dozvoljeno je do 2 % THD napona, jer se harmonici prigušuju duž mreže pre nego što stignu do krajnjih korisnika. Dozvoljene granice izobličenja mrežnog napona za srednjenaponske i visokonaponske mreže prema standardima date su u Tab. 2-3.

Tab. 2-2: IEEE Standard 519-1992: dozvoljene granice harmonijskog izobličenja napona

Napon sabirnice u PCC	Pojedinačno naponsko izobličenje [%]	Ukupno naponsko izobličenje [%]
69 kV i niže	3,0	5,0
69,001–161 kV	1,5	2,5
161,001 kV i više	1,0	1,5

Tab. 2-3 Dozvoljene granice izobličenja mrežnog napona za srednjenaponske i visokonaponske mreže prema standardima

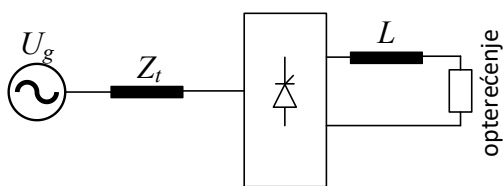
Neparni harm. (nisu deljivi sa 3)		Neparni harmonici deljivi sa 3		Parni harmonici	
Red harm. n	Harm. napona [%]	Red harm. n	Harm. napona [%]	Red harm. n	Harm. napona [%]
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2 + 0,5 \cdot 25/n$				

2.2.2 Šestopulsno i dvanaestopulsno napajanje elektromotornog pogona sa asinhronim motorom

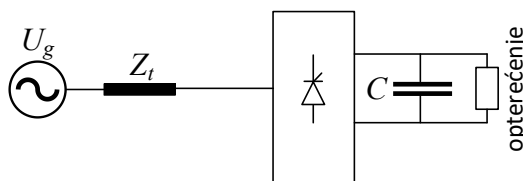
Kao najčešći primeri nelinearnih opterećenja u literaturi se navode [9]:

- mašine za zavarivanje, elektrolučne peći, indukcijske peći,
- regulisani elektromotorni pogoni sa asinhronim motorima i motorima za jednosmernu struju,
- kancelarijska oprema (računari, fotokopir mašine, faks mašine, izvori neprekidnih napajanja)
- instalacije u domaćinstvima (napajanje TV, mikrotalasne peći, fluorescentno osvetljenje).

Nelinearna opterećenja se u opštem slučaju mogu podeliti na strujna opterećenja kao što je tiristorski most u regulisanim elektromotornim pogonima sa motorima za jednosmernu struju (Sl. 2-8) i na naponska opterećenja, kao što je diodni ispravljač u frekventnom pretvaraču u regulisanim elektromotornim pogonima sa motorima za naizmeničnu struju (Sl. 2-9) [13].



Sl. 2-8 Tiristorski most u regulisanim elektromotornim pogonima sa motorima za jednosmernu struju



Sl. 2-9 Diodni ispravljač u frekventnom pretvaraču u regulisanim elektromotornim pogonima sa motorima za naizmeničnu struju

Kada su talasni oblici napona i/ili struje izobličeni, u elektroenergetskom sistemu dolazi do poremećaja i odstupanja u radnim uslovima, kao što su [13]:

- Harmonici napona mogu izazvati dodatno zagrevanje asinhronih i sinhronih motora i generatora.
- Harmonici napona sa visokim vršnim vrednostima mogu dovesti do slabljenja izolacije u kablovima, namotajima i kondenzatorima.
- Harmonici napona mogu prouzrokovati nepravilan rad različitih elektronskih komponenti i kola koja koriste talasni oblik napona za sinhronizaciju ili vremensko upravljanje.
- Harmonici struje u namotajima motora mogu izazvati elektromagnetne smetnje (EMI).
- Harmonici struje koji protiču kroz kablove mogu prouzrokovati povećano zagrevanje, dodatno u odnosu na zagrevanje izazvano osnovnom harmonijskom komponentom.
- Harmonici struje koji protiču kroz transformator mogu dovesti do povećanih gubitaka i dodatnog zagrevanja u odnosu na zagrevanje izazvano osnovnom komponentom.
- Harmonici struje koji protiču kroz prekidače i rasklopnu opremu mogu povećati njihove toplotne gubitke.
- Rezonantne struje, koje nastaju kao posledica prisustva harmonika struje i različitih topologija filtriranja u elektroenergetskom sistemu, mogu izazvati otkaze kondenzatora i/ili osigurača u kondenzatorskim baterijama ili drugoj električnoj opremi.
- Strujni harmonici, kao i u određenim uslovima naponski harmonici, mogu uzrokovati lažno isključenje prekidača i zaštitnih releja.
- Prisustvo inverzne komponente napona, usled nesimetrije ili odstupanja napona mreže od nominalnih uslova, dovodi do povećanih gubitaka u rotoru asinhronih motora i u statoru sinhronih generatora.

Najzastupljenije ispravljačko rešenje u trofaznim frekventnim pretvaračima za napajanje motora za naizmeničnu struju jeste šestopulsni diodni most [14]. Ovo električno kolo čini šest neupravljivih poluprovodničkih elemenata – dioda – kao i induktivni element koji, u kombinaciji sa kondenzatorom, formira niskopropusni filter namenjen smanjenju talasnosti ispravljenog napona i struje, Sl. 2-10. Induktivnost se može postaviti ili na jednosmernoj, ili na naizmeničnoj strani ispravljača. Iako se šestopulsni ispravljač odlikuje jednostavnom konstrukcijom i niskim troškovima realizacije, njegove performanse u pogledu generisanja viših harmonika su nepovoljne, te se znatno bolji rezultati postižu primenom višepulsnih ispravljačkih topologija.

Kod jednostranog ispravljanja, energija se preuzima iz izvora isključivo tokom jedne poluperiode mrežnog napona. Zbog toga se na opterećenju, pored željene jednosmerne komponente napona, javlja i izražena naizmenična komponenta, koja nastaje kao posledica korišćenja delova prostoperiodičnog napona za formiranje jednosmernog izlaza. U slučaju zanemarivanja komutacije i dovoljno velike vrednosti induktivnosti opterećenja, linijske struje na ulazu mosta imaju idealizovani pravougaoni talasni oblik, kao što je za jednu linijsku struju prikazano na Sl. 2-11. Razvoj u Furijeov red linijske struje idealizovanog pravougaonog talasnog oblika struje trofaznog diodnog mosta dat je sledećim izrazima [14]:

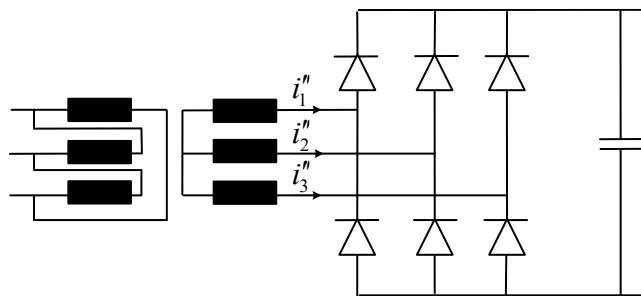
$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t), \quad B_n = \frac{4}{\pi n} I_d \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n \frac{\pi}{3}\right) \quad (2.2.59)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{\pi n} I_d \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n \frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin(n\omega t) \quad (2.2.60)$$

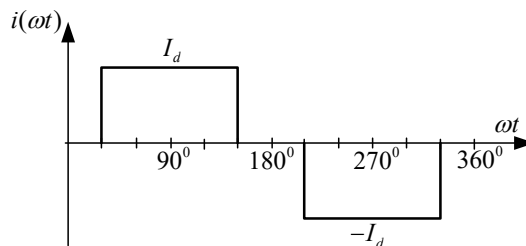
$$i(t) = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t) - \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) \dots \right] \quad (2.2.61)$$

$$I_{1max} = \frac{4}{\pi} I_d \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.2.62)$$

U izrazima od (2.2.59) do (2.2.62) I_d predstavlja amplitudu pravougaonog strujnog talasa, dok je sa ω označena kružna frekvencija napojne mreže. Iz prethodnog se vidi da teorijski n -ti harmonik ima n puta manju amplitudu od osnovnog, odnosno $I_n/I_1 = 1/n$, kao što je prikazano na Sl. 2-4.



Sl. 2-10 Trofazni diodni most sa transformatorom u sprezi Dy

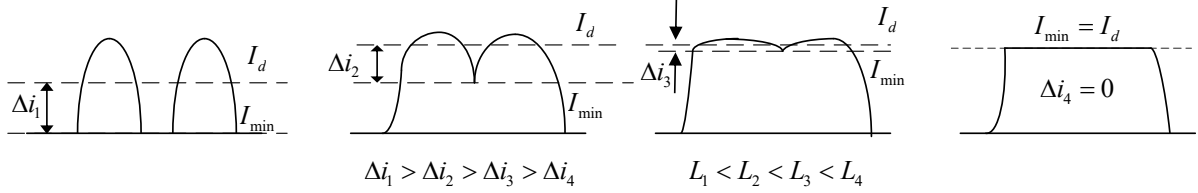


Sl. 2-11 Idealizovani pravougaoni talasni oblik linijske struje trofaznog diodnog mosta sa Sl. 2-10

U realnim energetskim pretvaračima talasni oblik struje nikada ne predstavlja idealan pravougaoni signal. Proces komutacije između poluprovodničkih prekidača ne odvija se trenutno, već zahteva određeno vremensko trajanje tokom kojeg struja postepeno raste pri uključenju, odnosno opada pri isključenju prekidača [15]. Trajanje komutacije je uslovljeno induktivnošću rasipanja

transformatora koji napaja ispravljač. Prema klasičnom harmonijskom modelu struje [16], povećanjem vremena komutacije dolazi do smanjenja amplituda harmonika višeg reda u odnosu na njihove idealne, teorijske vrednosti. Kako dominantan uticaj na ukupno izobličenje imaju harmonici nižeg reda, efekat vremena komutacije na harmonijski sadržaj struje u daljem razmatranju biće zanemaren.

Jedna od ključnih pretpostavki klasičnog harmonijskog modela struje jeste postojanje beskonačno velike induktivnosti u jednosmernom kolu ispravljača [16, 17]. U praktičnim realizacijama ovakav uslov ne može biti ispunjen. Zbog principa rada šestopulsnih mosnih ispravljača, izlazni jednosmerni napon nije idealno konstantan, već sadrži izraženu talasnost. Ova talasnost napona dovodi do pojave talasnosti jednosmerne struje, čija je amplituda proporcionalna integralu talasnosti napona, a obrnuto proporcionalna induktivnosti u jednosmernom kolu. Za konačne vrednosti ove induktivnosti, talasnost jednosmerne struje se reflektuje na ulaznu naizmeničnu struju. Kod trofaznog diodnog mosta, oblik talasa ulazne struje u značajnoj meri zavisi od vrednosti induktivnosti u jednosmernom kolu opterećenja [17]. Smanjenjem ove induktivnosti dolazi do izraženije deformacije pravougaonog talasnog oblika struje, što je ilustrovano na Sl. 2-12.



Sl. 2-12 Uticaj induktivnosti u jednosmernom kolu na talasnost struje kod trofaznog diodnog mosta

Odstupanje strujnog talasnog oblika od idealnog pravougaonog signala dovodi do znatno drugačije raspodele harmonijskih komponenti u poređenju sa rezultatima klasične harmonijske analize. Pojava takozvane „dvostruke grbe“ u talasu struje može izazvati značajno povećanje amplitude petog harmonika, koja u tom slučaju prevazilazi njegovu teorijsku vrednost od 20% osnovnog harmonika. Nasuprot tome, kod harmonika višeg reda uočava se tendencija smanjenja njihovih amplituda u odnosu na teorijski očekivane vrednosti [15].

U [16] su opisane Dobinsonova i Graham–Schonholzerova metoda za analizu harmonijskog sastava struje sa deformisanim talasnim oblikom koji sadrži „dvostruku grbu“. Obe metode polaze od pretpostavke da se navedena deformacija može aproksimirati delom sinusoidalnog talasa. Dobinsonova metoda je metodološki jednostavnija, jer ne uzima u obzir nagib struje koji nastaje tokom procesa komutacije. Dobinsonova empirijska metoda omogućava analitičku procenu viših harmonika uzimajući u obzir stepen odstupanja strujnog talasa od idealnog pravougaonog oblika, što se izražava odgovarajućim empirijskim relacijama (2.2.63) i (2.2.64),

$$\frac{I_n}{I_1} = \left[\frac{1}{n} + \frac{6,46r}{n-1} - \frac{7,13r}{n} \right] (-1)^k, \quad n = 6k-1, \quad (2.2.63)$$

$$\frac{I_n}{I_1} = \left[\frac{1}{n} + \frac{6,46r}{n+1} - \frac{7,13r}{n} \right] (-1)^k, \quad n = 6k+1, \quad (2.2.64)$$

gde je

$$\Delta i = \frac{\int e(t) dt}{L} \quad (2.2.65)$$

talasnost struje (količnik integrala napona i induktivnosti sa jednosmerne strane, tj. odstupanje srednje od minimalne vrednosti jednosmerne struje), a

$$r = \frac{\Delta i}{I_d} \quad (2.2.66)$$

količnik talasnosti i srednje vrednosti jednosmerne struje I_d . Za određenu vrednost parametra k , npr. $k = 1$ dobijaju se relativne vrednosti petog i sedmog harmonika, pri čemu sadržaj petog harmonika prelazi 20% osnovnog harmonika, dok udeo sedmog harmonika ostaje ispod 14%.

Dakle, iz prethodnog se može zaključiti da se u trofaznim AC pogonima najčešće koristi šestopulсни diodni ispravljač, koji se odlikuje jednostavnom i jeftinom realizacijom. Sastoji se od

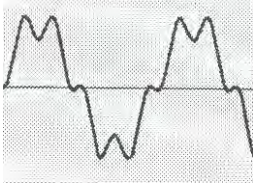
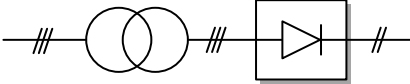
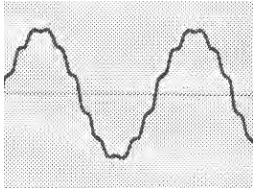
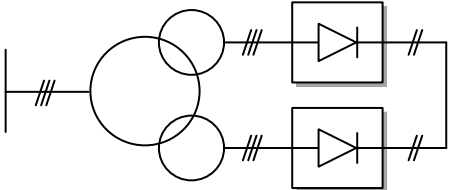
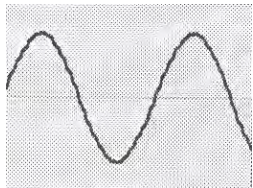
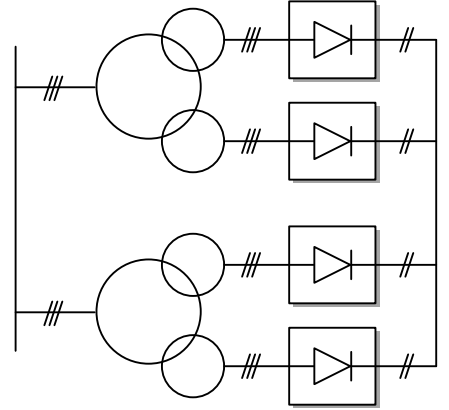
dioda i elemenata za filtriranje jednosmerne struje, pri čemu induktivnost može biti na AC ili DC strani, ili izostavljena. Iako je praktičan, ovaj tip ispravljača generiše izražene harmonike nižeg reda, posebno peti, sedmi i jedanaesti, naročito pri maloj induktivnosti. Zbog toga, u sistemima sa velikim brojem ovakvih pretvarača, napojni transformatori često moraju biti predimenzionisani, a dodatno filtriranje harmonika postaje neophodno radi ispunjavanja standarda.

Smanjenje harmonika može se ostvariti ili strukturnim izmenama pogonskog sistema ili primenom spoljašnjih filtera. Strukturne izmene podrazumevaju dodatnu opremu sa strane napojne mreže [18]:

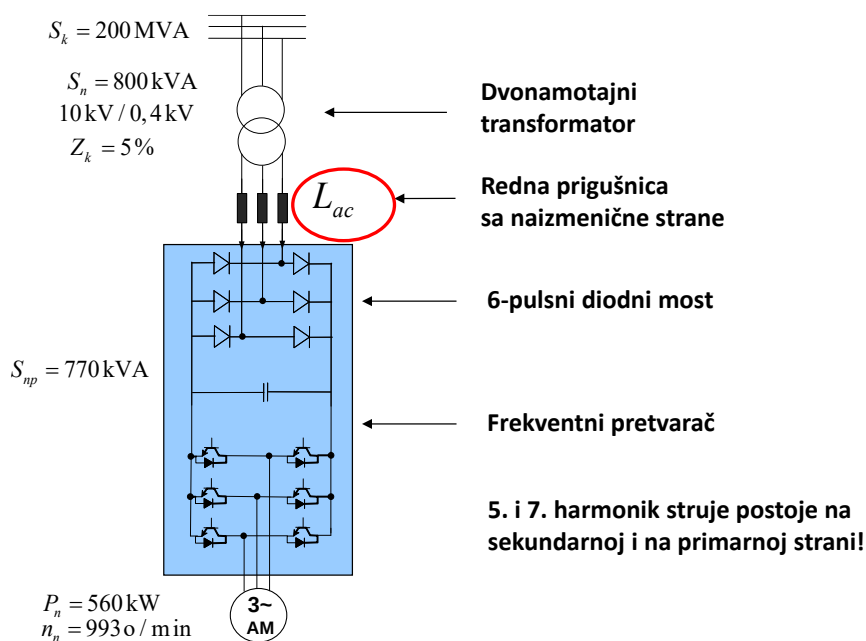
- primenu pogona sa 12-pulsnim ili 18-pulsnim, ili čak 24-pulsnim napajanjem (Sl. 2-13),
- primenu aktivnih ispravljača ili
- unapređenje unutrašnjeg filtriranja u samom pogonu.

Danas mnogi renomirani proizvođači opreme na svojim sajtovima nude besplatan softver koji služi za proračun induktivnosti koja se može postaviti na AC strani pogona sa 6-pulsnim diodnim mostom i smanjiti sadržaj viših harmonika sa primarne i sekundarne strane dvonamotajnog transformatora, preko koga se pogon priključuje na mrežu [18], kao što je prikazano na Sl. 2-14.

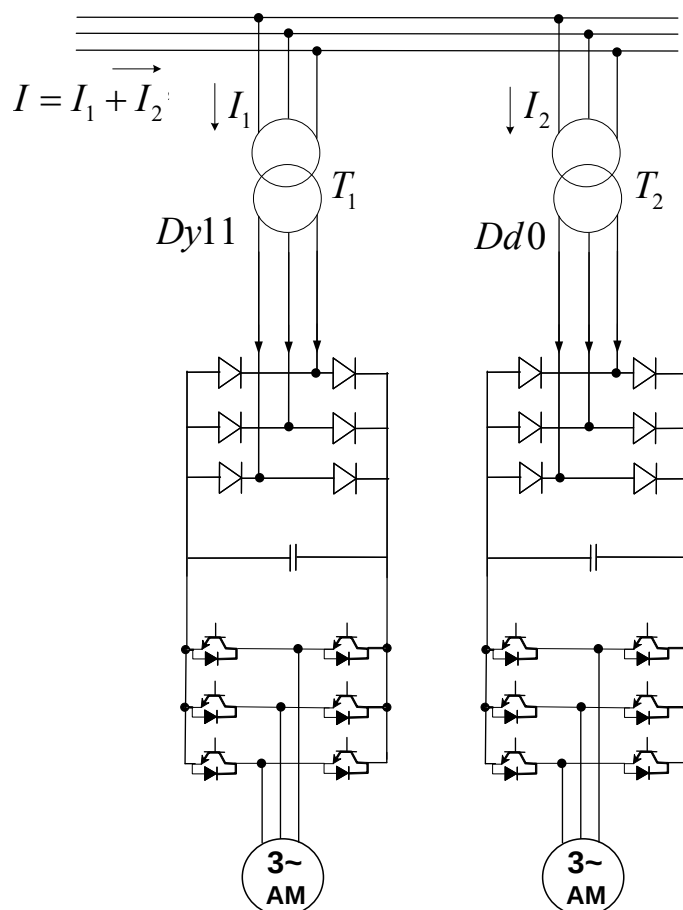
Na Sl. 2-15 prikazana su dva elektromotorna pogona sa trofaznim asinhronim motorima koji se napajaju iz frekventnih pretvarača sa trofaznim diodnim ispravljačima. Ovi pogoni su preko dva dvonamotajna transformatora čije su sprege različite, jedan ima spregu Dy11, a drugi Dd0, vezana na istu mrežu, tako da je praktično ostvarena paralelna veza dva šestopulsna mosta.

		<u>6-pulsni ispravljač</u> -Ispravljačko kolo kod 3-faznih pretvarača je 6-pulsni diodni most. -Sastoji se od šest neupravljivih poluprovodnika (dioda)
		<u>12-pulsni ispravljač</u> - Dva 6-pulsna ispravljača u paraleli za napajanje zajedničkog jednosmernog kola. Napajanje iz tronamotajnog transformatora sa faznim pomerajem sekundara od 30° -eliminacija 5. i 7. harmonika
		<u>24-pulsni ispravljač</u> - Dva 12-pulsna ispravljača u paraleli za napajanje zajedničkog jednosmernog kola. - Napajanje iz dva tronamotajna transformatora sa faznim pomerajem sekundara od 15° -eliminacija 5, 7, i 11, 13. harmonika

Sl. 2-13 Poređenje različitih konfiguracija pretvarača [6]



Sl. 2-14 6-pulsni diodni most – primer određivanja harmonijskog sadržaja



Sl. 2-15 12-pulsna konfiguracija dva 6-pulsna mosta

Ako se koeficijenti viših strujnih harmonika pri razvoju struje primara transformatora u Furijeov red predstave kao u (2.2.67), [19]

$$A_{kq\pm 1} = \frac{(-1)^k q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)}{(kq \pm 1)\pi} \cos(kq\delta), \quad (2.2.67)$$

gde je $n = kq \pm 1$ redni broj harmonika za $k = 1, 2, 3, \dots$,

$q = 6$ – broj komutacija u toku jedne periode i

δ – ugao koji predstavlja fazni pomeraj faznih napona primara i sekundara transformatora (grupa sprege, za transformator T_1 $\delta_1 = 30^\circ$, dok je za T_2 $\delta_2 = 0^\circ$),

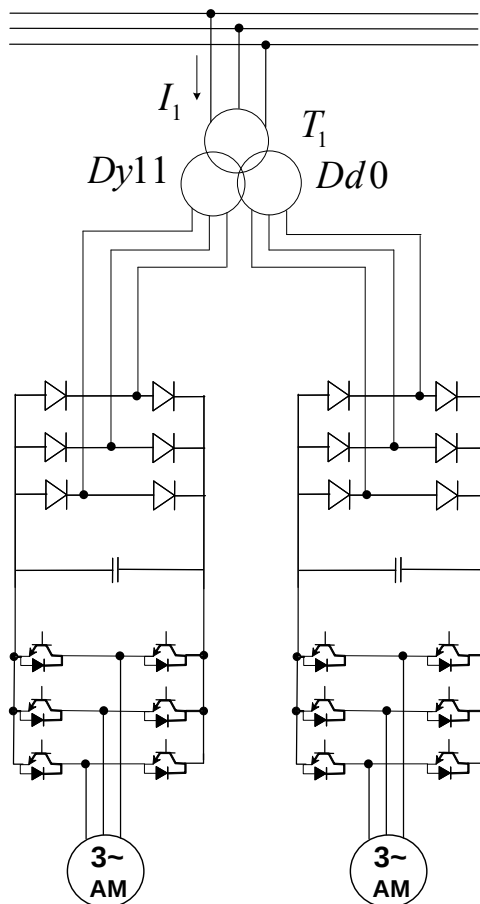
doći će do poništavanja petog i sedmog harmonika u mrežnoj struji, ali samo u slučaju simetričnih opterećenja, odnosno jednakih asinhronih motora i njihovih struja. U slučaju transformatora T_1 peti harmonik struje primara će prema izrazu (2.2.67) imati vrednost $3/(5\pi)$, a u slučaju transformatora T_2 , $(-3)/(5\pi)$, pa će važiti (2.2.68).

$$I_5 = A_5 \cdot I_1, \quad I_5 = I_{5T1} + I_{5T2} = 0 \quad (2.2.68)$$

Na isti način, u slučaju transformatora T_1 sedmi harmonik će prema izrazu (2.2.67) imati vrednost $3/(7\pi)$, a u slučaju transformatora T_2 , $(-3)/(7\pi)$, pa će važiti (2.2.69).

$$I_7 = A_7 \cdot I_1, \quad I_7 = I_{7T1} + I_{7T2} = 0 \quad (2.2.69)$$

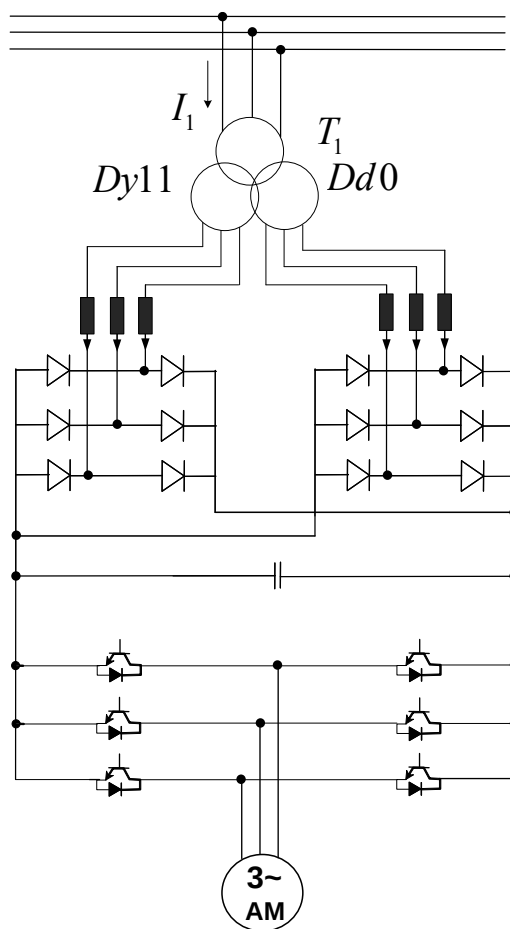
Dvanaestopulsno ispravljanje može se ostvariti pomoću 12-pulsnog ispravljača kao što je prikazano na Sl. 2-16, odnosno dva 6-pulsna ispravljača koja se napajaju iz dva odvojena sekundara tronamotajnog transformatora i imaju odvojena jednosmerna kola (DC *link*-ove), u konfiguraciji koja je poznata kao „single drive”. Sekundarni naponi transformatora su fazno pomereni za 30° . Odlika ove ispravljačke konfiguracije je da su na strani primara transformatora peti i sedmi harmonik u protivfazi, zbog čega se poništavaju, pa je teorijski, u slučaju ravnomerne raspodele mehaničkog opterećenja između vratila motora, komponenta sa najnižom učestanošću koja se javlja na primaru transformatora, 11-tog reda. Nedostatak je svakako transformator složene konstrukcije, većeg gabarita i veće cene. Principijelna šema ovog ispravljača prikazana je na Sl. 2-16.



Sl. 2-16: 12- pulsna veza dva 6-pulsna mosta sa tronamotajnim transformatorom i odvojenim jednosmernim kolima („single drive”)

Dvanaestopulsno ispravljanje se može se ostvariti i pomoću konfiguracije prikazane na Sl. 2-17, odnosno dva 6-pulsna ispravljača koja se napajaju iz dva odvojena sekundara tronamotajnog transformatora čiji su naponi fazno pomereni za 30° i imaju zajedničko jednosmerno kolo (DC link).

Ova konfiguracija je poznata kao „*multi-motor drive*”. Nezavisno od raspodele mehaničkog opterećenja između vratila motora, električna snaga zajedničkog međukola srazmerna je ukupnom mehaničkom opterećenju svih motora. Odlika ove ispravljačke konfiguracije je da se na strani primara transformatora peti i sedmi harmonik teorijski uvek poništavaju bez obzira na raspodelu opterećenja između motora, ukoliko su 6-pulsni ispravljači identični. U jednosmerno kolo se može vezati više invertora i više motora čime se neće uticati na poništavanje petog i sedmog harmonika struje sa primarne strane.



Sl. 2-17 12- pulsna veza dva 6-pulsna mosta sa tronamotajnim transformatorom i zajedničkim jednosmernim kolom („*multi-motor drive*”)

2.2.3 Određivanje spektra signala i izračunavanje karakterističnih veličina u slučaju trofaznog diodnog mosta kao nelinearnog potrošača [20]

Spektar predstavlja način prikaza signala u frekventijskom domenu, pri čemu se signal, umesto kao funkcija vremena, posmatra kao raspodela amplituda i faza po frekvencijama [20]. Ovakav pristup omogućava detaljniju analizu strukture signala, posebno u pogledu prisustva pojedinačnih harmonijskih komponenti, njihovih amplituda i međusobnih faznih odnosa.

Rad u frekventijskom domenu donosi brojne prednosti u odnosu na vremenski domen. Analiza sistema, filtriranje, određivanje harmonijskog izobličenja i ispitivanje rezonantnih pojava često su jednostavniji i pregledniji kada se signal predstavi spektrom. Zbog toga je frekventijska analiza široko zastupljena u obradi signala, telekomunikacijama, elektroenergetici i automatskom upravljanju.

Za dobijanje spektra koristi se Furijeova transformacija diskretnih signala. Ova transformacija preslikava signal iz vremenskog u frekventijski domen i predstavlja kontinualnu funkciju frekvencije.

Kao takva, ona ima poseban značaj u teorijskoj i analitičkoj obradi signala, jer omogućava precizno matematičko opisivanje frekvencijskog sadržaja.

Međutim, u realnim primenama signal je dostupan u obliku konačnog broja odbiraka. Zbog toga se u praktičnim analizama najčešće koristi diskretna Furijeova transformacija (DFT). DFT se može posmatrati kao diskretizovana verzija Furijeove transformacije u frekvencijskom domenu, pri čemu se spektar određuje samo u konačnom broju diskretnih frekvencijskih tačaka. Na taj način se omogućava numeričko izračunavanje spektra i njegova efikasna primena u digitalnim sistemima.

Računanje spektra signala pomoću DFT-a podrazumeva određivanje dve osnovne karakteristike: amplitudskog i faznog spektra (2.2.70). Amplitudski spektar prikazuje raspodelu amplituda pojedinih frekvencijskih komponenti, dok fazni spektar daje informaciju o njihovim faznim pomerajima. Zajedno, ove dve veličine u potpunosti opisuju frekvencijski sadržaj diskretnog signala.

$$\begin{aligned} X &= \text{fft}(x, N), \\ M &= \text{abs}(X), \\ P &= \text{angle}(X). \end{aligned} \quad (2.2.70)$$

U (2.2.70), x je niz odbiraka signala za koji se računa spektar,

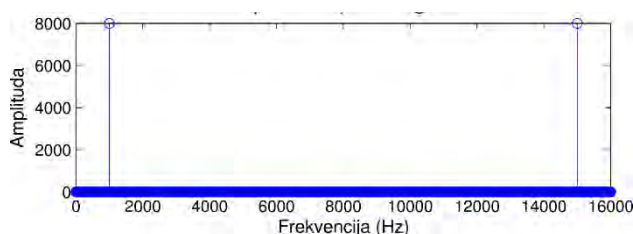
N je broj tačaka u kojima se računa spektar,

X je kompleksni dvostrani spektar signala,

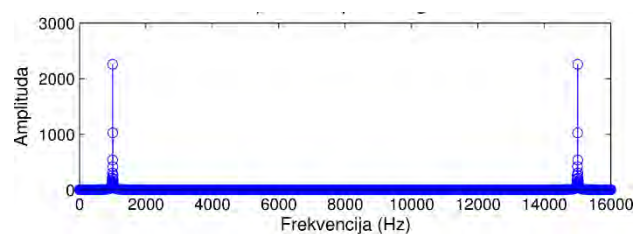
M je amplitudski spektar signala i

P je fazni spektar signala.

Dužina spektra zavisi od broja tačaka u kojima je on računat. Izbor broja tačaka zavisi od konkretne situacije i odražava se na pojavu „curenja“ spektra. Na Sl. 2-18 je predstavljen primer u kome nema pojave curenja, dok je na Sl. 2-19 ilustrovan primer u kome se javlja curenje kao posledica lošeg izbora broja tačaka.



Sl. 2-18 Spektar signala u kome nema pojave curenja



Sl. 2-19 Spektar signala u kome postoji curenje

Loš izbor broja N se odražava na dobijanje netačnih podataka za vrednosti amplitude, faze i frekvencije komponente signala. Da ne bi bilo curenja, za svaku frekvencijsku komponentu signala $f_1, f_2, \dots, f_n$ treba da postoje celi brojevi $k_1, k_2, \dots, k_n$, tako da važi:

$$\begin{aligned} f_n &= k_n \cdot \Delta f, \\ \Delta f &= \frac{f_s}{N}, \end{aligned} \quad (2.2.71)$$

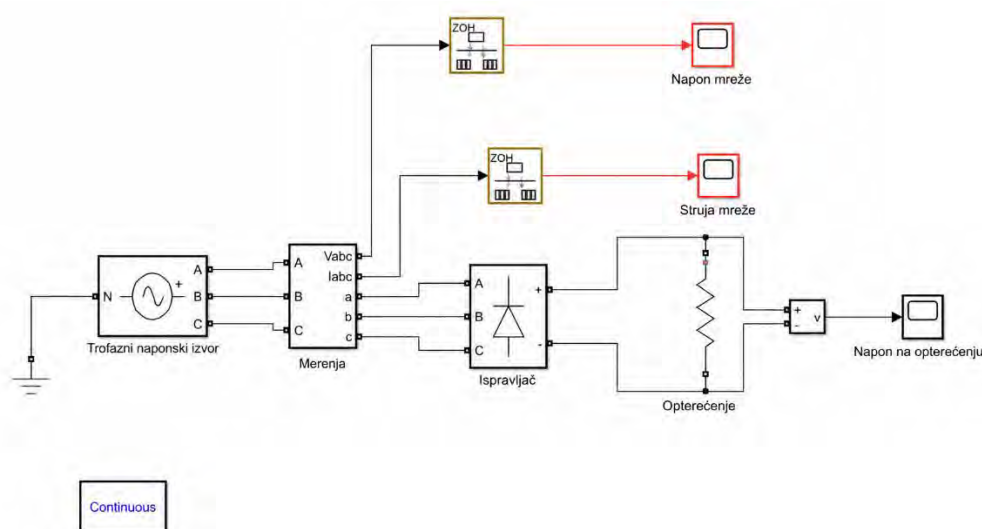
gde je f_s – frekvencija odabiranja, a Δf – frekvencijska rezolucija.

Kada se vrši analiza signala poznatih frekvencija, može se izabrati broj N , tako da gornje relacije važe za sve komponente od interesa u spektru. Prikaz spektra signala u *Matlab*-u se vrši pomoću funkcije *stem(n,x)*, koja se koristi za dvodimenzioni prikaz diskretnih vrednosti. Pri tome je n niz kojim se definiše x – osa (može biti vreme/frekvencija), dok je x niz kojim se definiše y – osa (može biti amplituda/nivo signala) pravouglog koordinatnog sistema. Uputstvo za sva detaljna podešavanja izgleda grafika nalazi se u odeljku „*help*“ *Matlab*-a. Analogno prikazu diskretnih signala se mogu prikazati i kontinualni, pomoću funkcije *plot(t,x)*, gde se t definiše analogno definiciji niza n kod funkcije za prikaz diskretnih signala.

Za trofazni diodni most sa otpornikom kao opterećenjem treba izvršiti harmonijsku analizu mrežne struje u slučaju da se napaja iz mreže sa idalno prostoperiodičnim naponima. Najpre je izvršena simulacija rada posmatranog ispravljača u *Simulink*-u. Vrednosti napona i struje na strani

mreže dobijene u simulaciji dalje su korišćene za analizu uz pomoć *Matlab* koda, generisanog u skladu sa izrazima izvedenim u 2.2.1 i u [20, 21].

Za analizu signala merenih napona i struja sa Sl. 2-20 korišćen je *Matlab* kod, koji se sastoji od 3 m fajla: glavnog koda i dve pomoćne funkcije koje se iz njega pozivaju. Prva funkcija *myfft* vrši Furijeovu transformaciju signala, daje njegov harmonijski spektar, vraća vrednosti faza harmonika i daje grafički prikaz signala dobijenog kao rekonstrukcija uz pomoć dobijenih vrednosti amplituda harmonika (Sl. 2-21), a generisana je u skladu sa prethodno napisanim u ovom potpoglavlju i u [20]. Ovaj prikaz pruža verifikaciju da je rekonstruisani signal veran originalu sa osciloskopa, a na taj način je verifikovan i dobijeni harmonijski spektar. Važno je napomenuti da u *Matlab*-u postoji funkcija *fft* koja vrši diskretnu Furijeovu transformaciju signala i funkcije *abs* i *angle* iz kojih se mogu dobiti amplitude i faze harmonika. Međutim, glavna prednost prikazanih rezultata je upravo u tome što funkcija *fft* nije korišćena već je generisana posebna funkcija *myfft* koja vrši sličan proračun, ali na način koji podrazumeva i prikaz pozadine samog proračuna na jasan i razumljiv način [21]. Kao rezultat primene pomenutih pomoćnih funkcija dobijaju se ostale veličine od interesa za harmonijsku analizu posmatranih signala, a prikazane su u Tab. 2-4. Parametri koji su korišćeni u simulaciji su: linijski napon mreže $U=380V$, učestanost $f=50Hz$ i otporno opterećenje $R=5\Omega$.



Sl. 2-20 Simulacioni model trofaznog diodnog mosta kao nelinearnog potrošača u *Simulink*-u za izračunavanje karakterističnih veličina

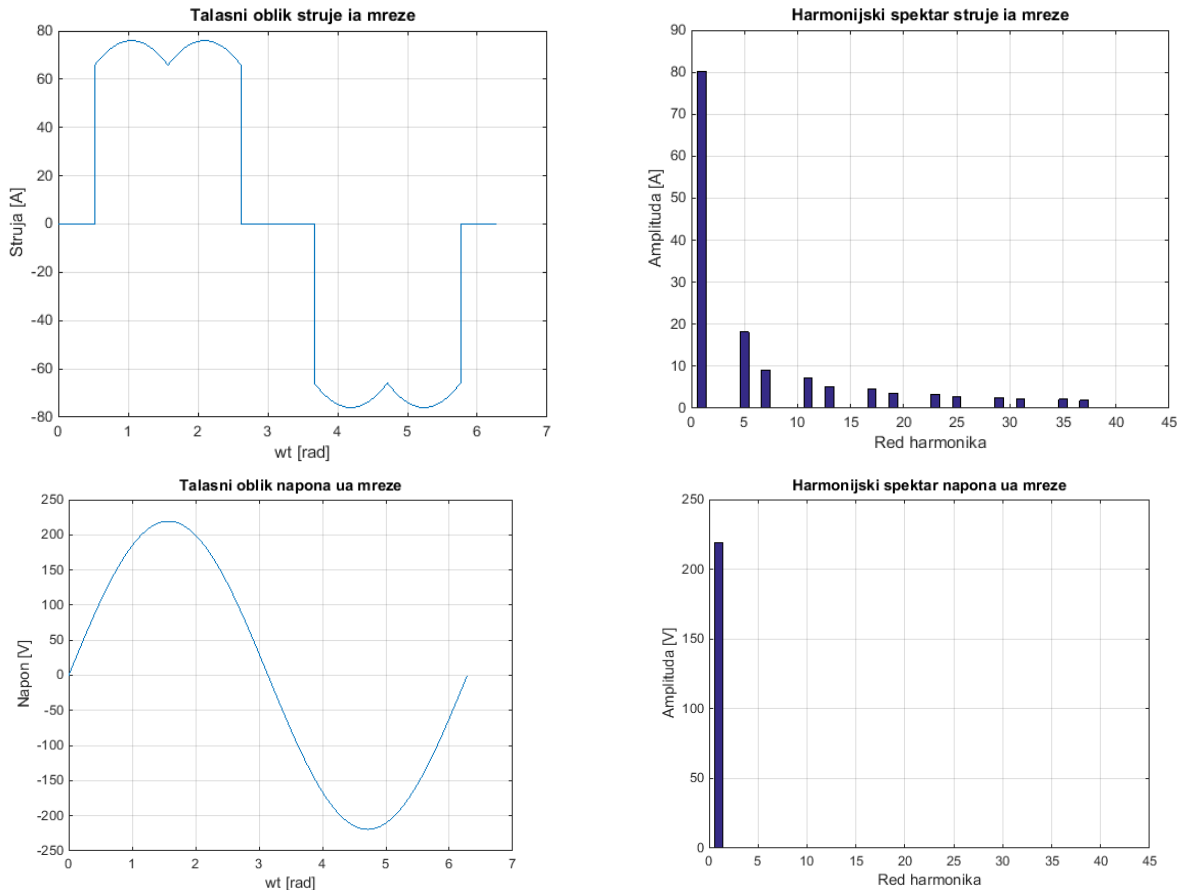
Tab. 2-4 Merene i izračunate karakteristične veličine u slučaju trofaznog diodnog ispravljača sa čisto otpornim opterećenjem

Veličine	i_a	i_b	i_c	u_a	u_b	u_c	Faza A	Faza B	Faza C
P_1 [W]							8791	8792	8792
Q_1 [var]							0	0	0
S_1 [VA]							8791	8792	8792
P_{total} [W]							8791	8792	8792
Q_{total} [var]							0	0	0
S_{total} [VA]							9168	9169	9169
D [VA]							2603	2603	2603
DF	0,959	0,959	0,959	1	1	1			
THD [%]	29,6	29,6	29,6	0	0	0			
DPF							1	1	1
TPF							0,959	0,959	0,959
P_{sr} [W]							8791	8792	8792

Oznake korišćene u tabeli su:

P_1 – aktivna snaga za prvi harmonik
 Q_1 – reaktivna snaga za prvi harmonik
 S_1 – prividna snaga za prvi harmonik
 P_{total} – ukupna aktivna snaga
 Q_{total} – ukupna reaktivna snaga
 S_{total} – ukupna prividna snaga

D – snaga distorzije
 DF – faktor izobličenja
 THD – ukupno harmonijsko izobličenje
 DPT – faktor pomeraja
 TPF – pravi faktor snage
 D – snaga distorzije



Sl. 2-21: Prikaz rekonstruisanih signala struje i_a i napona u_a mreže i njihov harmonijski spektar

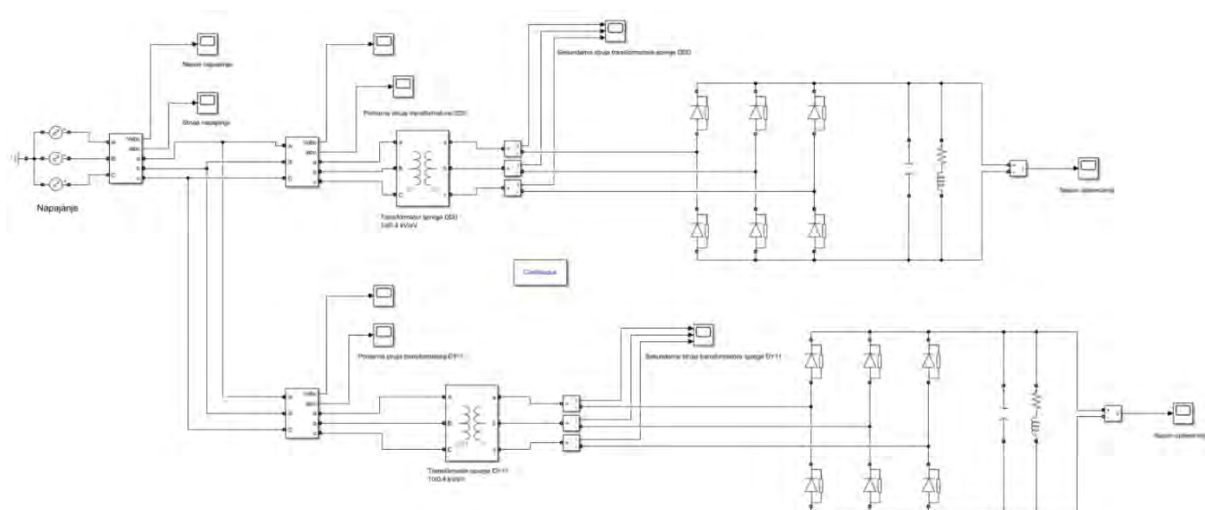
Dvanaestopulsne konfiguracije prikazane na slikama Sl. 2-15, Sl. 2-16 i Sl. 2-17 se mogu modelovati u *Simulink*-u i odrediti harmonijski sastav struja sekundara i primara transformatora, kao i mrežne struje, u zavisnosti od konfiguracije, kao što je prikazano na Sl. 2-22 do Sl. 2-27. Ovo se može sprovesti kao i u prikazanom primeru diodnog mosta, a može se koristiti i postojeća *Matlab fft* funkcija, dostupna u *Powergui* bloku. Ovaj drugi pristup je primenjen u primerima koji slede, a u kojima su usvojene sledeće brojne vrednosti za rednu R - L vezu i kondenzator C :

1. 12-pulsni „single drive” $R = 1,1 \, \Omega$, $L = 2 \, \mu\text{H}$ i $C = 1 \, \mu\text{F}$.
2. 12-pulsni „multi-motor drive” $R = 0,55 \, \Omega$, $L = 1 \, \mu\text{H}$ i $C = 2 \, \mu\text{F}$

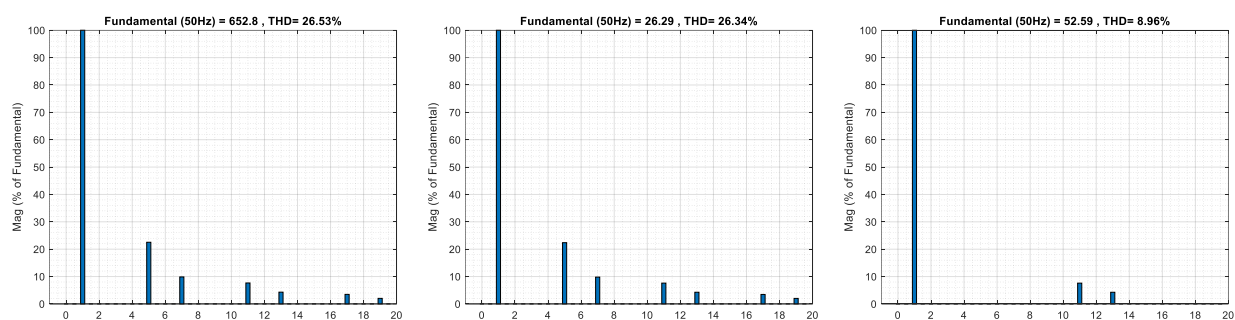
Uzevši u obzir prethodno izloženo, uočavaju se povoljni rezultati poništavanja 5. i 7. harmonika primenom datih konfiguracija. Njihovim uklanjanjem unapređuje se kvalitet električne energije, smanjuju se gubici u prenosu, kao i strujni i naponski udari koji mogu nepovoljno uticati na druge uređaje priključene na istoj mreži. Numeričke vrednosti ukupnog harmonijskog izobličenja (THD), izražene u procentima, prikazane su u Tab. 2-5.

Iz prikazanih rezultata se može zaključiti da konfiguracija poznata kao „multi-motor drive” ima najbolje rezultate što se tiče mrežne struje, ali zato struja na oba sekundara tronomotajnog transformatora ima visok THD. U slučaju konfiguracije poznate kao „single drive” i paralelne veze

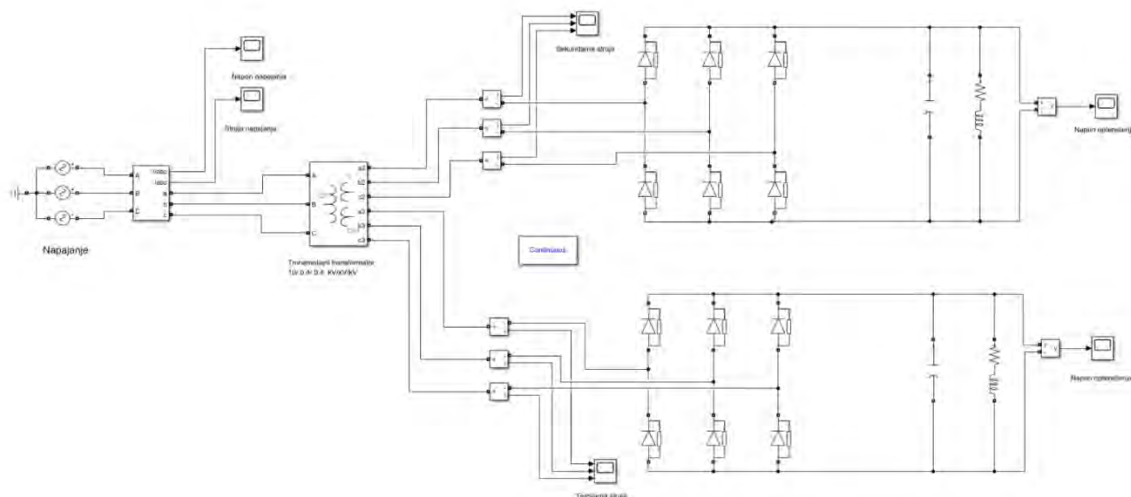
dva šestopulsna napajanja, dobijaju se približno isti rezultati, osim što se u prvom slučaju koristi tronamotajni, a u drugom dva dvonamotajna transformatora.



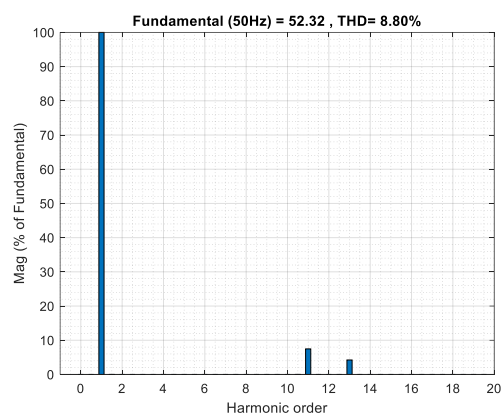
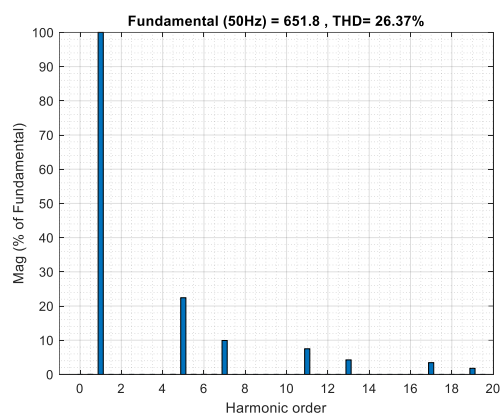
Sl. 2-22 Simulink model dvanaestopulsnog napajanja u konfiguraciji predstavljenoj na Sl. 2-15



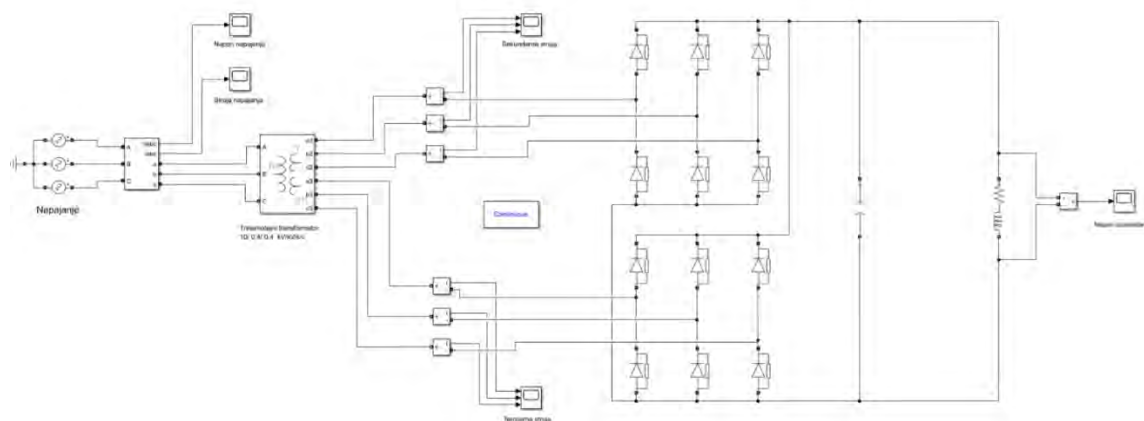
Sl. 2-23 Harmonijski spektar struje sekundara transformatora Dd0 i Dy11, struje primara transformatora Dd0 i Dy11 i harmonijski spektar mrežne struje u simulaciji prikazanoj na Sl. 2-22



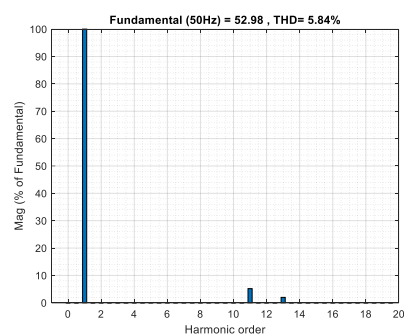
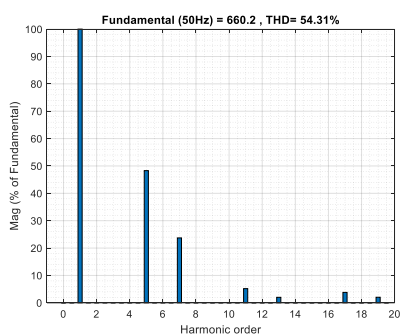
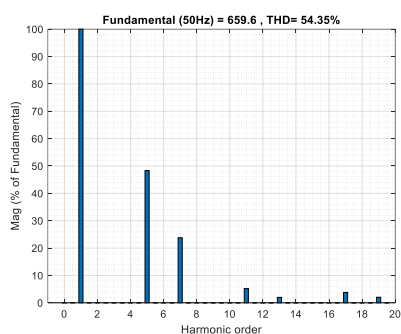
Sl. 2-24 Simulink model dvanaestopulsnog napajanja sa tronamotajnim transformatorom u konfiguraciji „single drive” predstavljenoj na Sl. 2-16



Sl. 2-25 Harmonijski spektar struje sekundara (i tercijara) tronamotajnog transformatora i harmonijski spektar struje primara u simulaciji prikazanoj na Sl. 2-24



Sl. 2-26 Simulink model dvanaestopulsnog napajanja sa tronamotajnim transformatorom u konfiguraciji „multi-motor drive” predstavljenoj na Sl. 2-17



Sl. 2-27 Harmonijski spektar struje tercijara, sekundara i primara tronamotajnog transformatora u simulaciji prikazanoj na Sl. 2-26

Tab. 2-5 Brojne vrednosti za THD struja transformatora i mreže u sva tri posmatrana slučaja

	Mrežna struja	Primar Dy11	Sekundar Dy11	Primar Dd0	Sekundar Dd0
dva 6-pulsna napajanja u paraleli	8,96	26,34	26,53	26,34	26,53
single drive	8,80	-	26,37	-	26,37
multi-motor drive	5,84	-	54,31	-	54,35

3 Mogućnosti za redukciju sadržaja viših harmonika

Razumevanje harmonijskog profila sistema je ključno za projektovanje efikasnih rešenja za redukciju sadržaja viših harmonika. Ovo se postiže sprovođenjem detaljne analize harmonika u elektroenergetskom sistemu kako bi se identifikovali izvori harmonika, odredili redovi harmonika i procenio uticaj na performanse opreme. Strategije za redukciju harmonika u industrijskim postrojenjima u cilju povećanja energetske efikasnosti, se prema načinu realizacije mogu svrstati u sledeće kategorije:

1. **Primena pasivnih harmonijskih filtera**

Pasivni harmonijski filteri, kao što su prigušni filteri, redni, paralelni ili hibridni, jednofazni ili trofazni, instaliraju se radi smanjenja specifičnih harmonijskih frekvencija koje generišu nelinearna opterećenja u sistemu [8]. Ovi filteri pomažu u smanjenju nivoa harmonijskog izobličenja, poboljšavaju kvalitet napajanja i štite osetljivu opremu od oštećenja izazvanih harmonijskim izobličenjima.

2. **Primena aktivnih harmonijskih filtera**

Aktivni harmonijski filteri implementiraju se kako bi dinamički pratili i kompenzovali harmonike u realnom vremenu. Ovi napredni filteri injektuju harmonijske struje jednake po amplitudi, ali suprotne po fazi kako bi poništili harmonike koje generišu nelinearna opterećenja, čime se minimizuje izobličenje napona.

3. **Upotreba frekventnih pretvarača i korekcija faktora snage**

Frekventni pretvarači sa ugrađenim sposobnostima za ublažavanje harmonika, kao što su ulazne prigušnice ili filteri, imaju dodatnu ulogu da pored regulacije rada motora minimizuju harmonijska izobličenja povezana sa pogonom motora. Frekventni pretvarači mogu pomoći u efikasnom regulisanju brzine motora dok smanjuju emisiju harmonika i optimizuju potrošnju električne energije korišćenjem aktivnog ispravljača kao ulaznog (mrežnog) pretvarača. U ovoj konfiguraciji, frekventni pretvarači omogućavaju [22]:

- rad sa pravim (ukupnim) faktorom snage vrlo bliskim jedinici;
- mogućnost vraćanja u napojnu mrežu ukupne energije generisane u toku kočenja;
- prostoperiodični talasni oblik mrežne struje i u motornom i u generatorskom režimu rada;
- mogućnost dinamičke kompenzacije reaktivne energije ostalih potrošača uz adekvatno dimenzionisanje po snazi elemenata frekventnog pretvarača;
- mogućnost kompenzacije kratkotrajnih propada ili nesimetrije mrežnog napona.

4. **Primena izolacionih transformatora i linijskih prigušnica**

Izolacioni transformatori se koriste za obezbeđivanje električnog odvajanja osetljive opreme od ostatka sistema, njihovim izolovanjem od harmonijskih poremećaja. Oni mogu pomoći u ublažavanju harmonika, zaštititi opreme od prenapona i poboljšanju pouzdanosti sistema. Linijske prigušnice se koriste u sistemu da bi se ograničili harmonici na učestanosti prekidanja prekidačkih elemenata u talasnom obliku struje koje generišu frekventni pretvarači, ispravljači i druga nelinearna opterećenja. Linijske prigušnice predstavljaju dodatnu impedansu ka mreži za visokoharmonijske struje i na taj način smanjuju harmonijsko izobličenje, stabilizuju nivoe napona i sprečavaju dodatno zagrevanje opreme.

5. **Primena konfiguracija sa tronamotajnim trofaznim transformatorima za 12 i 24-pulsno napajanje**

U industriji se koriste dve osnovne konfiguracije elektromotornih pogona sa tronamotajnim transformatorom, kod kojih se ispravljački deo pogona napaja iz zasebnih sekundara: u prvoj konfiguraciji se pogoni napajaju iz zasebnih frekventnih pretvarača (odvojeni DC linkovi), a u drugoj konfiguraciji se više motora preko zajedničkog, ili preko zasebnih invertora napaja iz zajedničkog DC linka. 12-pulsni i 24-pulsni ispravljači formiraju se povezivanjem dva ili četiri 6-pulsna ispravljača paralelno na sekundare transformatora koji su fazno pomereni za

30° ili 15°. Na ovaj način se vrši poništavanje 5. i 7. harmonika u slučaju 12-pulsnog ispravljača i poništavanje 5, 7, 11. i 13. harmonika u slučaju 24-pulsnog ispravljača u primarnoj struji transformatora.

6. Pravilna primena uzemljenja i ožičenja u praksi

Pravilno izvođenje uzemljenja i povezivanje sa opremom je od velikog značaja, kako bi se minimizovali strujni krugovi do uzemljenja, kao i smanjila pojava lutajućih struja koje mogu pojačati probleme sa harmonicima. Značaj pravilnog izvođenja uzemljenja se ogleda i u održavanju integriteta sistema, smanjenju elektromagnetnih smetnji i poboljšanju ukupnog kvaliteta napajanja.

Implementacijom svih nabrojanih načina za ublažavanje harmonika u industrijskim procesima, kompanije mogu doprineti optimizaciji potrošnje električne energije, zaštititi opremu od oštećenja i obezbediti pouzdan rad elektroenergetskih sistema. Efikasno rešavanje problema koji su izazvani strujnim i naponskim harmonicima ne samo da poboljšava kvalitet napajanja i performanse sistema, već i smanjuje gubitke energije, produžava vek trajanja opreme i doprinosi održivijem i efikasnijem industrijskom poslovanju.

Harmonici u elektroenergetskim sistemima imaju višestruke negativne posledice po pouzdanost i ekonomičnost rada postrojenja. Njihovo prisustvo dovodi do smanjenja pouzdanosti sistema, povećanja vremena zastoja, pogoršanja kvaliteta finalnog proizvoda, rasta operativnih troškova i, u krajnjem, do smanjenja ukupne produktivnosti [23]. Zbog toga se analiza, praćenje i ograničavanje harmonika smatraju ključnim segmentom upravljanja kvalitetom električne energije.

Izobličenje struje prvenstveno utiče na elemente distributivnog sistema u delu između mreže i nelinearnog potrošača (npr. ispravljača). Posledice takvog izobličenja ogledaju se u dodatnim gubicima u provodnicima i kablovima, povećanom zagrevanju transformatora, nepravilnom radu prekidača i rasklopne opreme, kao i pojavi harmonika koji su umnošci broja tri (tzv. trojni harmonici) u neutralnom provodniku, što može dovesti do njegovog preopterećenja. Važno je naglasiti da se izobličenje struje vezuje za performanse uređaja, odnosno predstavlja karakteristiku konkretnog nelinearnog opterećenja koje se napaja iz distributivne mreže.

Nasuprot tome, izobličenje napona predstavlja karakteristiku sistema u celini. Ono nastaje kao posledica proticanja harmonijskih struja kroz impedansu mreže, pri čemu se izoblićeni napon prenosi i na druge potrošače priključene na isti elektroenergetski sistem. Izobličenje napona može negativno uticati i na opremu koja sama nije izvor harmonika, izazivajući nepravilnosti u radu telekomunikacionih sistema, računara i monitora, smetnje u radu elektronske merne i ispitne opreme, pojavu rezonance sa kondenzatorskim baterijama za kompenzaciju reaktivne snage, kao i ubranu degradaciju izolacije i ležajeva električnih mašina.

Za izračunavanje izobličenja napona neophodno je poznavati izobličenje struje nelinearnog potrošača zajedno sa impedansom sistema (mreže). Nije moguće pouzdano predvideti harmonijsko izobličenje napona ukoliko su poznate samo karakteristike potrošača [23], jer nivo naponskog izobličenja direktno zavisi od odnosa između harmonijskih struja i impedanse mreže na mestu priključenja.

U praksi se za procenu „krutosti“ mreže i određivanje njene ekvivalentne impedanse često koristi odnos kratkog spoja

$$R_{sce} = \frac{S_{sc}}{S_{equ}}, \quad (3.1.1)$$

gde je S_{sc} prividna snaga kratkog spoja izvora na mestu priključenja (*Point of Common Coupling PCC*, zajednička tačka priključenja), a S_{equ} nominalna prividna snaga opterećenja. Prividna snaga kratkog spoja može se izraziti kao

$$S_{sc} = \frac{U^2}{Z_{mreže}}, \quad (3.1.2)$$

dok je

$$S_{equ} = U \cdot I_{equ}. \quad (3.1.3)$$

Što je ekvivalentna impedansa mreže manja, struja kratkog spoja je veća, mreža je „kruća“, a uticaj nelinearnih potrošača na kvalitet napona manji. Drugim rečima, veći odnos kratkog spoja ukazuje na bolju sposobnost sistema da „apsorbuje“ harmonijske struje bez značajnog pogoršanja naponskog talasnog oblika.

Izobličenje napona na višim naponskim nivoima takođe utiče na karakteristike i performanse sistema, na sličan način kao izobličenje napona na sekundarnoj strani transformatora. Ovaj tip izobličenja uvek postoji u određenoj meri (tipično u opsegu 0,5%–3%) [23]. Ipak, u kontekstu analize i projektovanja filtera, poseban fokus stavlja se na filtriranje sa strane nelinearnog opterećenja, koje predstavlja primarni izvor viših harmonika injektovanih u mrežu. Sve navedeno ukazuje da se harmonijsko izobličenje mora posmatrati kao rezultat interakcije potrošača i mreže, a ne kao izolovana karakteristika samo jednog od ova dva elementa.

3.1 Pasivni filteri

Pasivni filteri predstavljaju jednu od najstarijih i najčešće primenjivanih tehnika za smanjenje harmonijskog izobličenja u mrežama naizmenične struje. Njihova osnovna namena jeste redukcija harmonijskih komponenti struje i napona, dok se kondenzatori, koji su sastavni deo većine pasivnih filtera, istovremeno koriste i za poboljšanje faktora snage potrošača naizmenične struje [8]. Na taj način pasivni filteri obezbeđuju dvostruku funkciju: filtriranje viših harmonika i kompenzaciju reaktivne snage na osnovnoj učestanosti.

Prema svojoj strukturi i funkciji, pasivni filteri mogu imati različite topologije. Najčešće se sreću paralelni (*shunt*), redni (*series*), pasivni hibridni, rezonantni jednostruki (*single-tuned*), rezonantni dvostruki (*double-tuned*), prigušni (*damped*), pojasni i visokopropusni filteri. U zavisnosti od kriterijuma klasifikacije, pasivni filteri se mogu podeliti prema [8]:

- topologiji: na rezonantne (*tuned*), koji su podešeni na određenu harmonijsku učestanost, i prigušne (*damped*), koji imaju širi opseg delovanja i ublažavaju pojavu rezonance;
- načinu povezivanja: na redne, paralelne i pasivne hibridne konfiguracije;
- vrsti napojne mreže: za monofazne sisteme (sa dva provodnika), trofazne sisteme sa tri provodnika i trofazne sisteme sa četiri provodnika.

Zbog svoje jednostavnosti, niske cene, pouzdanosti i robusnosti, pasivni filteri se i danas široko primenjuju u mrežama velike snage, kao što su HVDC (*High Voltage Direct Current*) sistemi. U takvim aplikacijama oni pored filtriranja harmonika često obezbeđuju i značajnu kompenzaciju reaktivne snage na osnovnoj učestanosti. Takođe, veoma su zastupljeni u hibridnim konfiguracijama, gde se kombinuju sa aktivnim filterima radi postizanja boljih dinamičkih performansi i šireg opsega filtriranja.

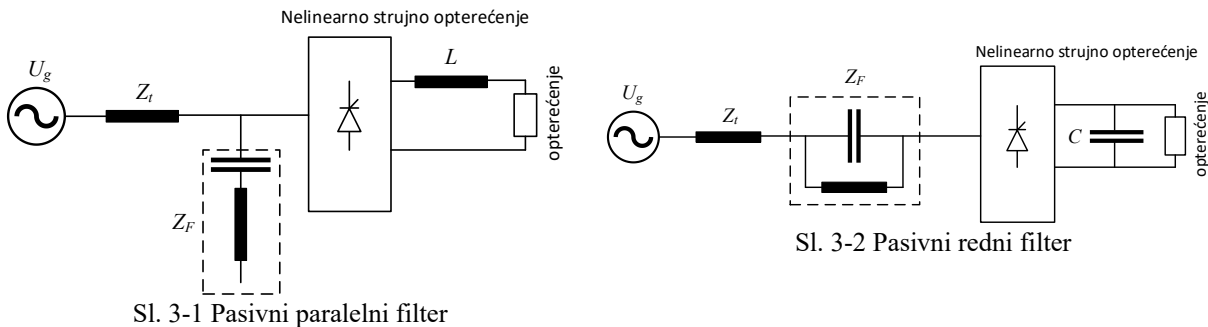
Pasivni filteri predstavljaju zrelu i proverenu tehnologiju za unapređenje kvaliteta električne energije. Njihova primena obuhvata ne samo umanjenje harmonijskih komponenti struje i kompenzaciju reaktivne snage, već i smanjenje harmonijskih komponenti napona, regulaciju napona na mestu priključenja – PCC, suzbijanje naponskog flikera, kao i poboljšanje naponske simetrije u trofaznim sistemima [8].

Izbor odgovarajuće topologije pasivnog filtera zavisi od karakteristika nelinearnog opterećenja i načina njegovog napajanja. Paralelni (*shunt*) pasivni filteri (Sl. 3-1) se smatraju pogodnijim za ublažavanje harmonijskih komponenti struje i delimičnu kompenzaciju reaktivne snage kod nelinearnih opterećenja sa približno konstantnom strujom opterećenja (*current-fed*), kao što su tiristorski ispravljači u regulisanim jednosmernim pogonima. U tim slučajevima paralelni filter smanjuje harmonijski sadržaj mrežne struje obezbeđujući putanju niske impedanse za određene harmonike.

Nasuprot tome, kod nelinearnih opterećenja sa približno konstantnim naponom opterećenja (*voltage-fed*), kao što su diodni ispravljači sa kondenzatorom na jednosmernoj strani, redni pasivni

filteri (Sl. 3-2) se često smatraju pogodnijim rešenjem. Oni povećavaju impedansu za više harmonike i na taj način blokiraju njihov protok ka mreži, čime se ograničava harmonijsko zagađenje sistema.

Sve navedeno ukazuje da pravilno projektovanje i izbor pasivnog filtera moraju biti zasnovani na detaljnoj analizi tipa opterećenja, karakteristika mreže i zahteva u pogledu kvaliteta električne energije.



Prema autorima literature [24] redni pasivni filteri se u elektroenergetskim sistemima najčešće primenjuju u monofaznim aplikacijama, posebno sa ciljem minimiziranja trećeg harmonika. Međutim, pravilnim projektovanjem mogu se koristiti i za filtriranje drugih harmonijskih učestanosti za koje su podešeni. Konstrukciono, ovi filteri se uglavnom realizuju kao paralelna veza induktivnosti (L) i kapacitivnosti (C), koja se zatim redno uključuje sa opterećenjem. Na taj način se postiže selektivno delovanje uz relativno male gubitke snage u filteru.

Osnovna karakteristika rednog filtera jeste da za podešenu harmonijsku učestanost predstavlja veliku impedansu, dok je njegova impedansa na osnovnoj učestanosti mala. Time se omogućava nesmetan prolaz osnovne komponente struje, uz istovremeno blokiranje ciljane harmonijske komponente.

Prednosti rednog filtera:

- predstavlja veliku impedansu za podešenu harmonijsku učestanost, a vrlo malu impedansu na osnovnoj učestanosti,
- ne može prouzrokovati pojavu paralelne rezonance u sistemu,
- ne prenosi harmonike iz drugih izvora viših harmonika,
- poboljšava faktor pomeraja (faktor snage prvog harmonika, DPF), kao i pravi (ukupni) faktor snage, TPF .

Nedostaci rednog filtera:

- mora biti dimenzionisan za nominalnu struju potrošača,
- selektivno utiče samo na harmonik za koji je projektovan; za blokiranje više različitih harmonika neophodna je redna veza više rednih filtera,
- povećanjem broja redno vezanih elemenata konfiguracija postaje složenija, uz porast ukupnih gubitaka.

Paralelni pasivni filteri [24] povezuju se u tački priključenja opterećenja, paralelno sa njim. Njihova uloga je da obezbede malu impedansu za određenu harmonijsku učestanost, čime se omogućava da najveći deo harmonijskih struja protekne kroz filter, a ne kroz napojnu mrežu. Na taj način harmonici se „preusmeravaju“ kroz pasivne elemente (prigušnice i kondenzatore), čime se sprečava njihovo širenje ka izvoru napajanja i istovremeno smanjuju gubici u sistemu. Ova konfiguracija se najčešće koristi za filtriranje tipičnih harmonika, kao što su 5, 7, 11. i drugi, u zavisnosti od spektra nelinearnog opterećenja.

Prednosti paralelnog filtera:

- predstavlja malu impedansu za podešenu harmonijsku učestanost,
- može predstavljati lokalni izvor harmonijskih struja za potrošač, rasterećujući mrežu,
- dimenzioniše se za vrednost određene harmonijske komponente struje, a ne za nominalnu struju opterećenja,
- poboljšava faktor pomeraja – DPF i ukupni faktor snage – TPF .

Nedostaci paralelnog filtera:

- filtrira samo harmonijsku komponentu za koju je projektovan,
- može dovesti do pojave rezonance u sistemu (interakcija sa impedansom mreže),
- može preneti harmonijske komponente iz drugih izvora viših harmonika,
- za ispunjenje standardima propisanih granica često je potrebno više paralelnih filterskih grana, što povećava složenost sistema.

Paralelni i redni pasivni filteri mogu imati različite topološke realizacije, među kojima se izdvajaju:

- paralelni rezonantni (*tuned*) filteri – realizovani kao propusnici opsega za određenu harmonijsku učestanost,
- redni rezonantni filteri – realizovani kao nepropusnici opsega (*notch* filteri),
- prigušni paralelni filteri – visokopropusni filteri za komponente viših frekvencija,
- prigušni redni filteri – nepropusnici komponenti visokih frekvencija.

Pasivni hibridni filteri [24] predstavljaju kombinaciju rednih i paralelnih pasivnih filtera. Oni se najčešće primenjuju na strani nelinearnog opterećenja koje injektuje više harmonike struje u mrežu. Ovakve konfiguracije mogu imati više propusnih ili više nepropusnih opsega frekvencija, u zavisnosti od zahteva sistema i spektra harmonika koji je potrebno suzbiti. Hibridni pristup omogućava bolje prilagođavanje konkretnim uslovima rada i postizanje kompromisa između selektivnosti, gubitaka i stabilnosti sistema.

Niskopropusni, odnosno širokopojasni filteri [24] koriste se za eliminisanje svih harmonijskih komponenti čija je učestanost viša od rezonantne učestanosti filtera. Rezonantna učestanost se najčešće podešava u blizini petog harmonika, tako da filter efikasno prigušuje peti i sve više harmonike.

Prednosti niskopropusnog filtera:

- minimizira sve harmonijske komponente iznad rezonantne vrednosti,
- ne može izazvati pojavu paralelne rezonance u sistemu,
- ne prenosi harmonike iz drugih izvora viših harmonika,
- poboljšava ukupni faktor snage.

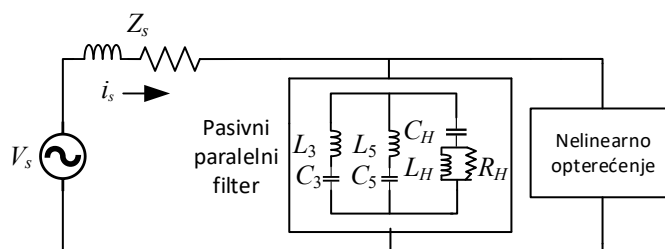
Nedostaci niskopropusnog filtera:

- mora biti dimenzionisan za nominalnu struju potrošača, što može povećati njegovu zapreminu, cenu i gubitke.

Izbor odgovarajuće konfiguracije (redne, paralelne, hibridne ili širokopojasne) zavisi od tipa nelinearnog opterećenja, spektra harmonika, karakteristika mreže i zahteva u pogledu kvaliteta električne energije. Pravilno projektovanje podrazumeva analizu interakcije filtera i mreže, kako bi se izbegla pojava neželjenih rezonanci i obezbedila dugoročna pouzdanost sistema.

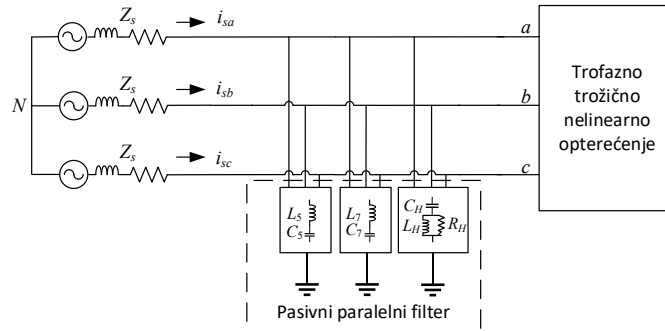
Kada je reč o klasifikaciji filtera u zavisnosti od broja faza, pod tim se podrazumeva broj faza napajanja i/ili opterećenja. Analogno monofaznim i trofaznim sistemima, i filteri se dele prema istom kriterijumu. U skladu sa načinom povezivanja opterećenja – sa dva, tri ili četiri provodnika – filteri se mogu podeliti na dvožične (monofazni sistemi napajanja), trožične i četvorožične (trofazni sistemi napajanja) [8].

Dvožični (monofazni) pasivni filteri mogu se realizovati kao redni, paralelni ili hibridni. Primer paralelne konfiguracije prikazan je na Sl. 3-3, [25].

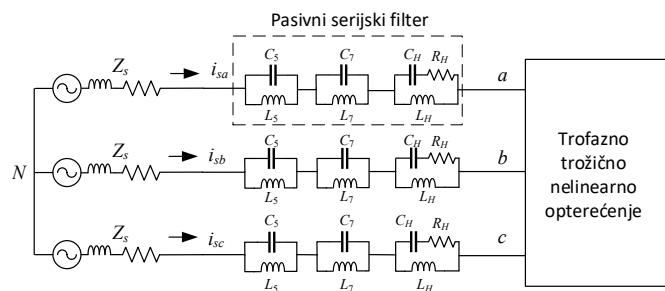


Sl. 3-3 Monofazni paralelni pasivni filter

Trofazni trožični filteri svakako predstavljaju konfiguraciju sa najširokom primenom, pre svega zbog velike zastupljenosti trofaznih sistema u elektroenergetici. Na slikama Sl. 3-4 i Sl. 3-5 prikazane su paralelna i redna konfiguracija trožičnih filtera [8, 25].



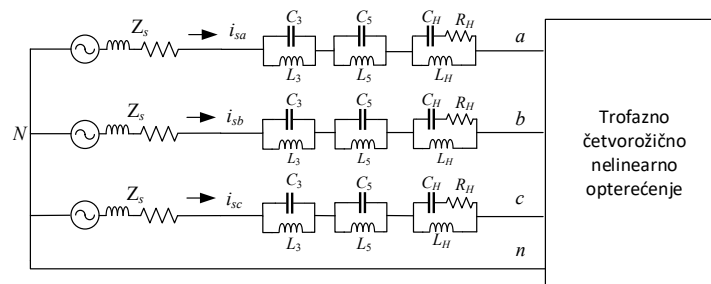
Sl. 3-4 Trofazni trožični paralelni filter



Sl. 3-5 Trofazni trožični serijski filter

Četvorožična konfiguracija filtera razvijena je usled velike zastupljenosti monofaznih opterećenja koja se napajaju iz trofaznih mreža sa neutralnim provodnikom. Takva opterećenja dovode do pojave struje u neutralnom provodniku, što može izazvati fazni debalans, pojavu neželjenih harmonika, kao i povećanu razmenu reaktivne snage.

Redna konfiguracija četvorožičnog filtera prikazana je u nastavku na Sl. 3-6 [8, 25].



Sl. 3-6 Trofazni četvorožični serijski filter

Glavna svrha upotrebe filtera jeste smanjenje strujnih i naponskih harmonika na prihvatljiv nivo. Pomoću filtera se ne mogu potpuno eliminisati harmonici, već se samo mogu smanjiti na prihvatljiv nivo. Prihvatljiv nivo je definisan raznim evropskim i državnim standardima u energetici. Shvatanje principa rada filtera podrazumeva njihovo posmatranje i analizu sa više aspekata. Cena ovih filtera najviše zavisi od cene kondenzatora za naizmeničnu struju koja čini čak i do 60% ukupne cene filtera [8]. Najjeftiniji filter nije onaj sa najjeftinijim komponentama, već filter koji za minimalna ulaganja adekvatno smanjuje harmonike, sa najmanjim utroškom reaktivne snage. Osnovne karakteristike rednih i paralelnih filtera prikazane su u Tab. 3-1.

Projektovanje filtera predstavlja jedan iterativni postupak [8]. Završetak bilo kog iterativnog postupka podrazumeva trenutak postizanja željene tačnosti. Kod filtera je to trenutak zadovoljenja uslova vezanih za harmonijska izobličenja (*THD*) napona i struje, kao i uslova koji se odnose na

faktor snage. Preduslov početka prve iteracije jeste poznavanje podataka o nelinearnom opterećenju koje izaziva strujne i naponske harmonike.

Tab. 3-1 Osnovne karakteristike rednih i paralelnih filtera [8]

	Paralelni	Redni
Uloga	Apsorpcija viših strujnih harmonika	Blokiranje strujnih harmonika na putu ka mreži
Način ostvarenja uloge	Podešavanje impedanse na nižu učestanost	Podešavanje što veće impedanse
Mesto povezivanja	U tački priključenja opterećenja	Između mreže i opterećenja
Dimenzionisanje	Prema naponu u tački priključenja	Prema struji opterećenja
Preciznost podešenja	Veoma dobro podešeni (na nižim učestanostima uz visok faktor dobrote)	Manja preciznost (visoka učestanost uz manji faktor dobrote)
Cena	Niža (učestala primena)	Viša (ređa primena)

Iterativni postupak obuhvata naredne korake [8]:

- Estimacija ili snimanje frekvencijskog spektra ulazne (mrežne) struje
- Dobijanje frekvencijske karakteristike impedanse na mestu priključenja filtera
- Odabir tipa i broja filtera, kao i podešene frekvencije
- Određivanje reaktivne snage koju treba da generiše svaki filter
- Estimacija parametara svakog dela pasivnog filtera
- I zračunavanje faktora prigušenja u funkciji učestanosti
- Provera na rezonantne učestanosti
- Promena podešene učestanosti onda kada je rezonantna učestanost bliska učestanosti strujnog harmonika i proračun novih parametara sa ciljem izbegavanja paralelne rezonance sa mrežom
- Formiranje simulacionih modela, provera njihove ispravnosti i određivanje numeričkih vrednosti harmonijskih izobličenja struja i napona, kao i faktora pomeraja.

Faze u proceduri projektovanja filtera su navedene taksativno, bez navođenja jednačina koje zahtevaju malo detaljniju analizu [8]. Postoji veliki broj različitih topologija, koje imaju slične delove procedure projektovanja. Svaka prigušnica koja je deo pasivnog filtera sadrži u sebi određenu omsku otpornost, tako da se pri projektovanju ne mogu u potpunosti zanemariti gubici koje strujni harmonici prave pri prolasku kroz filter. Iz tog razloga se prigušnica modeluje kao redna veza omske otpornosti i induktivnosti. Faktor dobrote (Q) je jedna od važnih karakteristika pasivnih filtera. Izražena brojnom vrednošću predstavlja faktor kvaliteta induktivnosti i poznat je kao selektivnost podešavanja pasivnog filtera [8].

Rezonantni paralelni pasivni filter se smatra podešenim za određenu učestanost, ako je na datoj učestanosti njegova induktivna reaktansa jednaka njegovoj kapacitivnoj reaktansi. Rezonantni pasivni filteri koji se projektuju za niže učestanosti su vrlo selektivno podešeni i imaju visoku vrednost faktora dobrote ($10 < Q < 100$), poželjno između 30 i 60. Ostale vrste paralelnih pasivnih filtera, kao što su prigušni filteri i visokopropusni filteri (imaju malu impedansu u širokom opsegu učestanosti), podešeni su za visoke frekvencije i imaju malu vrednost faktora dobrote ($0,5 < Q < 5$), poželjno između 1 i 2 (manje su selektivni).

Faktor dobrote Q , definiše se izrazom:

$$Q = \frac{nX_L}{R} = \frac{X_C}{nR}, \quad (3.1.4)$$

gde je n red harmonika za koji se projektuje paralelni pasivni filter, za koji važi da je:

$$n = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}, \quad X_L = j\omega L, \quad X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.1.5)$$

Ograničenja koja postoje za primenu pasivnih filtera su [8]:

- Neprilagodljivost promenljivim uslovima sistema, jer ne mogu jednostavno da se menjaju veličine i podešena frekvencija.

- Promena uslova rada dovodi do razdešenja i povećanja izobličenja.
- Impedansa izvora utiče na dizajn filtera, tako da impedansa filtera mora biti manja od impedanse izvora. Povećanje veličine filtera dovodi do prekompenzacije reaktivne snage, a samim tim i do prenapona pri uključenju i podnapona pri isključivanju filtera.
- Ograničen broj elemenata filtera, jer pri kvaru ili gubitku nekog elementa može doći do promene rezonantne učestanosti, što prouzrokuje izobličenja koja prevazilaze dozvoljeni limit.
- Kod velikih filtera su velike i vrednosti gubitaka, tako da veličina filtera zavisi i od ograničenja snage gubitaka.
- Uticaj okoline je takođe jedan od ograničavajućih faktora primene filtera.
- Pojava paralelne rezonance je jedno od glavnih ograničenja za primenu pasivnih filtera.

Pojava paralelne rezonance predstavlja zajednički problem svih paralelnih pasivnih filtera [8]. Može se pojaviti i između impedanse izvora i impedanse kondenzatora za popravku faktora snage u tački priključenja nelinearnog opterećenja.

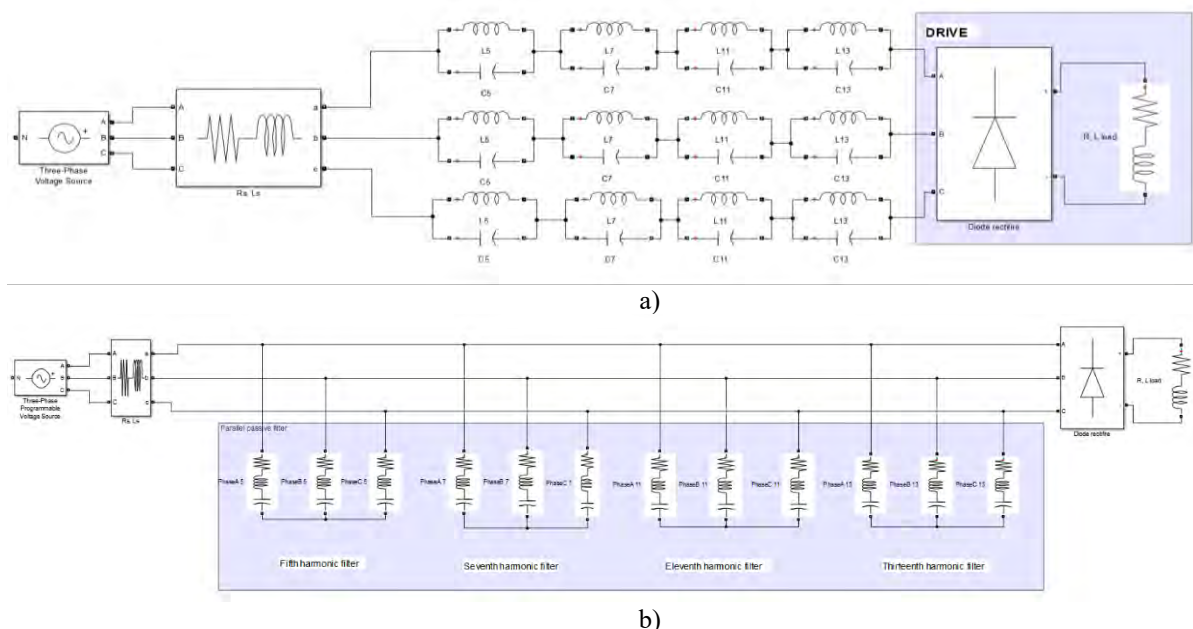
Uzrok ove pojave je nepoznata impedansa izvora. Rezonanca nastaje kada su induktivna impedansa napajanja i kapacitivna impedansa filtera jednake, pa u paraleli čine beskonačno veliku impedansu na učestanosti f_r . Ona se naziva rezonantna učestanost.

Ukoliko postoje učestanosti harmonika bliske rezonantnoj, doći će do povećanja strujnih harmonika i naponskih izobličenja. U slučaju učestale pojave povećanja strujnih harmonika, u praksi može doći do pregorevanja osigurača i do neželjenog reagovanja prekidača. Paralelni pasivni filteri i kondenzatori za popravku faktora snage ne prouzrokuju pojavu strujnih harmonika, ali ih uvećavaju u slučaju ulaska u rezonancu sa impedansom napajanja. Kada su poznati parametri čitavog sistema, relativno jednostavnim postupkom se može izračunati rezonantna učestanost.

Načini izbegavanja pojave paralelne rezonance [8]:

- Podešavanje rezonantne učestanosti tako da bude manja od učestanosti na kojoj se pojavljuju harmonici.
- Upotreba malih aktivnih filtera vezanih na red sa mrežom ili na red sa pasivnim paralelnim filterom.
- Dodavanje pasivnog rednog filtera na red sa mrežom, pre paralelnog filtera.

Trofazni diodni ispravljač, kao sastavni deo većine frekventnih pretvarača koji se koriste u regulisanim elektromotornim pogonima, analiziran je kao tipičan primer nelinearnog potrošača za primenu pasivnih filtera i prikazan je na Sl. 3-7.



Sl. 3-7 Primena rednih a) i paralelnih b) energetskih filtera u slučaju kada je nelinearni potrošač 6-pulsni diodni ispravljač, blok dijagram modela u Matlab/Simulink-u ($U_n=400\text{V}$, $f_n=50\text{Hz}$, $R_s=0,04\Omega$, $R_L=2,5\Omega$, $L_s=1\text{mH}$, $L_L=25\text{mH}$)

Razmatra se izolovana niskonaponska mreža (trofazni sistem napajanja sa tri provodnika kao najčešće korišćen izvor napajanja za frekventne pretvarače – VSD), te zbog toga ne postoji mogućnost pojave trećeg harmonika struje, niti celobrojnih umnožaka ove harmonijske komponente. Shodno tome, pasivni filter za treći harmonik nije uzet u obzir, dok su razmatrani pasivni redni filteri za 5, 7, 11. i 13. harmonik.

Posmatrani sistem je modelovan u okruženju *Matlab Simulink*, kao što je prikazano na Sl. 3-7. Rezultati simulacije dobijeni su za dva slučaja:

- prvi slučaj: sinusni, simetrični mrežni napon učestanosti 50 Hz,
- drugi slučaj: izobličen i neuravnotežen napon, dobijen tako što su na osnovni harmonik faznog napona dodati 5, 7, 11. i 13. harmonik i dodatno je osnovni harmonik napona faze A smanjen za 20% u odnosu na nazivnu vrednost.

Pad napona na imedansi $Z=R+jX$ pri prenosu snage $S=P+jQ$ može se izračunati na osnovu izraza (3.1.6), [26]

$$\Delta V \approx \frac{PR + QX}{U}. \quad (3.1.6)$$

Reaktansa rednog pasivnog filtera na osnovnoj učestanosti, uz zanemarivanje otpornosti filtera, može se izračunati kao u (3.1.7):

$$X = \frac{\Delta U \cdot U}{Q} \quad (3.1.7)$$

Ako se usvoji da je $U=400$ V, a $Q=100$ kVAr, sa relativnim padom napona po fazi u iznosu od 12% (pad napona na svakom pojedinačnom filteru je 3-4% [8]), reaktansa rednog pasivnog filtera iznosi $X=0,192 \Omega$ na osnovu izraza (3.1.7). Svaka pojedinačna induktivnost u filterima 5, 7, 11. i 13. harmonika ima istu vrednost

$$L_5 = L_7 = L_{11} = L_{13} = \frac{X}{4\omega} = 0,1528 \text{ mH}. \quad (3.1.8)$$

Redni filteri su podešeni da ostvare paralelnu rezonancu za zadatu učestanost ω , tako da je:

$$\frac{1}{j\omega L} + j\omega C = 0. \quad (3.1.9)$$

Analizom rezultata simulacije primenom Furijeove transformacije FFT (*Fast Furier Transformation*) za prvi slučaj dobija se harmonijski spektar i ukupno harmonijsko izobličenje (THD_I) mrežne struje, kao što je prikazano na Sl. 3-8 [27]. FFT analiza pokazuje da su struje 5, 7, 11. i 13. harmonika veoma male, znatno manje u odnosu na 17. i 19. harmonik. Ukupno harmonijsko izobličenje struje iznosi 1,89% uzimajući u obzir sve harmonike, i ima istu vrednost u svakoj fazi, kao posledica simetričnog sinusnog napajanja.

U drugom slučaju uzeti su u obzir izobličenje i debalans napona napajanja. Linijski mrežni napon sadrži 5, 7, 11. i 13. harmonik. Vrednost faznog napona u jednoj fazi je 20% manja u odnosu na preostale dve faze. Zbog neuravnoteženog napajanja, THD_I je različit u svakoj fazi. Izobličeno i neuravnoteženo napajanje izaziva poteškoće u normalnom radu rednog pasivnog filtera. Vršne vrednosti struja razlikuju se po fazama, kao i njihovi harmonijski spektri. Ukupno harmonijsko izobličenje struje u fazi A iznosi 9,71% i predstavlja najveću vrednost među svim fazama. THD_I struje u fazi B iznosi 6,2%, dok u fazi C iznosi 4,73% [27].

Paralelni (šant) pasivni filter predstavlja rednu vezu induktivnosti, kapacitivnosti i otpornosti, pri čemu su induktivnost i kapacitivnost podešene tako da se postigne redna rezonanca na izabranoj učestanosti. Na taj način filter ima malu impedansu za određenu harmonijsku učestanost, pa dominantni deo harmonijske struje na toj učestanosti protiče kroz filter ka zemlji, umesto da odlazi u mrežu [27].

Komponente paralelnog pasivnog filtera moraju biti dimenzionisane u skladu sa očekivanom efektivnom vrednošću odgovarajuće harmonijske struje. Paralelni filter utiče na rezonantnu učestanost sistema, pa je potrebno njegovo pažljivo podešavanje – rezonantna učestanost treba da bude dovoljno udaljena od učestanosti uobičajeno prisutnih harmonika (3, 5, 7. itd.). Čest problem

koji se može javiti jeste preopterećenje paralelnih pasivnih filtera harmonijskim strujama koje potiču od obližnjih nelinearnih potrošača napajanih sa drugog transformatora.

Impedansa paralelnog pasivnog filtera na proizvoljnoj učestanosti data je izrazom (3.1.10), dok je izraz za određivanje impedanse n -tog harmonika, koji odgovara uslovima rezonance, dat izrazom (3.1.11),

$$Z(\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right), \quad (3.1.10)$$

$$Z(n\omega_0) = R + j\left(n\omega_0 L - \frac{1}{n\omega_0 C}\right) = R, \quad (3.1.11)$$

gde je ω_0 osnovna učestanost, a n je

$$n = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}, \quad X_L = j\omega L, \quad X_C = \frac{1}{j\omega C}. \quad (3.1.12)$$

Impedansa paralelnog pasivnog filtera na osnovnoj učestanosti je dominantno kapacitivna, a reaktivna snaga koju filter generiše može da se izračuna na osnovu izraza (3.1.13).

$$Q_C = \frac{V^2}{X_C - X_L} = \frac{V^2}{X_C} \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (3.1.13)$$

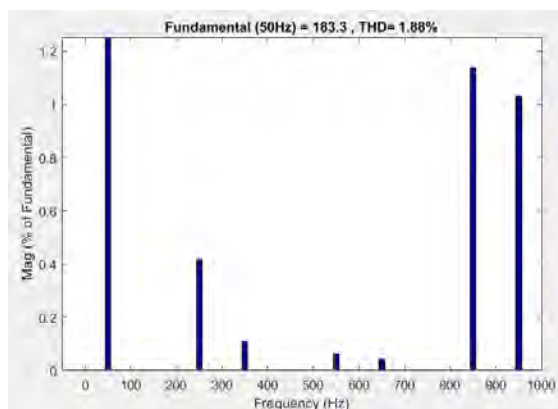
Važna karakteristika paralelnog pasivnog filtera je faktor dobrote Q , definisan izrazom (3.1.4). On određuje oblik funkcije impedanse u zavisnosti od učestanosti u okolini rezonantne učestanosti, a tipična vrednost mu se kreće između 30 i 60. Izračunate vrednosti parametara pasivnih paralelnih filtera za 5, 7, 11. i 13. harmonik date su u Tab. 3-2. Harmonijski spektar mrežne struje nakon priključenja pasivnih paralelnih filtera prikazan je na Sl. 3-9. Može se uočiti da je ukupno harmonijsko izobličenje struje (THD_I) smanjeno sa 16,77% na 3,05% nakon uvođenja paralelnih pasivnih filtera [27].

Tab. 3-2 Izračunate vrednosti sa komponente pasivnih paralelnih filtera

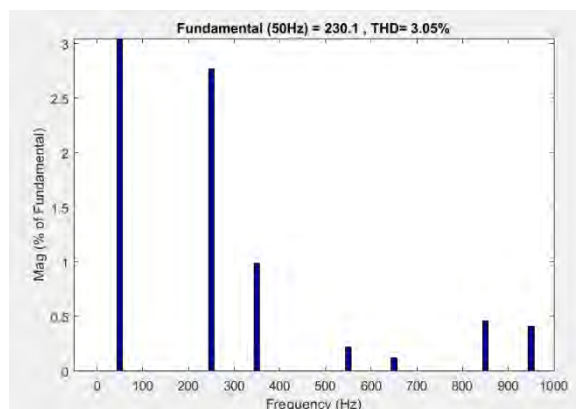
	$n=5$	$n=7$	$n=11$	$n=13$
$R [\Omega]$	0,2364	0,1688	0,1074	0,0907
$L [\text{mH}]$	4,4	2,3	0,93	0,066
$C [\mu\text{F}]$	89,77	89,77	89,77	89,77
$Q_C [\text{kVAr}]$	4,7	4,606	4,55	4,539
Q	30	30	30	30

Dalje, performanse paralelnog pasivnog filtera ispitane su u slučaju kada je napon mreže izobličen i neuravnotežen, što je definisano kao drugi slučaj. Kao i kod rednih pasivnih filtera, vršne vrednosti struja razlikuju se po fazama, kao i njihovi harmonijski spektri. U fazi A, osnovna komponenta napona iznosi 183,1 V, a THD_I 19,60% pre priključenja filtera. Nakon priključenja filtera, osnovna komponenta napona faze A iznosi 207,2 V, dok THD_I iznosi 14,11%. Za fazu B, ove vrednosti pre priključenja filtera iznose 195,8 V i 15,93%, dok nakon priključenja iznose 222,4 V i 7,56%. Za fazu C, pre priključenja filtera vrednosti su 196,8 V i 15,92%, a nakon priključenja 221,1 V i 6,01% [27].

Izobličeni i neuravnoteženi naponi napajanja izazivaju poteškoće u regularnom radu paralelnih pasivnih filtera, kao i u slučaju rednih filtera, budući da oni nisu projektovani za rad u takvim uslovima, mada se iz prikazanih rezultata može uočiti da se bolji rezultati postižu primenom rednih pasivnih filtera, kao što je i bilo očekivano na osnovu prethodno izloženog u slučaju energetskih pretvarača koji se napajaju iz izvora konstantnog napona.



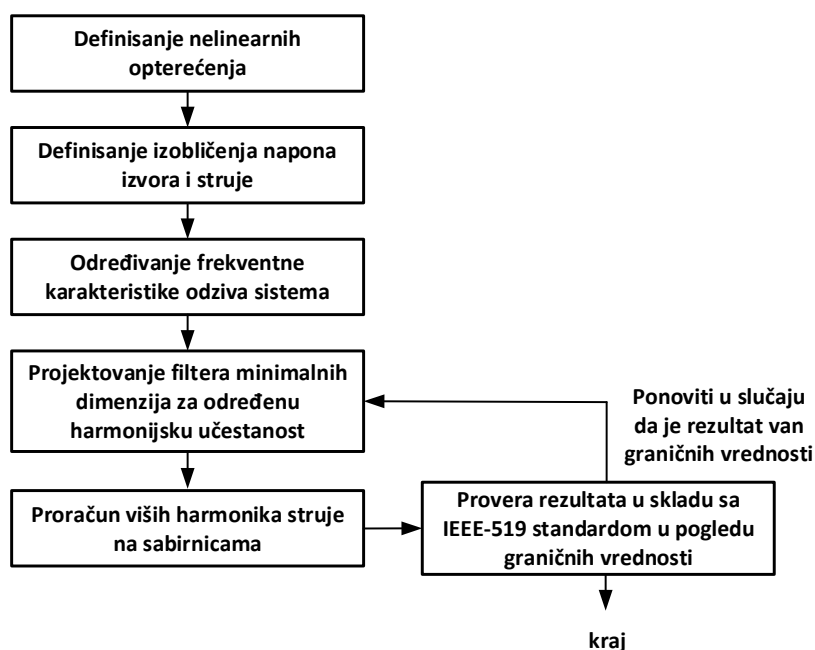
Sl. 3-8 Struje faza A, B i C za idealni izvor napona napajanja i primenu rednih pasivnih filtera



Sl. 3-9 Struje faza A, B i C, za idealni izvor napona napajanja i primenu paralelnih pasivnih filtera

Rezime: Projektovanje pasivnih filtera [24]

Procedura za projektovanje, prikazana na Sl. 3-10, odvija se u nekoliko koraka čiji je cilj da se dobije rešenje sa najmanjom cenom i zadovoljavajućim ponašanjem u okviru THD granica propisanih standardom.



Sl. 3-10 Procedura za projektovanje pasivnih filtera [24]

1. *Definisanje nelinearnih opterećenja*

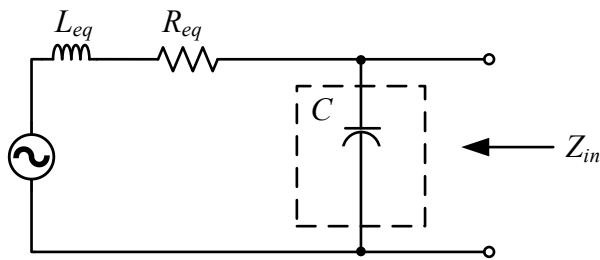
Treba izvršiti merenja sa ciljem da se odredi nivo harmonika koje generiše dato nelinearno opterećenje.

2. *Definisanje izobličenja napona izvora i struje*

Vrši se na osnovu modela elektroenergetskog sistema, na osnovu jednopolne šeme i podataka od različitih proizvođača elektro opreme.

3. *Određivanje frekventne karakteristike odziva sistema*

Da ne bi došlo do pojave rezonantne učestanosti koju može u sistemu uzrokovati primena pasivnog filtera, mora se prethodno izvršiti proračun prikazivanjem sistema preko ekvivalentnog električnog kola, kao što je prikazano na Sl. 3-11.

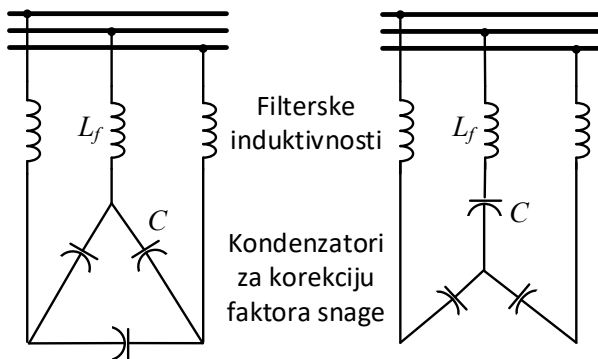
Sl. 3-11 Ekvivalentno električno kolo za proračun L_{eq} i R_{eq}

Paralelna rezonanca nastaje kad je:

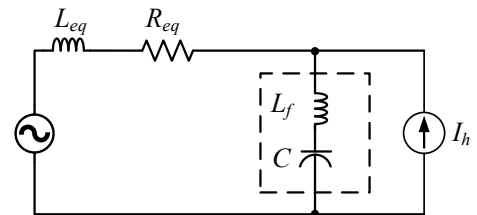
$$\omega_0 L_{eq} - 1 / \omega_0 C = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C}} \quad (3.1.14)$$

4. Projektovanje filtera minimalnih dimenzija za određenu harmonijsku učestanost

Ako se ne filtriraju harmonici koji potiču od potrošača u nekom industrijskom postrojenju, oni mogu da utiču na mrežu. U zavisnosti od snage kratkog spoja definisane za date sabirnice, zavisice izobličenje napona - može da bude veliko i da utiče na druge potrošače. Najčešće korišćene konfiguracije su prikazane na Sl. 3-12 i Sl. 3-13.



Sl. 3-12 Primena kondenzatorskih baterija kao filtera za određenu harmonijsku komponentu, levo – kondenzatori spregnuti u trougao, desno- kondenzatori spregnuti u zvezdu [24]



Sl. 3-13 Ekvivalentno kolo kompenzovanog sistema sa prikazanim harmonijskim filterom [24]

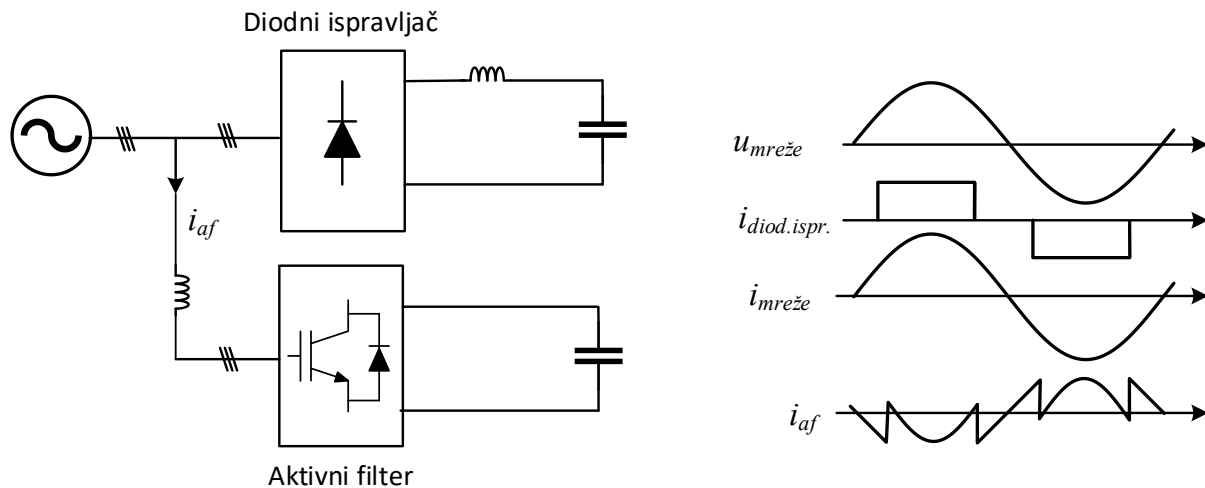
5. Proračun viših harmonika struje na sabirnicama

Treba izvršiti proračun da bi se odredio nivo izobličenja struje na sabirnicama u sistemu sa filterom. Rezultat treba da bude vrednost svakog od pojedinačnih harmonika, izobličenja struje i napona, kao i efektivne vrednosti napona i struje.

6. Provera rezultata u skladu sa IEEE-519 standardom u pogledu graničnih vrednosti

3.2 Aktivni filteri

Jedan od načina da se prevaziđu nedostaci pasivnih paralelnih filtera jeste primena aktivnih filtera (*Active Power Filter - APF*). Oni predstavljaju rezultat težnje ka prilagodljivom i dinamičkom rešenju problema koji nastaju primenom pasivnih filtera. Aktivnim filterom se upravlja tako da generiše struju koja je jednaka, ali suprotne faze u odnosu na neželjene (harmonijske) komponente struje potrošača. Na taj način potrošač se iz izvora napaja samo osnovnom (fundamentalnom) komponentom struje, dok aktivni filter preuzima kompenzaciju izobličenja, čime se viši harmonici uklanjaju iz struje na naizmeničnoj strani diodnog mosta ili drugog nelinearnog potrošača [24, 28], kao što je prikazano na Sl. 3-14. Najčešće korišćena topologija trofaznog aktivnog paralelnog filtera sastoji se od šest IGBT tranzistora i u suštini je ista kao kod aktivnog ispravljača. U poslednje vreme koriste se i aktivni serijski i hibridni filteri, koji predstavljaju kombinacije aktivnih i pasivnih filtera. U ovoj konfiguraciji pasivni filteri se koriste za apsorpciju harmonijskih komponenti fiksnih učestanosti, dok se aktivni filteri koriste za eliminaciju harmonijskih komponenti promenljivih učestanosti, koje nastaju usled dinamičke prirode opterećenja [8].



Sl. 3-14 Aktivni paralelni filter (levo), teorijski izgled struja u cilju postizanja sinusne struje mreže

Aktivni filter se koristi za eliminaciju harmonika u struji mreže i, kao posledica toga, za smanjenje naponskih izobličenja i kompenzaciju reaktivne snage. Postoje dve vrste aktivnih filtera: paralelni (šant) Sl. 3-15 i serijski Sl. 3-16 aktivni filteri [25, 27]. Osnovna topologija obe vrste aktivnih energetskih filtera je ista: sastoje se od jednofaznih ili trofaznih naponskih ili strujnih invertora, koji se obično napajaju iz kondenzatorskih baterija.

Serijski aktivni filter se preko spojnog transformatora povezuje redno sa električnim opterećenjem koje je osetljivo na loš kvalitet napona. Svrha ovog filtera je uklanjanje viših harmonika iz naponskog talasnog oblika, propada napona, prenapona i neravnoteže napona na strani opterećenja, upravljanjem naponom preko spojnog transformatora. Zbog toga serijski filteri deluju kao regulatori napona, izolovanjem viših harmonika između osetljivog opterećenja i distributivne mreže. Prednost serijskog APF-a ogleda se u tome što ne mora biti projektovan za nazivnu struju opterećenja, jer struja opterećenja prolazi samo kroz spojni transformator. Međutim, serijski APF nema mogućnost upravljanja reaktivnom snagom opterećenja, što predstavlja nedostatak koji ograničava njegovu primenu.

Paralelni aktivni filter (*Shunt Active Power Filter - SAPF*) je izvorno naponski pretvarač (*Voltage Source Converter - VSC*) upravljan po struji, koji se sastoji najčešće od IGBT tranzistora, sa kondenzatorom na jednosmernoj (ulaznoj) strani, dok je naizmenična (izlazna) strana povezana paralelno sa nelinearnim opterećenjem. VSC zahteva mali filter za prigušenje viših harmonika

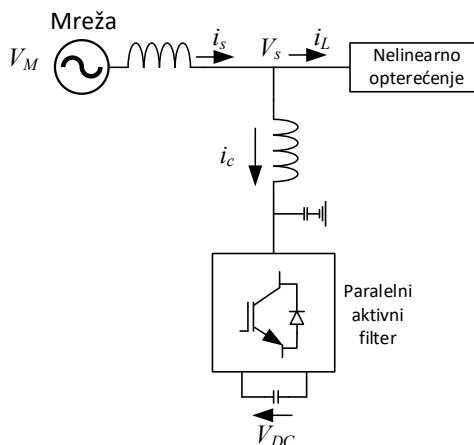
nastalih usled prekidačkih dejstava tranzistora, koja su posledica histerezisne ili PWM (*Pulse Width Modulation*, impulsno-širinska modulacija) regulacije struje.

Pored toga, neophodni su naponski i strujni senzori za obezbeđivanje povratnih signala, kao i DSP (digitalni signalni procesor) za realizaciju upravljačkih algoritama, na osnovu kojih se generišu upravljački impulsi za tranzistore, uz primenu većeg broja pasivnih elemenata (kondenzatori u DC kolu, prigušnice na AC strani i mali pasivni filteri) [27].

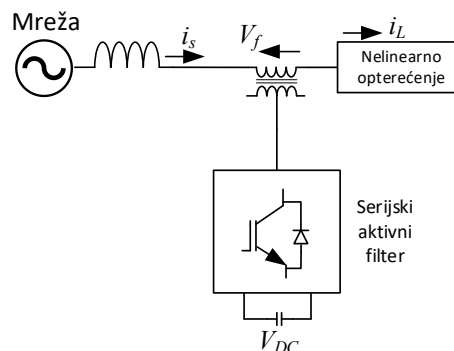
Pored aktivnih serijskih i paralelnih filtera, postoje i hibridni aktivni/pasivni filteri [8]. Osnovni cilj sve tri konfiguracije je da se smanje početne investicije i da se poboljša energetska efikasnost raznih industrijskih aplikacija u kojima regulisani elektromotorni pogoni predstavljaju neizostavni deo ponašajući se pri tome kao nelinearno opterećenje. Hibridna konfiguracija podrazumeva kombinaciju pasivnih i aktivnih filtera, sa ciljem postizanja što boljih rezultata filtracije signala.

Hibridni filter se može formirati kao kombinacija dva ili više aktivnih filtera, dva ili više pasivnih filtera, ili kao kombinacija pasivnih i aktivnih. Ovaj tip filtera, samim tim, ima najznačajniji doprinos u poboljšanju kvaliteta električne energije, uz potpunu ekonomsku isplativost.

Hibridni filteri, sastavljeni kombinovanjem aktivnih i pasivnih služe za bolju eliminaciju harmonika sa strane opterećenja. Pri tome, pasivni filteri se koriste za apsorpciju harmonijskih komponenti sa fiksnom učestanošću, dok se aktivni filteri koriste za eliminaciju harmonijskih komponenti sa promenljivom učestanošću, koje se javljaju zbog dinamičke prirode opterećenja. Tako dobijeni hibridni filteri imaju veoma dobre karakteristike i visok stepen filtracije harmonika, pri čemu su ekonomski isplativi.



Sl. 3-15 Paralelni (šant) aktivni energetski filter sa naponski napajanim pretvaračem



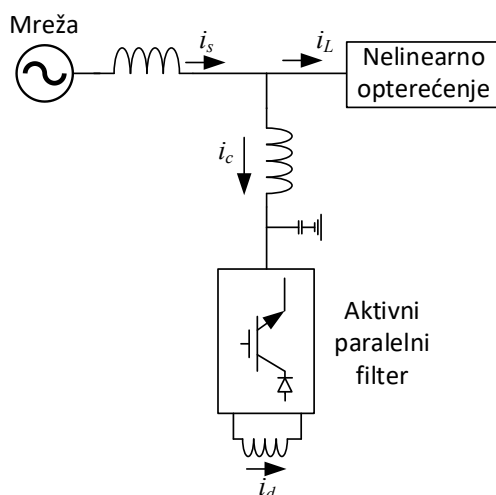
Sl. 3-16 Serijski aktivni energetski filter sa naponski napajanim pretvaračem

3.2.1 Aktivni paralelni filteri (SAPF) [8, 25]

Paralelni aktivni filteri se koriste za kompenzaciju strujnih harmonika proizvedenih od strane nelinearnog opterećenja. Oni ispituju harmonijski sastav mrežne struje i injektuju strujne harmonike amplitude jednake izmerenim, ali fazno pomerene za 180° . Na taj način struja mreže, tj. napajanja ostaje sinusoidalna. Sem toga, ovi filteri obezbeđuju kompenzaciju strujnih harmonika za različita nelinearna opterećenja, sa brzim odzivom na promene opterećenja.

Podela se vrši na osnovu [8, 25]:

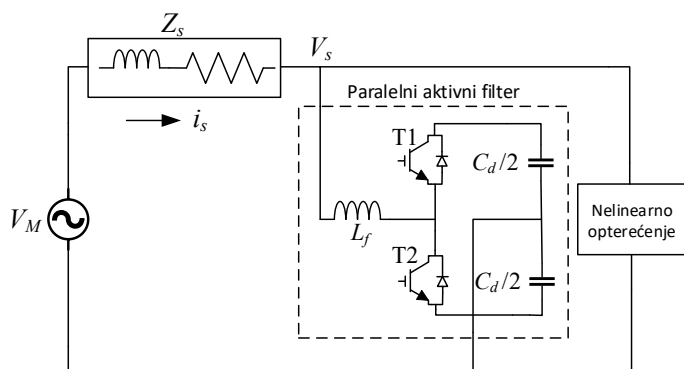
1. tipa korišćenog pretvarača: naponski (Sl. 3-15) i strujni (Sl. 3-17) SAPF
2. vrste topologije: polumosni, mosni i H-most SAPF
3. sistema napajanja: monofazni dvožični, trofazni trožični i trofazni četvorožični SAPF



Sl. 3-17 SAPF sa strujno napajanim pretvaračem

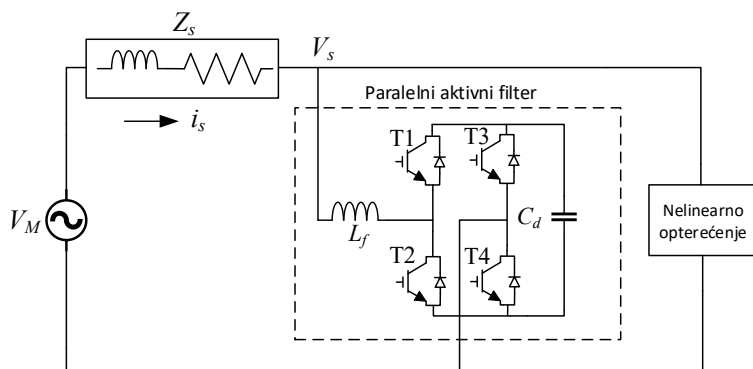
Naponski SAPF sadrži jednosmerne sabirnice konstantnog napona, koji se održava na zahtevanoj vrednosti upotrebom velikog kondenzatora. Koristi se znatno više nego strujno napajani zbog svoje manje težine i cene, kao i zbog mogućnosti primene u višestepenim (modularnim) filterima, radi poboljšanja rada na niskim učestanostima [8, 25]. SAPF sa strujno napajanim pretvaračima su pouzdani, ali imaju velike gubitke i zahtevaju visoke vrednosti kapacitivnosti paralelno vezanog kondenzatora. Zato se ovaj tip pretvarača ne koristi u višestepenim (modularnim) filterima [8, 25].

Na osnovu vrste topologije, postoje polumosni (poluupravljivi), mosni (punoupravljivi) i H-mosni paralelni aktivni filteri. Polumosni paralelni aktivni filter prikazan je na Sl. 3-18. Ova konfiguracija uključuje manji broj komponenti, te je stoga i upravljanje njima jednostavno i isplativo.



Sl. 3-18 Monofazni polumosni aktivni filter sa naponski napajanim pretvaračem

Naponski napajani mosni paralelni filter prikazan je na Sl. 3-19 i predstavlja idealno rešenje u trofaznim trožičnim i trofaznim četvorožičnim sistemima. Ova konfiguracija ne zahteva postojanje izolacionog transformatora.

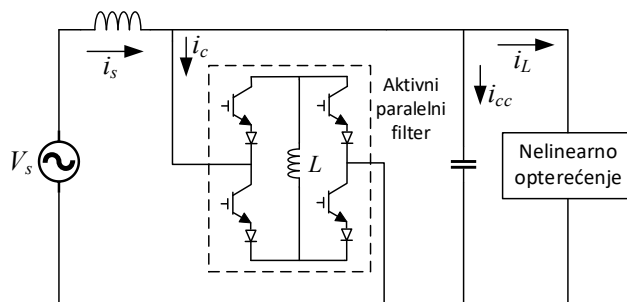


Sl. 3-19 Monofazni mosni aktivni filter sa naponski napajanim pretvaračem

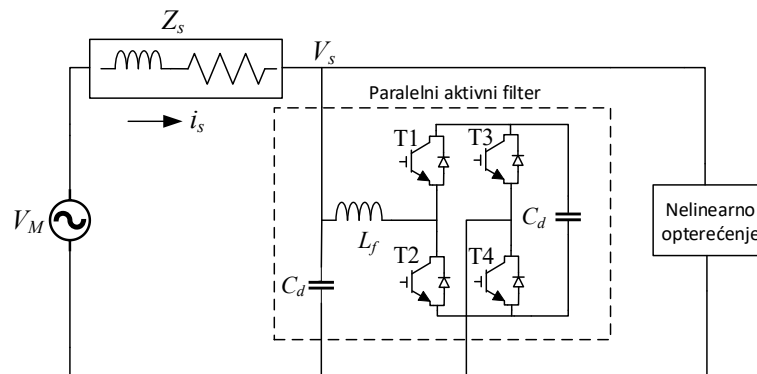
H–mosni paralelni filter se najčešće koristi u industrijskim primenama. Sastoji se od dve grane sa po dve prekidačke komponente. Pri tome je upravljanje dvema granama nezavisno, što doprinosi smanjenju gubitaka i smanjenju prekidačke učestanosti. Svaka faza sistema napajanja ima svoj H–most koji zahteva odvojeni izolacioni transformator, usklađivanje napona i visok nivo pouzdanosti.

Podela paralelnih aktivnih filtera na monofazne dvožične, trofazne trožične i trofazne četvorožične može se izvršiti na osnovu sistema napajanja i/ili na osnovu opterećenja. Monofazni dvožični filteri primenjuju se kako kod pretvarača sa PWM upravljanjem u strujnom režimu (pretvarača sa strujnim izvorom – CSI), koji uključuju induktivni element za skladištenje energije (prikazan na Sl. 3-20), tako i kod pretvarača sa PWM upravljanjem u naponskom režimu (pretvarača sa naponskim izvorom – VSI) (Sl. 3-21). Trofazni trožični paralelni aktivni filteri veoma često se koriste u trofaznim sistemima sa trofaznim nelinearnim opterećenjem. Zbog veoma široke primene, postoji mnogo varijacija ove vrste filtera – strujno ili naponski napajanih, jednostepenih ili višestepenih.

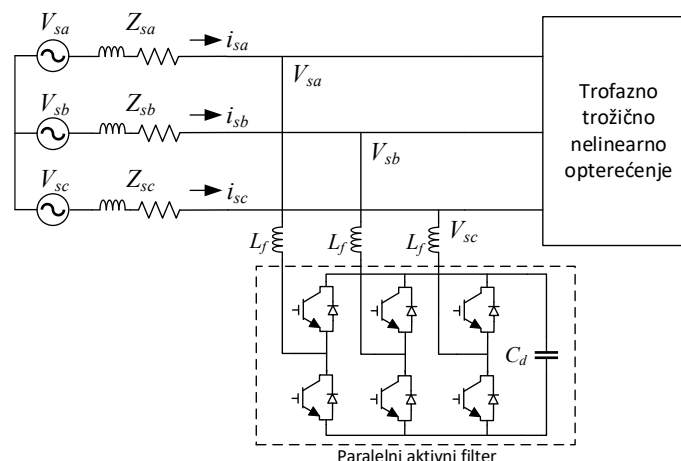
Neke od konfiguracija prikazane su na slikama Sl. 3-22, Sl. 3-23 i Sl. 3-24.



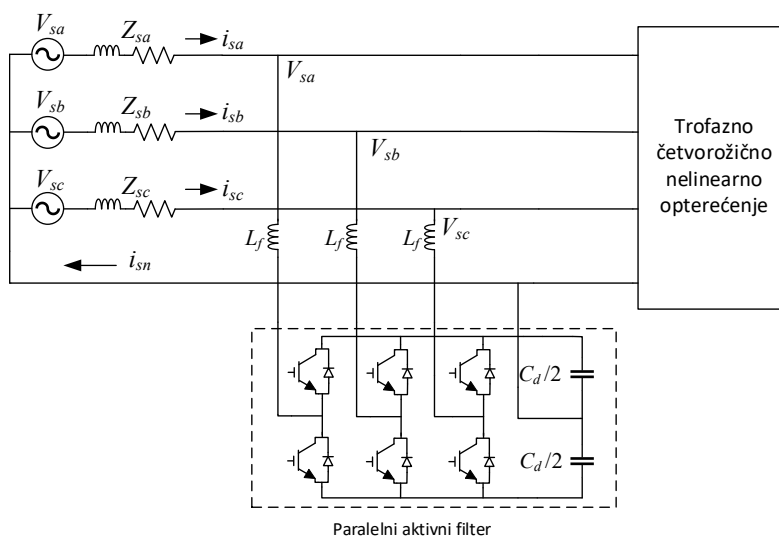
Sl. 3-20 Dvožični SAPF sa strujno napajanim pretvaračem



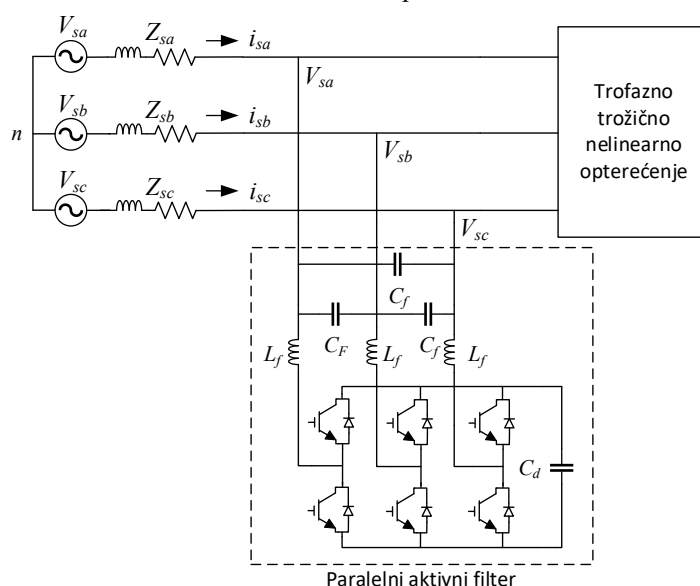
Sl. 3-21 Dvožični SAPF sa naponski napajanim pretvaračem



Sl. 3-22 Trofazni trožični paralelni aktivni filter

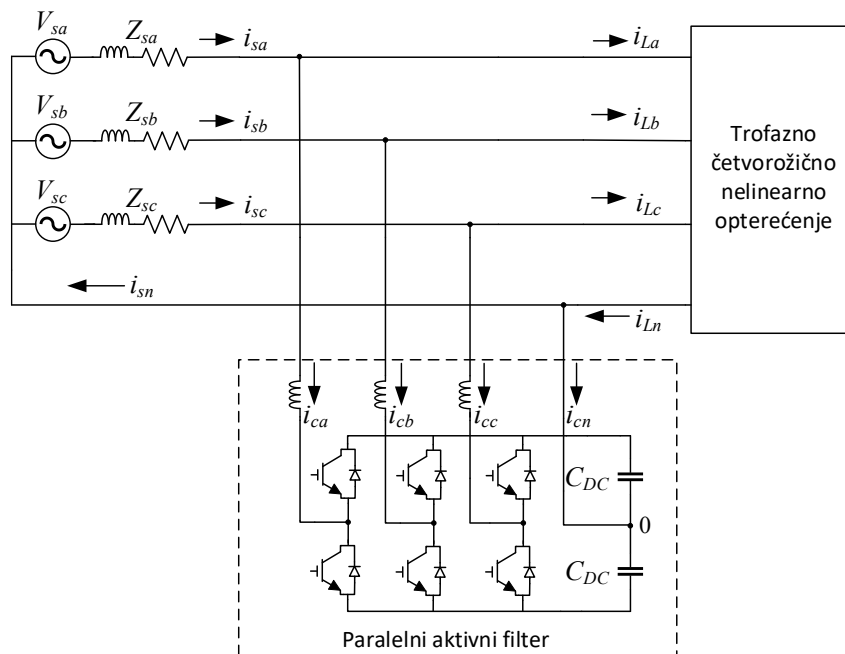


Sl. 3-23 Trofazni četvorožični paralelni aktivni filter

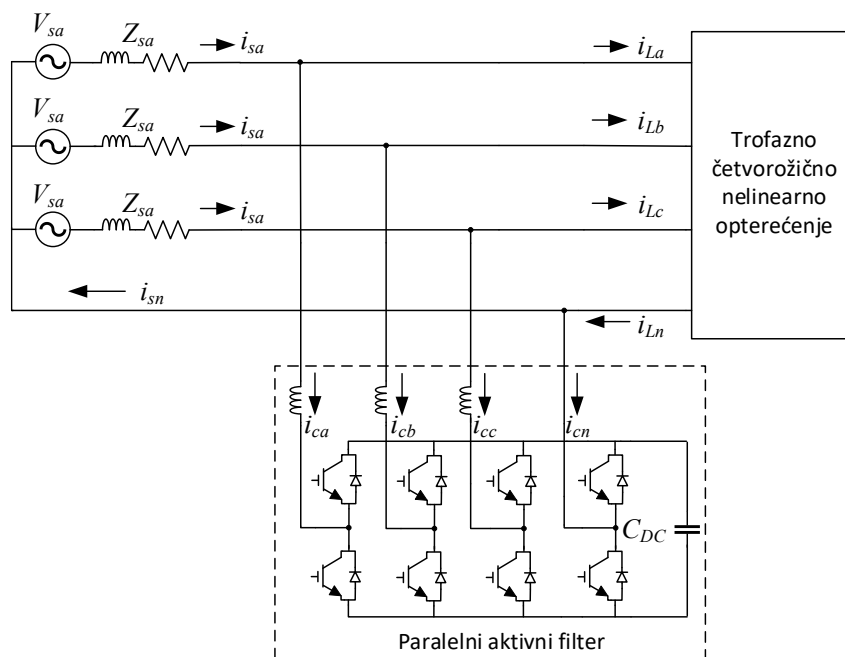


Sl. 3-24 Trožični SAPF sa naponski napajanim pretvaračem

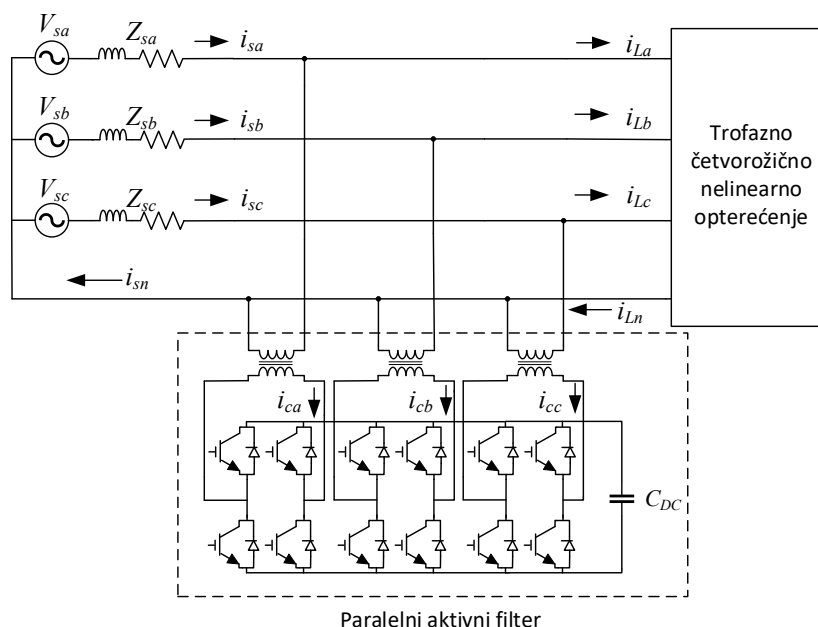
Veliki broj monofaznih potrošača može da se napaja iz trofaznih mreža sa neutralnim provodnikom. Pri tome dolazi do pojave prevelike struje u neutralnom provodniku, pojave harmonika, opterećenja reaktivnom snagom, kao i pojave nesimetričnih struja. Za smanjenje navedenih problema u četvorožičnim distributivnim sistemima koriste se četvorožični paralelni aktivni filteri, sa strujno i naponski napajanim pretvaračem. Na slikama Sl. 3-25, Sl. 3-26 i Sl. 3-27 prikazana su tri tipa primene četvorožičnih SAPF.



Sl. 3-25 Četvorožični SAPF sa dva kondenzatora i srednjom tačkom



Sl. 3-26 Četvorožični SAPF sa dva tranzistora u četvrtoj grani i paralelno vezanim kondenzatorom



Sl. 3-27 Četvorožični SAPF sa tri H - mosta

Prva od konfiguracija prikazana na Sl. 3-25 koristi se u sistemima male snage. Struja neutralnog provodnika prolazi kroz DC kondenzatore, koji imaju veliku kapacitivnost. U drugoj konfiguraciji (Sl. 3-26) četvrta grana se koristi za stabilizaciju neutralne tačke SAPF-a. Najčešće korišćena je treća konfiguracija sa Sl. 3-27, koja vodi računa o usklađivanju napona i obezbeđuje pouzdanost rada paralelnog aktivnog filtera.

Aktivni filter predstavlja složen električni sklop sastavljen od više različitih komponenta, pri čemu svaka od njih ima jasno definisanu ulogu u mehanizmu njegovog rada i ostvarivanju željenih performansi u pogledu kvaliteta električne energije. Naponski napajani pretvarač – VSC, koristi impulsno-širinsku modulaciju – PWM za regulaciju mrežne struje. Proces prekidanja pri visokoj učestanosti dovodi do pojave visokofrekventnih komponenti i određenih izobličenja, zbog čega je neophodna primena dodatnih malih pasivnih filtera radi njihovog potiskivanja i obezbeđivanja kvalitetnog talasnog oblika struje.

Sastavni deo sistema čine i *Hall*-ovi senzori struje i napona, koji obezbeđuju merene (povratne) signale za strujne i naponske regulatore. Ovi senzori omogućavaju realizaciju zatvorenih regulacionih petlji, čime se postiže precizna kontrola kompenzacionih struja i stabilnost rada sistema.

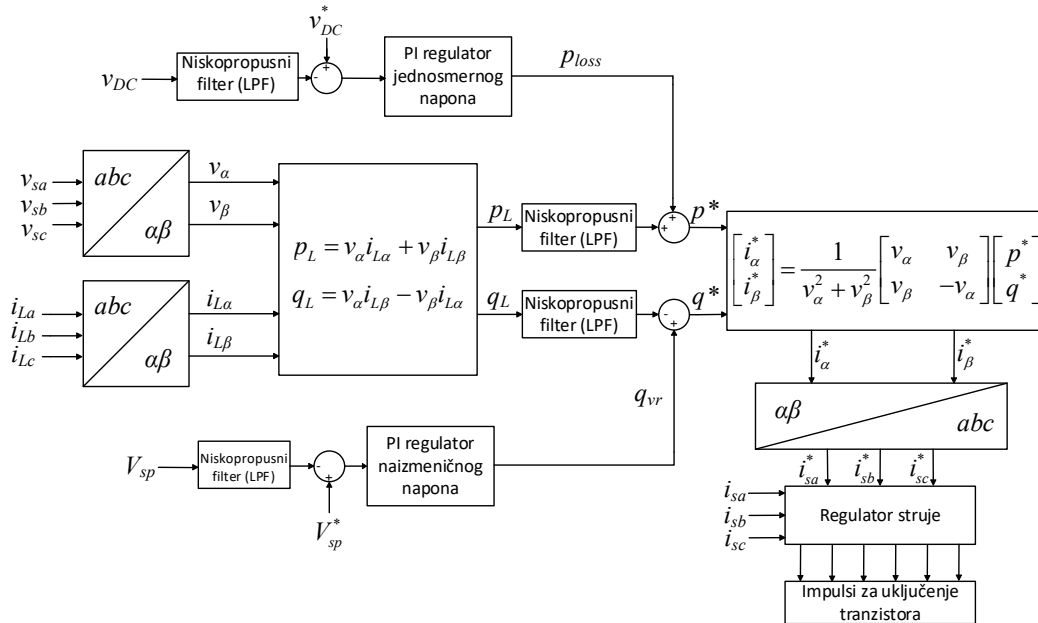
Za implementaciju upravljačkog algoritma koristi se DSP (*Digital Signal Processor*), koji u realnom vremenu obrađuje merene veličine, izvršava algoritam upravljanja i generiše impulse za upravljanje prekidačkim komponentama VSC-a. Na taj način ostvaruje se sinhronizovano i precizno uključivanje i isključivanje poluprovodničkih prekidača. Zajedničkim dejstvom svih navedenih komponenta obezbeđuje se efikasna kompenzacija harmonika, reaktivne snage i poboljšanje kvaliteta električne energije u sistemu napajanja.

Izbor metode za upravljanje paralelnim (šant) aktivnim filterom značajno utiče na nivo naponskih i strujnih izobličenja u preostalom delu sistema usled viših harmonika. Postoji više različitih tehnika upravljanja u zavisnosti od primene aktivnog filtera. U literaturi se može pronaći veliki broj upravljačkih algoritama za proračun referentne struje filtera, ali se najčešće primenjuju oni zasnovani na [8]:

1. Teoriji trenutne reaktivne snage (IRPT), poznatoj i kao *PQ* teorija, ili *$\alpha\beta$* teorija.
2. Teoriji zasnovanoj na primeni sinhronog referentnog sistema (SRF), poznatoj i kao *dq* teorija.
3. Upravljanju aktivnim filterom u normalizovanom domenu.

1. Algoritam zasnovan na teoriji trenutne reaktivne snage (IRPT, PQ ili $\alpha\beta$) [8, 25]

Trofazne struje opterećenja i trofazni naponi u zajedničkoj tački priključenja - PCC se mere i koriste za računanje aktivne i reaktivne snage uzrokovane pojavom viših harmonika, kao što je prikazano na Sl. 3-28.



Sl. 3-28 Blok dijagram algoritma baziranog na teoriji trenutne reaktivne snage (IRPT), poznatij i kao PQ teorija ili $\alpha\beta$ teorija

Naponi u PCC se mere i propuštaju kroz filter propusnik opsega (*Band-Pass filter, BPF*) pre transformacije, kako bi se eliminisala izobličenja. Tako dobijene veličine su označene sa v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} . Filtrirani naponi u PCC se transformišu u dvofazne $\alpha\beta$ -komponente pomoću Klarkine transformacije:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.2.1)$$

Na isti način se transformišu i struje opterećenja:

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.2.2)$$

Aktivna i reaktivna snaga računaju se na sledeći način:

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3.2.3)$$

$$\overline{p_L} = \overline{p_L} + p_L \quad (3.2.4)$$

$$\overline{q_L} = \overline{q_L} + q_L \quad (3.2.5)$$

$\overline{p_L}, \overline{q_L}$ - aktivna i reaktivna snaga osnovnog harmonika (jednosmerne komponente),

p_L, q_L - aktivna i reaktivna snaga viših harmonika.

Osnovni i viši harmonici se razdvajaju pomoću dva niskopropusna filtera, pa se referentne vrednosti mrežnih struja u PCC računaju na sledeći način:

Osnovni i viši harmonici se razdvajaju pomoću dva niskopropusna filtera, pa se referentne vrednosti mrežnih struja u PCC računaju na sledeći način:

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (3.2.6)$$

Vrednosti dobijene u (3.1.17) treba oduzeti od merenih vrednosti struja opterećenja (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) pre filtriranja i na taj način dobiti referentne vrednosti za kompenzacione struje paralelnog aktivnog filtera (i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^*), koje bi se zatim pomoću histerezisnog komparatora poredile sa merenim vrednostima struja paralelnog aktivnog filtera i dobili impulsi za okidanje tranzistora invertora ovog filtera. Ovaj algoritam upravljanja može se lako modifikovati za upravljanje strujama izvora (mreže) u režimu indirektnog strujnog upravljanja. U tom slučaju, za postizanje jediničnog faktora snage važi:

$$p^* = \overline{p_L} + p_{loss} \quad (3.2.7)$$

$$q^* = \overline{q_L} - q_{vr} = 0 \quad (3.2.8)$$

p_{loss} – trenutna aktivna snaga neophodna za održavanje referentne vrednosti ulaznog napona invertora (napona na jednosmernim sabirnicama),

q_{vr} – trenutna reaktivna snaga potrebna za održavanje referentne vrednosti naizmeničnog napona mreže.

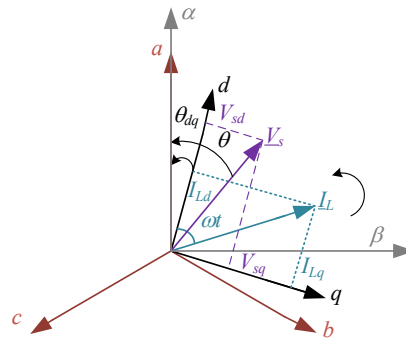
Referentne mrežne struje dobijene primenom izraza (3.1.17) moraju se uporediti sa merenim vrednostima radi realizacije indirektnog strujnog upravljanja SAPF-om (Sl. 3-28). U slučaju regulacije napona u PCC (režim rada SAPF-a sa regulacijom napona), koristi se PI regulator napona, slično prethodno opisanom algoritmu, a za izlazni signal PI regulatora dobija se q_{vp} , koji se oduzima od ili dodaje na vrednost q_L za estimaciju q^* prema izrazu (3.1.20), dok izraz za estimaciju p^* ostaje isti, (3.1.18).

$$q^* = q_{vp} - q_L \quad (3.2.9)$$

2. Algoritam zasnovan na teoriji primene sinhronog referentnog sistema (SRF, dq) [8, 25]

Posmatrajući fazorski dijagram prikazan na Sl. 3-29, prema metodologiji sinhrono rotirajućeg referentnog sistema, trenutna vrednost struje se transformiše u jednosmernu komponentu i ostale neželjene harmonijske komponente u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu. Pri tome se koristi Parkova transformacija data relacijom (3.1.21).

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (3.2.10)$$

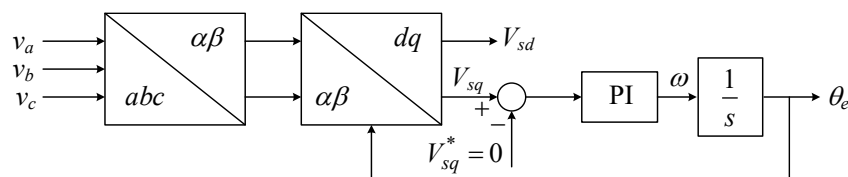
Sl. 3-29 Fazorski dijagram koji prikazuje transformaciju veličina iz abc -koodinatnog sistema u dq -koodinatni sistem

Najpre se vrši proces filtracije harmonika na malim učestanostima, pomoću niskopropusnih filtera sa graničnom frekvencijom od približno 20 Hz (*LPF – Low Pass Filters*). Kao rezultat, projekcije struja na d i q osu sastoje se od jednosmerne i harmonijskih komponenti, kao što je prikazano jednačinama (3.2.11) i (3.2.12).

$$i_{Ld} = i_{dDC} + i_{dAC} \quad (3.2.11)$$

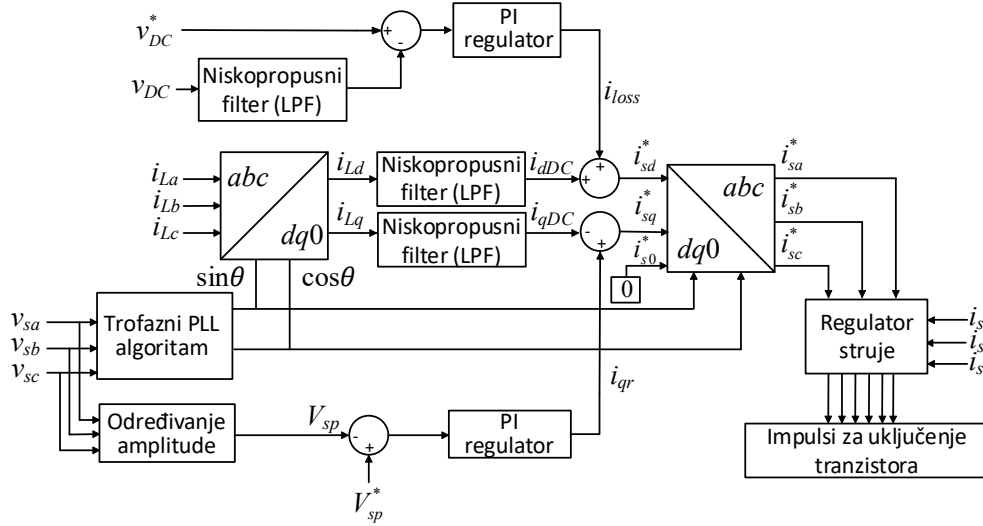
$$i_{Lq} = i_{qDC} + i_{qAC} \quad (3.2.12)$$

Određivanje ugla sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema, koji je od ključnog značaja za sinhronizaciju sa mrežnim naponom u PCC, vrši se pomoću trofaznog PLL (*Phase Locked Loop*) algoritma. Osnovni cilj PLL algoritma je fazna sinhronizacija. Trofazni sistem mrežnih napona može se predstaviti u prostoru rotirajućim vektorom (fazorom) $\underline{V}_s$, koji predstavlja zbir vektora $\underline{V}_a$, $\underline{V}_b$ i $\underline{V}_c$, koji su vektorske predstave faznih napona v_a , v_b i v_c . Klarkinom transformacijom, trofazni sistem napona mreže se transformiše iz stacionarnog abc sistema u $\alpha\beta$, takođe stacionaran sistem (Sl. 3-29), a potom i Parkovom transformacijom u rotirajući dq sistem, gde d i q osa rotiraju kružnom učestanošću mrežnog napona (ω) [29]. Projekcije vektora napona $\underline{V}_s$ na ose d i q , naponi V_{sd} i V_{sq} su konstantni u vremenu, i kao takvi, lakše se regulišu nego naponi v_a , v_b i v_c koji su sinusne funkcije (ωt). Koeficijent Parkove transformacije je $2/3$, pa će intenzitet vektora $\underline{V}_s$ biti jednak amplitudi faznog napona mreže. Blok dijagram metode trofaznog PLL algoritma prikazan je na Sl. 3-30. Naponi V_{sd} i V_{sq} dobijeni su Klarkinom i Parkovom transformacijom napona v_a , v_b i v_c . Potreban i dovoljan uslov da napon V_{sq} postane jednak nuli jeste da ugao θ postane jednak uglu θ_{dq} , te se estimirana vrednost faznog ugla dovodi povratnom spregom na blok Parkove transformacije. U slučaju da važi $V_{sq}=0$, vektor $\underline{V}_s$ ima samo d komponentu, pa će napon V_{sd} biti jednak amplitudi faznog napona mreže. U slučaju da V_{sq} postane veće od nule, ($\theta_e \leq 0$), kružna učestanost ω (kružna učestanost obrtanja d i q osa) će se povećavati, kao i θ_e , sve dok projekcija vektora $\underline{V}_s$ na q osu, ponovo ne postane jednaka nuli ($\theta_e = \theta$). Slično, u slučaju kada je $V_{sq} \leq 0$, kružna učestanost ω se smanjuje, kao i θ_e , sve dok projekcija vektora $\underline{V}_s$ na q osu ponovo ne postane jednaka nuli ($\theta_e = \theta$). Na ovaj način sistem se održava u stanju stabilne ravnoteže i određuje ugao sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema. Dakle, naziv fazno spregnuta petlja (eng. *Phase Locked Loop*) je nastao otuda što se izlazni signal θ_e , estimirani fazni ugao, dovodi nazad u blok za Parkovu transformaciju, čime se formira negativna povratna sprega po faznom uglu.



Sl. 3-30 PLL blok dijagram

Najčešća primena SRF metode jeste za upravljanje trofaznim naponski kontrolisanim pretvaračem aktivnog filtera, čiji blok dijagram je prikazan na Sl. 3-31.



Sl. 3-31 Blok dijagram algoritma zasnovanog na primeni teorije sinhronog referentnog sistema (SRF), poznatog i kao dq teorija

Razdvajanje harmonijskih komponenti od referentnih signala vrši se pomoću dve metode: metode jediničnog faktora snage (*UPF – Unity Power Factor*) i metode za održavanje nulte vrednosti pada napona između mreže i nelinearnog opterećenja (*ZVR – Zero Voltage Regulation*).

a) Metoda jediničnog faktora snage (UPF)

Ova metoda za kompenzaciju reaktivne snage podrazumeva da izvor mora da obezbedi jednosmernu komponentu struje opterećenja po d -osi, zajedno sa aktivnom komponentom struje opterećenja potrebnom za održavanje jednosmernog ulaznog napona aktivnog filtera, kao i za pokrivanje gubitaka (i_{loss}) u njemu. Kao izlazni signal PI regulatora za regulaciju ulaznog DC napona aktivnog filtera, izrazom (3.2.13) definisana je struja i_{loss} ,

$$i_{loss(n)} = i_{loss(n-1)} + k_{pd} (v_{de(n)} - v_{de(n-1)}) + k_{id} v_{de(n)}, \quad (3.2.13)$$

pri čemu je:

$$v_{de(n)} = v_{DC}^* - v_{DC(n)} \quad (3.2.14)$$

Izraz (3.2.14) predstavlja grešku između referentnog signala i merenog n -tog odbirka signala ulaznog napona na aktivnom filteru, dok su k_{pd} i k_{id} , respektivno, koeficijenti proporcionalnog i integralnog pojačanja PI regulatora. Sada će referentna vrednost struje mreže u direktnoj osi biti:

$$i_d^* = i_{dDC} - i_{loss}. \quad (3.2.15)$$

Mrežne struje moraju biti u fazi sa mrežnim naponima u PCC, tako da je neophodno transformisati dq komponente u abc domen, pri čemu se smatra da su komponente i_q^* i i_0^* jednake nuli. Inverzna Parkova transformacija koja je za to potrebna, data je izrazom (3.2.16).

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ i_0^* \end{bmatrix} \quad (3.2.16)$$

b) Mehanizam za održavanje nulte vrednosti pada napona između mreže i nelinearnog opterećenja (*ZVR – Zero Voltage Regulation*)

Ovaj mehanizam upravljanja, baš kao i prethodni, podrazumeva da mreža obezbeđuje struju i_d^* , datu izrazom (3.2.15), zajedno sa q -komponentom struje opterećenja i_{qDC} i komponentom struje

i_{qr} , koja predstavlja izlazni signal PI regulatora koji estimira srednju vrednost amplitude napona u PCC. Amplituda naizmeničnog napona V_{sp} u PCC izračunava se pomoću napona v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} , na sledeći način:

$$V_{sp} = \sqrt{\frac{2}{3}(v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2)}. \quad (3.2.17)$$

Kao izlazni signal PI regulatora koji estimira srednju vrednost amplitude napona u PCC dobija se struja $i_{qr(n)}$ data izrazom:

$$i_{qr(n)} = i_{qr(n-1)} + k_{pq} \left(v_{te(n)} - v_{te(n-1)} \right) + k_{iq} v_{te(n)}, \quad (3.2.18)$$

gde je:

$$v_{te(n)} = V_{sp(n)}^* - V_{sp(n)} \quad (3.2.19)$$

$v_{te(n)}$ – signal greške koji predstavlja razliku između referentnog signala $V_{sp(n)}^*$ i merenog n -tog odbirka signala $V_{sp(n)}$,

k_{pq}, k_{iq} – proporcionalno i integralno pojačanje regulatora.

Referentna vrednost q -komponente struje data je izrazom:

$$i_q^* = i_{qr} - i_{qDC} . \quad (3.2.20)$$

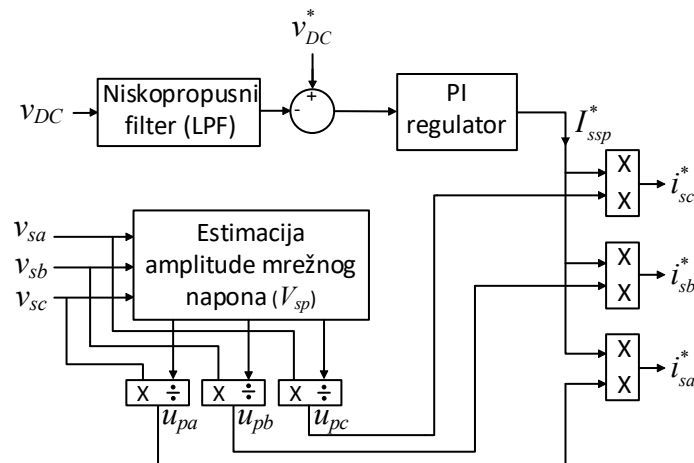
Na osnovu struje i_d^* definisane izrazom (3.2.15) i i_q^* , koristeći inverznu Parkovu transformaciju (3.2.16) uz $i_0^* = 0$ izračunavaju se referentne vrednosti struja mreže.

3. Algoritam upravljanja aktivnim filterom u normalizovanom domenu [8, 25]

Ovaj jednostavan algoritam koristi se za regulaciju naizmeničnih napona na mestu priključenja nelinearnog potrošača (PCC), eliminaciju harmonika i balans opterećenja. Indirektno strujno upravljanje primenjuje se za generisanje PWM impulsa za prekidačke komponente aktivnog filtera, koji predstavlja strujno upravljani naponski inverter. Referentne vrednosti mrežne struje određuju se na osnovu merenih vrednosti mrežnog napona u PCC, zajedno sa ulaznim DC naponom invertora aktivnog filtera.

a) Upravljanje sa jediničnim faktorom snage (*UPF – Unity Power Factor*)

Na slici Sl. 3-32 prikazan je blok dijagram paralelnog aktivnog filtera koji se koristi za poboljšanje faktora snage. Pri implementaciji filtera u realnom vremenu, filter propusnik opsega (*BPF – Band-Pass Filter*) ima značajnu ulogu. Prolaskom napona kroz ovaj filter uklanjaju se postojeća izobličenja napona. Ulazni signali BPF filtera su merene vrednosti trofaznog napona u PCC, dok se filtrirani naponi v_{sa} , v_{sb} i v_{sc} dobijaju kao izlazni signali filtera.



Sl. 3-32 Blok dijagram SAPF-a sa upravljanjem sa jediničnim faktorom snage

Održavanje konstantnog jednosmernog ulaznog napona invertora omogućeno je upotrebom PI regulatora. On, na osnovu razlike između referentne vrednosti v_{DC}^* i merenog signala v_{DC} generiše referentnu vrednost amplitude I_{spp}^* faznih struja mreže $i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$. Signalom $v_{DCerror}$ predstavljena je pomenuta razlika signala:

$$v_{DCerror} = v_{DC}^* - v_{DC} \quad (3.2.21)$$

Proporcionalno i integralno pojačanje regulatora k_{pk} i k_{ik} biraju se tako da ulazni napon invertora aktivnog filtera ima željeni odziv. Za dobijanje referentnih vrednosti mrežnih struja neophodno je amplitudu, dobijenu radom regulatora, pomnožiti jediničnim strujnim vektorima, koji su u fazi sa odgovarajućim filtriranim naponima u PCC (v_{sa} , v_{sb} i v_{sc}), na sledeći način:

$$i_{sa}^* = I_{spp}^* \cdot u_{sa} \quad (3.2.22)$$

$$i_{sb}^* = I_{spp}^* \cdot u_{sb} \quad (3.2.23)$$

$$i_{sc}^* = I_{spp}^* \cdot u_{sc} \quad (3.2.24)$$

Pri tome su:

$$u_{sa} = \frac{v_{sa}}{V_{sp}} \quad (3.2.25)$$

$$u_{sb} = \frac{v_{sb}}{V_{sp}} \quad (3.2.26)$$

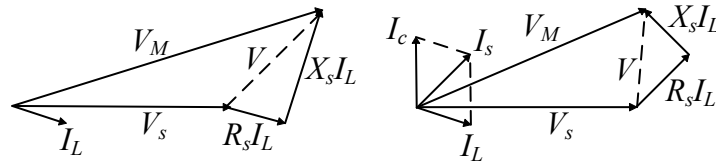
$$u_{sc} = \frac{v_{sc}}{V_{sp}} \quad (3.2.27)$$

U navedenim izrazima (3.2.25) - (3.2.27) sa V_{sp} je označena amplituda napona napajanja, koja se definiše izrazom (3.2.17).

b) Mehanizam za održavanje nulte vrednosti pada napona između mreže i nelinearnog opterećenja (ZVR)

Pošto mreža nije idealan naponski izvor, već poseduje određenu unutrašnju impedansu $Z_s(R_s, L_s)$, dolazi do pojave pada napona, koji može predstavljati ozbiljan problem. To je naročito izraženo u slučaju direktnog uključenja velikih motora na mrežu, kada se javljaju velike polazne struje, koje na impedansi Z_s izazivaju značajan pad napona. Zbog toga je od velike važnosti implementacija regulacije pada napona između mreže i nelinearnog potrošača, koja predstavlja sastavni deo mehanizma upravljanja paralelnim aktivnim filterima.

Osim za eliminaciju harmonika, paralelni aktivni filteri mogu se koristiti i za održavanje konstantnog napona na mestu priključenja opterećenja. Kada sistem ne sadrži SAPF, napon na priključcima nelinearnog potrošača manji je od mrežnog napona ($V_s < V_M$), zbog pada napona na impedansi Z_s , kao što je prikazano na levoj strani slike Sl. 3-33.

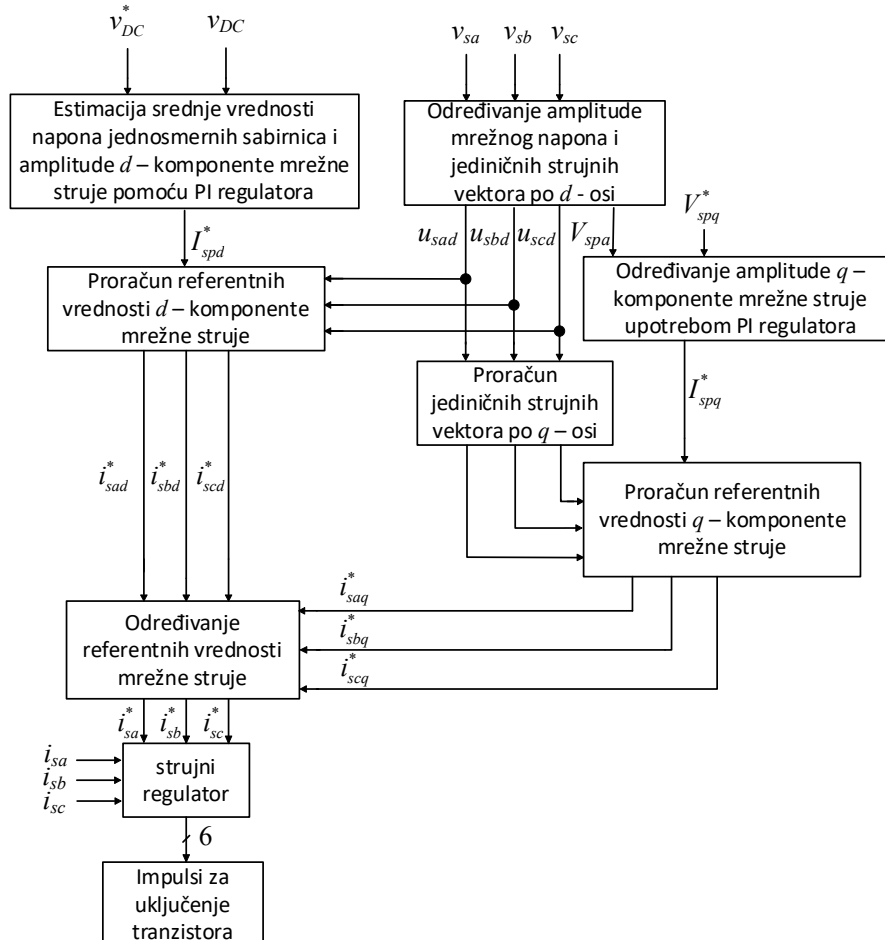


Sl. 3-33 Fazorski dijagram napona za sistem bez i sa paralelnim aktivnim filterom

Kada je paralelni aktivni filter deo sistema, on injektuje komenzacionu struju sa kapacitivnim faktorom snage (I_c prednjači naponu V_M), kontrolišući na taj način pad napona na mrežnoj impedansi, koja ima induktivni karakter (I_L kasni za naponom V_s). Zahvaljujući tome, amplituda napona na mestu priključenja nelinearnog potrošača jednaka je amplitudi mrežnog napona ($|V_s| = |V_M|$), kao što je prikazano na desnoj strani Sl. 3-33. Upravljanjem strujom SAPF-a moguće je menjati amplitudu i

fazni stav mrežne struje I_s tako da se održi željeni napon na mestu priključenja opterećenja (u PCC). Blok dijagramom na Sl. 3-34 prikazan je ZVR mehanizam za održavanje željene vrednosti napona na mestu priključenja nelinearnog potrošača.

Pri regulaciji napona na mestu priključenja nelinearnog potrošača (PCC), referentne vrednosti mrežne struje ($i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$) imaju dve komponente. Prva, d -komponenta ($i_{sad}^*, i_{sbd}^*, i_{scd}^*$), nalazi se u fazi sa mrežnim naponima, služi za obezbeđivanje aktivne snage opterećenja i pokrivanje gubitaka. Druga je q -komponenta ($i_{saq}^*, i_{sbq}^*, i_{scq}^*$), koja je fazno pomerena za 90° u odnosu na mrežni napon i služi za obezbeđivanje reaktivne snage opterećenja i za kompenzaciju pada linijskog napona, uzrokovanog injektiranjem reaktivne snage u tačku priključenja opterećenja, PCC. Referentna vrednost komponente struje po q -osi postavlja se na nulu da bi se obezbedila korekcija faktora snage na jediničnu vrednost, eliminacija strujnih harmonika i uravnoteženje snage nelinearnih potrošača. Za regulaciju pada napona između mreže i mesta priključenja opterećenja, mrežna struja treba da prednjači u odnosu na mrežni napon zbog najčešće induktivnog karaktera potrošača, dok za postizanje jediničnog faktora snage mrežne struje moraju biti u fazi sa mrežnim naponima. To znači da se ne mogu istovremeno postići jedinični faktor snage i nulta vrednost pada napona između mreže i mesta priključenja opterećenja, PCC. Zato se upravljački algoritam aktivnog filtera realizuje tako da bude prilagodljiv, odnosno da omogući rad u različitim režimima: regulaciju napona na mestu zajedničkog priključenja, ili korekciju faktora snage na jediničnu vrednost, kompenzaciju harmonika i uravnoteženje nesimetričnog opterećenja.



Sl. 3-34 Algoritam SAPF upravljanja sa ZVR mehanizmom

Mehanizam postizanja jediničnog faktora snage analogan je onom koji se primenjuje kod SRF algoritma upravljanja. Amplituda q -komponente struje I_{spq}^* estimira se pomoću drugog PI regulatora, čiji je ulaz signal greške v_{spe} , koji predstavlja razliku između referentne vrednosti mrežnog napona

V_{spa}^* i amplitude mrežnog napona V_{spa} . Izlazni signal PI regulatora je struja $I_{spq}^*(n)$, određena izrazom:

$$I_{spq}^*(n) = I_{spq}^*(n-1) + k_{pt} \{v_{spe}(n) - v_{spe}(n-1)\} + k_{it} v_{spe}(n), \quad (3.2.28)$$

gde su:

k_{pt}, k_{it} – proporcionalno i integralno pojačanje regulatora,

$v_{spe}(n), v_{spe}(n-1)$ – greške u trenucima n i $n-1$,

$I_{spq}^*(n-1)$ – zahtevana q – komponenta struje u trenutku $n-1$, dok se $I_{spq}^*(n)$ smatra jednakom amplitudi $I_{spq}^* q$ – komponente referentne struje mreže. Trofazni vektor q komponenti referentnih mrežnih struja formira se kao proizvod amplitude I_{spq}^* i vektora jediničnih q – komponenti struje, kao što je dato u izrazima (3.2.29) do (3.2.34),

$$i_{saq}^* = I_{spq}^* \cdot u_{saq} \quad (3.2.29)$$

$$i_{sbq}^* = I_{spq}^* \cdot u_{sbq} \quad (3.2.30)$$

$$i_{scq}^* = I_{spq}^* \cdot u_{scq} \quad (3.2.31)$$

$$u_{saq} = (-u_{sbd} + u_{scd}) / \sqrt{3} \quad (3.2.32)$$

$$u_{sbq} = (3u_{sad} + u_{sbd} - u_{scd}) / 2\sqrt{3} \quad (3.2.33)$$

$$u_{scq} = (-3u_{sad} + u_{sbd} - u_{scd}) / 2\sqrt{3} \quad (3.2.34)$$

gde su $u_{saq}, u_{sbq}, u_{scq}$ – jedinični strujni vektori q – komponente struje.

Referentne vrednosti mrežnih struja po fazama jednake su zbiru d i q komponenti dobijenih izrazima (3.2.22) - (3.2.24) i (3.2.29) - (3.2.31). U slučaju kada se filter koristi za regulaciju jediničnog faktora snage, eliminaciju strujnih harmonika i balans snage opterećenja, q – komponenta je jednaka nuli, pa je ukupna referentna vrednost mrežne struje jednaka d – komponenti. Za generisanje impulsa za uključanje prekidača invertora aktivnog filtera koriste se histerezisni strujni regulatori, čiji je ulazni signal razlika između referentnih i merenih vrednosti mrežnih struja. Način upravljanja prekidačima invertora je takav da oni generišu struju čija je amplituda jednaka amplitudi harmonijske struje koju je potrebno kompenzovati. Na taj način obezbeđuje se da mrežna struja bude sinusoidalna.

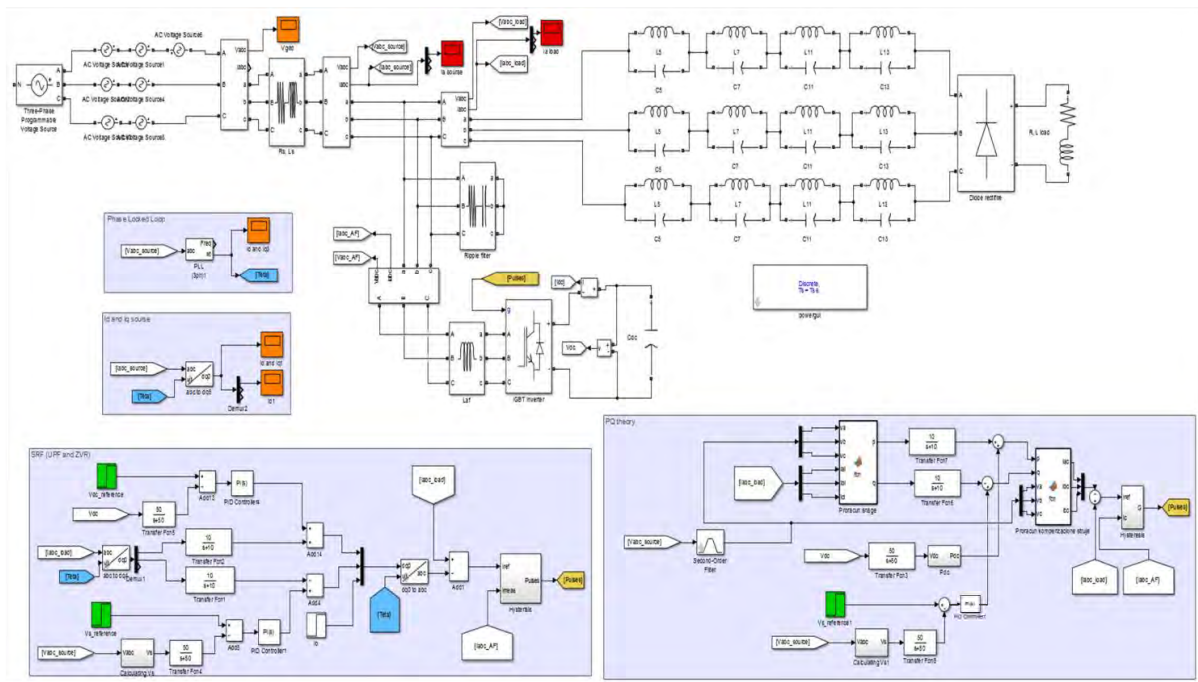
Na Sl. 3-35 prikazan je simulacioni model diodnog ispravljača, kod koga je primenjen hibridni filter. Ovaj filter se sastoji iz pasivnih rednih filtera za 5, 7, 11. i 13. harmonik kojima je pridružen paralelni aktivni filter, SAPF, kojim se može upravljati na dva načina: primenom algoritma zasnovanog na teoriji trenutne reaktivne snage IRPT (PQ), ili algoritma zasnovanog na primeni sinhronog referentnog sistema (SRF, dq). U drugom slučaju, dodatno je primenjeno i ZVR i UPF upravljanje [27].

U slučaju primene IRPT (PQ) načina upravljanja, mere se trofazne struje i naponi opterećenja koji se filtriraju i transformišu u $\alpha\beta$ stacionarni referentni sistem. Iz tako transformisanih veličina izračunavaju se trenutne vrednosti aktivne i reaktivne snage opterećenja, koje se zatim razdvajaju na srednje (jednosmerne) i oscilatorne komponente. U trofaznom sistemu sa tri provodnika komponenta nulte struje ne postoji, što znači da je $I_0=0$, pa samim tim i snaga mreže P_0 postaje jednaka nuli. Pod pretpostavkom da je mrežni napon sinusoidan, srednje komponente snage prenose se isključivo osnovnom harmonijskom komponentom struje, dok se oscilatorne komponente snage prenose višim harmonijskim komponentama struje. Algoritam upravljanja prikazan na Sl. 3-28 implementiran je u *Simulink* modelu na Sl. 3-35, koji uključuje dodatne redne pasivne filtere (iz simulacije prikazane na Sl. 3-7 a)). Analiziran je slučaj sa izobličenim i uravnoteženim mrežnim naponom. Vrednosti parametara korišćenih u *Simulink* modelu date su u Tab. 3-3 [27].

Na jednosmernoj strani SAPF-a nalaze se dva kondenzatora $C_{dc1} = C_{dc2} = 1,1$ mF. Korišćen je histerezisni regulator struje, što znači da je prekidačka učestanost invertora promenljiva i veća nego u slučaju primene PI regulatora struje u $d-q$ koordinatnom sistemu koji obezbeđuje rad SAPF-a sa konstantnom učestanošću prekidanja. Parametri PI regulatora DC napona, proporcionalno pojačanje K_p i integralno pojačanje K_i , takođe su dati u Tab. 3-3.

Rezultati simulacije, prikazani na Sl. 3-36, pokazuju da je ukupno harmonijsko izobličenje struje ($THD_I = 1,99\%$) smanjeno u odnosu na slučaj kada su primenjeni samo redni pasivni filteri (Sl. 3-7 a)), što je i očekivano, budući da su aktivni filteri projektovani tako da budu fleksibilni prema promenama koje se mogu javiti u sistemu.

Teorija sinhrono rotirajućeg referentnog sistema (SRF), razvijena u $d-q-0$ sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, omogućava poboljšano upravljanje u poređenju sa upravljanjem zasnovanim na IRPT (PQ teoriji). Prema ovoj strategiji upravljanja, prikazanoj blok dijagramom na Sl. 3-31, mere se tri struje opterećenja, tri napona u tački zajedničkog priključenja - PCC i napon na jednosmernoj strani invertora, koji se koriste kao povratni signali. Komponenta struje po d -osi održava napon jednosmerne sabirnice V_{DC} na nominalnoj vrednosti, dok je komponenta struje po q -osi određena u skladu sa zahtevima nelinearnog opterećenja i ZVR mehanizma. Trofazno kolo za sinhronizaciju na mrežu – PLL koristi se za izračunavanje faznog ugla vektora napona u PCC, koji je neophodan za primenu Parkove transformacije na merene struje opterećenja u sve tri faze i njihovu konverziju u $d-q-0$ koordinatni sistem. Dobijene struje se zatim propuštaju kroz niskopropusni filter radi izdvajanja jednosmernih komponenti iz struja i_{Ld} i i_{Lq} , koje odgovaraju komponentama na osnovnoj učestanosti. Preostali deo, koji ostaje kao naizmenična (AC) komponenta u strujama i_{Ld} i i_{Lq} , odgovara harmonijskim komponentama.



Sl. 3-35 *Matlab Simulink* simulacioni model hibridnog filtera: pasivni redni filteri za 5, 7, 11. i 13. harmonik, zajedno sa SAPF-om kojim može da se upravlja primenom SRF upravljanja sa ZVR i UPF, ili primenom algoritma zasnovanog na IRPT (PQ) teoriji [27]

Tab. 3-3 Vrednosti parametara korišćenih u *Matlab Simulink* modelu SAPF sa IRPT (PQ) upravljanjem

$C_{dc1}=C_{dc2}$	1,1 mF	K_p	25
$L_{active\ filter}$	0,05 mH	K_i	17
$C_{ripple\ filter}$	0,5 mF		

SAPF upravljan SRF metodom može da radi u režimu jediničnog faktora snage - UPF i sa primenom ZVR mehanizma. Strategija upravljanja u UPF režimu podrazumeva da mreža mora da obezbedi jednosmernu komponentu direktne ose struje opterećenja (i_{dDC}) nelinearnom opterećenju, kao i da održava napon jednosmerne sabirnice SAPF-a na nominalnoj vrednosti pokrivajući njegove unutrašnje gubitke generisanjem struje i_{Loss} . Zbog toga mreža mora da obezbedi referentnu struju i_d^* prema izrazu (3.2.35).

$$i_d^* = i_{dDC} + i_{loss} \quad (3.2.35)$$

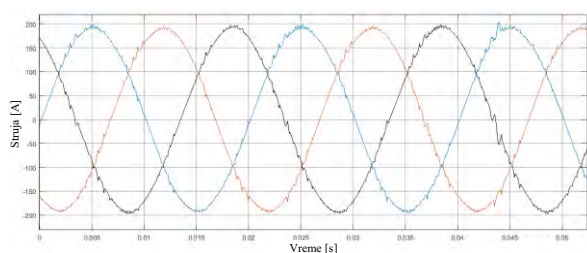
Pored toga, mreža mora da obezbedi razliku između poprečne komponente struje opterećenja (i_{qDC}) i komponente dobijene iz PI regulatora napona (i_{qr}), koji se koristi za regulaciju napona u tački zajedničkog priključka -PCC, u skladu sa ZVR mehanizmom. Naizmenični napon V_s u PCC treba da dostigne referentnu vrednost V_s^* što se ostvaruje dejstvom PI regulatora. Reaktivna komponenta struje (i_{qr}) generiše se na izlazu ovog PI regulatora. Prema tome, za postizanje nultog pada napona između mreže i PCC-a (ZVR), mreža mora da obezbedi referentnu struju i_q^* , određenu prema izrazu (3.2.20).

Vrednost V_s izračunava se na osnovu naizmeničnih napona v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} . Radi provere performansi predloženog kombinovanog sistema (SAPF i redni pasivni filteri) i metode detekcije harmonijskih struja, formiran je simulacioni model. Parametri korišćeni u simulaciji prikazani su u Tab. 3-4, dok je *Simulink* blok dijagram prikazan na Sl. 3-35. Na Sl. 3-37 prikazani su rezultati simulacije predloženog kombinovanog sistema [27]. Mrežni napon je izobličen i neuravnotežen, sadrži 5, 7, 11. i 13. harmonik, a pored toga vrednost napona faze A je za 20% manja u odnosu na ostale faze.

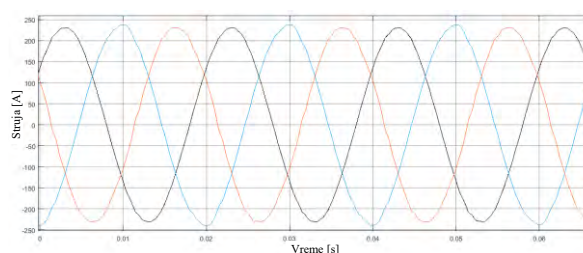
Tab. 3-4 Parametri korišćeni u *Simulink* modelu SAPF sa SRF metodom upravljanja

R_{grid}	0,04 Ω	$R_{ripplefilter}$	2 Ω
L_{grid}	1 mH	$L_{ripplefilter}$	25 μ F
R_{load}	2,5 Ω	C_{DC}	20 mF
L_{load}	25 mH	V_{DC}^*	600 V
$L_{activefilter}$	0,2 mH	V_s^*	563,3 V

Proporcionalno pojačanje u PI regulatoru V_{DC} napona i V_s napona ima istu vrednost $K_p=1$, a integralno pojačanje u oba PI regulatora takođe ima istu vrednost $K_i=10$. Regulacija struje izvršena je primenom histerezisnog regulatora struje. Razlog za primenu histerezisnog regulatora jeste njegova sposobnost prilagođavanja željenom višem opsegu učestanosti i pogodnost za rad sa različitim tipovima opterećenja. Na taj način histerezisna regulacija kompenzuje efekat naglih izobličenja i održava mrežnu struju na željenoj vrednosti. Faza C ima najveću vrednost ukupnog harmonijskog izobličenja struje THD_I , koja iznosi 1,92%. THD_I struje faza A i B iznosi 0,8% i 1,55%, respektivno.



Sl. 3-36 Mrežna struja u fazama a, b i c pri primeni IRPT algoritma upravljanja SAPF-om



Sl. 3-37 Mrežna struja u fazama a, b i c sa primenom SRF upravljanja SAPF-om

Simulacija rednih pasivnih filtara za 5, 7, 11. i 13. harmonik, koji se koriste za potiskivanje harmonika generisanih trofaznim diodnim ispravljačem u okviru frekventno regulisanih pogona, pokazala je da ovi filteri mogu biti veoma efikasni ukoliko je naponsko napajanje sinusoidalno i uravnoteženo. Performanse filtriranja se značajno pogoršavaju ukoliko su naponi izobličeni, a još više u slučaju neuravnoteženih napona. Redni pasivni filter se na osnovnoj učestanosti ponaša kao induktivna impedansa, čime izaziva značajan pad napona. Ovo rešenje može biti neekonomično za nelinearne potrošače sa velikim nazivnim strujama.

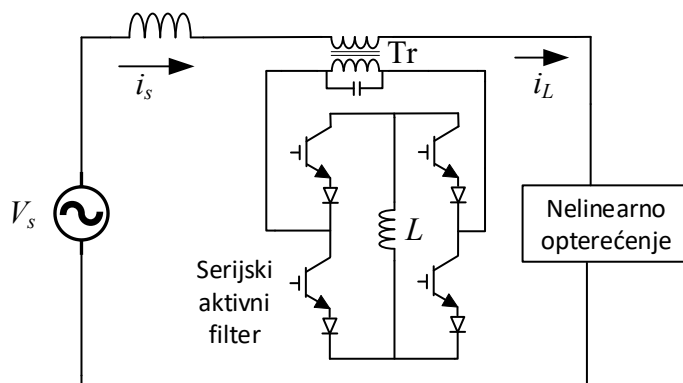
Ispitane su i performanse hibridnih energetskih filtara, sastavljenih od paralelnog aktivnog filtera i rednog pasivnog filtera, u uslovima izobličenih i neuravnoteženih napona. Ostvareno je očekivano poboljšanje ukupnog harmonijskog izobličenja mrežne struje THD_I , ali je pokazano da SRF algoritam upravljanja daje bolje rezultate u poređenju sa algoritmom zasnovanim na IRPT (*PQ* teoriji) u svim analiziranim slučajevima.

PLL algoritam, implementiran u kombinaciji sa SRF algoritmom upravljanja, pokazao se kao neophodan za generisanje ispravne referentne struje filtera u uslovima izražene neuravnoteženosti napona.

3.3 Serijski aktivni energetske filteri (*Series APF*)

Serijski aktivni energetske filteri koriste se za ublažavanje viših harmonika u naponskom napajanju, sa ciljem da se napon koji se dovodi na opterećenje učini sinusnim. Serijski aktivni filteri štite opterećenja osetljiva na pojavu harmonika, flikera, propada napona, nesimetrije u sistemu. Ovakvi problemi mogu izazvati vrlo često gubitke usled prekida proizvodnje u određenim sistemima [8, 25].

Ovi filteri služe za otklanjanje viših harmonika u naponu napajanja, kako bi napon kojim se opterećenje napaja bio sinusoidalno. Serijski filter sa naponskim pretvaračem sadrži sabirnice konstantnog jednosmernog napona i prikazan je na Sl. 3-16. Češće se koristi u odnosu na filter sa strujno napajanim pretvaračem, koji je prikazan na Sl. 3-38 [8, 25], zbog niže cene, manje težine kao i zbog mogućnosti primene u višenivooskim (*multi - level*) i višestepenim filterima za poboljšanje performansi rada na niskim učestanostima.



Sl. 3-38 Monofazni serijski aktivni filter sa strujno napajanim pretvaračem

Klasifikacija serijskih APF-ova identična je klasifikaciji paralelnih (šant) APF-ova [8, 25] i zasniva se na:

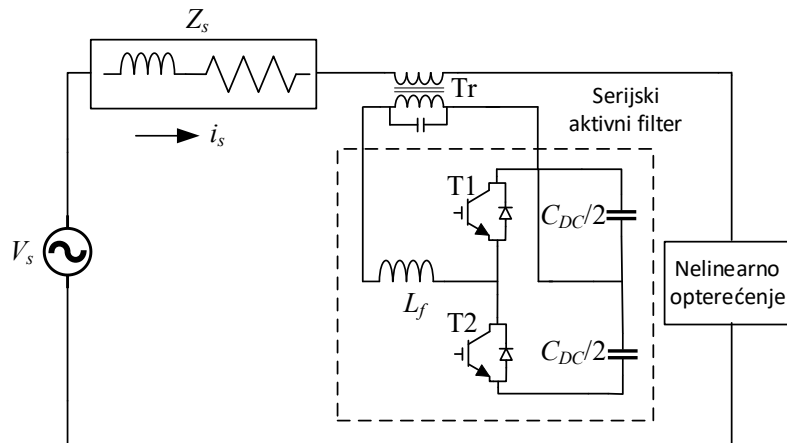
1. tipu korišćenog pretvarača: strujni i naponski serijski APF;
2. vrsti topologije: polumosna (*half-bridge*), prikazana na Sl. 3-39 i mosna (*full-bridge* i *H-bridge*) topologija serijskog APF-a, prikazana na Sl. 3-40.
3. energetskom sistemu: jednofazni dvožični, trofazni trožični i trofazni četvorožični serijski APF.

Analogno paralelnim aktivnim filterima, razlikuju se monofazne dvožične, trofazne trožične i trofazne četvorožične konfiguracije, u zavisnosti od sistema napajanja ili vrste opterećenja. Monofazni naponski i strujno napajani pretvarači, koji se koriste kao dvožični serijski aktivni filteri, prikazani su na Sl. 3-16 i Sl. 3-40. Filter se vezuje redno sa mrežom, ispred opterećenja, uz upotrebu odgovarajućeg transformatora [8, 25]. Njegova uloga je višestruka. Pre svega, omogućava eliminaciju naponskih harmonika i održavanje željenog kvaliteta napona na priključcima opterećenja. Pored toga, doprinosi prigušenju, odnosno sprečavanju širenja harmonika izazvanih pojavom rezonance između redne impedanse sistema i/ili pasivnih filtera. Na taj način serijski aktivni filter značajno unapređuje kvalitet električne energije.

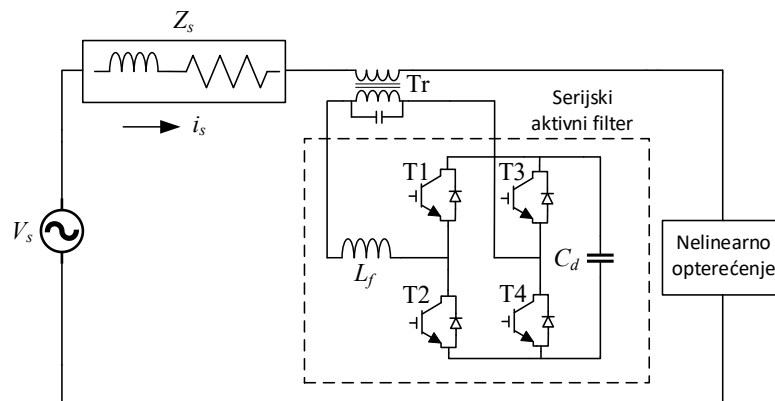
Primena trofaznih četvorožičnih filtera naročito je opravdana u sistemima sa velikim brojem monofaznih potrošača priključenih na trofaznu mrežu sa neutralnim provodnikom. Najčešće korišćena konfiguracija ovog tipa prikazana je na Sl. 3-41, [8, 25]. Ovakva struktura, između ostalog, doprinosi povećanju pouzdanosti sistema i poboljšanju ukupnih radnih karakteristika elektroenergetske mreže.

Osnovna funkcija serijskih aktivnih filtera jeste smanjenje naponski uzrokovanih problema u kvalitetu električne energije i obezbeđivanje sinusnog napona za napajanje opterećenja. Na Sl. 3-42 prikazana je konfiguracija trofaznog sistema sa implementiranim trofaznim serijskim aktivnim filterom. Trofazni naponski napajani pretvarač, zajedno sa DC kondenzatorom čini serijski aktivni filter. RC filteri, vezani na sekundare monofaznih transformatora, služe za uklanjanje viših harmonika

iz napona koji filter injektuje u sistem. Opterećenja mogu obuhvatati linearna opterećenja, kao i naponski napajana nelinearna opterećenja. Kod linearnog opterećenja primarni zahtev je eliminacija naponskih harmonika, dok kod nelinearnog opterećenja poput pogona sa motorom za naizmeničnu struju sa promenljivom učestanošću, koji predstavlja uravnoteženo opterećenje koje generiše harmonike, postoji zahtev za eliminacijom harmonika u struji napajanja. Dakle, trofazna trožična nelinearna opterećenja poput VSD-a predstavljaju jednu od glavnih primena energetskih pretvarača i u poslednje vreme mnogi VSD primenjuju serijske APF. Takođe se projektuju sa tri jednofazna APF-a sa izolacionim transformatorima za izjednačavanje napona po fazama, nezavisnu kontrolu faza i pouzdanu kompenzaciju nesimetrije.



Sl. 3-39 Polumosna konfiguracija serijskog aktivnog filtera sa VSC pretvaračem



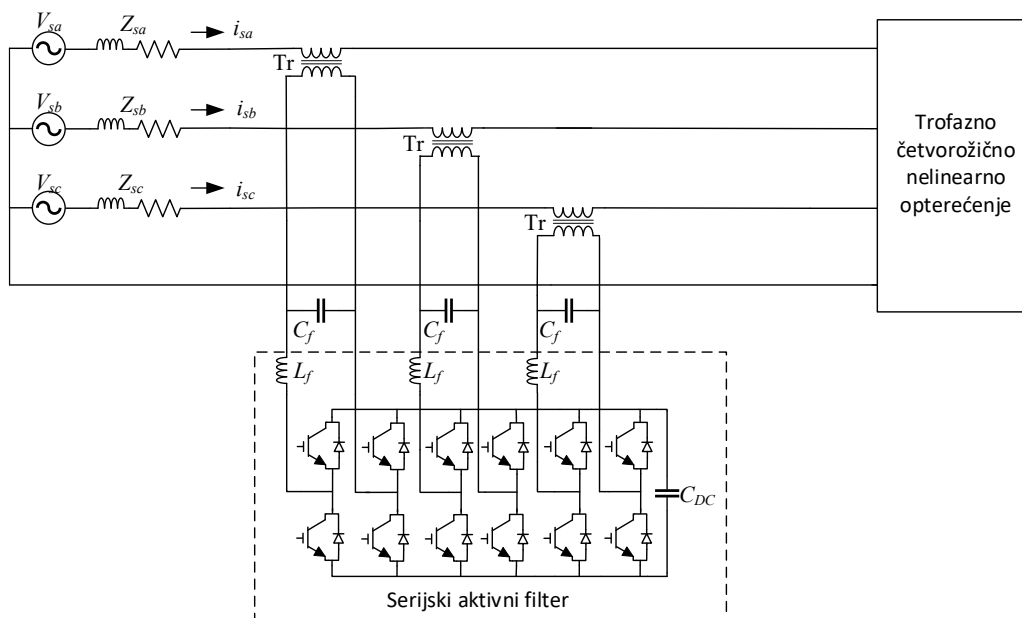
Sl. 3-40 Mosna konfiguracija serijskog aktivnog filtera sa VSC pretvaračem

Jedan serijski aktivni filter može biti priključen u tački zajedničkog priključenja za više različitih tipova opterećenja, pri čemu se koristi za kompenzaciju naponskih harmonika na njihovim priključcima. Međutim, ovakva konfiguracija pokazuje osetljivost na pojavu kratkog spoja u nekoj od faza. Zbog toga je neophodno predvideti adekvatne zaštitne mere i uređaje koji obezbeđuju siguran i pouzdan rad sistema [8, 25].

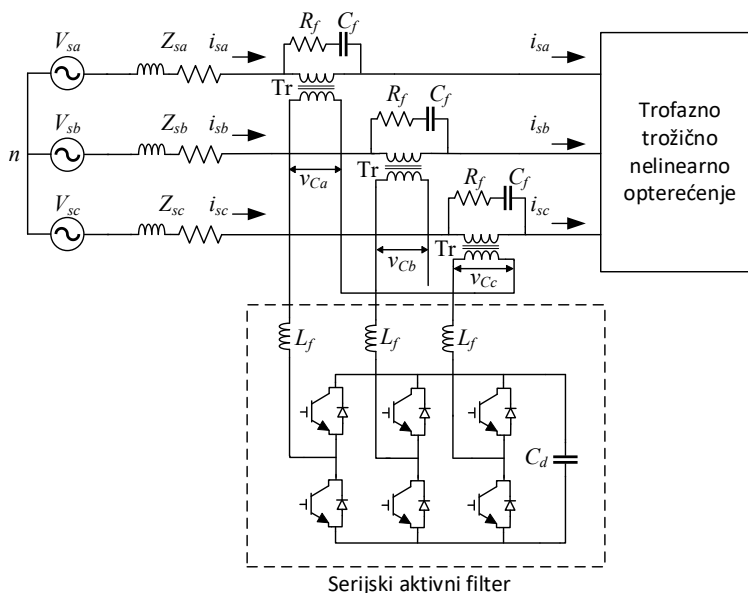
Kod naponski napajanih nelinearnih opterećenja serijski aktivni filteri mogu obezbediti sinusne mrežne struje. Međutim, kod strujno napajanih nelinearnih opterećenja, za održavanje sinusnih mrežnih struja neophodno je kombinovati paralelne pasivne i serijske aktivne filtere (hibridna konfiguracija). Algoritmi upravljanja filterom, koji će biti objašnjeni u nastavku ovog poglavlja, mogu se primeniti i na hibridnu konfiguraciju.

Za eliminaciju naponskih harmonika i debalansa, kao i za održavanje nulte vrednosti pada napona između mreže i mesta priključenja opterećenja – ZVR kod naponski osetljivih opterećenja, koristi se direktno upravljanje filterom. U tom slučaju filter injektuje odgovarajući napon redno sa

opterećenjem, tako da zbir mrežnog napona i injektovanog napona predstavlja sinusni napon željene amplitude.

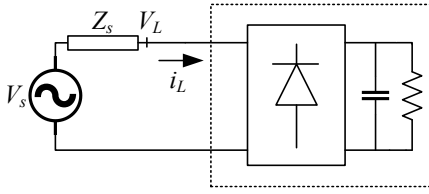


Sl. 3-41 Trofazni četvorožični aktivni filter

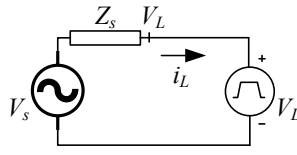


Sl. 3-42 Trofazni serijski aktivni filter

Na levoj strani Sl. 3-43 prikazana je jednopolna šema naponski napajanog opterećenja, dok se na desnoj strani nalazi odgovarajuća ekvivalentna šema. Oznakom V_L predstavljen je naponski izvor osnovne komponente i viših harmonika napona opterećenja, sa Z_s je označena impedansa izvora, dok i_L predstavlja struju diodnog ispravljača (opterećenja). Na Sl. 3-44 ilustrovana je primena serijskog aktivnog filtera kod naponski napajanog nelinearnog opterećenja. Filterom se upravlja tako da se on ponaša kao strujno kontrolisani naponski izvor V_C . To znači da pri osnovnoj učestanosti predstavlja malu impedansu, dok za više strujne harmonike ima veliku otpornost. Na taj način zadovoljava potrebu opterećenja za harmonijskim strujama i sprečava njihov tok ka mreži kao izvoru napajanja, obezbeđujući poboljšanje kvaliteta električne energije. Pored toga, serijski aktivni filter stvara mali pad napona osnovne komponente na spojnom transformatoru, kako bi preuzimao aktivnu snagu potrebnu za održavanje jednosmernog napona.



Sl. 3-43 Jednopolna šema naponski napajanog opterećenja



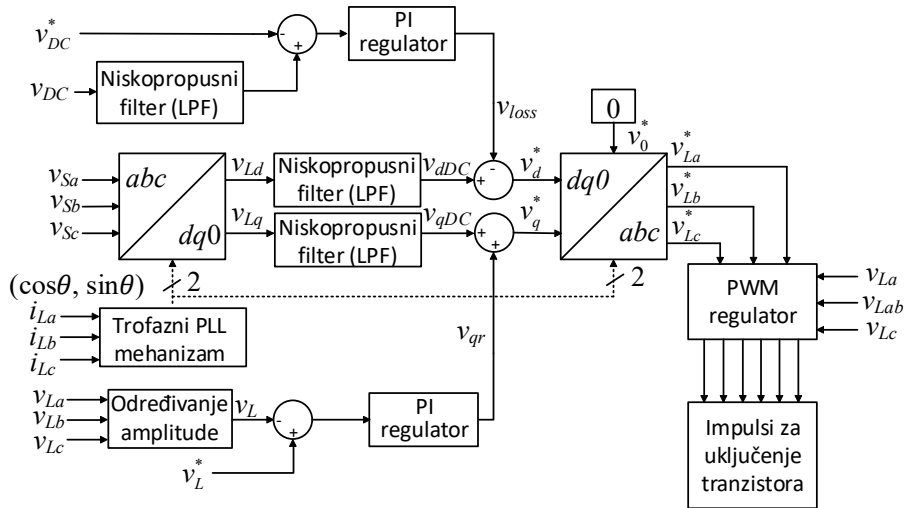
Sl. 3-44 Serijski aktivni filter i opterećenja kao izvor harmonika napona

Glavni cilj algoritama za upravljanje filterima jeste estimacija referentnih vrednosti struja ili napona korišćenjem merenih (povratnih) signala. Za generisanje PWM impulsa za uključenje prekidačkih komponenti koriste se referentni i mereni signali, odnosno njihova razlika, koja predstavlja signal greške. U literaturi se mogu naći brojni algoritmi upravljanja od kojih su izdvojena tri najčešće korišćena [8, 25, 30]:

1. Algoritam upravljanja za eliminaciju naponskih harmonika;
2. Algoritam upravljanja za eliminaciju strujnih harmonika;
3. Algoritam zasnovan na generisanju jediničnih vektora za eliminaciju strujnih harmonika.

1. Algoritam upravljanja za eliminaciju naponskih harmonika

Za sintezu ovog algoritma koristi se teorija sinhrono rotirajućeg referentnog sistema (SRF teorija). Principijelna šema prikazana je na Sl. 3-45.



Sl. 3-45 Principijelni blok dijagram upravljanja za eliminaciju naponskih harmonika kod serijskog aktivnog filtera

Naponi mreže (v_s) se primenom Parkove transformacije prevode u dq referentni sistem. Osnovna i više harmonijske komponente razdvajaju se pomoću niskopropusnog filtra (LPF), tako da važi:

$$v_{Sd} = v_{dDC} + v_{dAC} \quad (3.3.1)$$

$$v_{Sq} = v_{qDC} + v_{qAC} \quad (3.3.2)$$

Cilj ovog algoritma jeste da napon u tački priključenja opterećenja bude neizobličen i željene amplitude. PI regulator koristi se za održavanje ulaznog napona invertora, pri čemu njegov izlazni signal v_{loss} , predstavlja komponentu napona potrebnu za pokrivanje gubitaka u sistemu. Referentna vrednost napona opterećenja po d -osi data je izrazom:

$$v_d^* = v_{dDC} - v_{loss} \quad (3.3.3)$$

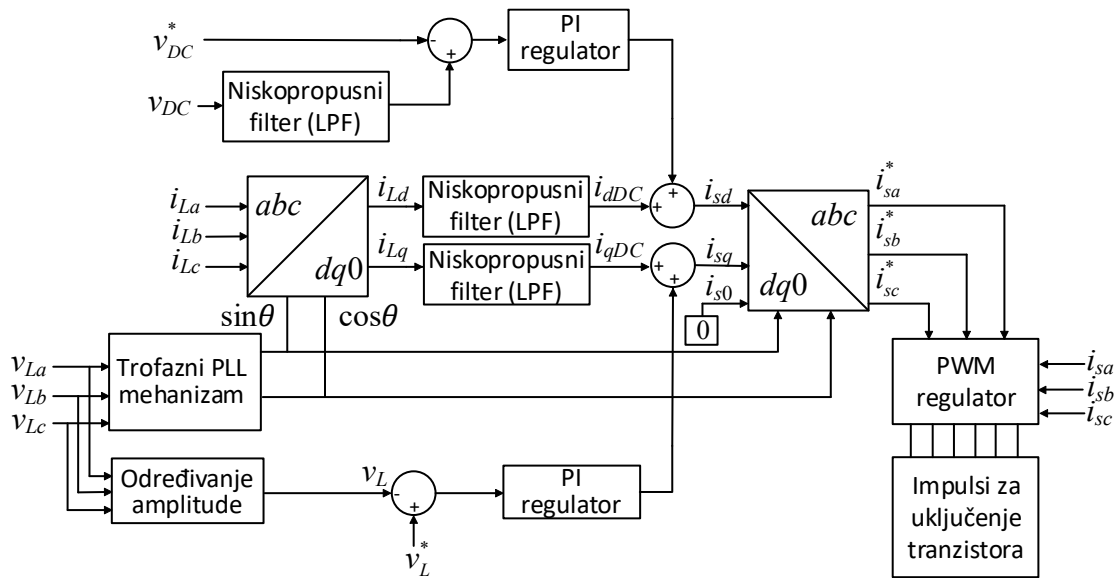
Drugi PI regulator koristi se za održavanje referentne vrednosti amplitude napona opterećenja v_L^* . Izlaz ovog regulatora je signal v_{qr} , koji predstavlja reaktivnu komponentu napona. Tada referentna vrednost napona po q -osi iznosi:

$$v_q^* = v_{qDC} + v_{qr} \quad (3.3.4)$$

Referentne vrednosti napona opterećenja u trofaznom sistemu dobijaju se primenom inverzne Parkove transformacije. Za generisanje PWM impulsa za uključenje tranzistora koristi se signal greške, definisan kao razlika između referentnih vrednosti ($v_{La}^*, v_{Lb}^*, v_{Lc}^*$) i merenih vrednosti (v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc}). Na taj način ostvaruje se precizna regulacija napona i obezbeđuje željeni kvalitet električne energije na priključku opterećenja.

2. Algoritam upravljanja za eliminaciju strujnih harmonika

Sušтина ovog algoritma jeste estimacija referentnih vrednosti mrežnih struja, a njegov blok dijagram prikazan je na Sl. 3-46. Injektovanjem napona redno sa naponom u tački priključenja opterećenja blokiraju se strujni harmonici. Pored toga, algoritam obezbeđuje i održavanje konstantnog ulaznog napona invertora.



Sl. 3-46 Principijelni blok dijagram upravljanja za eliminaciju strujnih harmonika kod serijskog aktivnog filtera

I u ovom algoritmu koristi se sinhrono rotirajući referentni sistem, s tim što se, za razliku od prethodnog pristupa estimiraju d i q komponente mrežnih struja, identično kao u izrazu (3.2.10). PLL mehanizam se ponovo koristi za sinhronizaciju struja i napona na mestu priključenja, odnosno napona opterećenja. Dobijene d i q komponente zatim prolaze kroz niskopropusne filtere radi izdvajanja osnovne harmonijske komponente od viših harmonika. Jedan PI regulator kao ulazni signal ima razliku referentne i merene vrednosti jednosmernog napona, dok na izlazu daje komponentu struje za pokrivanje gubitaka. Ta komponenta se dodaje osnovnoj komponenti struje po d -osi. Drugi PI regulator koristi se za regulaciju amplitude napona nelinearnog potrošača, date sa:

$$V_L = \sqrt{\frac{2}{3}(v_{La}^2 + v_{Lb}^2 + v_{Lc}^2)} \quad (3.3.5)$$

Izlazna veličina ovog regulatora dodaje se osnovnoj komponenti struje opterećenja po q -osi. Do željenih referentnih vrednosti mrežnih struja dolazi se primenom inverzne Parkove transformacije, u skladu sa izrazom (3.2.16).

3. Algoritam zasnovan na generisanju jediničnih vektora za eliminaciju strujnih harmonika

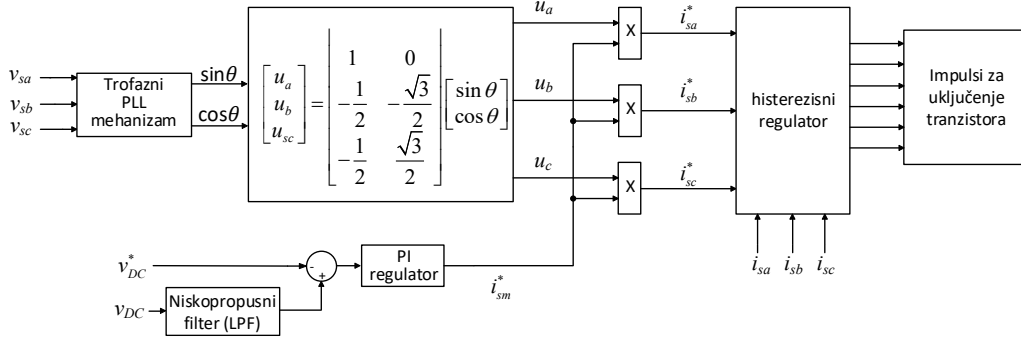
Blok dijagram algoritma za eliminaciju strujnih harmonika, uz održavanje jednosmernog napona (DC sabirnice, ulazni napon invertora), dat je na Sl. 3-47. Filterom se upravlja tako da on

injektuje napone (v_{Ca} , v_{Cb} , v_{Cc}) koji eliminišu izobličenja prisutna u mrežnoj struji (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}), obezbeđujući sinusoidni oblik uz željenu amplitudu. Izobličeni naponi mreže su ulazne veličine PLL algoritma, koji generiše dva jedinična vektora fazno pomerena za 90° ($\sin\theta$, $\cos\theta$). Zatim se ta dva vektora koriste za računanje fazno pomerenih jediničnih vektora napona na priključcima:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3.3.6)$$

PI regulator se koristi za generisanje amplitude referentne vrednosti struje mreže (i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^*), uz kontrolu napona jednosmernih sabirnica. Dobijena vršna vrednost se množi jediničnim vektorima dobijenim izrazom (3.3.6), kako bi se generisale referentne vrednosti mrežne struje:

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = I_{sm}^* \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.3.7)$$



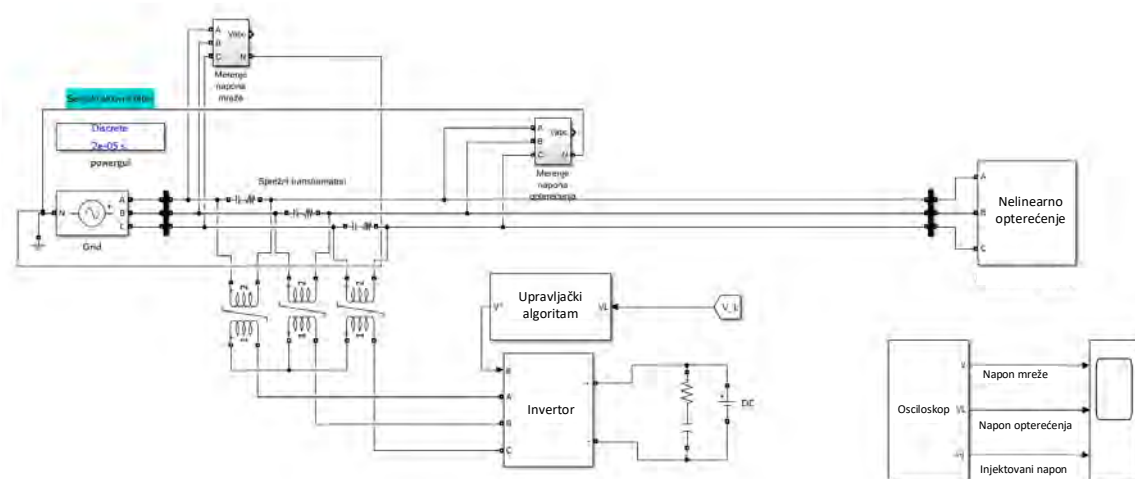
Sl. 3-47 Principijelni blok dijagram upravljanja SAPF-om za eliminaciju strujnih harmonika kod serijskog aktivnog filtera uz održavanje DC napona

Histerezični strujni regulator služi da generiše impulse za uključanje tranzistora, kao i kod prethodnih algoritama. Analogno ovom algoritmu, može se realizovati i onaj gde se eliminišu naponski umesto strujnih harmonika, uz održavanje DC napona.

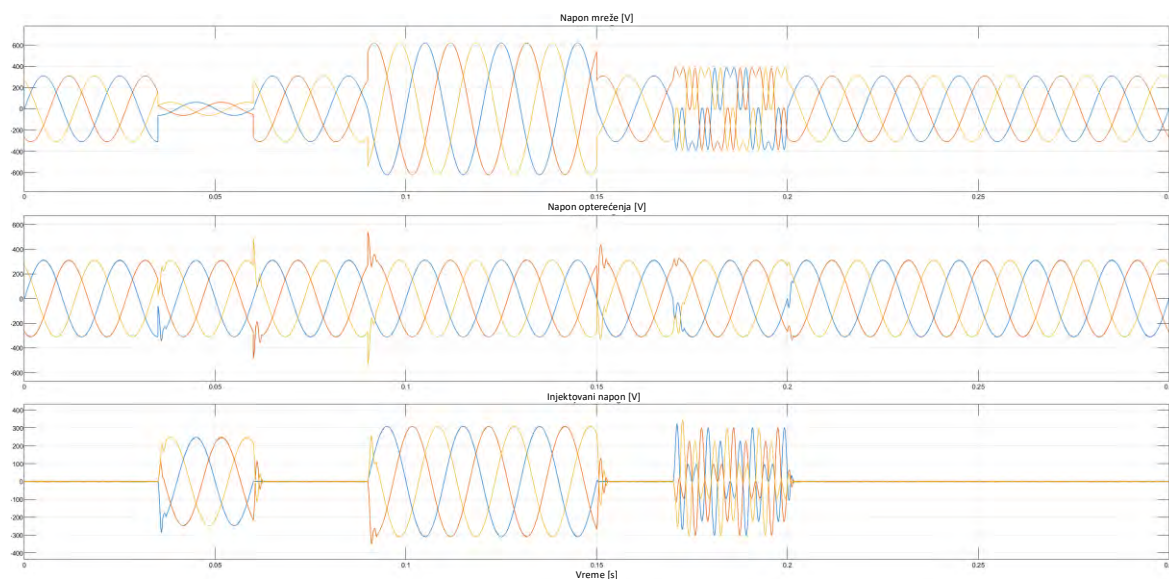
Primer primene serijskog APF-a dat je blok dijagramom koji je prikazan na Sl. 3-48, [31]. Primenjen je serijski APF sa upravljanjem zasnovanim na merenju napona opterećenja, implementiran u *Matlab/Simulink* okruženju, gde je njegova uloga u stabilizaciji napona ispitana kroz sledeći eksperiment:

- napon mreže ima nazivnu amplitudu i frekvenciju;
- napon mreže ima pad amplitude od 70% u odnosu na nazivnu vrednost;
- napon mreže ima nazivnu amplitudu i frekvenciju;
- napon mreže ima porast amplitude od 50% u odnosu na nazivnu vrednost;
- napon mreže sadrži peti i sedmi harmonik, sa relativnim amplitudama od 50% u odnosu na osnovni harmonik;
- napon mreže ima nazivnu amplitudu i frekvenciju.

Rezultati simulacije sprovedenog testa, prikazani na Sl. 3-49, ilustruju performanse serijskog APF-a. Izuzimajući kratke prelazne vremenske intervale, napon na opterećenju ima konstantnu amplitudu, uprkos promenama napona mreže.



Sl. 3-48 Blok dijagram serijskog APF-a sa upravljanjem zasnovanim na merenju napona opterećenja



Sl. 3-49 Vremenski dijagrami faznih napona ostvareni primenom serijskog APF-a

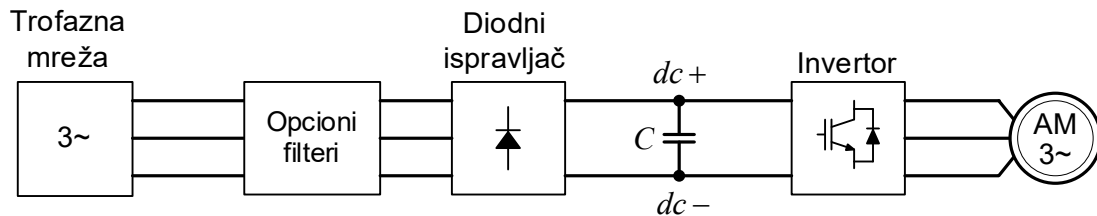
3.4 Hibridne konfiguracije filtera

Regulisani elektromotorni pogoni gotovo su nezaobilazan deo brojnih industrijskih aplikacija. Pri tome se ponašaju kao nelinearno opterećenje i predstavljaju uzrok mnogobrojnih problema vezanih za kvalitet električne energije. Kao što je navedeno u prethodnim poglavljima, hibridna konfiguracija podrazumeva kombinaciju pasivnih i/ili aktivnih filtera sa ciljem postizanja što boljih rezultata filtracije signala. Hibridni filter može nastati kao kombinacija dva ili više aktivnih filtera, dva ili više pasivnih filtera, ili kao kombinacija pasivnih i aktivnih filtera.

Ovaj tip filtera, samim tim, ima značajan doprinos u poboljšanju kvaliteta električne energije, uz istovremenu ekonomsku opravdanost. Hibridni filteri, formirani kombinovanjem aktivnih i pasivnih elemenata, koriste se za unapređenje eliminacije harmonika na strani mreže i opterećenja. Pasivni filteri primenjuju se za apsorpciju harmonijskih komponenti fiksne učestanosti, dok se aktivni filteri koriste za eliminaciju harmonijskih komponenti promenljive učestanosti, koji nastaju usled dinamičke prirode opterećenja. Na taj način dobijeni hibridni filteri odlikuju se veoma dobrim karakteristikama, visokim stepenom filtracije harmonika i istovremeno su ekonomski isplativi.

4 Aktivni ispravljač

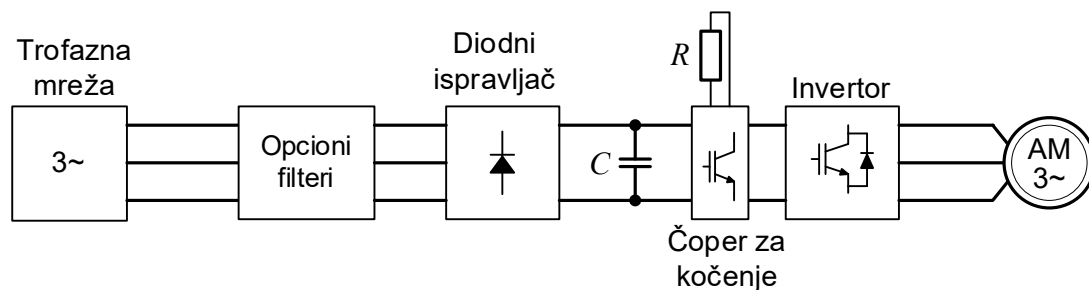
Savremeni regulisani elektromotorni pogoni sa asinhronim motorima najčešće imaju sličnu topologiju statičkog (poluprovodničkog) energetskog pretvarača, koji se sastoji od ispravljača, jednosmernog međukola (DC link) i invertora. Pretvarači naponskog tipa dominiraju u opsegu malih i srednjih snaga, uz postepeno širenje i ka području velikih snaga. Za pogone velikih i veoma velikih snaga, koji se uglavnom napajaju iz srednjenaponske mreže, primenjuju se različite topologije. U niskonaponskim mrežama naponski pretvarači danas dostižu snage do oko 2 MW, uz stalno povećanje maksimalno raspoložive snage. Najjednostavnija topologija energetskog dela pogona sa promenljivom brzinom, sposobnog da napaja motor promenljivim naponom i učestanošću, prikazana je na Sl. 4-1, [32].



Sl. 4-1 Topologija energetskog pretvarača za regulisani elektromotorni pogon sa asinhronim motorom

Neupravljivi ispravljač prikazan na Sl. 4-1 omogućava konverziju snage samo u jednom smeru, odnosno pretvaranje naizmenične u jednosmernu energiju (AC–DC). Invertor, s druge strane, može da radi u invertorskom režimu, kada predaje aktivnu snagu motoru, ili u ispravljačkom režimu, kada preuzima aktivnu snagu od motora i vraća je nazad ka pretvaraču. Ovaj drugi režim javlja se tokom rekuperativnog kočenja motora, na primer pri spuštanju tereta kod vertikalnih transportnih uređaja (dizalice, liftovi i slično) ili pri usporavanju opterećenja velike inercije. Da bi se energetski pretvarač zaštitio od nedozvoljeno visokih DC napona u međukolu (napon na kondenzatoru C), neophodna je modifikacija topologije.

Ukoliko se režim kočenja ne očekuje često ili je količina energije oslobođene tokom kočenja mala, primena čopera za kočenje sa otpornikom predstavlja prihvatljivo rešenje. Višak energije se tada pretvara u toplotu na otporniku za kočenje (R), što ne doprinosi ukupnoj energetskoj efikasnosti pogona. Ipak, ovo rešenje je ekonomski isplativo, naročito kada je količina energije koja se može povratiti iz pogona mala. Topologija pogona sa čoperom za kočenje u međukolu prikazana je na Sl. 4-2.



Sl. 4-2 Topologija energetskog pretvarača sa čoperom za kočenje

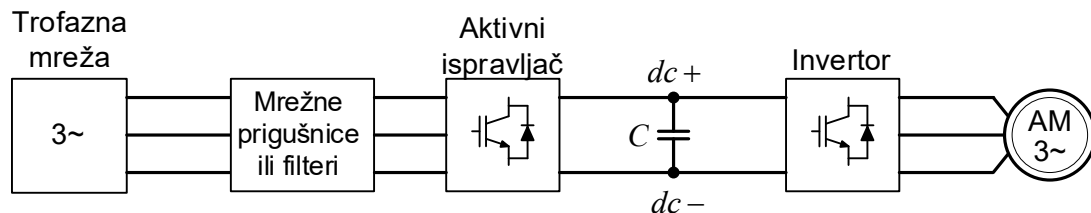
Drugi važan problem pogona sa neupravljivim ispravljačem kao ulaznim stepenom pretvarača jeste izobličenje mrežne struje tokom rada. Kombinacija neupravljivog ispravljača i kondenzatora (C) u naponskom DC međukolu dovodi do pojave viših harmonika u strujama napajanja. Ova pojava se numerički izražava kroz stvarni faktor snage - TPF , koji ponekad može imati vrednost oko 0,7, dok je faktor snage za prvi harmonik (faktor pomeraja, DPF) visok, najčešće iznad 0,95, [28]. Različiti proizvođači frekventnih pretvarača ovaj problem rešavaju na različite načine, sa ciljem smanjenja harmonijskog izobličenja na prihvatljiv nivo definisan IEEE [11] i IEC [33] standardima, uz zadržavanje niskih troškova. Pasivni filteri, odnosno „harmonijski filteri“, povezani između mreže i

ispravljača, često predstavljaju dodatne komponente pogona. Oni povećavaju zapreminu i masu opreme u elektro ormaru, kao i disipaciju toplote na tim elementima. Cena pasivnih filtera proporcionalna je njihovoj efikasnosti, pa se kompromis između cene i performansi najčešće određuje minimalnim zahtevima potrebnim za zadovoljenje standardizovanih vrednosti [32].

Za razliku od neupravljivog ispravljača kao ulaznog stepena energetskog pretvarača, primena uređaja poznatih kao aktivni ispravljač (*active rectifier*), aktivni ulazni stepen (*active front-end*) ili PWM ispravljač donosi više prednosti [34]:

- rad sa stvarnim faktorom snage veoma bliskim jedinici;
- mogućnost potpune regeneracije energije u mrežu;
- sinusoidni oblik ulazne struje, kako u motornom, tako i u regenerativnom režimu rada;
- mogućnost dinamičke kompenzacije reaktivne snage drugih potrošača, uz odgovarajuće dimenzionisanje energetskog dela;
- mogućnost kompenzacije kratkotrajnih padova i debalansa ulaznog napona.

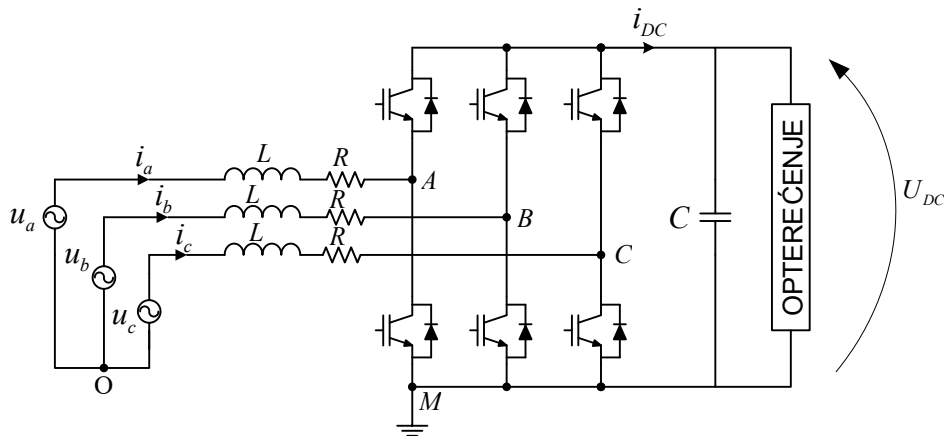
Navedene prednosti svrstavaju pretvarač sa aktivnim ispravljačem među najpogodnija rešenja za pogonske aplikacije sa stanovišta energetske efikasnosti. Međutim, viša cena ovakvog pogona predstavlja njegov nedostatak i ograničava širu primenu ove topologije. Povećani troškovi proizilaze iz činjenice da se koriste invertori iste strukture i na mrežnoj strani (ispravljačkoj) i na motornoj strani frekventnog pretvarača. Dodatno, aktivni ispravljači imaju veće prekidačke gubitke (zbog visoke učestanosti rada IGBT tranzistora), složeniju regulaciju i potrebu za niskopropusnim filterom između mreže i PWM ispravljača, jer su u ulaznoj struji izraženi harmonici velike učestanosti [35]. Blok dijagram ove topologije prikazan je na Sl. 4-3.



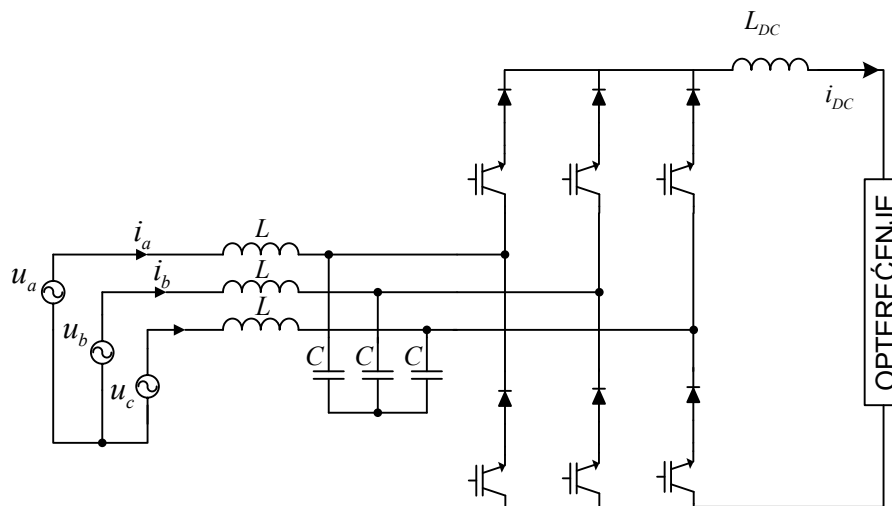
Sl. 4-3 Topologija energetskog pretvarača sa aktivnim ispravljačem za regulisani elektromotorni pogon sa asinhronim motorom

Danas su u praksi najzastupljenije dve osnovne topologije PWM ispravljača: „*boost*” topologija za podizanje izlaznog DC napona, čija je detaljna šema energetskog dela prikazana na Sl. 4-4 i „*buck*” topologija sa strujnim izlazom i sniženim naponom, prikazana na Sl. 4-5. Trofazni aktivni („*boost*”) ispravljač, predstavlja preferiranu topologiju u primenama u kojima su od ključnog značaja ograničeni iznosi ulazne struje i minimalno izobličenje izlaznog napona [36]. On je postao neizostavna komponenta savremenih elektroenergetskih sistema i regulisanih pogona. Uopšteno, konfiguracije ispravljača koje obezbeđuju sinusne ulazne struje i upravljive izlazne napone spadaju u kategoriju PFC topologija. Tokom godina razvijen je veliki broj trofaznih PFC koncepata sa različitim karakteristikama i ograničenjima. Među njima se aktivni „*boost*” ispravljač, pored ostalog, izdvaja jedinstvenom sposobnošću omogućavanja dvosmernog toka snage, što ga čini poželjnim izborom u primenama kao što su proizvodnja energije iz vetra, električna vozila i industrijski pogoni [36], zbog čega će u nastavku biti detaljnije analiziran.

Njegov energetski deo realizuje se pomoću šest upravljivih poluprovodničkih prekidača, pri čemu se u praksi najčešće koriste bipolarni tranzistori sa izolovanom gejt elektrodom (IGBT). Između mreže i energetskih tranzistora obavezno se povezuju prigušnice L ili LCL filteri radi prigušenja visokofrekventnih komponenti struje i sprečavanja njihovog prodiranja u mrežu [36]. Prigušnice takođe ograničavaju porast struje tokom uključenja i isključenja tranzistora na visokoj PWM modulacionoj učestanosti, dok imaju zanemarljiv uticaj na rad pri niskoj mrežnoj učestanosti. Ukoliko su trenutne vrednosti modulisanog napona i napona mreže u fazi, ali različite amplitude, ispravljač se ponaša kao čisto otpornički potrošač, što rezultuje prostoperiodičnim talasnim oblikom ulazne (mrežne) struje, naravno, zanemarujući harmonike usled visoke učestanosti PWM modulacije [22, 37].



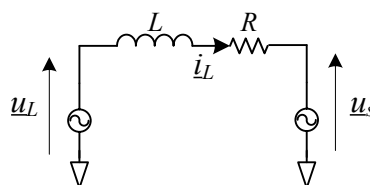
Sl. 4-4 Trofazna električna šema energetskeg dela aktivnog „boost” ispravljača



Sl. 4-5 Trofazna električna šema energetskeg dela aktivnog „buck” ispravljača

4.1 Matematički model aktivnog ispravljača

Na Sl. 4-4, prikazan je trofazni aktivni ispravljač priključen na mrežu u vidu trofazne, a na Sl. 4-6 u vidu jednofazne električne šeme.



Sl. 4-6 Jednofazna predstava trofaznog aktivnog ispravljača

Napon $\underline{u}_L$ predstavlja fazor mrežnog napona (referentna tačka je zvezdište mreže), napon $\underline{u}_S$ fazor napona na ulasku u ispravljač, a R i L parametre niskopropusnog filtera. Filter može biti L ili LCL filter. LCL filter obezbeđuje znatno bolje slabljenje harmonika uz manju induktivnost, ali uvodi rezonantni fenomen koji zahteva dodatno prigušenje.

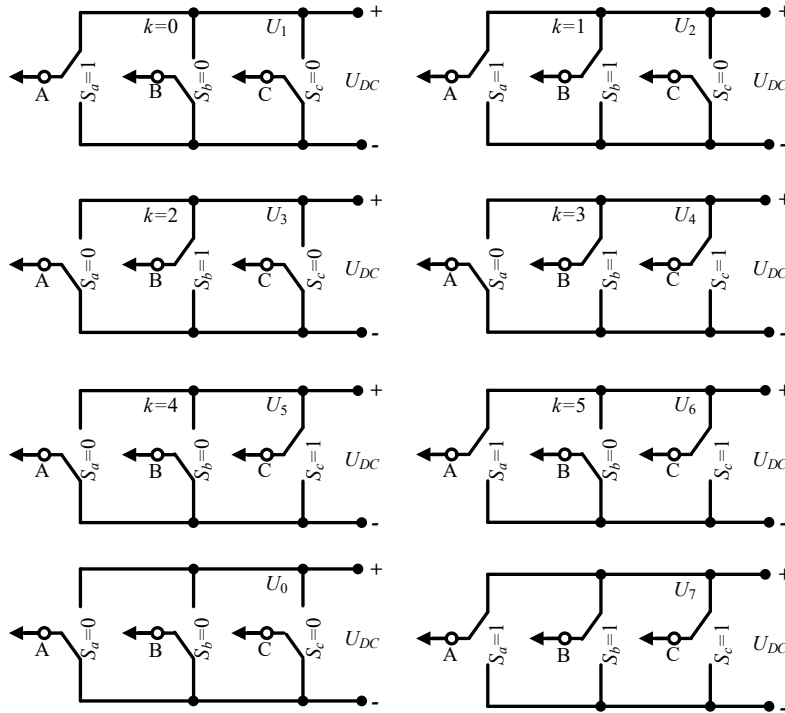
Da bi se došlo do jednofazne predstave trofaznog aktivnog ispravljača koja je jednostavnija za analizu njegovog rada, neophodno je krenuti od trofazne predstave. Naponi na ulazu aktivnog ispravljača u odnosu na zvezdište mreže obeleženi su sa u_{sa} , u_{sb} i u_{sc} . Zbog lakše analize rada aktivnog ispravljača ovi naponi će biti predstavljeni kao zbir potencijala tačke na ulazu u ispravljač u odnosu na tačku M (tačka DC linka na nižem potencijalu) i napona tačke M u odnosu na referentnu tačku (zvezdište mreže), što je i predstavljeno skupom jednačina (4.1.1) - (4.1.3) i na Sl. 4-4, [38].

$$u_{sa} = u_{AM} + v_M \quad (4.1.1)$$

$$u_{sb} = u_{BM} + v_M \quad (4.1.2)$$

$$u_{sc} = u_{CM} + v_M \quad (4.1.3)$$

Trofazni aktivni ispravljač se sastoji od tri grane, a u svakoj od njih se nalaze po dva tranzistora. U svakoj grani uključen je tačno jedan tranzistor (slučaj da su oba tranzistora u istoj grani uključena je nedopustiv, jer bi tada izlazni kondenzator bio u kratkom spoju). Zbog toga u praktičnoj realizaciji postoji mrtvo vreme između isključenja jednog i uključivanja drugog tranzistora u istoj grani. Označimo sa S_a , S_b i S_c stanje prekidača (tranzistora) u granama a , b i c redom, tako da važi: ako je uključen gornji prekidač u grani a , tada je $S_a = 1$, a ako je uključen donji prekidač, tada je $S_a = 0$ (analogno važi i za preostale dve grane). Kako svaka od tri grane može imati dva moguća stanja, ukupan broj prekidačkih stanja trofaznog aktivnog ispravljača iznosi $2^3 = 8$, a ona su prikazana na Sl. 4-7. Na osnovu toga mogu se zapisati jednačine (4.1.4) - (4.1.6), koje opisuju vrednosti napona na ulazu u ispravljač.



Sl. 4-7 Prekidačka stanja trofaznog aktivnog ispravljača [39]

$$u_{AM} = S_a U_{DC} \quad (4.1.4)$$

$$u_{BM} = S_b U_{DC} \quad (4.1.5)$$

$$u_{CM} = S_c U_{DC} \quad (4.1.6)$$

Zamenom jednačina (4.1.4) - (4.1.6) u jednačine (4.1.1) - (4.1.3), dobija se,

$$u_{sa} = S_a U_{DC} + v_M \quad (4.1.7)$$

$$u_{sb} = S_b U_{DC} + v_M \quad (4.1.8)$$

$$u_{sc} = S_c U_{DC} + v_M \quad (4.1.9)$$

odakle sledi:

$$v_M = \frac{u_{sa} + u_{sb} + u_{sc}}{3} - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} U_{DC} \quad (4.1.10)$$

Ako je sistem ulaznih napona simetričan, ispunjeno je $u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0$, pa jednakost (4.1.10) postaje:

$$v_M = -\frac{S_a + S_b + S_c}{3} U_{DC} \quad (4.1.11)$$

odakle se zamenom u (4.1.7) - (4.1.9) konačno dobijaju izrazi za vrednosti faznih napona na ulazu ispravljača:

$$u_{sa} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_{DC} \quad (4.1.12)$$

$$u_{sb} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_{DC} \quad (4.1.13)$$

$$u_{sc} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_{DC} \quad (4.1.14)$$

Podešavanjem trajanja pojedinih prekidačkih stanja pomoću PWM modulacije dobijaju se željene vrednosti napona u jednakostima (4.1.12) - (4.1.14). Sada se može napisati matematički model trofaznog sistema prikazanog na Sl. 4-4 i to u vremenskom domenu [39],

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.1.15)$$

$$C \frac{dU_{DC}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{DC}, \quad (4.1.16)$$

u fazorskom obliku

$$\underline{u}_L = R \underline{i}_L + L \frac{d\underline{i}_L}{dt} + \underline{u}_s, \quad (4.1.17)$$

u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu,

$$\begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.1.18)$$

$$C \frac{dU_{DC}}{dt} = S_\alpha i_{L\alpha} + S_\beta i_{L\beta} - i_{DC}, \quad (4.1.19)$$

i u dq koordinatnom sistemu

$$u_{Ld} = R i_{Ld} - \omega L i_{Lq} + L \frac{di_{Ld}}{dt} + u_{sd} \quad (4.1.20)$$

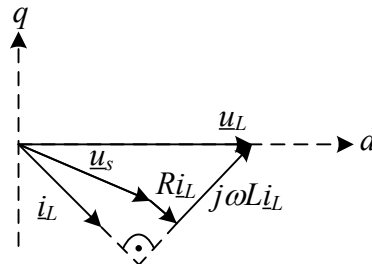
$$u_{Lq} = R i_{Lq} - \omega L i_{Ld} + L \frac{di_{Lq}}{dt} + u_{sq} \quad (4.1.21)$$

$$C \frac{dU_{DC}}{dt} = S_d i_{Ld} + S_q i_{Lq} - i_{DC} \quad (4.1.22)$$

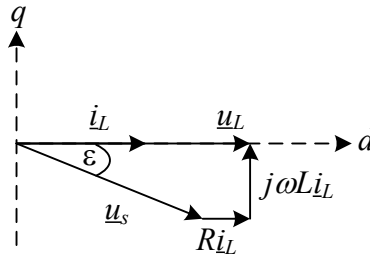
Do napona $u_{s\alpha}$ i $u_{s\beta}$ se stiže Klarkinom transformacijom, a do napona u_{sd} i u_{sq} Parkovom transformacijom napona u_{sa} , u_{sb} i u_{sc} . Fazor $\underline{u}_s$ se dobija na osnovu crteža na Sl. 4-6 i iz jednačina (4.1.12) - (4.1.14) i zavisi od prekidačkih stanja aktivnog ispravljača, a opisan je jednačinom (4.1.23).

$$\underline{u}_s = \underline{u}_{k+1} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} e^{jk\frac{\pi}{3}}, & k = 0, 1, \dots, 5 \\ 0, & k = -1, 6 \end{cases} \quad (4.1.23)$$

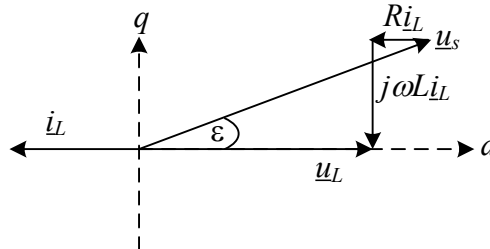
Fazorski dijagrami napona i struja sa Sl. 4-6 dati su na slikama Sl. 4-8, Sl. 4-9 i Sl. 4-10, [39].



Sl. 4-8 Opšti fazorski dijagram aktivnog ispravljača



Sl. 4-9 Ispravljački režim rada aktivnog ispravljača sa jediničnim faktorom snage



Sl. 4-10 Invertorski režim rada aktivnog ispravljača sa jediničnim faktorom snage

Napon $\underline{u}_L$ predstavlja mrežni napon i na njega se ne može uticati, dok napon $\underline{u}_s$ zavisi od prekidačkih stanja (4.1.23) i njime se može upravljati. Upravljavajući fazorom napona $\underline{u}_s$ posredno se upravlja fazorom struje $\underline{i}_L$, kao što je prikazano na slikama Sl. 4-8, Sl. 4-9 i Sl. 4-10.

4.2 Metode upravljanja aktivnim ispravljačem

U savremenoj literaturi predložene su različite strategije upravljanja aktivnim ispravljačem, ali se generalno mogu svrstati u tri osnovne [39]:

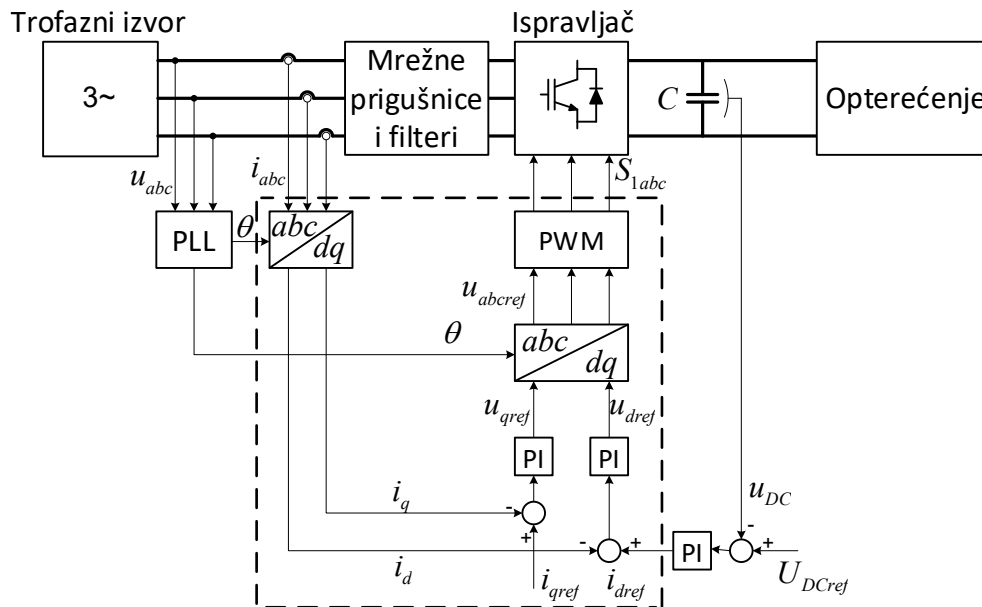
1. **Upravljanje orijetisano prema naponu (Voltage Oriented Control - VOC).** Ovaj način upravljanja ima sličnosti sa vektorskim upravljanjem kod elektromotornog pogona (*Field Oriented Control – FOC*) i deli se na:
 - Upravljanje kod koga se referentni sistem orijentiše prema fazoru mrežnog napona (VOC)
 - Upravljanje kod koga se referentni sistem orijentiše prema fazoru virtuelnog fluksa (koji kasni za fazorom mrežnog napona za 90° el, VFOC)
2. **Direktno upravljanje snagom (Direct Power Control – DPC).** Ovaj način upravljanja ima sličnosti sa direktnim upravljanjem momentum kod elektromotornog pogona (*Direct Torque Control – DTC*) i deli se na:
 - Upravljanje kod koga se referentni sistem orijentiše prema fazoru mrežnog napona (DPC)
 - Upravljanje kod koga se referentni sistem orijentiše prema fazoru virtuelnog fluksa (koji kasni za fazorom mrežnog napona za 90° el, VF-DPC)
3. **Upravljanje aktivnim ispravljačem kao virtuelnom sinhronom mašinom -** Tehnika sinhro-konvertora („synchroconverter”, *Virtual Synchronous Machine (VSM)*: *Virtual Synchronous Motor (VSM)* – PWM ispravljač i *Virtual Synchronous Generator (VSG)* – PWM inverter). Kod ovog načina upravljanja PWM energetska pretvarač (konvertor) se ponaša kao virtuelna sinhrona mašina i poseduje dinamiku sinhronne mašine [40, 41]. Ovaj algoritam upravljanja je razvijen za PWM pretvarače, bilo da se oni koriste na mrežnoj strani, ili na strani opterećenja, da bi se omogućila unifikacija integracije u „pametne“ elektro-energetske mreže.

VOC i DPC su metode koje, kao što je već rečeno, imaju sličnosti sa tehnikama upravljanja asinhronim motorima: VOC metoda je analogna vektorskom upravljanju, jer obe metode uključuju

koordinatne transformacije i regulaciju struja. Slično tome, DPC je uporediv sa direktnim upravljanjem momentom asinhronih motora, pošto nijedna metoda ne koristi rotirajući koordinatni sistem, a obe uključuju histerezisne komparatore u svojim upravljačkim strukturama. Ove upravljačke strategije mogu se dalje podeliti na strategije zasnovane na naponu (VOC, DPC) i strategije zasnovane na virtuelnom fluksu (VFOC, VF-DPC), koje se smatraju robusnijim rešenjima.

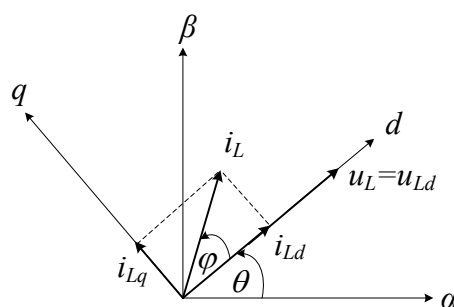
4.2.1 Upravljanje orijetisano prema naponu (*Voltage Oriented Control - VOC*)

Ono što za elektromotorni pogon predstavlja vektorsko upravljanje, to za aktivne ispravljače predstavlja VOC. Blok dijagram VOC upravljanja predstavljen je na Sl. 4-11, [42].



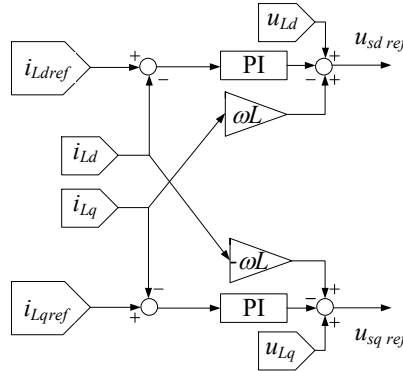
Sl. 4-11 Blok dijagram VOC upravljanja aktivnim ispravljačem

U spoljnoj petlji vrši se regulacija napona u_{DC} u jednosmernom kolu, dok se u unutrašnjoj petlji vrši regulaciju struje. Kako bi se omogućila regulacija struje i primena PI regulatora, neophodno je naizmenične signale odgovarajućom dq transformacijom prebaciti u konstantne (DC) signale. Ta transformacija prikazana je na Sl. 4-12. Referentni sistem dq rotira sa kružnom učestanošću proporcionalnom učestanosti mreže, pa fazor mrežnog napona $\underline{u}_L$ može da se postavi u d -osu, tako da njegova d komponenta bude jednaka amplitudi, a q komponenta jednaka nuli. Da bi se d osa dq referentnog sistema poklopila sa fazorom mrežnog napona, potrebno je poznavati njegov fazni stav, koji se određuje pomoću PLL sistema. Kako se sada ceo mrežni napon nalazi u d osi, d komponenta struje određuje aktivnu snagu koja se preuzima iz mreže, dok q komponenta struje određuje reaktivnu snagu. Na ovaj način postiže se razdvojeno upravljanje aktivnom i reaktivnom snagom koja se uzima iz mreže. Da bi se ostvario jedinični faktor snage, potrebno je da se fazori napona i struje poklapaju. U tom slučaju struja ima q komponentu jednaku nuli, što se zadaje kao referentna vrednost: $i_{qref} = 0$. Referentna vrednost d komponente struje dobija se kao izlaz iz regulatora napona jednosmernog kola.



Sl. 4-12 dq transformacija fazora napona i struja

Iz jednačina (4.1.20) i (4.1.21) koje opisuju objekat upravljanja, tj. elektromotorni pogon sa aktivnim ispravljačem, vidi se da su d i q ose spregnute, odnosno da struja iz q ose ima uticaj na napon u d osi i obrnuto. Upravljanje prikazano na Sl. 4-13 omogućuje direktan uticaj referentne struje na ulazni napon u odgovarajućoj osi, bez uticaja iz druge ose, što će u nastavku i biti pokazano.



Sl. 4-13 Blok dijagram strujnog regulatora

Neka su na izlazima odgovarajućih PI regulatora signali u'_{sd} i u'_{sq} . Tada važi:

$$u_{Ld} - u'_{sd} + \omega L i_{Lq} = u_{Ld} - R i_{Ld} + \omega L i_{Lq} - L \frac{di_{Ld}}{dt}, \quad (4.2.1)$$

odakle se dobija:

$$u'_{sd} = R i_{Ld} + L \frac{di_{Ld}}{dt}, \quad (4.2.2)$$

odnosno u Laplasovom domenu:

$$u'_{sd} = (R + sL) i_{Ld}. \quad (4.2.3)$$

Slično se za q osu dobija (4.2.4), čime je pokazano da je upravljanje raspregnuto i da izlaz strujnog regulatora, a samim tim i referentna struja, ima direktan uticaj na ulazni napon $\underline{u}_s$.

$$u'_{sq} = (R + sL) i_{Lq} \quad (4.2.4)$$

Sada se strujna petlja može predstaviti kao na Sl. 4-14, s tim što će kašnjenje pretvarača i povratne sprege po struji biti zanemareno ($T_d = 0$ i $T_{fb} = 0$). Funkcija prenosa PI regulatora je:

$$G_i(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s}, \quad (4.2.5)$$

gde je K_{pi} proporcionalno, a K_{ii} integralno dejstvo PI regulatora.

Kako bi velika vremenska konstanta elektromotornog pogona (L/R) bila poništena regulatorom, neophodno je da bude ispunjeno:

$$K_{ii} = \alpha_i R, \quad K_{pi} = \alpha_i L, \quad (4.2.6)$$

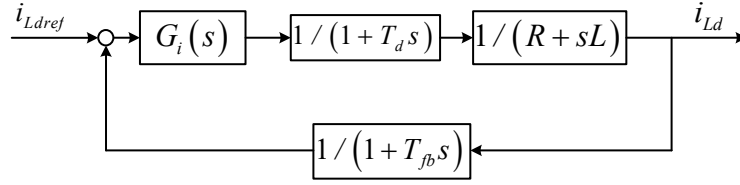
gde je α_i za sada proizvoljan koeficijent. Dakle, funkcija prenosa u otvorenoj petlji (bez povratne veze) je:

$$\frac{i_d(s)}{i_{dref}(s)} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s} \frac{1}{R + sL} \quad (4.2.7)$$

$$\frac{i_d(s)}{i_{dref}(s)} = \frac{\alpha_i(R + sL)}{s} \frac{1}{R + sL} = \frac{\alpha_i}{s}, \quad (4.2.8)$$

a sa povratnom vezom:

$$\frac{i_{Ld}(s)}{i_{Ldref}(s)} = \frac{\frac{\alpha_i}{s}}{1 + \frac{\alpha_i}{s}} = \frac{\alpha_i}{\alpha_i + s} \quad (4.2.9)$$

Sl. 4-14 Strujna petlja po d osi

Dalje važi:

$$\frac{i_{Ld}(j\omega)}{i_{Ldref}(j\omega)} = \frac{\alpha_i}{\alpha_i + j\omega} \quad (4.2.10)$$

$$\left| \frac{i_{Ld}(j\omega)}{i_{Ldref}(j\omega)} \right| = \frac{\alpha_i}{\sqrt{\alpha_i^2 + \omega^2}}, \quad (4.2.11)$$

pa se učestanost propusnog opsega (*bandwidth*) ω_{BW} može odrediti na osnovu izraza (4.2.12):

$$\left| \frac{i_{Ld}(\omega_{BW})}{i_{Ldref}(\omega_{BW})} \right| = \frac{\alpha_i}{\sqrt{\alpha_i^2 + \omega_{BW}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (4.2.12)$$

odakle se dobija:

$$\omega_{BW} = \alpha_i. \quad (4.2.13)$$

Dakle, koeficijent α_i predstavlja propusni opseg regulacione petlje po struji. Zbog toga, kako bi se prigušili harmonici u struji koji se javljaju na prekidačkoj učestanosti i njenim umnošcima, uzima se da je:

$$\alpha_i = 2\pi \frac{f_{sw}}{10}, \quad (4.2.14)$$

gde je f_{sw} prekidačka učestanost. Sličnom analizom strujne petlje po q osi dolazi se do istih parametara PI regulatora.

Da bi se formirao blok dijagram spoljne petlje koja vrši regulaciju napona u jednosmernom kolu može se smatrati da se snaga koja se uzima iz mreže troši na izlazni kondenzator i opterećenje (koje se u posmatranom slučaju smatra čisto otpornim), ukoliko se zanemari gubitak snage na filteru, što je opisano jednačinom (4.2.15),

$$\frac{3}{2} U_L i_{Ld} = i_c u_{DC} + \frac{u_{DC}^2}{R_{opt}}, \quad (4.2.15)$$

gde je U_L – amplituda faznog mrežnog napona

i_{Ld} – d komponenta mrežne struje u dq sistemu čija se d osa poklapa sa fazorom mrežnog napona

i_c – struja kondenzatora na izlaznom kraju

u_{DC} – napon jednosmernog kola sa uračunatom valovitošću (napon na kondenzatoru)

R_{opt} – otpor opterećenja na izlaznom kraju Sl. 4-11.

Kako je u_{DC} napon na kondenzatoru, to jednakost (4.2.15) postaje (4.2.16),

$$\frac{3}{2} U_L i_{Ld} = C \frac{du_{DC}}{dt} u_{DC} + \frac{u_{DC}^2}{R_{opt}}, \quad (4.2.16)$$

odnosno:

$$\frac{3}{2} U_L i_{Ld} = \frac{1}{2} C \frac{du_{DC}^2}{dt} + \frac{u_{DC}^2}{R_{opt}} \quad (4.2.17)$$

Iz jednačine (4.2.17) se vidi prednost formiranja spoljne petlje po kvadratu napona jednosmernog kola, a ne po naponu jednosmernog kola. Ipak, regulacija će biti izvršena po naponu jednosmernog kola kao složenijem slučaju koji se često javlja u praksi. Da bi se to učinilo, najpre će se izvršiti linearizacija promenljivih veličina, kako je prikazano jednačinama (4.2.18) i (4.2.19) [38],

$$i_{Ld} = I_{Ld} + \hat{i}_{Ld} \quad (4.2.18)$$

$$u_{DC} = U_{DC} + \hat{u}_{DC} \quad (4.2.19)$$

gde su I_{Ld} i U_{DC} konstantni signali, a $\hat{i}_{Ld}$ i $\hat{u}_{DC}$ vremenski promenljivi (mali) signali.

Sada jednačina (4.2.17) postaje:

$$\frac{3}{2}U_L(I_{Ld} + \hat{i}_{Ld}) = \frac{1}{2}C \frac{d(U_{DC} + \hat{u}_{DC})^2}{dt} + \frac{(U_{DC} + \hat{u}_{DC})^2}{R_{opt}} \quad (4.2.20)$$

$$\frac{3}{2}U_L(I_{Ld} + \hat{i}_{Ld}) = \frac{1}{2}C \frac{d(U_{DC}^2 + 2U_{DC}\hat{u}_{DC} + \hat{u}_{DC}^2)}{dt} + \frac{U_{DC}^2 + 2U_{DC}\hat{u}_{DC} + \hat{u}_{DC}^2}{R_{opt}} \quad (4.2.21)$$

Ako se $\hat{u}_{DC}^2$ kao kvadrat malog signala zanemari, iz jednakosti malih signala ima se:

$$\frac{3}{2}U_L\hat{i}_{Ld} = U_{DC}C \frac{d\hat{u}_{DC}}{dt} + \frac{2U_{DC}\hat{u}_{DC}}{R_{opt}}, \quad (4.2.22)$$

a u Laplasovom domenu:

$$\frac{3}{2}U_L\hat{i}_{Ld} = sU_{DC}C\hat{u}_{DC} + \frac{2U_{DC}}{R_{opt}}\hat{u}_{DC} = \frac{U_{DC}}{R_{opt}}(2 + sR_{opt}C)\hat{u}_{DC}, \quad (4.2.23)$$

pa je funkcija prenosa od i_{Ld} do napona u_{DC} jednaka (nadalje izostavlja oznaka za male signale i tretiraju se kao ukupni napon/struja):

$$\frac{u_{DC}(s)}{i_{Ld}(s)} = \frac{3U_LR_{opt}}{2U_{DC}} \frac{1}{2 + sR_{opt}C}. \quad (4.2.24)$$

Ako se funkcija prenosa PI regulatora napona u jednosmernom kolu izrazi kao:

$$G_v(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s}, \quad (4.2.25)$$

onda je funkcija prenosa od referentne do stvarne vrednosti napona bez povratne sprege:

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{3U_LR_{opt}}{2U_{DC}} \frac{1}{2 + sR_{opt}C} \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \frac{\alpha_i}{\alpha_i + s}. \quad (4.2.26)$$

Kako je vremenska konstanta jednosmernog kola veća od vremenske konstante strujne petlje, to će se odabir parametara naponskog regulatora izvršiti sa ciljem da se anulira dejstvo veće vremenske konstante kao u jednakosti (4.2.27).

$$K_{iv} = 2\alpha_v; \quad K_{pv} = \alpha_v R_{opt} C \quad (4.2.27)$$

Koristeći (4.2.26) i (4.2.27), dobija se da je funkcija prenosa od referentnog do stvarnog napona bez povratne sprege jednaka:

$$\frac{u_{DC}}{u_{DCref}} = \frac{3U_LR_{opt}}{2U_{DC}} \frac{\alpha_i\alpha_v}{s(\alpha_i + s)}, \quad (4.2.28)$$

pa je funkcija prenosa od referentne do stvarne vrednosti napona sa povratnom spregom jednaka:

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{\frac{3U_LR_{opt}}{2U_{DC}} \frac{\alpha_i\alpha_v}{s(\alpha_i + s)}}{1 + \frac{3U_LR_{opt}}{2U_{DC}} \frac{\alpha_i\alpha_v}{s(\alpha_i + s)}} = \frac{\frac{3U_LR_{opt}\alpha_i\alpha_v}{2U_{DC}}}{\frac{3U_LR_{opt}\alpha_i\alpha_v}{2U_{DC}} + \alpha_i s + s^2} \quad (4.2.29)$$

Primenom modulnog optimuma, dobija se:

$$\alpha_i^2 = 2 \frac{3U_LR_{opt}\alpha_i\alpha_v}{2U_{DC}}, \quad (4.2.30)$$

odakle je:

$$\alpha_v = \frac{\alpha_i U_{DC}}{3U_LR_{opt}}, \quad (4.2.31)$$

pa je

$$K_{iv} = \frac{2\alpha_i U_{DC}}{3U_L R_{opt}}, \quad K_{pv} = \frac{\alpha_i U_{DC} C}{3U_L}. \quad (4.2.32)$$

Konačno, iz (4.2.29) i (4.2.31), dobija se:

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{\frac{\alpha_i^2}{2}}{\frac{\alpha_i^2}{2} + \alpha_i s + s^2}. \quad (4.2.33)$$

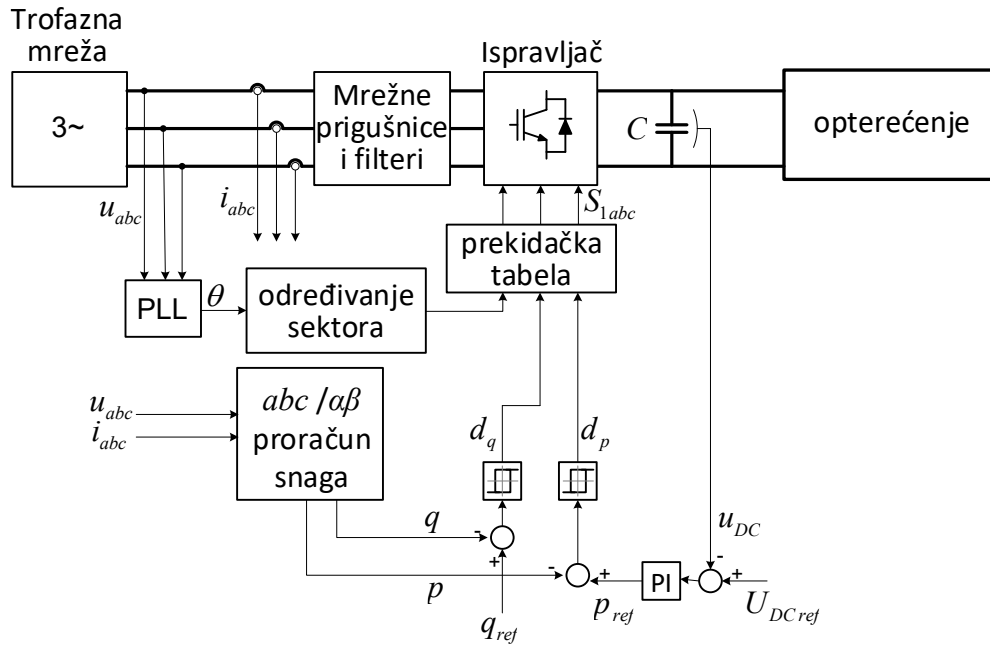
Dakle, za optimalan rad aktivnog ispravljača potrebno je parametre naponskog PI regulatora podesiti kao u jednačini (4.2.34),

$$K_{ii} = \alpha_i R, \quad K_{pi} = \alpha_i L, \quad K_{iv} = \frac{2\alpha_i U_{DC}}{3U_L R_{opt}}, \quad K_{pv} = \frac{\alpha_i U_{DC} C}{3U_L}, \quad (4.2.34)$$

gde je α_i propusni opseg strujne petlje i u [42] se preporučuje da bude ispunjen uslov dat u (4.2.14).

4.3 Direktno upravljanje snagom (*Direct Power Control – DPC*)

Ono što za elektromotorne pogone predstavlja direktno upravljanje momentom – DTC, to za aktivne ispravljače predstavlja direktno upravljanje snagom – DPC. Kod direktnog upravljanja momentom regulišu se moment i statorski fluks, dok se kod direktnog upravljanja snagom regulišu aktivna (p) i reaktivna (q) snaga. Blok dijagram DPC upravljanja prikazan je na Sl. 4-15.



Sl. 4-15 Blok dijagram DPC upravljanja

Kao što i sam naziv tehnike upravljanja kaže, kod DPC upravljanja se direktno upravlja trenutnim vrednostima snaga. Referentna reaktivna snaga se zadaje (q_{ref}), dok se referentna aktivna snaga (p_{ref}) dobija kao izlaz iz PI regulatora napona u jednosmernom kolu. Na osnovu izmerenih napona i struja mogu se proračunati aktivna i reaktivna snaga koje se uzimaju iz mreže, kao što je prikazano u jednačini (4.3.1)

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{L\alpha} & u_{L\beta} \\ u_{L\beta} & -u_{L\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix}, \quad (4.3.1)$$

gde je Klarkina transformacija izvršena sa koeficijentom transformacije 2/3. Razlike između referentnih i proračunatih vrednosti snaga, određenih na osnovu izmerenih napona i struja, dovode se

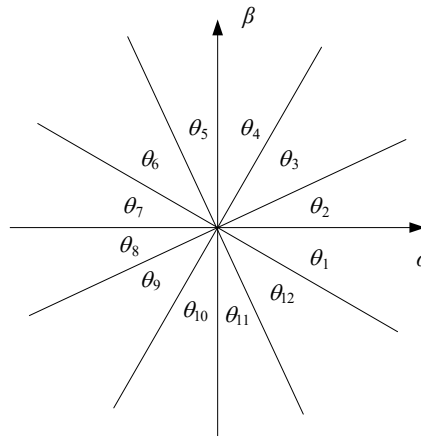
na ulaz histerezisnog komparatora. Izlaz komparatora za aktivnu snagu (d_p) dat je izrazom (4.3.2), dok je sa (4.3.3) dat izlaz iz komparatora za reaktivnu snagu (d_q),

$$d_p = \begin{cases} 1, & p_{ref} - p > H_p \\ 0, & p_{ref} - p < -H_p \end{cases}, \quad (4.3.2)$$

$$d_q = \begin{cases} 1, & q_{ref} - q > H_q \\ 0, & q_{ref} - q < -H_q \end{cases}, \quad (4.3.3)$$

gde H_p i H_q predstavljaju širinu histerezisa komparatora aktivne i reaktivne snage, respektivno.

Kako bi se odabrala odgovarajuća prekidačka stanja aktivnog ispravljača, neophodno je poznavati položaj fazora mrežnog napona. Informaciju o uglu ovog fazora (θ) obezbeđuje PLL. Kružna putanja po kojoj se kreće vrh fazora mrežnog napona može se podeliti na dvanaest sektora, kao na Sl. 4-16, što je u analitičkom obliku opisano izrazom (4.3.4).



Sl. 4-16 Podela fazorskog prostora na 12 sektora

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6}, \quad n = 1, 2, \dots, 12 \quad (4.3.4)$$

Na ovaj način se vrlo precizno upravlja snagom sistema, a greška se ograničava širinom histerezisa. Radi se sa trenutnim veličinama, pa nema složenih transformacija. Na osnovu sektora u kome se nalazi fazor mrežnog napona i izlaza komparatora, prekidačka tabela određuje koje će biti prekidačko stanje ispravljača (prekidačka stanja ispravljača prikazana su na Sl. 4-7). Postoji više prekidačkih tabela, a jedna od njih je Tab. 4-1.

Tab. 4-1 Prekidačka tabela direktnog upravljanja snagom

		SEKTOR											
d_p	d_q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	0	U_5	U_6	U_6	U_1	U_1	U_2	U_2	U_3	U_3	U_4	U_4	U_5
1	1	U_3	U_4	U_4	U_5	U_5	U_6	U_6	U_1	U_1	U_2	U_2	U_3
0	0	U_6	U_1	U_1	U_2	U_2	U_3	U_3	U_4	U_4	U_5	U_5	U_6
0	1	U_1	U_2	U_2	U_3	U_3	U_4	U_4	U_5	U_5	U_6	U_6	U_1

Dalje je neophodno pronaći optimalne vrednosti parametara PI regulatora jednosmernog napona (napona jednosmernog kola), kao jedinog regulatora. U tom cilju smatraće se da je snaga koja se uzima iz mreže jednaka snazi koja se predaje izlaznom kondenzatoru i opterećenju Sl. 4-15. Slično kao i u (4.2.17) važi:

$$p = \frac{1}{2} C \frac{du_{DC}^2}{dt} + \frac{u_{DC}^2}{R_{opt}} \quad (4.3.5)$$

Ako se izvrši linearizacija snage i napona, imaće se:

$$P + \hat{p} = \frac{1}{2} C \frac{d(U_{DC} + \hat{u}_{DC})^2}{dt} + \frac{(U_{DC} + \hat{u}_{DC})^2}{R_{opt}}, \quad (4.3.6)$$

gde je P konstantna (srednja) vrednost snage, a $\hat{p}$ vremenski promenljiva snaga (mali signal, priraštaj snage). Analogno jednakostima (4.2.20), (4.2.21) i (4.2.22), izjednačavajući male signale (priraštaje) dobija se:

$$\hat{p} = U_{DC} C \frac{d\hat{u}_{DC}}{dt} + \frac{2U_{DC}\hat{u}_{DC}}{R_{opt}}. \quad (4.3.7)$$

U Laplasovom domenu jednačina (4.3.7) postaje:

$$\hat{p} = \frac{U_{DC}}{R_{opt}} (2 + sR_{opt}C) \hat{u}_{DC}, \quad (4.3.8)$$

pa je funkcija prenosa od snage do napona u jednosmernom kolu:

$$\frac{u_{DC}(s)}{p(s)} = \frac{R_{opt}}{U_{DC}} \frac{1}{2 + sR_{opt}C}. \quad (4.3.9)$$

Ako se za funkciju prenosa PI regulatora napona u jednosmernom kolu uzme da je:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i s}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s}, \quad (4.3.10)$$

tada je funkcija prenosa od zadate do ostvarene vrednosti napona u jednosmernom kolu bez povratne veze data jednačinom (4.3.11).

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{R_{opt}}{U_{DC}} \frac{1}{2 + sR_{opt}C} \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.3.11)$$

Kako bi se anulirala vremenska konstanta u jednosmernom kolu, potrebno je da bude ispunjeno:

$$K_i = 2\alpha, \quad K_p = \alpha R_{opt} C, \quad (4.3.12)$$

gde je α za sada proizvoljna konstanta, pa je funkcija prenosa od zadate do ostvarene vrednosti napona u jednosmernom kolu data jednačinom

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{\frac{R_{opt}}{U_{DC}} \frac{\alpha}{s}}{1 + \frac{R_{opt}}{U_{DC}} \frac{\alpha}{s}} = \frac{\frac{\alpha R_{opt}}{U_{DC}}}{s + \frac{\alpha R_{opt}}{U_{DC}}} \quad (4.3.13)$$

Na osnovu analize izvedene u jednačinama (4.3.9) - (4.3.11), veličina $(\alpha R_{opt}/U_{DC})$ u jednačini predstavlja propusni opseg petlje u kojoj se vrši regulacija napona jednosmernog kola, pa se može obeležiti sa $(\alpha R_{opt}/U_{DC}) = \omega_{BW}$. Dalje je:

$$\alpha = \frac{\omega_{BW} U_{DC}}{R_{opt}}, \quad (4.3.14)$$

odakle se iz (4.3.12) - (4.3.14) dobijaju optimalne vrednosti parametara PI regulatora u jednakostima (4.3.15)

$$K_i = \frac{2\omega_{BW} U_{DC}}{R_{opt}}, \quad K_p = \omega_{BW} U_{DC} C. \quad (4.3.15)$$

Iz (4.3.13) i (4.3.14) dobija se funkcija prenosa napona u jednosmernom kolu sa povratnom vezom koja je data jednakošću (4.3.16).

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{\omega_{BW}}{s + \omega_{BW}} \quad (4.3.16)$$

4.3.1 Teorijsko poređenje VOC i DPC tehnike upravljanja

Svaka od opisanih tehnika upravljanja poseduje određene prednosti i određene nedostatke. U zavisnosti od toga šta se zahteva od aktivnog ispravljača bira se odgovarajuća tehnika upravljanja. Detaljnije poređenje ovih tehnika prikazano je u Tab. 4-2. U opštim crtama govoreći, DPC pruža bolji faktor snage, jednostavniji je i nema unutrašnju strujnu regulacionu petlju. Zbog histerezisnog komparatora konstantne širine histerezisa, prekidačka učestanost kod DPC tehnike je promenljiva, pa tamo gde je potrebna konstantna prekidačka učestanost koristi se VOC tehnika upravljanja. Promenljiva prekidačka učestanost dovodi do rasprostiranja frekvencijskog spektra mrežne struje u širem opsegu („razmazan” frekvencijski spektar mrežne struje), pa je primena *LC* i *LCL* filtera jako otežana uz visok rizik od pobuđivanja filtera rezonantnom učestanošću. To je razlog da se najčešće koristi samo *L* filter. Ovog problema kod VOC tehnike upravljanja nema, jer se u struji nalaze harmonici čija je učestanost celobrojni umnožak prekidačke učestanosti, pa je moguća primena *LC* i *LCL* filtera u svrhu smanjenja *THD_I* faktora struje koja se uzima iz mreže [38].

Tab. 4-2 Tabela poređenja VOC i DPC tehnike upravljanja [39]

Tehnika	Prednosti	Nedostaci
VOC	- Fiksna prekidačka učestanost - Mogu se koristiti napredne PWM tehnike modulacije - Mogu se koristiti jednostavni A/D konvertori	- Faktor snage je manji nego kod DPC tehnike upravljanja - Zahtevaju se složeniji algoritmi upravljanja i obrtne transformacije
DPC	- Dobre dinamičke karakteristike - Nema unutrašnjih regulacionih strujnih struktura - Nema obrtnih transformacija - Raspregnuto upravljanje aktivnom i reaktivnom snagom	- Promenljiva prekidačka učestanost - Zahtevaju se brzi procesori, A/D konvertori i veća frekvencija odabiranja

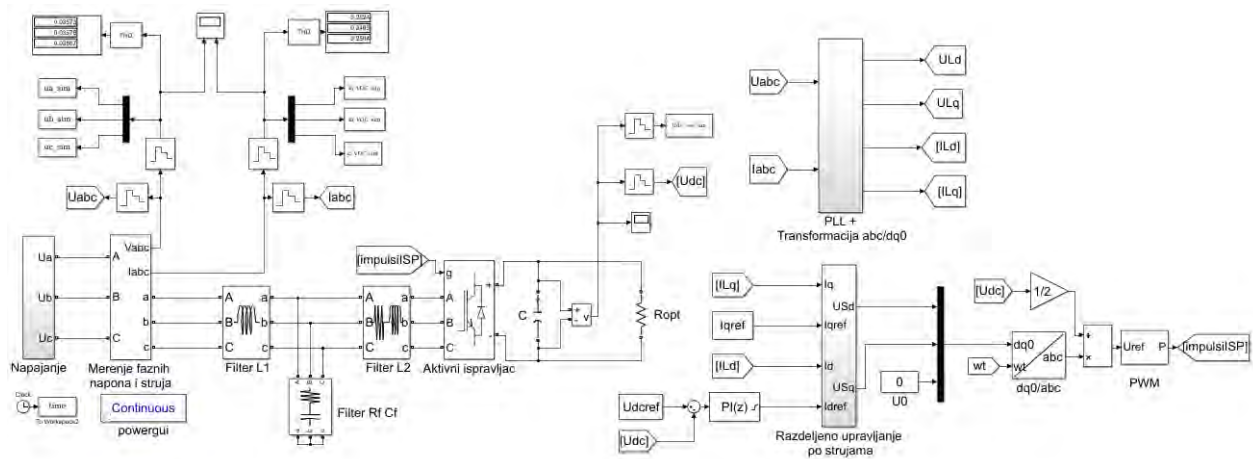
4.4 Simulacija VOC i DPC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem

Simulacije VOC i DPC tehnika upravljanja na modelu aktivnog ispravljača izvršene su u *Matlab Simulink*-u. Ovde će biti prikazani modeli sa korišćenim brojnim vrednostima, kao i rezultati simulacija.

4.4.1 Simulacija VOC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem [38]

Na Sl. 4-17 prikazan je simulacioni blok dijagram VOC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem.

U slučaju primene VOC tehnike upravljanja koristi se *LCL* filter koji ima ulogu da visokofrekventne harmonike struje, koje generiše aktivni ispravljač, oslabi i time smanji *THD* struje koja se uzima iz mreže. Pored *LCL* filtera koriste se i *L* i *LC* filteri, ali je *LCL* najzastupljeniji u praksi, jer je za isti efekat smanjenja *THD* faktora struje potreban manji filter sa manjim vrednostima induktivnosti u odnosu na ostala dva tipa. Parametri ovog filtera, kao i kapacitivnost u jednosmernom kolu i prekidačka učestanost preuzeti su sa konkretnog aktivnog ispravljača iz Laboratorije za elektromotorne pogone Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu. Aktivna otpornost opterećenja odabrana je tako da se na njoj troši nominalna snaga koja za konkretan ispravljač iznosi $P_n=16\text{kW}$. Svi parametri korišćeni u simulaciji prikazani su u Tab. 4-3.



Sl. 4-17 Simulacioni blok dijagram VOC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem

Tab. 4-3 Vrednosti parametara korišćenih u simulaciji VOC tehnike upravljanja

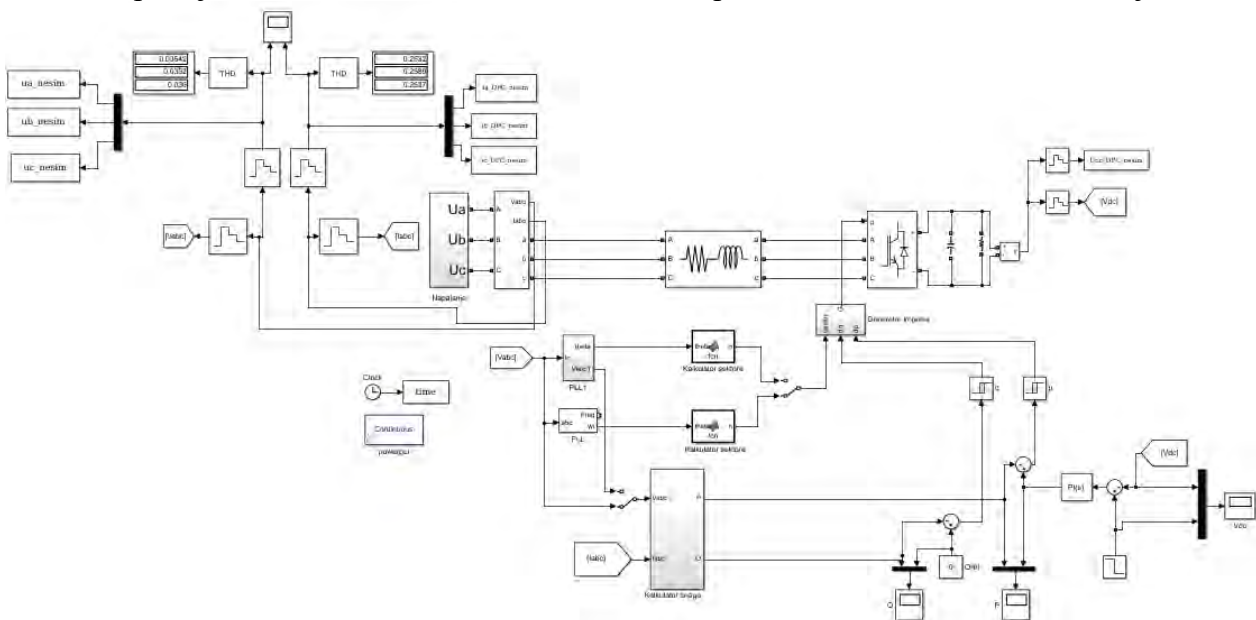
Oznaka	Vrednost	Opis
U	230 V	Efektivna vrednost mrežnog faznog napona
R	0,005 Ω	Otpornost na strani ispravljača
L_2	0,84 mH	Induktivnost na strani ispravljača
L_1	0,001 mH	Induktivnost na strani mreže
$L = L_1 + L_2$	0,841 mH	Ukupna induktivnost između mreže i ispravljača
C_f	9 μ F	Kapacitivnost filtera
R_f	1,1 Ω	Aktivna otpornost filtera redno vezana sa kondenzatorom
f_{sw}	4 kHz	Prekidačka učestanost aktivnog ispravljača
U_{DCref}	660 V	Referentna vrednost napona jednosmernog kola
C	0,71 mF	Kapacitivnost kondenzatora u jednosmernom kolu
R_{opt}	$\frac{U_{DCref}^2}{16000} = 27,225\Omega$	Otpornost aktivnog opterećenja
I_{qref}	0	Referentna vrednost q komponente struje
T_{oda}	$1 / (2 f_{sw})$	Period odabiranja sa kojim radi simulacija
T_{crt}	10^{-6} s	Period odabiranja za crtanje grafika
α_i	$2\pi f_{sw} / 10$	Propusni opseg strujne regulacione petlje prema jednačini (4.2.14)
K_{pi}	$\alpha_i L$	Proporcionalno pojačanje PI regulatora struje prema (4.2.6)
K_{ii}	$\alpha_i R$	Integralno pojačanje PI regulatora struje prema (4.2.6)
K_{pv}	$\frac{\alpha_i U_{DCref} C}{3U\sqrt{2}}$	Proporcionalno pojačanje PI regulatora napona prema (4.2.32)
K_{iv}	$\frac{2\alpha_i U_{DCref}}{3U\sqrt{2}R_{opt}}$	Integralno pojačanje PI regulatora napona prema (4.2.32)

U bloku „PLL + transformacija $abc/dq0$ ” vrši se transformacija faznih veličina u dq rotirajući referentni sistem. Za realizaciju ove transformacije neophodno je poznavanje ugla fazora mrežnog napona. Ovaj ugao se najpouzdanije određuje primenom PLL strukture, jer ona, čak i u slučaju izobličenih mrežnih napona, detektuje ugao samo osnovnog harmonika. Na taj način povećava se

stabilnost rada kompletnog sistema upravljanja i obezbeđuje pravilna orijentacija rotirajućeg referentnog sistema. U bloku „Razdvojeno upravljanje po strujama” nalazi se struktura prikazana na Sl. 4-13, koja predstavlja regulator d i q komponente struje. Ova struktura omogućava nezavisno (raspregnuto) upravljanje aktivnom i reaktivnom komponentom struje, čime se postiže precizna kontrola toka aktivne i reaktivne snage između mreže i aktivnog ispravljača.

4.4.2 Simulacija DPC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem [38]

Na Sl. 4-18 prikazan je simulacioni blok dijagram DPC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem, dok su u Tab. 4-4 date vrednosti parametara korišćenih u simulaciji.



Sl. 4-18 Simulacioni blok dijagram DPC tehnike upravljanja trofaznim aktivnim ispravljačem

U DPC tehnici upravljanja ne postoji složena transformacija u rotacioni dq sistem. U bloku za proračun snage najpre se vrši transformacija u $\alpha\beta$ sistem (Klarkina transformacija), a potom se aktivna i reaktivna snaga računaju prema izrazu (4.4.1):

$$p = i_{L\alpha} u_{L\alpha} + i_{L\beta} u_{L\beta}, \quad q = i_{L\beta} u_{L\alpha} - i_{L\alpha} u_{L\beta} \quad (4.4.1)$$

Ugao fazora mrežnog napona dobija se iz PLL bloka, nakon čega se određuje sektor kome taj ugao pripada primenom jednakosti (4.3.4). Na osnovu identifikovanog sektora i izlaza komparatora određuje se prekidačko stanje invertora, u skladu sa pravilima prikazanim u Tab. 4-1.

Tab. 4-4 Vrednosti parametara korišćenih u simulaciji DPC tehnike upravljanja

Oznaka	Vrednost	Opis
U	230 V	Efektivna vrednost mrežnog faznog napona
R	0,005 Ω	Otpornost na strani ispravljača
L	0,84 mH	Induktivnost između ispravljača i mreže
U_{DCref}	660 V	Referentna vrednost napona jednosmernog kola
C	0,71 mF	Kapacitivnost kondenzatora u jednosmernom kolu
R_{opt}	$\frac{U_{DCref}^2}{16000} = 27,225\Omega$	Otpornost aktivnog opterećenja
Q_{qref}	0	Referentna vrednost q komponente struje
T_{oda}	25 μs	Period odabiranja sa kojim radi simulacija
T_{crt}	1 μs	Period odabiranja za crtanje grafika

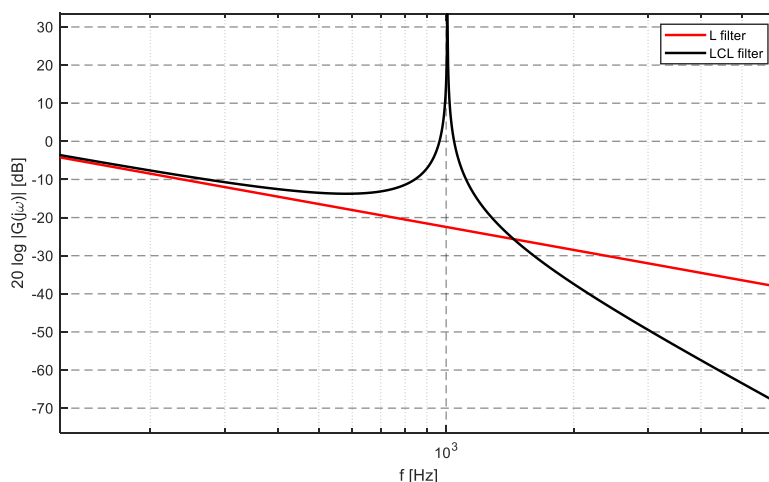
Oznaka	Vrednost	Opis
ω_{BW}	1000 rad/s	Propusni opseg regulacione petlje napona u jednosmernom kolu
K_p	$\omega_{BW} \cdot U_{DC} \cdot C$	Proporcionalno pojačanje PI regulatora napona u jednosmernom kolu prema (4.3.15)
K_i	$\frac{2\omega_{BW} U_{DCref}}{R_{opt}}$	Integralno pojačanje PI regulatora napona u jednosmernom kolu prema (4.3.15)
$H_p = H_q$	1 VA	Širina histerezisa u komparatoru aktivne i reaktivne snage, respektivno

4.4.3 Dimenzionisanje *LCL* filtera

Ovo poglavlje posvećeno je dimenzionisanju *LCL* filtera, iako su u simulacijama korišćeni parametri jednog realnog ispravljača i njegovog filtera. Ovako dimenzionisan filter daje znatno manje izobličenje mrežne struje, kao što će se videti iz rezultata simulacija.

Usled velike prekidačke učestanosti aktivnog ispravljača, u struji se javljaju viši harmonici. Kod VOC tehnike upravljanja u pitanju su harmonici čija je učestanost celobrojni umnožak prekidačke (odnosno mrežne) učestanosti, dok je kod DPC tehnike upravljanja frekvencijski spektar struje „razmazan”, tj. prisutni su harmonici u širem opsegu frekvencija. Dakle, ispravljač postaje izvor viših harmonika struje koji ne smeju dospeti u mrežu, zbog čega se između mreže i ispravljača vezuje filter sa ciljem da se ovi harmonici priguše.

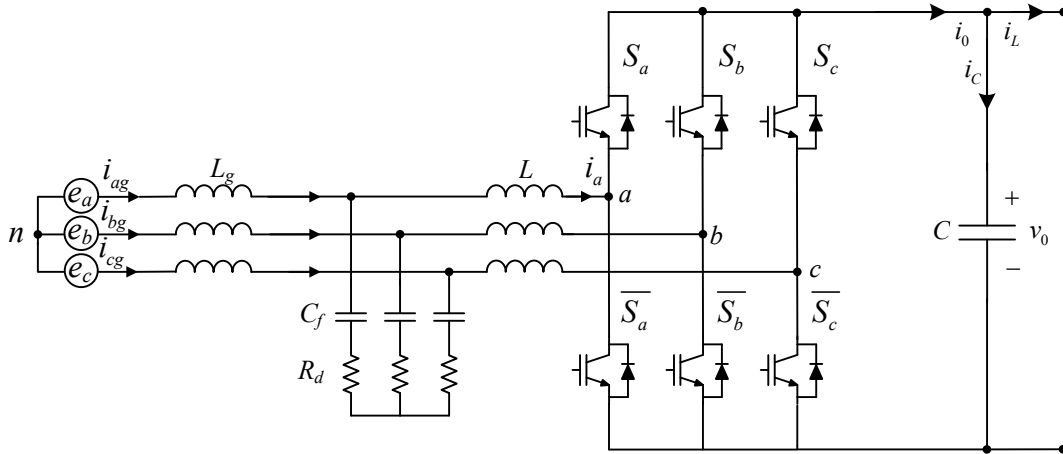
Kod VOC tehnike upravljanja mogu se primenjivati *L* ili *LCL* filteri, pri čemu je češća primena *LCL* filtera, jer su za isto prigušenje potrebne manje vrednosti induktivnosti, što znači i nižu cenu u odnosu na *L* filter. Ovo se jasno vidi sa Sl. 4-19, gde su za niže frekvencije karakteristike *L* i *LCL* filtera praktično iste, pa se upravljanje odvija kao da je u pitanju *L* filter. Za više frekvencije, međutim, *LCL* filter pokazuje znatno veće prigušenje u odnosu na *L* filter. Sa Sl. 4-19 uočava se i pojava rezonancije kod *LCL* filtera, o čemu će biti reči u nastavku. Upravo zbog ove pojave primena *LCL* filtera kod DPC tehnike upravljanja je otežana, jer postoji realna mogućnost da filter bude pobuđen rezonantnom učestanošću iz „razmazanog” frekvencijskog spektra struje. Zbog toga je kod DPC tehnike upravljanja primenjen *L* filter. U nastavku će biti razmatran *LCL* filter, prikazan na Sl. 4-20, kao složeniji slučaj, i to u okviru VOC tehnike upravljanja.



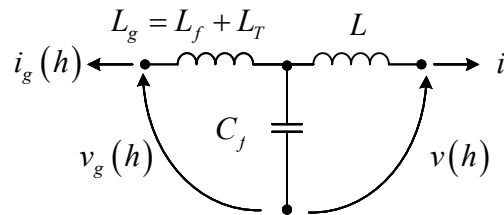
Sl. 4-19 Logaritamske amplitudsko-frekvencijske karakteristike *L* i *LCL* filtera [43]

Na Sl. 4-21 prikazana je jedna faza *LCL* filtera. Na njoj je smer struje od ispravljača ka mreži, pošto je, kao što je već navedeno, ispravljač izvor viših harmonika struje, gde: C_f predstavlja kapacitivnost kondenzatora u *LCL* filteru, L_g je induktivnost koja obuhvata induktivnost filtera između kondenzatora i mreže, ali i induktivnost transformatora i same mreže na koju je filter priključen, L je induktivnost filtera između kondenzatora i ispravljača. Oznake $i(h)$ i $v(h)$ predstavljaju struju i fazni napon na ulazu u ispravljač, dok su $i_g(h)$ i $v_g(h)$ mrežna struja i mrežni napon. Oznaka h

označava red harmonika. Za ovakav sistem moguće je napisati više funkcija prenosa, ali će se u nastavku izvesti izraz samo za odnos $i(s) / v(s)$ kako bi se pokazala potencijalna nestabilnost sistema, koja se može uočiti upravo iz ove funkcije prenosa.



Sl. 4-20 Trofazni aktivni ispravljač sa LCL filterom [44]



Sl. 4-21 Jedna faza LCL filtera [44]

Najpre će se pretpostaviti da u mrežnom naponu nema harmonika visoke frekvencije, pa će dalja analiza biti sprovedena za uslov $v_g(h) = 0$, gde je h red harmonika na koje filter ima dominantan uticaj. Tada je impedansa, posmatrana od ulaza u ispravljač ka mreži, data izrazom (4.4.2).

$$\frac{v(s)}{i(s)} = sL + \frac{sL_g \frac{1}{sC_f}}{sL_g + \frac{1}{sC_f}} = sL + \frac{sL_g}{s^2 L_g C_f + 1} = \frac{s(L + L_g) + s^3 L_g L C_f}{s^2 L_g C_f + 1} \quad (4.4.2)$$

Uvođenjem smene: $z_{LC}^2 = \frac{1}{L_g C_f}$; $\omega_{rez}^2 = \frac{L_g + L}{L_g L C_f}$, dobija se izraz (4.4.3).

$$\frac{v(s)}{i(s)} = \frac{sL \left(\frac{L + L_g}{L_g L C_f} + s^2 \right)}{\frac{1}{L_g C_f} + s^2} = \frac{sL (\omega_{rez}^2 + s^2)}{z_{LC}^2 + s^2}. \quad (4.4.3)$$

U frekvencijskom domenu jednakost (4.4.3) postaje (4.4.4)

$$\frac{v(j\omega)}{i(j\omega)} = \frac{j\omega L (\omega_{rez}^2 - \omega^2)}{z_{LC}^2 - \omega^2}. \quad (4.4.4)$$

Iz jednakosti (4.4.4) se vidi da za učestanost $\omega = \omega_{rez}$ ekvivalentna impedansa prema mreži postaje nula, pa će struja (teoretski) biti beskonačna, a učestanost

$$\omega_{rez} = \sqrt{\frac{L_g + L}{L_g L C_f}}$$

predstavlja rezonantnu učestanost. Konačno, funkcija prenosa $i(s) / v(s)$ data je izrazom (4.4.5).

$$\frac{i(s)}{v(s)} = \frac{z_{LC}^2 + s^2}{sL(\omega_{rez}^2 + s^2)} \quad (4.4.5)$$

U funkciji prenosa zatvorene povratne sprege postojeće polovi na imaginarnoj osi, što znači da će sistem biti na granici stabilnosti. Pokazuje se da će otpornik R_d vezan redno sa kondenzatorom C_f učiniti sistem stabilnim, što se vidi iz jednakosti (4.4.6) [44].

$$\frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{sL} \frac{z_{LC}^2 + R_d C_f z_{LC}^2 s + s^2}{\omega_{rez}^2 + R_d C_f \omega_{rez}^2 s + s^2} \quad (4.4.6)$$

Prilikom dimenzionisanja LCL filtera potrebno je obratiti pažnju na sledeća ograničenja [44]:

- kapacitivnost kondenzatora ograničena je zahtevom da ne dođe do značajnog smanjenja faktora snage. Preporučuje se da snaga kondenzatora bude manja od 5% nazivne snage ispravljača.
- pad napona na ukupnoj induktivnosti ($L_g + L$) treba da bude između 5% i 20% nominalnog napona za osnovnu učestanost [43].
- rezonantna učestanost treba da bude između desetostruke mrežne učestanosti i polovine prekidačke učestanosti, kako bi se sprečila pojava rezonancije i omogućilo odgovarajuće prigušenje viših harmonika.
- otpornik za prigušenje treba izabrati tako da ublaži oscilacije nastale usled nestabilnosti sistema, ali da pritom gubici na njemu ne budu preveliki.

Dimenzionisanje LCL filtera predstavlja relativno složen proces i može se sprovesti na više načina, najčešće iterativno. Jedan od mogućih postupaka dimenzionisanja je sledeći:

1) Izbor induktivnosti prigušnice na strani ispravljača (L):

Induktivnost L određuje talasnost (valovitost) struje na strani ispravljača. Ako se pretpostavi da je talasnost komponente struje na prekidačkoj učestanosti (4000 Hz) jednaka 25% nominalne vrednosti, na prekidačkoj učestanosti kondenzator se može smatrati kratkim spojem, pa je izraz za talasnost struje pri PWM modulaciji dat jednačinom (4.4.7):

$$\frac{\Delta I}{I_{nm}} = \frac{U_{DC}}{8L f_{sw} I_{nm}}, \quad (4.4.7)$$

gde je I_{nm} amplituda nominalne struje čija efektivna vrednost iznosi 26 A. Iz (4.4.7) se dobija maksimalna vrednost induktivnosti prigušnice na strani ispravljača pomoću izraza (4.4.8)

$$L = \frac{U_{DC}}{8 f_{sw} I_{nm} \frac{\Delta I}{I_{nm}}} = \frac{660V}{8 \cdot 4000Hz \cdot 26A \cdot \sqrt{2} \cdot 0,25} = 2,2mH \quad (4.4.8)$$

Ako se uzme da je $L=2$ mH, valovitost struje će biti oko 25%.

2) Izbor kapacitivnosti filtera (C_f)

Već je u ograničenjima naglašeno da snaga kondenzatora mora biti manja od 5% nominalne snage što je predstavljeno izrazom (4.4.9):

$$C_f \omega U_n^2 \leq 0,05 P_n. \quad (4.4.9)$$

Odavde sledi (4.4.10)

$$C_f \leq \frac{0,05 P_n}{\omega U_n^2} = \frac{0,05 \cdot 16000W}{2\pi \cdot 50 \frac{rad}{s} \cdot (400V)^2} = 15,9\mu F \quad (4.4.10)$$

gde je $U_n=400$ V, nominalan linijski napon mreže. Simulacija pokazuje da je ova vrednost velika, pošto izaziva primetnu promenu faktora snage. Vršeci dalje provere u simulaciji ispostavlja se da kapacitivnost od 9 μF ne utiče bitno na faktor snage, pa je zbog toga usvojeno $C_f=9$ μF .

3) Izbor induktivnosti prigušnice na strani mreže (L_g)

Prigušnica L_g ima ulogu da smanji talasnost (valovitost) struje na strani mreže, odnosno da dodatno priguši visokofrekventne harmonike koji bi inače mogli dospeti u mrežu. Za početnu pretpostavku usvojiće se da je induktivnost na strani mreže jednaka induktivnosti na strani ispravljača, jer takav izbor često dovodi do povoljnog kompromisa između prigušenja i cene, pa je LCL filter u tom slučaju

ekonomičniji i jednostavniji za realizaciju. Dakle, uzima se: $L_g \approx L$. Sa Sl. 4-21 može se uočiti da se na posmatranoj frekvenciji (dominantno u okolini prekidačke učestanosti) sistem može predstaviti strujnim razdelnikom, pa se odnos struja dobija primenom strujnog razdelnika, prema izrazu (4.4.11).

$$\frac{i_g(s)}{i(s)} = \frac{\frac{1}{sC_f}}{\frac{1}{sC_f} + sL_g} = \frac{1}{1 + s^2 L_g C_f}. \quad (4.4.11)$$

Amplitudsko-frekvencijska karakteristika je:

$$\left| \frac{i_g(j\omega)}{i(j\omega)} \right| = \left| \frac{1}{1 - \omega^2 L_g C_f} \right| \approx \frac{1}{\omega^2 L_g C_f}, \quad (4.4.12)$$

a prigušenje komponente struje na prekidačkoj učestanosti iznosi:

$$\left| \frac{i_g(j2\pi \cdot 4000)}{i(j2\pi \cdot 4000)} \right| \approx \frac{1}{(j2\pi \cdot 4000)^2 \cdot 2\text{mH} \cdot 9\mu\text{F}} = 0,088, \quad (4.4.13)$$

pa će valovitost komponente mrežne struje na prekidačkoj učestanosti biti $0,25 \cdot 0,088 = 2,2\%$, što je prihvatljiva vrednost. Zbog ograničenja 2) potrebno je proceniti ukupan pad napona na prigušnicama L_g i L . On iznosi:

$$0,05U_{fn} = 11,5\text{V} < 2\pi 50(L_g + L)I_n = 33\text{V} < 0,2U_{fn} = 0,2 \cdot 230\text{V} = 46\text{V}, \quad (4.4.14)$$

pa se uzima da je $L_g = 2\text{ mH}$.

4) Provera ograničenja 3):

Rezonantna učestanost iznosi:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L}{L_g L C_f}} = 1678\text{Hz} \quad (4.4.15)$$

što zadovoljava ograničenje 3) dato izrazom (4.4.15).

$$10f_n < f_{rez} < \frac{f_{SW}}{2} \quad (4.4.16)$$

5) Izbor otpornosti otpornika R_f

U [44] se predlaže da se izabere trećina impedanse kondenzatora na rezonantnoj učestanosti koja iznosi:

$$\frac{1}{2\pi f_{rez} C_f} = 10,54\Omega, \quad (4.4.17)$$

pa se usvaja $R_f = 3\Omega$. Gubici koji se imaju na ovom otporniku su dobijeni iz simulacije i iznose oko 60 W, što je $60/16000 = 0,4\%$ nominalne snage, a to je prihvatljiva vrednost. Dakle, parametri projektovanog LCL filtera su: $L_g = 2\text{ mH}$, $C_f = 9\mu\text{F}$ i $R_f = 3\Omega$.

4.5 Rezultati simulacija VOC i DPC upravljanja aktivnim ispravljačem sa idealnim i realnim naponom mreže snimljenim u laboratoriji

U ovom poglavlju su prikazani rezultati simulacije VOC i DPC tehnike upravljanja u dva slučaja: pri idealnom mrežnom naponu i pri realnom mrežnom naponu snimljenom u laboratoriji. Prikazana je valovitost napona jednosmernog kola ΔU_{DC} definisana kao količnik maksimalne vrednosti naizmenične komponente napona i srednje vrednosti od 660 V, efektivne vrednosti faznih struja (I_a , I_b , I_c), kao i THD_I struje i THD_V napona.

Srednja vrednost napona jednosmernog kola je određena polazeći od trofaznog diodnog mosta koji je neupravljiv, pa je njegov izlazni napon konstantan i iznosi:

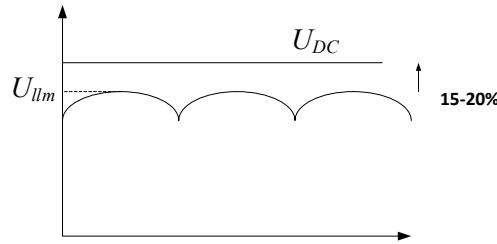
$$V_{sr} = \frac{3V_{llm}}{\pi} = 0,995V_{llm} \quad (4.5.1)$$

gde je V_{llm} amplituda linijskog napona na ulazu u ispravljač. Iz jednačine (4.5.1) se vidi da je vrednost jednosmernog napona na izlazu iz diodnog ispravljača bliska amplitudi linijskog napona. Zbog toga je neophodno da zadata vrednost napona U_{DCref} bude veća od amplitude linijskog napona, kako aktivni ispravljač ne bi prešao u režim rada diodnog ispravljača, kao što je prikazano na Sl. 4-22, $U_{DC} > U_{llm}$. Međutim, ukoliko se koristi sinusna PWM modulacija, tada se fazni napon moduliše pomoću polovine napona jednosmernog kola, pa važi:

$$\frac{U_{DC}}{2} > \sqrt{2}U_f \Rightarrow U_{DC} > 2\sqrt{2}U_f, \quad (4.5.2)$$

gde je U_f efektivna vrednost faznog napona. Napon jednosmernog kola konkretnog ispravljača koji je korišćen u simulacijama iznosi 600 V. U simulacijama je, kao najjednostavnija, korišćena PWM sinusna modulacija i mrežni napon efektivne vrednosti faznog napona 230 V. U skladu sa tim i prema (4.5.2), dobija se:

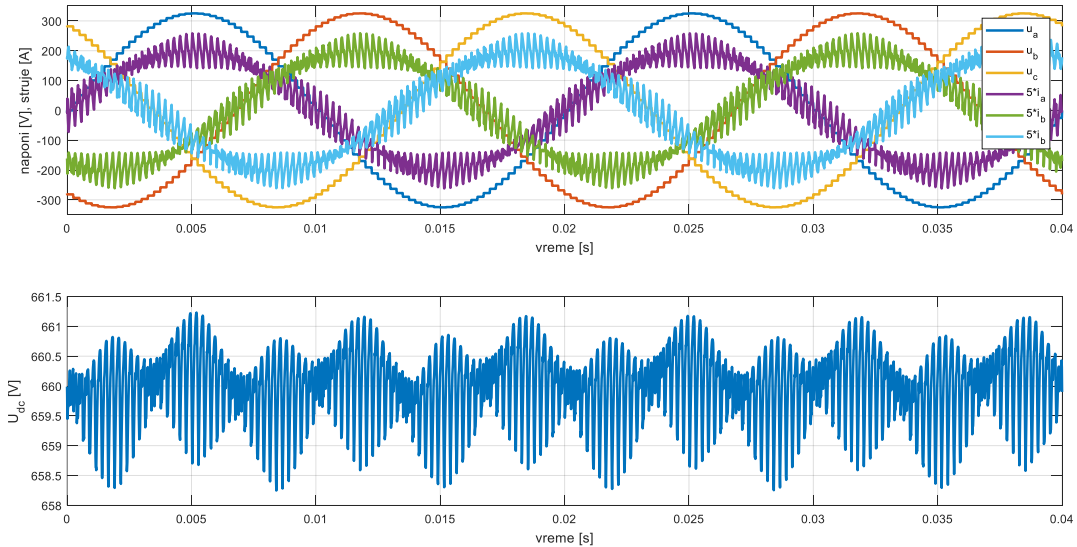
$$U_{DCref} > 2\sqrt{2} \cdot 230V = 650V, \quad (4.5.3)$$



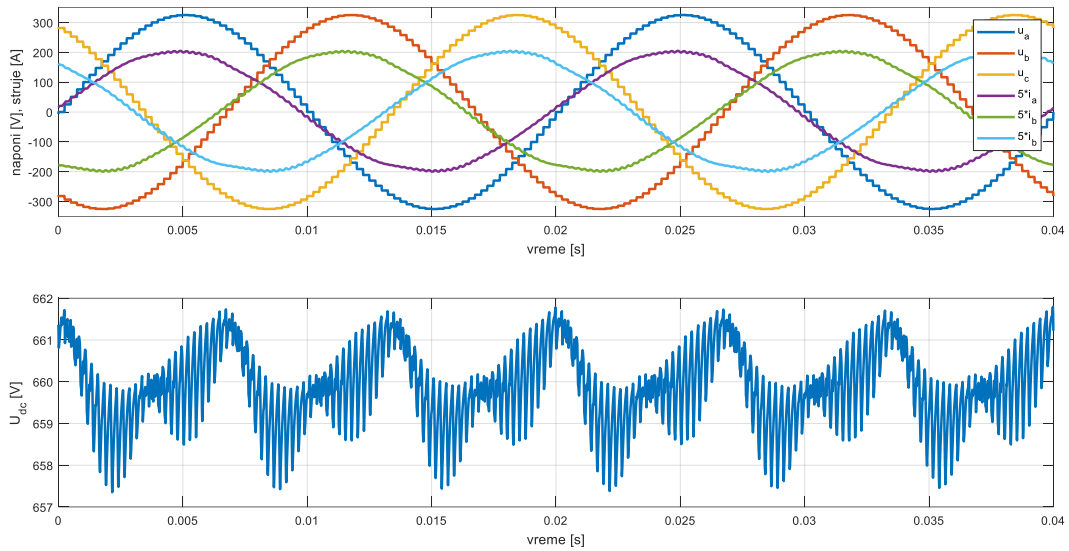
Sl. 4-22 Uslov za izlazni napon aktivnog ispravljača U_{DCref}

pa će se u simulaciji koristiti $U_{DCref}=660$ V.

Na Sl. 4-23 i Sl. 4-24 prikazani su rezultati simulacija sa primenjenim VOC upravljanjem aktivnim ispravljačem pri idealnom mrežnom naponu i sa različitim vrednostima parametara LCL filtera: u prvom slučaju su korišćeni parametri realnog LCL filtera koji se koristi u laboratoriji, a u drugom parametri dobijeni proračunom prikazanim u prethodnom poglavlju.



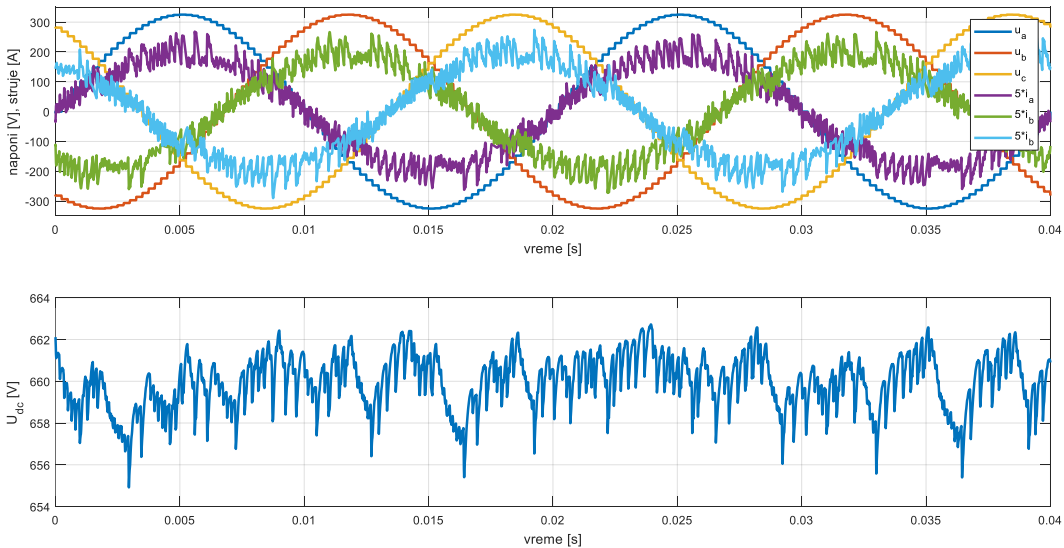
Sl. 4-23 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji VOC tehnike upravljanja pri idealnom mrežnom naponu i sa LCL filterom iz Tab. 4-3: $\Delta U_{DC} = 0,09\%$; $I_a = I_b = I_c = 29A$; $THD_I = 19\%$; $THD_V = 0\%$



Sl. 4-24 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji VOC tehnike upravljanja pri idealnom mrežnom naponu i sa LCL filterom dimenzionisanim u poglavlju 4.4.3:

$$\Delta U_{DC} = 0,14\%; I_a = I_b = I_c = 28A; THD_I = 2,5\%; THD_V = 0\%$$

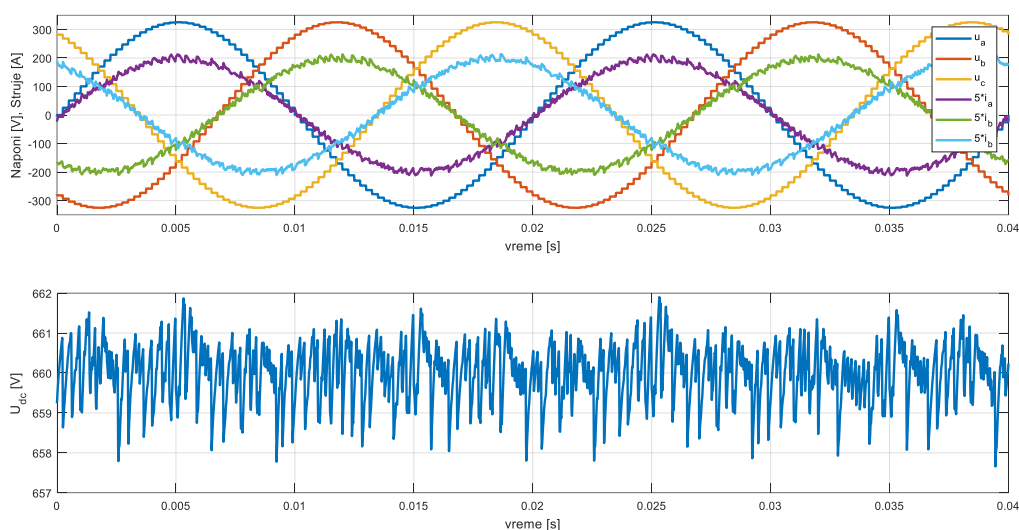
Na Sl. 4-25 i Sl. 4-26 prikazani su rezultati simulacija sa primenjenim DPC upravljanjem aktivnim ispravljačem pri idealnom mrežnom naponu i sa različitim vrednostima parametara LCL filtera: u prvom slučaju su korišćeni parametri realnog LCL filtera koji se koristi u laboratoriji, a u drugom parametri dobijeni proračunom prikazanom u prethodnom poglavlju.



Sl. 4-25 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji DPC tehnike upravljanja pri idealnom mrežnom naponu i sa LCL filterom iz Tab. 4-3: $\Delta U_{DC} = 0,2\%; I_a = I_b = I_c = 29A; THD_I = 19\%; THD_V = 0\%$

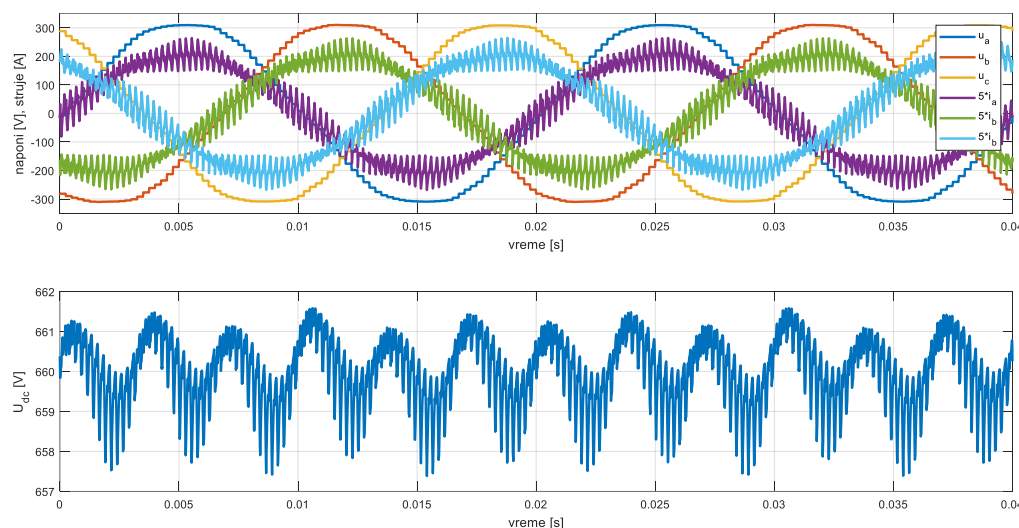
Iz prikazanih rezultata simulacija može se zaključiti da se dobijaju vrlo slični rezultati za obe tehnike upravljanja aktivnim ispravljačem. Da bi se za DPC upravljanje dobili bolji rezultati za THD_I u slučaju LCL filtera proračunatog u poglavlju 1.4.3, potrebno je primeniti histerezisne komparatore sa promenljivom širinom histerezisa, kako bi se obezbedila konstantna prekidačka učestanost.

Na Sl. 1-27 i Sl. 1-28 prikazani su rezultati simulacija sa primenjenim VOC upravljanjem aktivnim ispravljačem pri realnom mrežnom naponu snimljenom u laboratoriji i sa različitim vrednostima parametara LCL filtera: u prvom slučaju su korišćeni parametri realnog LCL filtera koji se koristi u laboratoriji, a u drugom parametri dobijeni proračunom prikazanom u prethodnom poglavlju.

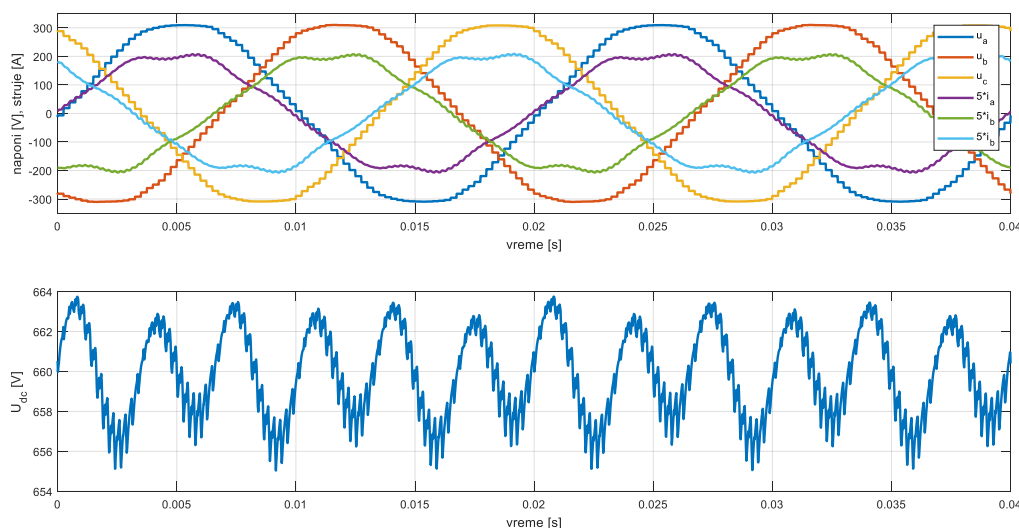


Sl. 4-26 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji DPC tehnike upravljanja pri idealnom mrežnom naponu i sa LCL filterom dimenzionisanim u poglavlju 4.4.3:

$$\Delta U_{DC} = 0,1\%; I_a = I_b = I_c = 28A; THD_I = 5\%; THD_V = 0\%$$



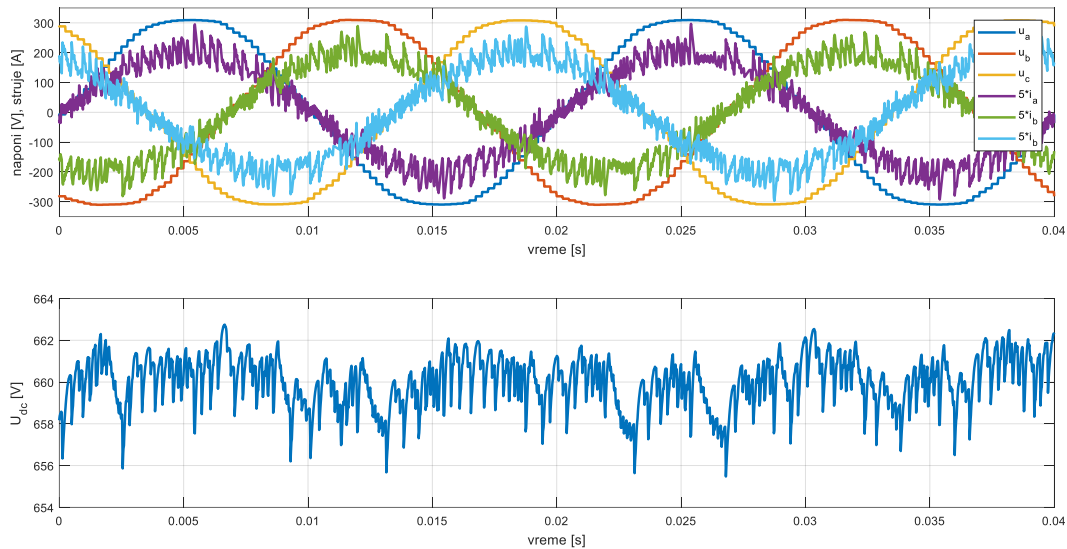
Sl. 4-27 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji VOC tehnike upravljanja pri realnom mrežnom naponu i sa LCL filterom iz Tab. 4-3: $\Delta U_{DC} = 0,13\%$; $I_a = I_b = I_c = 29,6A$; $THD_I = 19\%$; $THD_V = 3\%$



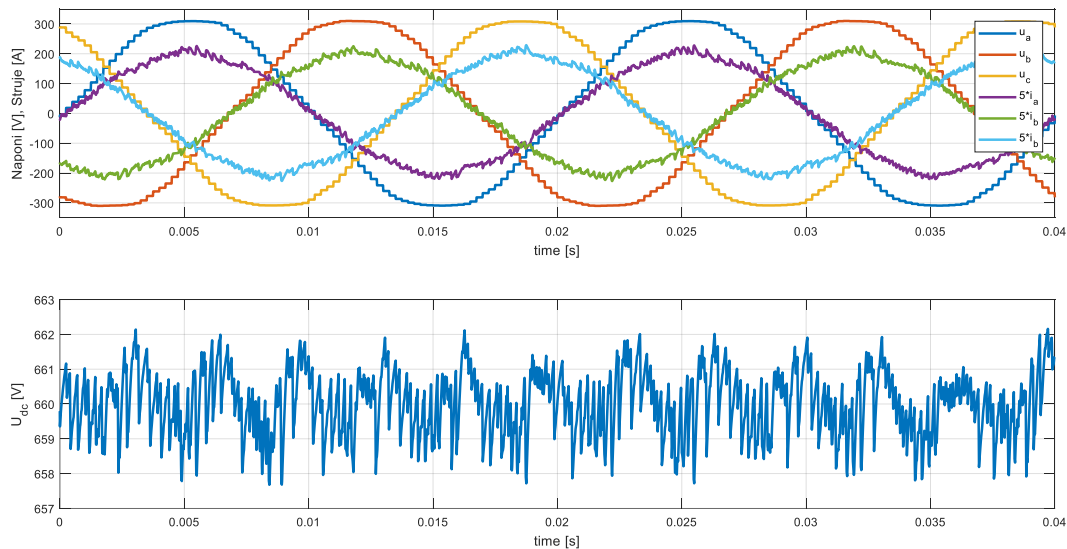
Sl. 4-28 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji VOC tehnike upravljanja pri realnom mrežnom naponu i sa LCL filterom dimenzionisanim u poglavlju 4.4.3:

$$\Delta U_{DC} = 0,33\%; I_a = I_b = I_c = 29A; THD_I = 6\%; THD_V = 3\%$$

Na Sl. 1-29 i Sl. 1-30 prikazani su rezultati simulacija sa primenjenim DPC upravljanjem aktivnim ispravljačem pri realnom mrežnom naponu snimljenom u laboratoriji i sa različitim vrednostima parametara LCL filtera: u prvom slučaju su korišćeni parametri realnog LCL filtera koji se koristi u laboratoriji, a u drugom parametri dobijeni proračunom prikazanim u prethodnom poglavlju.



Sl. 4-29 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji DPC tehnike upravljanja pri realnom mrežnom naponu i sa LCL filterom iz Tab. 4-3: $\Delta U_{DC} = 0,18\%$; $I_a = I_b = I_c = 29A$; $THD_I = 19\%$; $THD_V = 3\%$



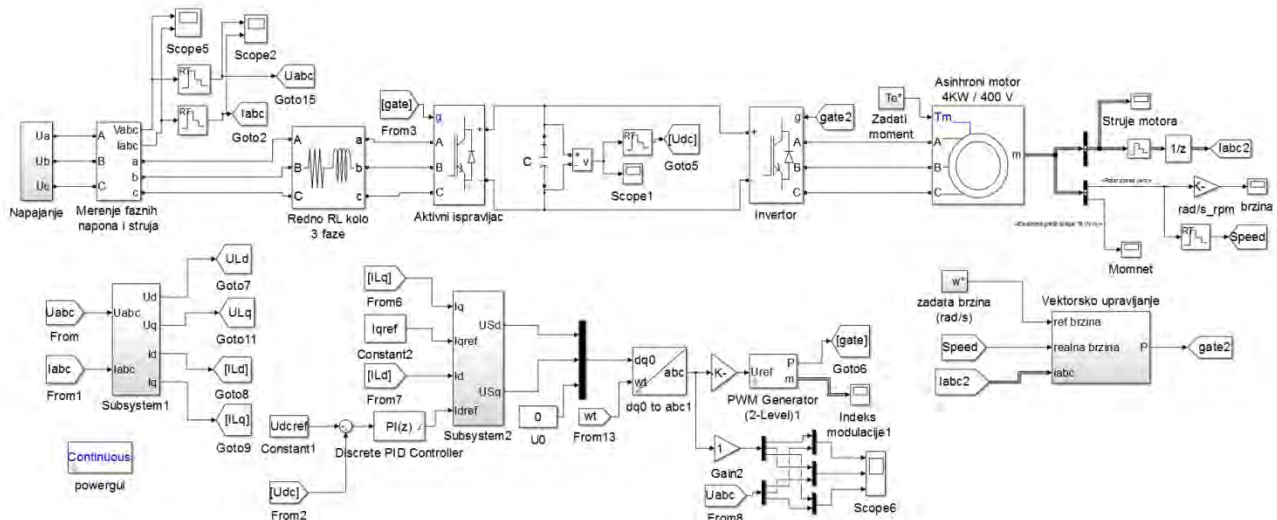
Sl. 4-30 Fazni naponi i struje i napon jednosmernog kola u simulaciji DPC tehnike upravljanja pri realnom mrežnom naponu i sa LCL filterom dimenzionisanim u poglavlju 4.4.3: $\Delta U_{DC} = 0,14\%$; $I_a = I_b = I_c = 29A$; $THD_I = 6\%$; $THD_V = 3\%$

Iz prikazanih rezultata simulacija, jasno se može zaključiti da izobličenje mrežnog napona, iako je u granicama dozvoljenim propisima, značajno utiče na izobličenje mrežne struje. Kao i u slučaju napajanja idealnim mrežnim naponom i u ovom slučaju zaključak je isti: dobijaju se približno isti rezultati za obe tehnike upravljanja, a rezultati su bolji u slučaju primene LCL filtera projektovanog prema proceduri prikazanoj u poglavlju 4.4.3, nego u slučaju primene parametara realnog filtera koji se koristi u laboratoriji sa industrijskim aktivnim ispravljačem.

4.6 Rezultati simulacija na modelu i eksperimentalnih merenja za elektromotorni pogon sa aktivnim ispravljačem i VOC upravljanjem

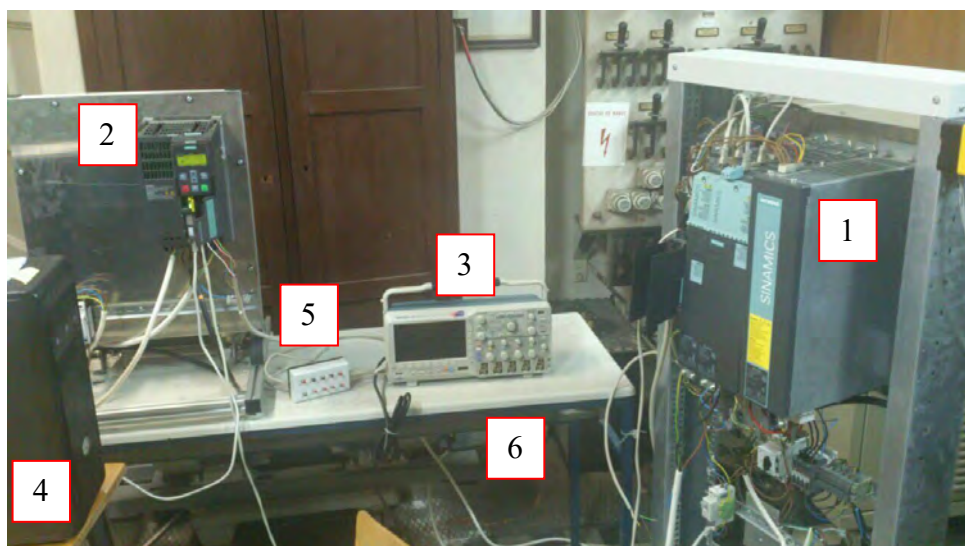
Na Sl. 4-31 prikazan je simulacioni model u *Matlab Simulink*-u eksperimentalne postavke u Laboratoriji za elektromotorne pogone Elektrotehničkog fakulteta Univerziteta u Beogradu [45]. Ova postavka predstavlja industrijski elektromotorni pogon koji se sastoji od industrijskih uređaja:

- elektromotorni pogon koji je predmet analize čine: vektorski upravljani asinhroni motor koji se napaja iz industrijskog frekventnog pretvarača, čiji je ispravljački deo aktivni ispravljač sa odgovarajućim *LCL* filterom,
- opterećenje predstavlja drugi asinhroni motor koji se takođe napaja iz industrijskog frekventnog pretvarača sa trofaznim diodnim ispravljačem, vektorski je upravljani i može da radi u motornom ili generatorskom režimu rada, kada koristi otpornik za kočenje u jednosmernom međukolu. Na taj način se obezbeđuje generatorski ili motorni režim rada pogona koji je predmet dalje analize (Sl. 1-32), [18]. Aktivni ispravljač koji je sastavni deo analiziranog pogona, u datim režimima radi u invertorskom, odnosno ispravljačkom režimu rada, respektivno. Dva asinhrona motora su kruto mehanički spregnuta. Parametri analiziranog sistema prikazani su u Tab. 1-5, [17].

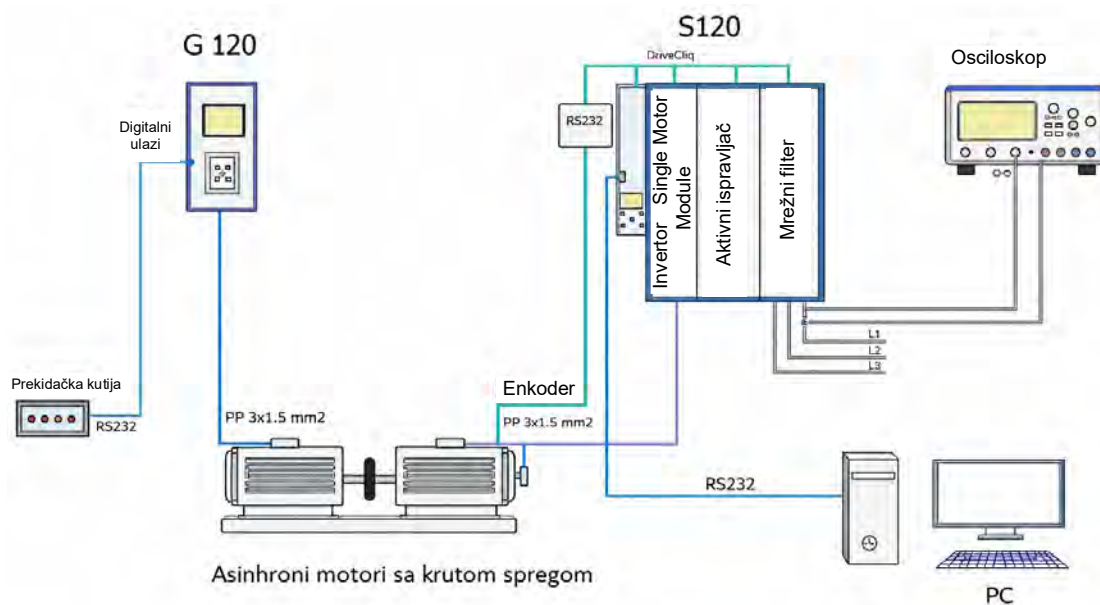


Sl. 4-31 Simulacioni model analiziranog elektromotornog pogona realizovan u *Matlab Simulink*-u

Mrežni napon, prikazan na Sl. 4-33, sadrži harmonijska izobličenja izazvana nelinearnim potrošačima kao što su monofazna kompjuterska napajanja i fluorescentno osvetljenje u zgradi fakulteta. Usled odstupanja realnog napona od idealnog sinusoidalnog oblika javljaju se viši harmonici u mrežnoj struji. Najizraženiji su peti i sedmi harmonik. Osim struje, analizirano je i ponašanje ostalih karakterističnih veličina u pogonu u zavisnosti od izobličenja napona. Takođe, posmatrana su i dva režima rada motora: u praznom hodu i sa opterećenjem. Na Sl. 4-34 prikazana je struja napajanja pogona pri idealnom i merenom naponu u praznom hodu motora, a na Sl. 4-35 talasni oblik idealnog mrežnog napona i odgovarajuće mrežne struje dobijene simulacijom na modelu, u motornom režimu rada elektromotornog pogona [45]. Na Sl. 4-36 prikazani su talasni oblici mrežnog napona i struje dobijeni merenjem u laboratoriji i talasni oblik struje dobijen simulacijom na modelu, u istim uslovima napajanja pogona (vrednost napona snimljena merenjem u laboratoriji) u motornom režimu rada elektromotornog pogona. Rezultati simulacija na modelu potvrđuju zadovoljavajuću vernost modela korišćenog u simulaciji eksperimentalne postavke u laboratoriji [22].



a) 1-Frekventni pretvarač sa aktivnim ispravljačem (SINAMICS S120 Booksize Power Units), 2- Frekventni pretvarač sa diodnim ispravljačem (SINAMICS G120)
3- Osciloskop Tektronix, 4- PC (upravljanje S120), 5-Kutija sa prekidačima povezanim na digitalne ulaze G120, 6 – kruto spregnuti asinhroni motori



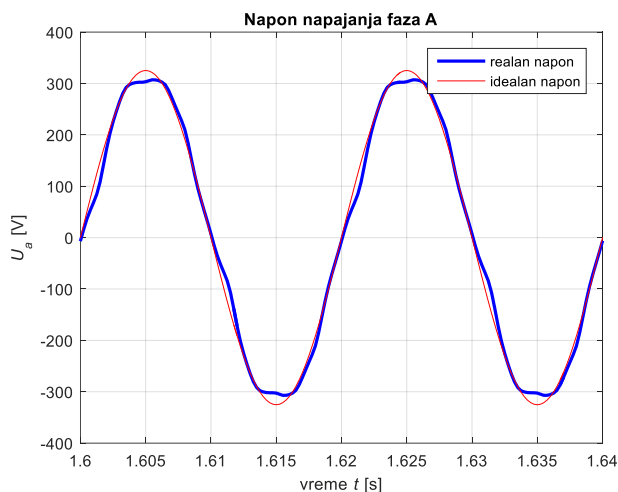
b) blok dijagram

Sl. 4-32 Eksperimentalna postavka: a) fotografija i b) blok dijagram sa vezama između delova laboratorijske postavke

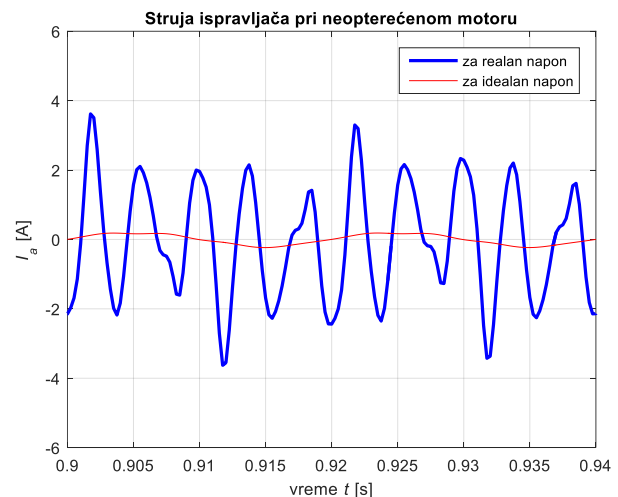
Tab. 4-5 Parametri analiziranog sistema

Otpornost između napojne mreže i aktivnog ispravljača	R [mΩ]	5
Induktivnost između napojne mreže i aktivnog ispravljača	L [mH]	0,86
Kapacitivnost spreznog kondenzatora u jednosmernom međukolu	C [μF]	2000
Koeficijent proporcionalnog dejstva PI regulatora DC napona	K_{pu}	0,09
Koficijent integralnog dejstva PI regulatora DC napona	K_{iu}	25
Koeficijent proporcionalnog dejstva PI regulatora struja	K_{pi}	1

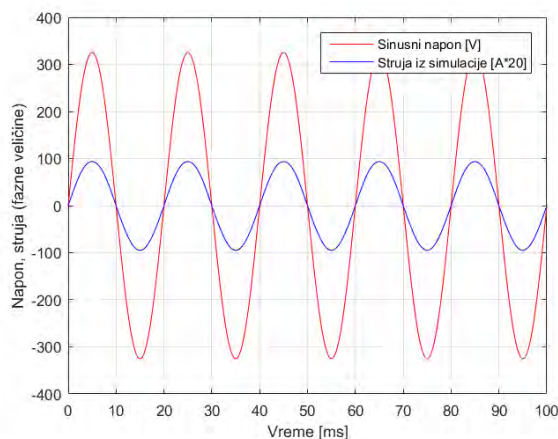
Koficijent integralnog dejstva PI regulatora struja	K_{ii}	400
Nominalna snaga motora	P_n [kW]	4
Nominalni međufazni napon	U_n [V]	400
Frekvencija	f [Hz]	50
Otpornost statora motora	R [Ω]	1,02876
Induktivnost rasipanja u namotaju statora	L_{ls} [mH]	9,52903
Međusobna induktivnost namotaja	L_m [mH]	180,25806
Inercija rotora	J [kg*m ²]	0,0131196
Koeficijent trenja	k_{tr} [N*s]	0,002985
Broj pari polova	p	2
Nominalni fluks	Ψ_n [Wb]	0,721774



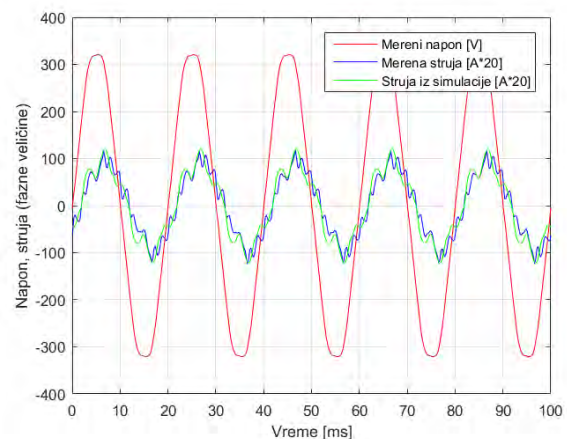
Sl. 4-33 Mereni i idealni sinusni napon napajanja pogona ($THD_U=3,623\%$)



Sl. 4-34 Struja napajanja pogona pri idealnom i merenom naponu u praznom hodu motora ($THD_I=37,216\%$)



Sl. 4-35 Talasni oblik idealnog mrežnog napona i odgovarajuće mrežne struje dobijene simulacijom na modelu u motornom režimu rada elektromotornog pogona

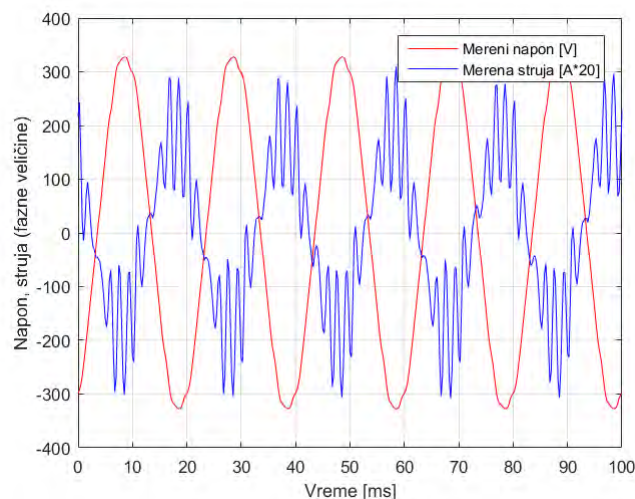


Sl. 4-36 Talasni oblici mrežnog napona i struje (merenje) i talasni oblik struje (simulacija), u istim uslovima napajanja pogona u motornom režimu rada ($P=1886$ W, $Q=445,6$ var, $S=2382$ VA, $TPF=0,792$, $\cos\varphi=0,973$, $THD_I=17,579\%$, $THD_U=2,645\%$)

Najbitnija prednost aktivnog ispravljača u odnosu na diodni ispravljač, pored manjeg izobličenja mrežne struje je rad sa negativnom aktivnom snagom, odnosno rekuperacija energije. Talasni oblici mrežnog napona i struje pri radu sa negativnom aktivnom snagom su prikazani na Sl. 4-37. U ovom režimu, aktivnu snagu generiše motor koji radi u režimu rekuperativnog kočenja. Energija se invertorom konvertuje i snabdeva jednosmerno međukolo pretvarača i injektuje u napojnu

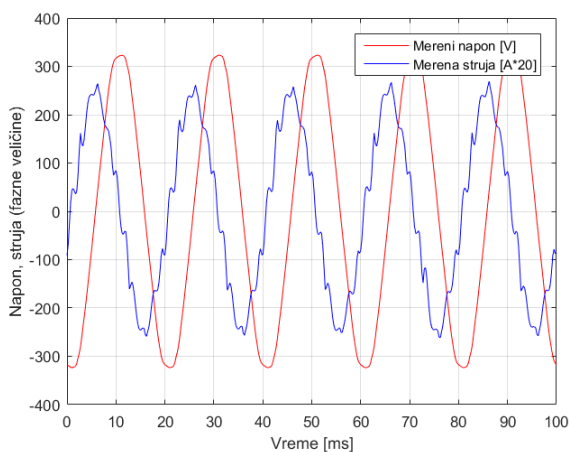
mrežu. Gubici snage u pretvaraču nadoknađuju se iz generisane snage motora, što rezultuje nešto manjom snagom koja se vraća u mrežu, od one koju motor zaista proizvodi u generatorskom režimu rada [22].

Pored svoje osnovne uloge – napajanja potrošača energijom ili vraćanja (rekuperacije) aktivne snage nazad u mrežu – pretvarač sa aktivnim ispravljačem omogućava i rad sa proizvoljnim faktorom snage u opsegu od -1 do 1 . To znači da sistem može da upravlja i reaktivnom snagom, odnosno da preuzima ili predaje reaktivnu komponentu, čime doprinosi kompenzaciji reaktivne snage drugih potrošača priključenih na iste mrežne sabirnice. Da bi ovakav režim rada bio moguć, neophodno je da pogon bude adekvatno dimenzionisan, odnosno da postoji dovoljna strujna rezerva za ostvarivanje željene razmene reaktivne snage. U cilju ilustracije ove mogućnosti, na Sl. 4-38 i Sl. 4-39 [22] prikazani su talasni oblici mrežnog napona i struje u slučajevima kada pogon razmenjuje pozitivnu (induktivnu) i negativnu (kapacitivnu) reaktivnu snagu sa mrežom. Važno je istaći da reaktivna snaga nije uslov za rad pogona, te se u standardnom režimu rada najčešće podešava na nultu vrednost, čime se obezbeđuje rad sa jediničnim faktorom snage.

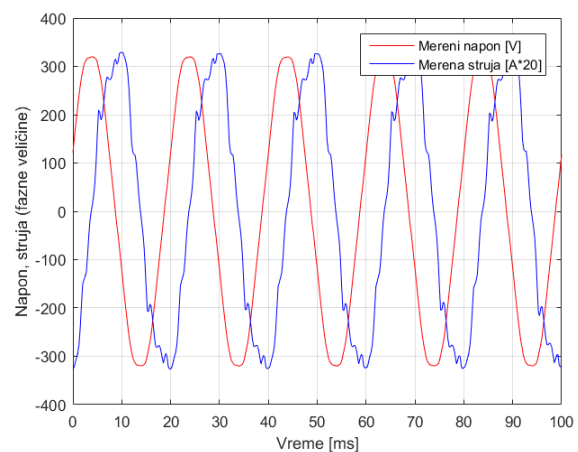


Sl. 4-37: Talasni oblici mrežnog napona i struje na ulazu u pretvarač pretvarač radi sa negativnom aktivnom snagom

($P=-4465$ W, $Q=444$ var, $S=5139$ VA, $TPF=-0,869$, $\cos\varphi=-0,995$, $THD_I=47,033\%$, $THD_U=2,231\%$)



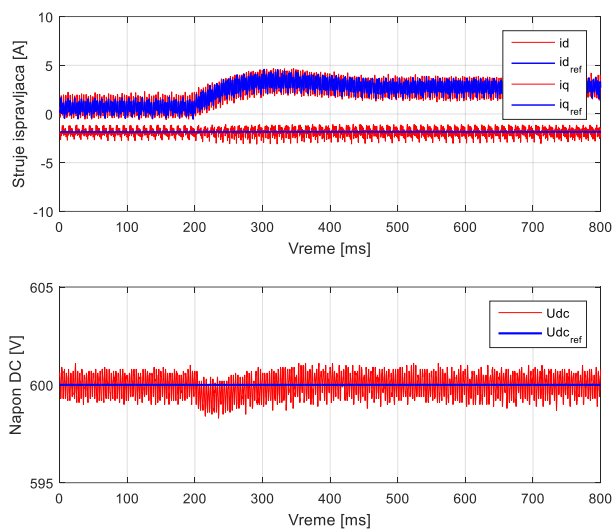
Sl. 4-38 Talasni oblici mrežnog napona i struje na ulazu u pretvarač - pretvarač radi sa nultom aktivnom i negativnom reaktivnom snagom (kapacitivno opterećenje, $THD_I=10,567\%$, $THD_U=2,316\%$)



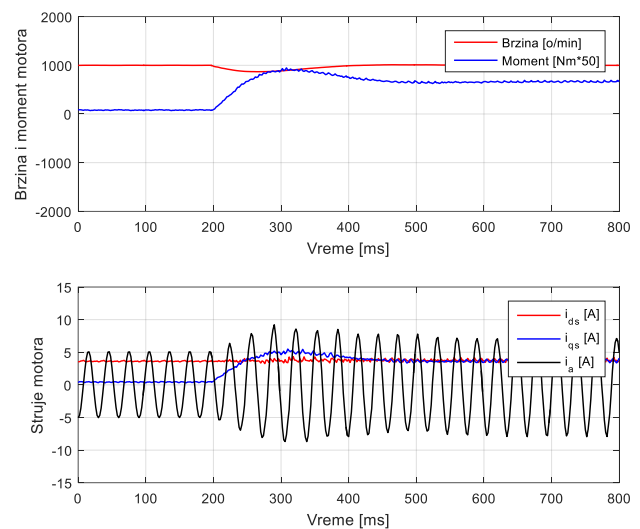
Sl. 4-39 Talasni oblici mrežnog napona i struje na ulazu u pretvarač - pretvarač radi sa nultom aktivnom i pozitivnom reaktivnom snagom (induktivno opterećenje, $THD_I=10,319\%$, $THD_U=2,101\%$)

Najčešći razlog prelaska aktivnog ispravljača iz jednog režima rada u drugi jeste promena radnog režima pogona, kao posledica promene opterećenja. Kada se, pri konstantnoj brzini, poveća opterećenje na vratilu motora, dolazi do porasta snage koja se preuzima iz mreže, dok reaktivna snaga na ulazu pretvarača ostaje nepromenjena. Ovakvo ponašanje prikazano je na Sl. 4-40 i Sl. 4-41, gde

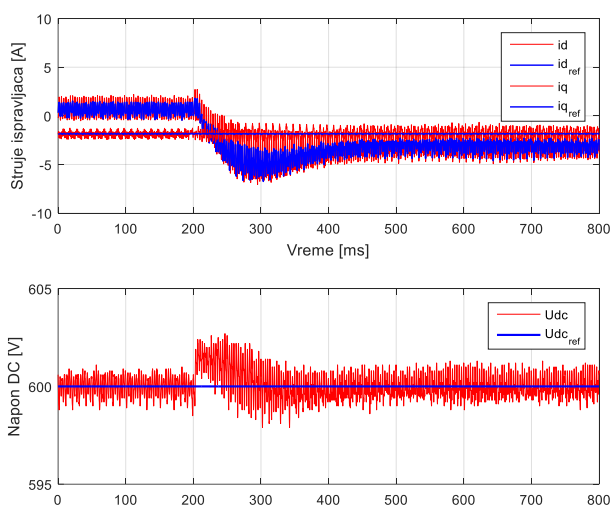
su dati karakteristični talasni oblici i veličine sa strane ispravljača i invertora, kao i odzivi brzine i momenta pogona [22] snimljeni u laboratoriji na eksperimentalnoj postavci sa Sl. 4-32. Sa dijagrama se uočava da povećanje opterećenja uzrokuje porast aktivne komponente mrežne struje ispravljača, dok reaktivna komponenta zadržava istu vrednost. Parametri regulatora struje motora u okviru vektorskog upravljanja podešavaju se nezavisno od parametara regulatora struje ispravljača, čime se omogućava razdvojeno upravljanje tokovima snage na naizmeničnoj i jednosmernoj strani pogona. Na Sl. 4-42 i Sl. 4-43 prikazani su rezultati eksperimenta pri kome promena momenta opterećenja dovodi do prelaska pogona u generatorski režim rada. U tom režimu energija se vraća u jednosmerno međukolo, a zatim se pomoću aktivnog ispravljača predaje nazad u mrežu. Tokom ovog prelaznog procesa reaktivna komponenta struje ispravljača ostaje praktično neizmenjena, dok aktivna komponenta menja znak i postaje negativna, čime se ostvaruje rad sa negativnom aktivnom snagom, odnosno rekuperacija energije u mrežu [22].



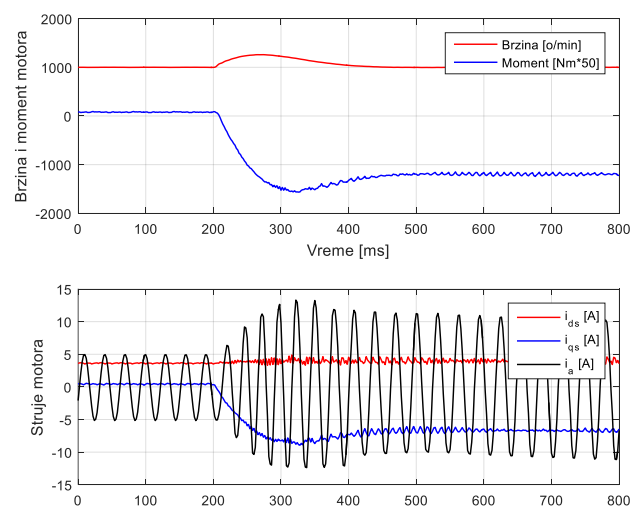
Sl. 4-40 Vremenski dijagrami veličina ispravljača pri naglom povećanju opterećenja (motorni režim): komponente struja u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu i napon jednosmernog međukola



Sl. 4-41 Vremenski dijagrami veličina pogona pri naglom povećanju opterećenja (motorni režim): brzina i moment motora, komponente struja u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu i fazna struja motora



Sl. 4-42 Vremenski dijagrami veličina ispravljača pri nagloj promeni opterećenja (generatorski režim): referentne i ostavarene komponente struja u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu i referentni i ostvareni napon u jednosmernom međukolu



Sl. 4-43 Vremenski dijagrami veličina pogona i invertora pri nagloj promeni opterećenja (generatorski režim): brzina i moment motora, komponente struja u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu i fazna struja motora

Performanse aktivnog ispravljača mogu se značajno pogoršati usled neuravnoteženih i/ili izobličenih napona napajanja [36, 47]. Većina postojećih upravljačkih algoritama ima poteškoća da

u takvim uslovima obezbedi sinusoidalne talasne oblike struja, sa različitim stepenom uspešnosti. Međutim, predložene su različite metode za rešavanje ovog problema, koje se oslanjaju na direktno upravljanje strujom ili direktno upravljanje snagom [36] kao i, u skorije vreme, na razvoj upravljačkih algoritama zasnovanih na prediktivnom upravljanju na osnovu modela (MPC). Pored toga, u radu [48] ispitivan je i rad aktivnog ispravljača sa VOC upravljanjem uz odgovarajući dizajn energetskog filtera i digitalnog filtera u upravljačkom delu pretvarača, sa ciljem da se ulazna struja ispravljača što više približi sinusnom obliku, nezavisno od nivoa izobličenja ulaznog napona, ali u okviru granica definisanih standardima. Ovo ispitivanje je sprovedeno simulacijama na modelu aktivnog ispravljača sa VOC upravljanjem [49].

A. *Izabrani tipovi digitalnih filtera koji su korišćeni i analizirani u simulaciji [48, 49].*

U simulaciji su korišćeni FIR filteri projektovani optimalnom metodom. FIR filteri su izabrani jer je kod njih faza linearna, odnosno grupno kašnjenje konstantno.

Projektovana su dva filtera:

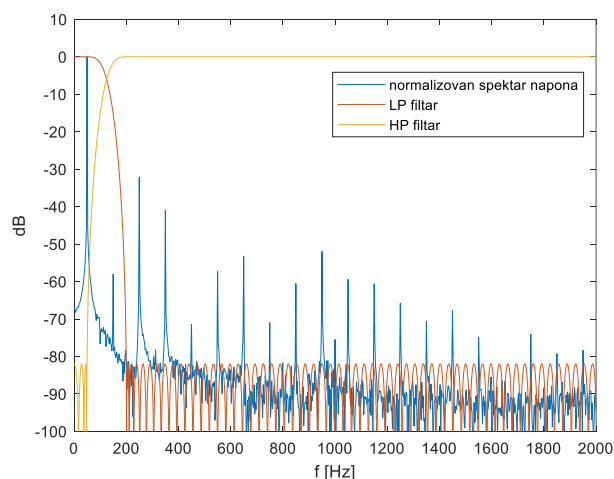
- Filter propusnik niskih frekvencija LP (*Low-Pass*), projektovan tako da je granica propusnog opsega filtera 50 Hz, granica nepropusnog opsega filtera 200 Hz a maksimalno dozvoljeno odstupanje od idealne karakteristike u propusnom i nepropusnom opsegu postavljeno je na 0,0001, što odgovara slabljenju od 80 dB u nepropusnom opsegu Sl. 4-44.
- Filter propusnik visokih frekvencija HP (*High-Pass*), projektovan kao filter komplementaran prethodno projektovanom LP filteru, što znači da je granica nepropusnog opsega filtera 50 Hz, granica propusnog opsega filtera 200 Hz a maksimalna dozvoljena odstupanja od idealne karakteristike su ista kao za LP filter Sl. 4-44.

Oba filtera su istog reda. U simulacionom modelu koji je analiziran, za diskretni deo sistema je predviđeno da radi na frekvenciji odabiranja od 8 kHz. Na Sl. 4-44 je prikazan frekvencijski spektar jedne faze napona, zajedno sa karakteristikama oba filtera. Na osnovu slike se može zaključiti da HP filter propušta sve učestanosti iznad osnovnog harmonika (50 Hz), a LP filter propušta sve učestanosti manje od 200 Hz, da bi se isključio 5. harmonik (250 Hz) i ostali viši harmonici.

B. *Rezultati simulacija sa izabranim tipovima digitalnih filtera*

Na Sl. 4-45 prikazani su uporedni spektri struja dobijenih za tri konfiguracije simuliranog sistema.

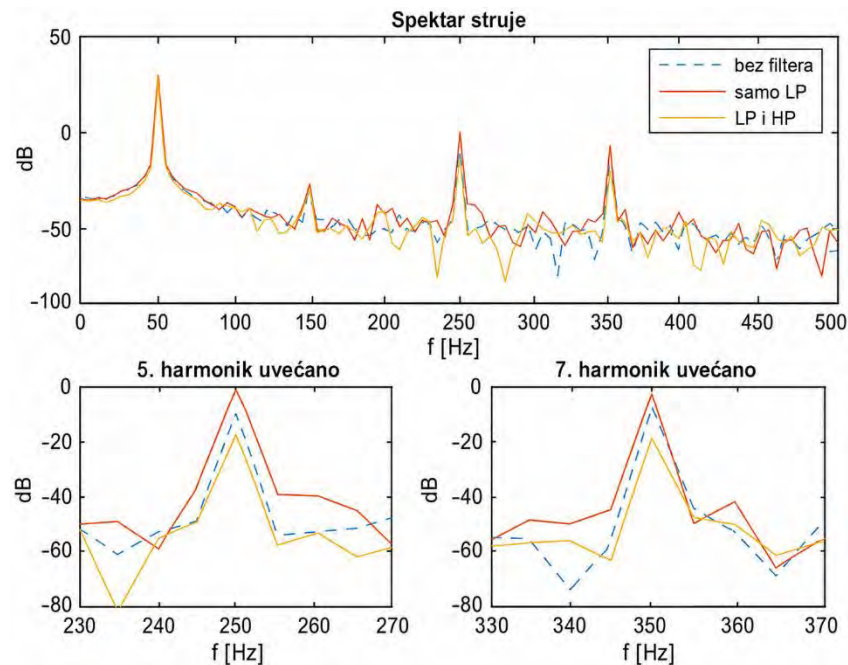
- 1) Konfiguracija bez dodatnih digitalnih filtera;
- 2) Konfiguracija sa digitalnim FIR LP filterom u naponskoj grani na ulazu;
- 3) Konfiguracija sa digitalnim FIR LP i HP filterima gde se LP filter nalazi u naponskoj grani na ulazu, a izlaz iz HP filtera, koji takođe filtrira ulazni napon, se dodaje na izlaz upravljačkog kola aktivnog ispravljača i formira referentnu vrednost napona aktivnog ispravljača.



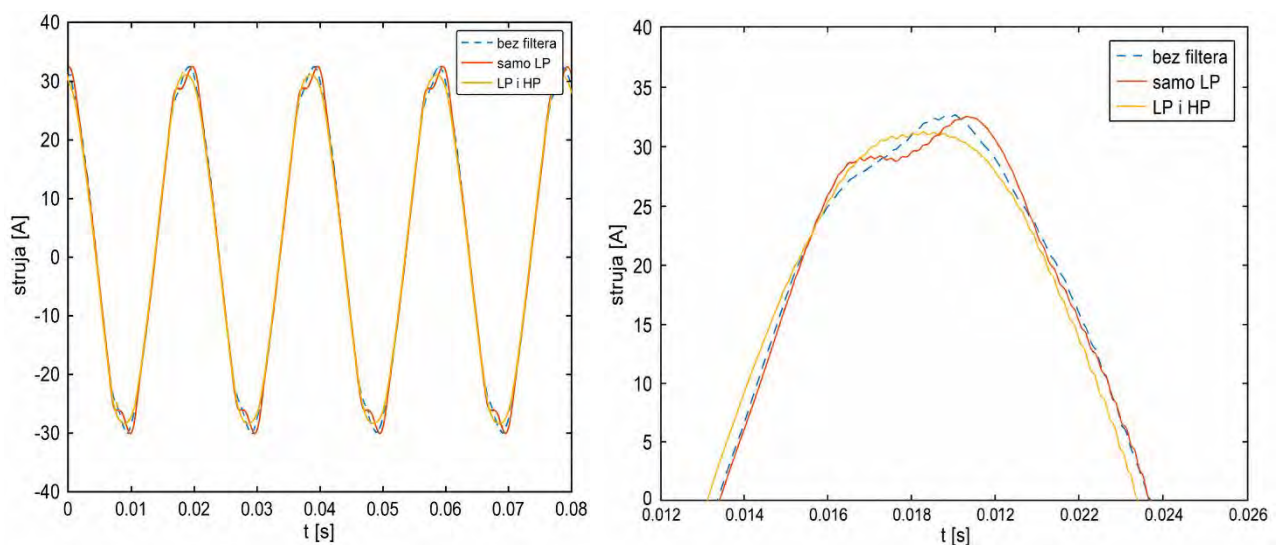
Sl. 4-44 Frekvencijski spektar jedne faze napona zajedno sa karakteristikama projektovanih filtera

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih Sl. 4-45, može se uočiti uticaj digitalnih filtera na neželjene spektralne komponente struje, konkretno na 5. i 7. harmonik, koji su dodatno uvećani i prikazani zasebno. Može se zaključiti da prisustvo LP i HP filtera u upravljačkom delu aktivnog ispravljača smanjuje amplitude 5. i 7. harmonika.

Sa Sl. 4-46 jasno se vidi da konfiguracija u trećem slučaju daje najbolje rezultate, tj. primena HP filtera u kombinaciji sa LP filterom. Može se uočiti da se sa jedne strane filtrira signal mrežnog napona filterom propusnikom niskih učestanosti LP, i takav signal se šalje u upravljačko kolo aktivnog ispravljača, dok sa druge strane, filter propusnik viših harmonika HP, koji je komplementaran prethodnom filteru, ubacuje samo više harmonike u referentni signal napona na izlazu iz upravljačkog dela aktivnog ispravljača.



Sl. 4-45 Uticaj filtera na harmonijski sastav struje u tri karakteristična slučaja

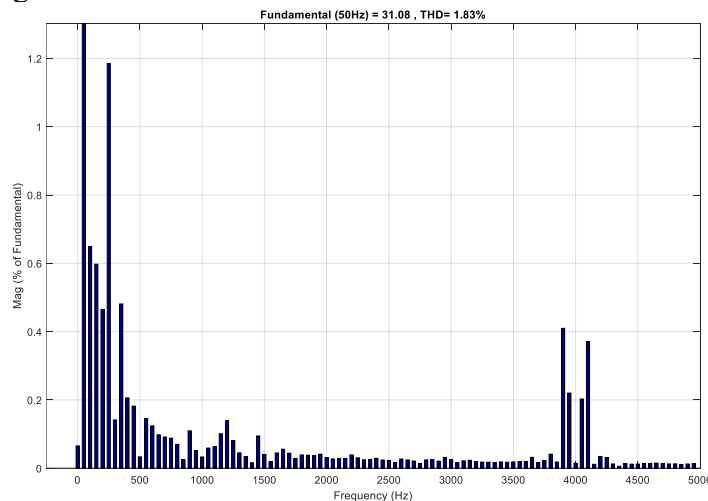


Sl. 4-46 Vremenski dijagram mrežne struje u prisustvu digitalnih filtera u upravljačkoj strukturi aktivnog ispravljača pri napajanju iz realnog izvora za sva tri analizirana slučaja (levo), sa uvećanim delom (desno)

Dakle, ukoliko se sprovede analiza performansi aktivnog ispravljača koji se napaja naponom iz realnog izvora, a koji u sebi sadrži više harmonike i to u najvećem iznosu peti i sedmi harmonik, može se zaključiti da ukupan THD_I od 2,9% koji se dobija primenom energetskeg LCL filtera [48, 49] pri izobličenom naponu napajanja sa $THD_U=3,3\%$, zadovoljava standardom definisane

kriterijume od 3%. Primenom FIR digitalnog filtera propusnika niskih učestanosti (LP), samo u naponskoj grani upravljačkog kola aktivnog ispravljača, dolazi do pogoršanja rezultata, pa THD_I izlazne struje iznosi 6%, što je u odnosu na 2,9% koliko je iznosio pre primene digitalnog filtera znatna razlika. Teorijsko objašnjenje za ovakav rezultat je navedeno u [48, 49].

Primenom FIR digitalnog filtera propusnika niskih učestanosti (LP) paralelno sa njemu komplementarnim filtrom propusnikom viših učestanosti (HP) u naponskoj grani upravljačkog kola aktivnog ispravljača dovodi do smanjenja ukupnog izobličenja mrežne struje. Signal filtriran LP filterom se dovodi na ulaz upravljačkog kola (osnovni harmonik), a signal filtriran HP filtrom se sabira sa izlazom upravljačkog kola i učestvuje u sintezi referentnog napona, koji se dovodi na PWM komparator. Takođe, teorijsko objašnjenje za ovakav pristup je dato u [48, 49]. Spektralnom analizom signala mrežne struje koja je prikazana na Sl. 4-47 može se utvrditi da se na ovaj način postiže smanjenje THD_I sa 2,9% na 1,83%. Očigledno je da je postignut vrlo dobar rezultat, sa obzirom na to da primena digitalnih filtera ne iziskuje upotrebu dodatne opreme, već predstavlja nadogradnju već postojećeg upravljačkog softvera.



Sl. 4-47 Frekvencijski sadržaj struje na mrežnoj strani primenom LP i HP filtera u upravljačkom kolu $THD_I = 1,83\%$

4.7 Upravljanje aktivnim ispravljačem kao virtuelnom sinhronom mašinom („synchroconverter”, *Virtual Synchronous Machine - VSM*)

Energetski pretvarači se sve češće koriste usled povećanih potreba za integracijom obnovljivih izvora energije u elektroenergetski sistem, sa ciljem njegovog decentralizovanja. Takođe, njihova primena je sve češća i u industriji, koja je najveći potrošač električne energije, doprinoseći na taj način uštedi električne energije u regulisanim elektromotornim pogonima, pored omogućavanja složenih zahteva proizvodnih procesa. Standardni energetski pretvarači priključeni na mrežu imaju veoma brz odziv, jer je njihova inercija zanemarljiva. To je razlog zbog koga oni ne mogu da obezbede neophodnu podršku stabilnosti mreže u pogledu napona i učestanosti. Takođe imaju problem i sa podrškom u pogledu ukupne inercije sistema, a u skladu s tim i sa odgovarajućim prigušenjem oscilacija karakterističnih veličina u prelaznim procesima [50]. Ukoliko je udeo energetskih pretvarača u mreži mali, negativan uticaj njihove primene je zanemarljiv. Međutim, pri povećanju prisustva ovih uređaja sa standardnim upravljanjem, situacija se menja u pogledu promenljivosti inercije i učestanosti, što nije karakteristika tradicionalnih sistema [51]. Jedan od načina za prevazilaženje ovog problema jeste primena novog koncepta upravljanja energetskim pretvaračem kao virtuelnom sinhronom mašinom, koje se zasniva na matematičkom modelu sinhronne mašine [52]. Na taj način, energetski pretvarači, iako fizički statički, dobijaju osobine obrtne sinhronne mašine.

Energetski pretvarač čije je upravljanje zasnovano na jednačinama matematičkog modela sinhronne mašine naziva se virtuelna sinhrona mašina (VSM). U zavisnosti od pretpostavljenog režima

rada razlikuju se virtuelni sinhroni generator (VSG) i virtuelni sinhroni motor (VSMotor) [52]. Pojednostavljeno rečeno, VSG funkcioniše kao mrežni inverter, dok VSMotor radi u režimu aktivnog ispravljača. Za razliku od VSG, virtuelni sinhroni motor mora da ima regulator napona jednosmernog međukola, odnosno napona na izlaznom kondenzatoru ispravljača. VSG, sa druge strane, koristi informaciju o naponu jednosmernog međukola kako bi prilagodio količinu aktivne snage koju predaje mreži [53]. Oba sistema poseduju regulator reaktivne snage, s tim da je kod virtuelnog sinhronog motora referenca reaktivne snage najčešće postavljena na nulu, kako bi struja i napon bili u fazi i kako bi uređaj radio kao aktivni ispravljač sa jediničnim faktorom snage. Kod VSG referentna vrednost reaktivne snage zavisi od zahtevanog režima rada i uslova u mreži.

Sa hardverskog stanovišta, razlike između ova dva sistema su minimalne. VSG na ulazu ima izvor jednosmernog napona, koji se najčešće napaja iz nekog od obnovljivih izvora energije. Njegova ključna prednost u odnosu na klasične mrežne invertore ogleda se u sposobnosti da emulira inerciju sinhronog generatora, čime doprinosi povećanju stabilnosti elektroenergetskog sistema [53]. Ova osobina je naročito značajna u savremenim mrežama sa visokim udelom vetroelektrana i fotonaponskih elektrana, gde prirodna mehanička inercija klasičnih generatora postaje sve manje zastupljena.

4.7.1 Model sinhronne mašine

Analizira se trofazna dvopolna sinhrona mašina sa cilindričnim, namotanim rotorom, u motornom režimu rada. Pretpostavljeno je da namotaji faza statora imaju provodnike sinusoidalno raspodeljene po obimu mašine, ali su oni radi jednostavnijeg grafičkog prikaza predstavljeni kao koncentrisani, kao na Sl. 4-48. Na isti način prikazan je i rotorski, odnosno pobudni namotaj. Jednačine kojima se modeluje sinhrona mašina date su u nastavku .

Uglom θ_d definisan je položaj rotora u odnosu na referentnu osu statora, odnosno θ_d predstavlja ugao između ose namotaja faze a statora i ose pobudnog namotaja na rotoru,

$$\theta_d = \omega t + \theta_{d0}, \quad (4.7.1)$$

gde ω predstavlja ugaonu brzinu rotora, a θ_{d0} definiše položaj u trenutku $t=0$. Međusobne induktivnosti namotaja statora i rotora su promenljive u vremenu, a definisane su kao proizvod konstante M_f i kosinusa ugla θ_d :

$$L_{af} = M_f \cos \theta_d, \quad (4.7.2)$$

$$L_{bf} = M_f \cos(\theta_d - 120^\circ), \quad (4.7.3)$$

$$L_{cf} = M_f \cos(\theta_d - 240^\circ). \quad (4.7.4)$$

Sada je moguće definisati flukseve koje stvaraju namotaji statora i rotora:

$$\psi_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + L_{af}i_f, \quad (4.7.5)$$

$$\psi_b = L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + L_{bf}i_f, \quad (4.7.6)$$

$$\psi_c = L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c + L_{cf}i_f, \quad (4.7.7)$$

$$\psi_f = L_{af}i_a + L_{bf}i_b + L_{cf}i_c + M_f i_f, \quad (4.7.8)$$

gde su $L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s$ sopstvene induktivnosti namotaja statora, odnosno $L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = -M_s$ međusobne induktivnosti između namotaja statora, a i_f predstavlja struju rotorskog namotaja. Polazeći od izraza kojim se određuje trenutna vrednost napona namotaja statora,

$$v = R_s i + \frac{d\psi}{dt}, \quad (4.7.9)$$

gde R_s predstavlja otpornost statorskog namotaja, kao i izraza koji važi kada je namotaj statora sa izolovanim zvezdištem,

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (4.7.10)$$

dobijaju se izrazi (4.7.11) – (4.7.13),

$$v_a = R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} = R_s i_a + (L_s + M_s) \frac{di_a}{dt} + e_a, \quad (4.7.11)$$

$$v_b = R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} = R_s i_b + (L_s + M_s) \frac{di_b}{dt} + e_b, \quad (4.7.12)$$

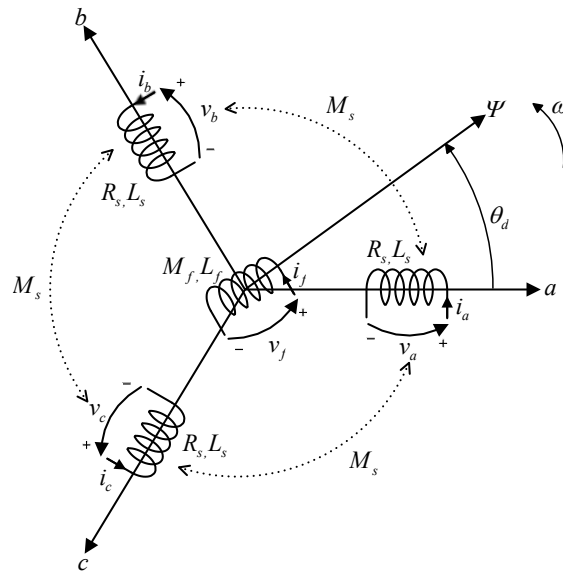
$$v_c = R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} = R_s i_c + (L_s + M_s) \frac{di_c}{dt} + e_c, \quad (4.7.13)$$

gde e_a , e_b i e_c predstavljaju kontraelektromotorne sile u fazama statorskog namotaja i izračunavaju se na osnovu izraza

$$e_a = -M_f i_f \omega \sin(\theta_d) + M_f \frac{di_f}{dt} \cos(\theta_d) \quad (4.7.14)$$

$$e_b = -M_f i_f \omega \sin(\theta_d - 120^\circ) + M_f \frac{di_f}{dt} \cos(\theta_d - 120^\circ) \quad (4.7.15)$$

$$e_c = -M_f i_f \omega \sin(\theta_d - 240^\circ) + M_f \frac{di_f}{dt} \cos(\theta_d - 240^\circ) \quad (4.7.16)$$



Sl. 4-48 Model sinhronne mašine sa koncentrisanim namotajima

Energija sadržana u magnetnom polju električne mašine predstavlja sumu magnetne energije statorskog i rotorskog polja, iz koje se u procesu elektromehaničke konverzije, pri odgovarajućoj brzini, stvara obrtni moment.

$$W = \frac{1}{2} (i_a \psi_a + i_b \psi_b + i_c \psi_c) + \frac{1}{2} i_f \psi_f \quad (4.7.17)$$

Prvi izvod energije po ugaonom, mehaničkom pomeraju, uz uvažavanje broja pari polova mašine, predstavlja elektromagnetni (obrotni) moment mašine (pri konstantnim fluksevima, odnosno strujama statora i rotora, kada se može zanemariti kontraelektromotorna sila i smatrati da se sva energija pretvara u mehaničku):

$$T_e = \frac{dW}{d\theta_m} = -p \frac{dW}{d\theta_d} = p M_f i_f (i_a \sin \theta_d + i_b \sin(\theta_d - 120^\circ) + i_c \sin(\theta_d - 240^\circ)). \quad (4.7.18)$$

Za kompletiranje modela preostaje Njutnova jednačina kojom je opisan mehanički sistem sinhronne mašine (SM),

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_m - D_p (\omega - \omega_{grid}), \quad (4.7.19)$$

gde J predstavlja moment inercije rotora mašine, T_m moment opterećenja, dok D_p modeluje postojanje prigušnog namotaja. U nastavku će biti analiziran uticaj ova dva parametra na ponašanje pretvarača, kojim se upravlja primenom VSM koncepta.

Na kraju, aktivna i reaktivna snaga se računaju uzevši u obzir trenutne vrednosti faznih struja i napona:

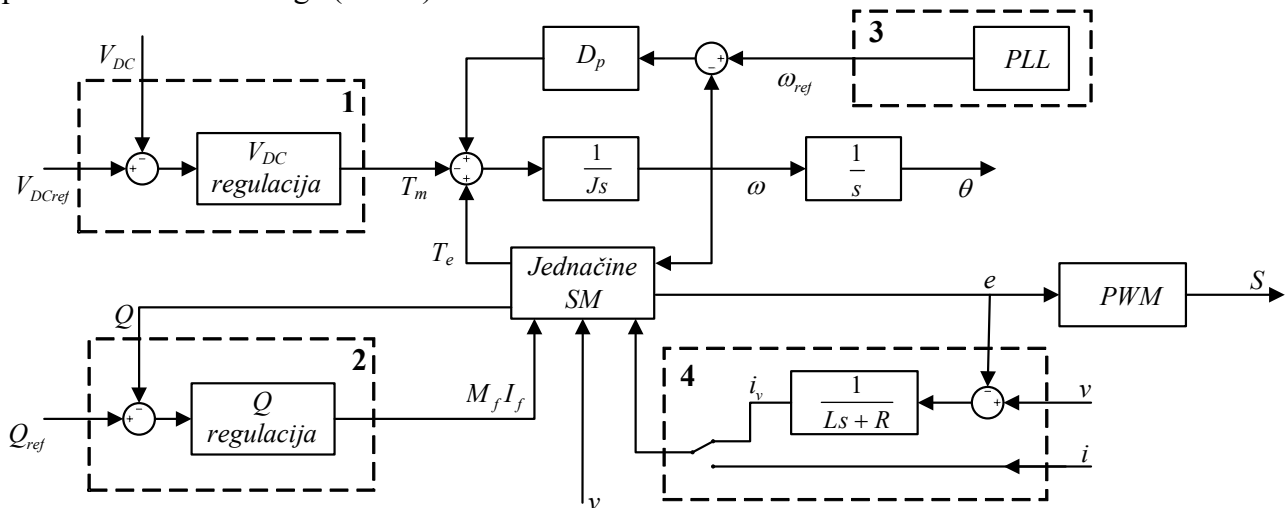
$$p_a = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (4.7.20)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_a (u_b - u_c) + i_b (u_c - u_a) + i_c (u_a - u_b)] \quad (4.7.21)$$

4.7.2 Model virtuelne sinhronne mašine

Kao što je istaknuto u uvodnom delu, problemi stabilnosti koji nastaju usled sve većeg udela energetskih pretvarača u mreži mogu se ublažiti primenom upravljanja zasnovanog na matematičkom modelu sinhronne mašine. U literaturi se ovakvi pretvarači često nazivaju **sinhrokonvertori**, a u zavisnosti od funkcije, koristi se model sinhronog motora kod ispravljača, odnosno model sinhronog generatora kod invertora. Ključni parametri koji povezuju realnu i virtuelnu mašinu su statorska otpornost i induktivnost (R_s , L_s), moment inercije J i koeficijent prigušenja D_p . Ovde se analizira aktivni ispravljač koji se prema mreži ponaša kao potrošač, pa se u upravljanju oponaša rad sinhronog motora. Upravljanje tranzistorima realizovano je sinusnom PWM modulacijom, pri čemu su modulišući signali elektromotorne sile faza. Ispravljač je priključen na mrežu preko LCL filtera, čija je uloga prigušenje viših harmonika nastalih usled PWM modulacije, kako bi mrežna struja zadovoljila propisane standarde kvaliteta električne energije. Budući da analizirani virtuelni sinhroni motor nema strujni regulator, prigušenje oscilacija ostvareno je pasivno, dodavanjem otpornika u LCL filter. Parametri filtera određeni su prema proceduri opisanoj u poglavlju 4.4.3, pri čemu su otpornost i induktivnost statora uključene u odgovarajuće parametre filtera na strani ispravljača.

Blok dijagram upravljačkog dela aktivnog ispravljača kojim je realizovano upravljanje kao VSM, prikazan je na Sl. 4-49. U modelu su korišćene jednačine sinhronne mašine za proračun elektromotornih sila (4.7.14) - (4.7.16) i elektromagnetnog momemta (4.7.18), kao i jednačina za proračun reaktivne snage (4.7.21).



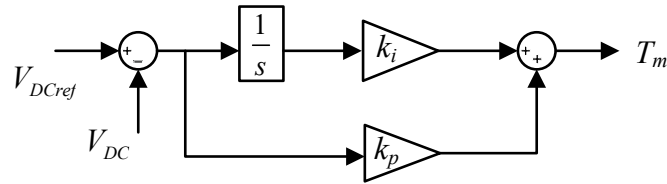
Sl. 4-49 VSM upravljački blok dijagram aktivnog ispravljača

Održavanjem vrednosti napona jednosmernog kola na zadatoj vrednosti je, uz jedinični faktor snage prema mreži, kod analiziranog aktivnog ispravljača obezbeđeno upotrebom PI i I regulatora, respektivno. Navedeni regulatori opisani su u nastavku, kao i blokovi za faznu sinhronizaciju – PLL i za sinhronizaciju sa mrežom.

- **Regulacija jednosmernog napona**

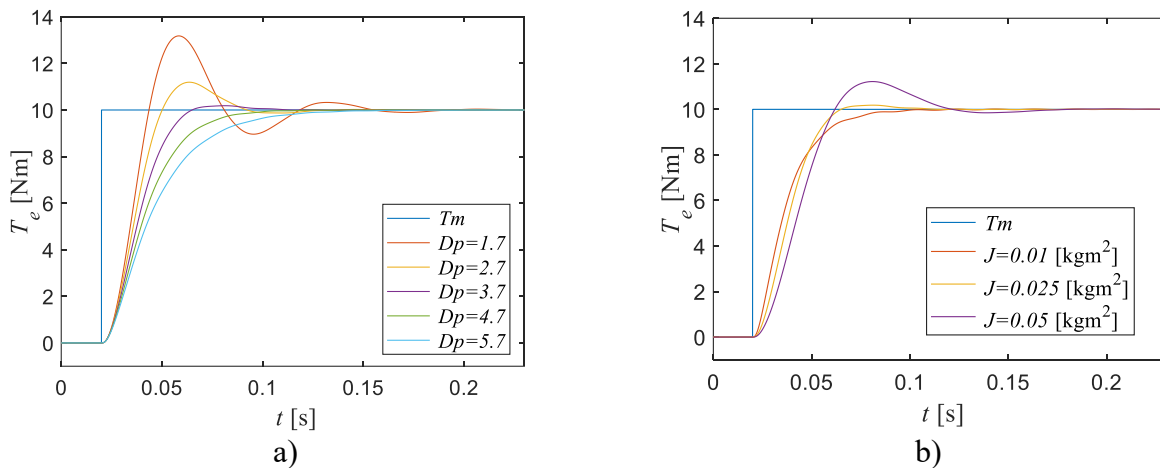
Usled velike kapacitivnosti kondenzatora u jednosmernom kolu na izlazu ispravljača, u ustaljenom režimu se može pretpostaviti da je vrednost jednosmernog napona V_{DC} konstantna. Takođe, pretpostavlja se da celokupna snaga koju generiše ispravljač predstavlja zbir snage koja je

neophodna zadatom opterećenju i snage koja održava napon na kondenzatoru u uskom opsegu vrednosti oko referentne. Navedene pretpostavke su iskorišćene za proračun parametara regulatora jednosmernog napona. Realizovani PI regulator prikazan je na Sl. 4-50, a njegovi parametri su dobijeni primenom metode modulnog optimuma prema [54].

Sl. 4-50 Blok 1 sa Sl. 4-49: V_{DC} regulacija

Odstupanje napona jednosmernog (DC) međukola od zadate vrednosti posmatra se kao regulaciona greška i dovodi na ulaz PI regulatora. Izlaz ovog regulatora predstavlja virtuelni moment opterećenja VSM označen sa T_m , dok je odziv modelovanog sistema elektromagnetni moment T_e . S obzirom na to da se frekvencija mrežnog napona u realnim uslovima menja u vrlo uskom opsegu oko 50 Hz, radi pojednostavljenja podešavanja regulatora usvojena je kao konstantna. Kako je ugaona brzina proporcionalna frekvenciji ($\omega=2\pi f$), proizvod ugaone brzine i elektromagnetnog momenta predstavlja mehaničku snagu virtuelne sinhronne mašine.

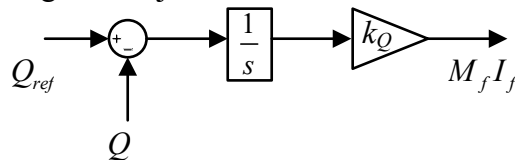
U modelu u kome je DC kondenzator zamenjen idealnim izvorom konstantnog napona, analiziran je odziv VSM na poremećaj u vidu nagle, odskočne promene momenta opterećenja T_m . Dinamika elektromagnetnog momenta T_e u ovom slučaju dominantno zavisi od parametara mehaničkog podsistema, pre svega od momenta inercije J i koeficijenta virtuelnog prigušenja D_p . Na Sl. 4-51 prikazan je uticaj promene parametra D_p pri fiksnoj vrednosti J , kao i uticaj promene momenta inercije J za unapred izabranu vrednost koeficijenta prigušenja.

Sl. 4-51 Uticaj promene parametara na odziv momenta: (a) Promena parametra D_p pri konstantnom J (b) Promena parametra J pri konstantnom D_p

Jednačine električnog dela matematičkog modela sinhronog motora ne uzimaju u obzir parametre prigušnog namotaja mašine, već on egzistira samo u jednačinama mehaničkog sistema kao parametar D_p . Može se uočiti da sisteme koji imaju veći moment inercije karakteriše sporiji odziv, duže oscilovanje, kao i veći preskok. Prednost upotrebe energetskih pretvarača zasnovanih na VSM u odnosu na realnu mašinu se ogledaju upravo u činjenici da im se karakteristike sistema mogu menjati jednostavnom promenom parametara J i D_p u upravljačkom delu. Tranzijent koji karakteriše sinhronu mašinu je uslovljen realnim karakteristikama statora i rotora, određenim prilikom projektovanja, izrade mašine i formiranja statorskog i rotorskog namotaja. Međutim, kod VSM se adekvatnim podešavanjem regulatora može uticati na ponašanje energetskog pretvarača i ostvariti željeni odziv u ustaljenom stanju sa očekivanim ponašanjem u prelaznim režimima. Sa Sl. 4-51 se može primetiti da se VSM pri određenim vrednostima J i D_p ponaša kao sistem prvog reda, što značajno olakšava projektovanje regulatora jednosmernog napona.

- **Regulacija reaktivne snage**

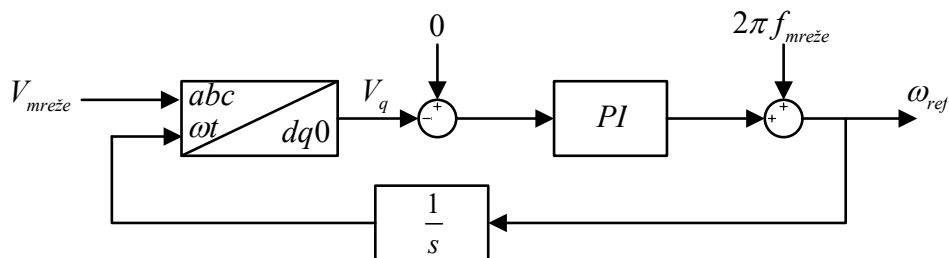
Kod virtuelne sinhronne mašine odstupanje ostvarene reaktivne snage u odnosu na referentnu vrednost koristi se kao ulazni signal integratora. U slučaju aktivnog ispravljača, referenca reaktivne snage postavlja se na nulu, kako bi se obezbedio rad sa jediničnim faktorom snage. Ako reaktivna snaga opadne ispod zadate vrednosti, potrebno je povećati napon pobude kako bi se sistem vratio u željeni režim rada. Suprotno tome, ukoliko je reaktivna snaga veća od referentne, napon pobude treba smanjiti. Da bi se postiglo potrebno dejstvo regulatora, u upravljačku petlju se uvodi negativan znak ispred regulatora. Šematski prikaz I-regulatora dat je na Sl. 4-52. Izlaz regulatora kod VSM, posmatrano dimenziono, predstavlja fluks mašine, koji je jednak proizvodu pobudne struje i sopstvene induktivnosti rotorskog namotaja.



Sl. 4-52 Blok 2 sa Sl. 4-49: Regulacija reaktivne snage

- **Blok za faznu sinhronizaciju – PLL**

Za rad aktivnog ispravljača na mreži neophodno je imati informaciju o frekvenciji mrežnog napona koju obezbeđuje trofazni PLL. Šema PLL -a prikazana je na Sl. 4-53. Estimirana vrednost kružne učestanosti prosleđuje se mehaničkom sistemu koji je potom poredi sa kružnom učestanošću koja je proporcionalna brzini obrtanja rotora. Razlika ovih vrednosti pomnožena faktorom D_p utiče na kružnu učestanost virtuelne mašine, kako bi je izjednačila sa mrežnom.



Sl. 4-53 Blok 3 sa Sl. 4-49: blok za faznu sinhronizaciju - PLL

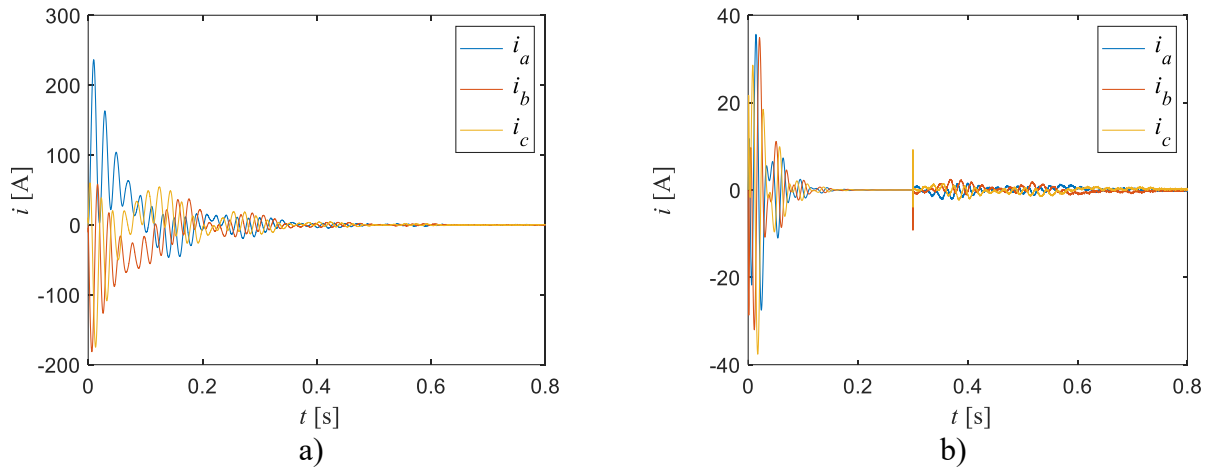
- **Blok za sinhronizaciju sa mrežom**

Prilikom priključenja energetskog pretvarača na mrežu neophodno je obezbediti da napon na njegovim priključcima bude usklađen sa mrežnim naponom, kako po amplitudi, tako i po faznom stavu. U suprotnom, u trenutku uključenja mogu se javiti velike udarne struje koje mogu aktivirati zaštitu ili dovesti do oštećenja pretvarača. Radi postizanja uslova za bezbedno priključenje, u algoritam upravljanja se najpre uvode tzv. *virtuelne struje*, određene izrazom

$$i_s = \frac{u - e}{sL + R}, \quad (4.7.22)$$

gde izraz $sL+R$ predstavlja virtuelnu impedansu [51]. Na ovaj način se simulira ponašanje sistema pre fizičkog povezivanja sa mrežom i omogućava postepeno izjednačavanje napona pretvarača i mreže. Nakon što se postigne jednakost amplituda i faza, odnosno kada virtuelne struje postanu jednake nuli, smatra se da su ispunjeni uslovi za sinhronizaciju. Tada se pretvarač fizički priključuje na mrežu, a u upravljački algoritam se umesto virtuelnih dovode stvarne, merene vrednosti struja.

Na Sl. 4-54 a) prikazan je slučaj bez prethodne sinhronizacije, gde su struje u trenutku uključenja (početak simulacije) izrazito velike. Nasuprot tome, na Sl. 4-54 b) pretvarač se priključuje u trenutku $t=0,3$ s, nakon prethodnog procesa sinhronizacije. U intervalu od 0 do 0,3 s prikazane su virtuelne struje izračunate prema navedenoj jednačini. U trenutku kada one postanu jednake nuli, prekidač u upravljačkom bloku menja položaj i od tog trenutka stvarne struje postaju relevantne za upravljanje. Uočava se da je u ovom slučaju struja pri priključenju znatno manja nego u slučaju priključenja bez sinhronizacije, čime se potvrđuje opravdanost primene opisane procedure.

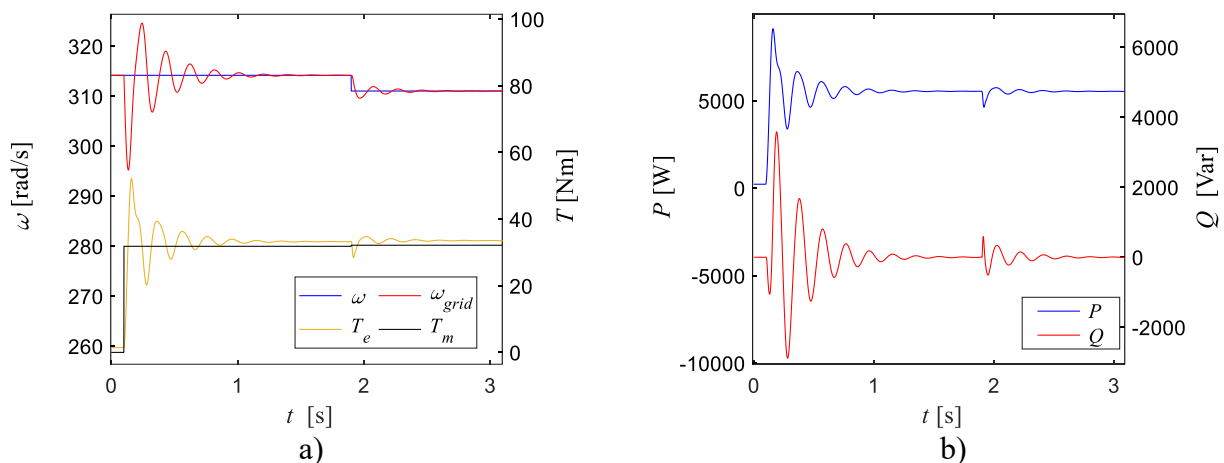


Sl. 4-54: Talasni oblik struja koje se dovode upravljačkom algoritmu: (a) Bez procedure za sinhronizaciju, (b) Uz postojanje procedure za sinhronizaciju

4.7.3 Rezultati simulacija na modelu aktivnog ispravljača kojim se upravlja kao virtuelnim sinhronim motorom [51]

U cilju verifikacije efikasnosti predloženog algoritma upravljanja, izvršene su uporedne simulacije rada realne sinhronne mašine i virtuelne sinhronne mašine u *Matlab Simulink* okruženju. Posmatrana je četvoropolna sinhrona mašina nazivne snage 8 kVA i momenta inercije $0,04 \text{ kgm}^2$, priključena na mrežu napona 400 V i frekvencije 50 Hz. U slučaju realne sinhronne mašine regulisana je reaktivna snaga, pri čemu je referentna vrednost postavljena na nulu. Analizirani su odzivi elektromagnetnog momenta, brzine i reaktivne snage pri promenama mrežne frekvencije i momenta opterećenja.

Rezultati simulacije rada sinhronne mašine prikazani su na Sl. 4-55. U trenutku $t_1=0,1 \text{ s}$ simulirano je naglo opterećenje mašine koja je prethodno radila u praznom hodu snagom od $P=5 \text{ kW}$. Odziv elektromagnetnog momenta ima oscilatorni karakter i u ustaljenom stanju dostiže vrednost od približno $T_e=35 \text{ Nm}$. Ova vrednost je u skladu sa procenjenim momentom opterećenja T_m , dobijenim na osnovu zadate snage i ostvarene brzine, što je prikazano crnom linijom na slici Sl. 4-55 a). Poremećaj u vidu naglog smanjenja frekvencije mrežnog napona uveden je u trenutku $t_2=2 \text{ s}$, kada je mrežna frekvencija naglo smanjena za 1%. Oscilacije koje se javljaju tokom prelaznog procesa posledica su dinamičkih svojstava mašine, odnosno njenih električnih i mehaničkih parametara. Uticaj ovih promena na aktivnu i reaktivnu snagu prikazan je na Sl. 4-55 b).

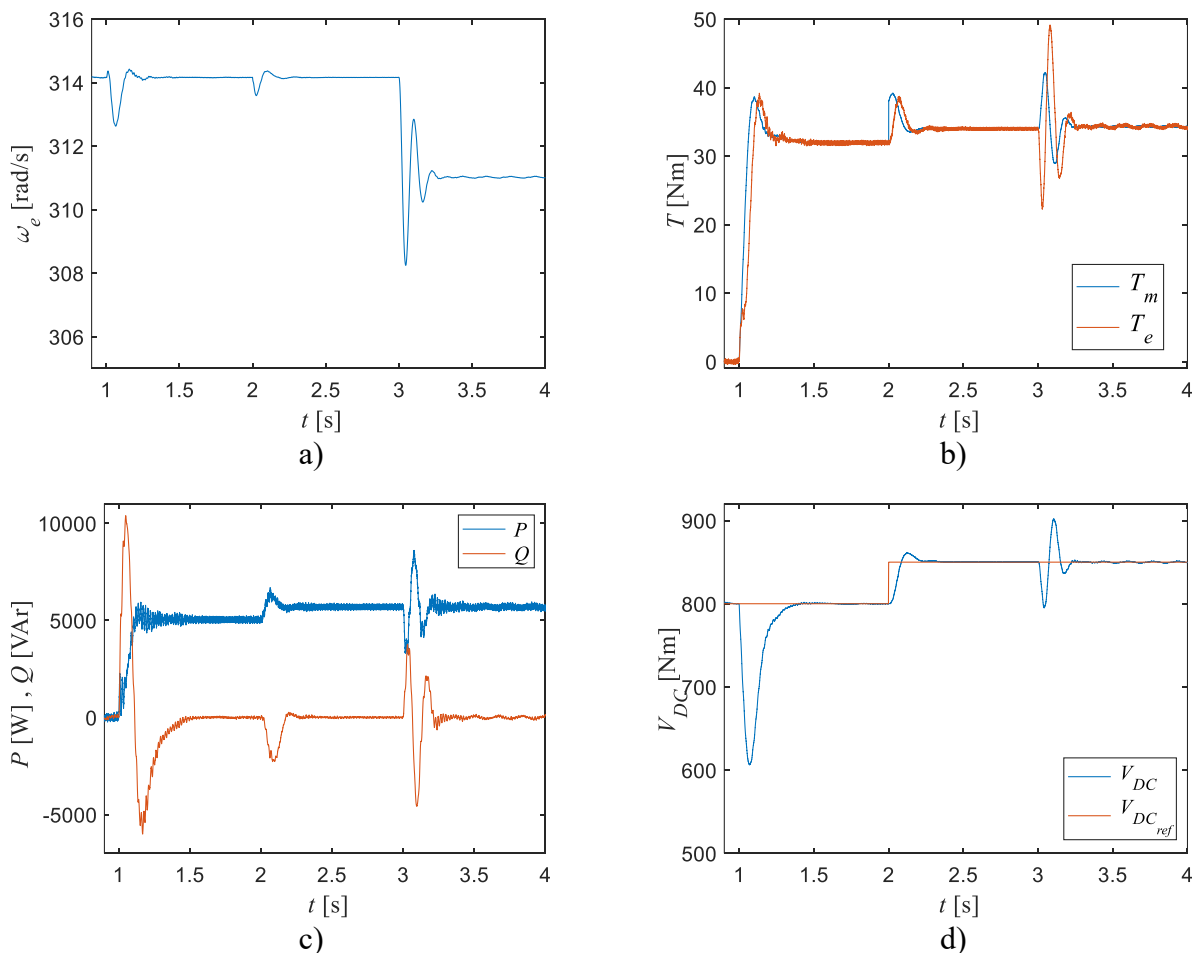


Sl. 4-55: Rezultati simulacije rada SM-a: a) Kružna učestanost mrežnog napona, kružna učestanost mašine, moment koji generiše mašina i procena momenta opterećenja; b) Aktivna i reaktivna snaga

Parametri VSM i pojačanja regulatora napona i reaktivne snage korišćeni u simulaciji rada VSM dati su u Tab. 4-6. Radi poređenja rada VSM sa radom SM analizirani su odzivi momenta, brzine, aktivne i reaktivne snage i jednosmernog napona ispravljača, Sl. 4-56. Opterećenje aktivnog ispravljača u vidu otpornika otpornosti $R=128\ \Omega$ dodato je u trenutku $t_1=1\text{ s}$. Vrednost napona u jednosmernom međukolu prethodno je dovedena do $V_{DC}=800\text{ V}$. Pri ovom naponu i zadatoj otpornosti opterećenja, izlazna snaga ispravljača iznosi $P=5\text{ kW}$. Kondenzator predstavlja lokalnu rezervu energije, pa pri priključenju opterećenja dolazi do kratkotrajnog pada napona na vrednost nešto višu od 600 V . Regulator jednosmernog napona ovo tumači kao porast momenta opterećenja i povećava virtuelni moment T_e na približno 35 Nm , što se može videti na slici Sl. 4-56 b).

Slično tome, pri porastu zadatog jednosmernog napona za 50 V , u trenutku $t_2=2\text{ s}$, ponovo raste opterećenje VSM koje rezultuje višom vrednošću elektromagnetnog momenta VSM, kao i kod stvarnog SM. U $t_3=3\text{ s}$ pad frekvencije mrežnog napona za 1% dovodi do kratkotrajnog oscilovanja napona oko zadate vrednosti.

Može se primetiti da kod VSM, kao i kod SM, postoji sprega između brzine obrtanja, momenta, aktivne i reaktivne snage. Poremećaj u momentu se jasno odražava na brzinu, sve do uspešnog povratka u ravnotežno stanje uslovljeno frekvencijom mrežnog napona, kao i kod SM. Analizom postignute vrednosti snage VSM, merene na mrežnim priključcima, zaključuje se da je ona nešto veća od 5 kW , jer deo snage predstavljaju i gubici u LCL filteru. Snaga SM, kao što je prethodno navedeno, varira u uskim granicama oko 5 kW . Bitna razlika je i u činjenici da kod VSM nema gubitaka usled trenja i gubitaka u gvožđu. Pored navedenog, predloženi algoritam upravljanja aktivnim ispravljačem ostvaruje i održava zadate vrednosti jednosmernog napona i reaktivne snage, za slučajeve promene reference jednosmernog napona, dodatnog opterećivanja VSM i poremećaja u mreži.



Sl. 4-56 Rezultati simulacije rada VSM: (a) Brzina obrtanja mašine (b) Elektromagnetni moment (c) Reaktivna snaga (d) Vrednost jednosmernog napona

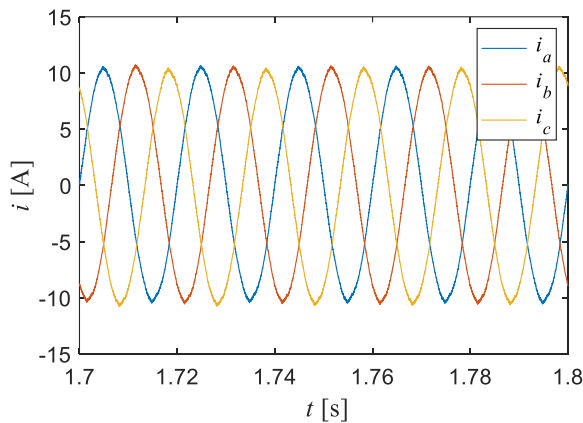
Tab. 4-6 Parametri VSM i pojačanja regulatora

Parametar	Vrednost	Parametar	Vrednost
J	$0,025 \text{ kgm}^2$	V_{DC}	800 V
D_p	$4,7 \text{ sNm/rad}$	C_{VDC}	$1,1 \text{ mF}$
K_{pPLL}	$0,9$	R_{LCL1}	$50 \text{ m}\Omega$
K_{iPLL}	1000	L_{LCL1}	1 mH
K_{pv}	$0,0609$	L_{LCL2}	7 mH
K_{iQ}	$0,0003125$	C_{LCL}	$1,1 \mu\text{F}$
f_{PWM}	10 kHz	R_C	10Ω

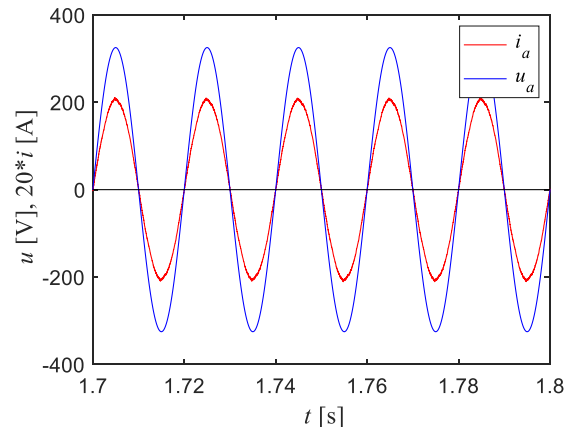
Na Sl. 4-57 prikazane su mrežne struje, gde se može primetiti da je njihov oblik približno sinusoidalan pri čemu THD_I iznosi 1,38%. Napon i struja jedne faze mreže predstavljeni su na Sl. 4-58. Uočava se da su osnovni harmonici napona i struje u fazi, što je i očekivano pri zadatom jediničnom faktoru snage.

Na osnovu izvršenih simulacija na modelu, mogu se izvesti sledeći zaključci:

- ✓ opisani regulatori obezbeđuju postizanje zadatih veličina pri sinhronizaciji sa mrežom, naglom opterećenju, promeni reference jednosmernog napona i promeni frekvencije mrežnog napona.
- ✓ mehanizam za sinhronizaciju sa mrežom koji koristi virtuelnu impedansu obezbeđuje jednostavnu sinhronizaciju sa mrežom, čime su smanjene amplitude struja usled kojih bi došlo do oštećenja pretvarača.
- ✓ VSM koncept omogućava fleksibilnost pri odabiru parametara.



Sl. 4-57: Talasni oblik struja



Sl. 4-58: Struja i napon faze a

4.8 Implementacija aktivnog ispravljača na simulatoru hardvera u realnom vremenu (*Hardware-in-the-Loop* - HIL)

Radi boljeg razumevanja rada uređaja ili sistema, kao i smanjenja troškova i vremena razvoja, simulacije razvijene pomoću namenskih softverskih alata primenjuju se već u ranim fazama projektovanja. Simulacije obuhvataju širok spektar oblasti elektrotehnike i naročito su značajne kod složenih sistema. Kada se prošire na rad u realnom vremenu, omogućavaju ispitivanje stvarnih performansi upravljačkog sistema. Ipak, pre nego što proizvod dospe na tržište, neophodna je eksperimentalna verifikacija, jer simulacije ne mogu u potpunosti zameniti uslove iz realnog okruženja [55].

Kako bi se smanjio jaz između simulacije i realnog sistema, razvijen je HIL (*Hardware-in-the-Loop*) pristup. Prema definiciji kompanije MathWorks®, HIL predstavlja oblik simulacije u realnom vremenu kojim se ispituje kako upravljački sistem reaguje na realistične virtuelne pobude.

U okviru ovog pristupa, fizički sistem se modeluje i izvršava na platformi za simulaciju u realnom vremenu, dok je upravljački deo realizovan na stvarnom hardveru. Ova dva okruženja – platforma za simulaciju u realnom vremenu i fizički hardver – međusobno komuniciraju razmenom fizičkih signala u realnom vremenu, čime se postiže visok stepen verodostojnosti ispitivanja [55].

Primena HIL testiranja u razvoju prototipa donosi brojne prednosti. Omogućeno je otklanjanje grešaka (*debugging*) upravljačkog dela u njegovom stvarnom hardverskom okruženju, kao i rešavanje problema koji bi se mogli javiti na fizičkoj opremi, ali u bezbednom i kontrolisanom okruženju. Time se smanjuje rizik od oštećenja opreme i rizik po bezbednost osoblja tokom ispitivanja. HIL pristup omogućava validaciju zaštitnih i sigurnosnih sistema, kao i testiranje scenarija koji bi u realnim uslovima bili suviše opasni ili nepraktični za izvođenje. Dodatno, moguće je izvršiti stotine ili hiljade različitih scenarija za testiranja bez troškova i vremena potrebnih za fizička ispitivanja, uz potpunu ponovljivost rezultata. Visok stepen automatizacije procesa testiranja, uključujući mogućnost paralelnog izvršavanja više testnih procedura (*multithreading*), značajno ubrzava razvoj. Kao krajnji rezultat, postiže se skraćeno vreme izlaska proizvoda na tržište (*time-to-market*) i smanjuju se ukupna ulaganja potrebna za fazu testiranja [55].

U okviru pristupa projektovanju koje je zasnovano na modelu (**Model-Based Design**), MIL (*Model-in-the-Loop*), SIL (*Software-in-the-Loop*), C-HIL (*Controller-in-the-Loop*) i P-HIL (*Power-in-the-Loop*) testiranja predstavljaju ključne faze verifikacije sistema. Nakon identifikacije zahteva za komponentu ili sistem koji se razvija, ti zahtevi se najpre modeluju na nivou simulacije (na primer, korišćenjem platforme *Simulink*). Tek nakon uspešne verifikacije modela pristupa se implementaciji na proizvodni hardver. U nastavku je prikazan tipičan sled koraka verifikacije, ilustrovan na primeru projektovanja upravljačkog algoritma za aktivni ispravljač [56].

✓ **Model-in-the-Loop (MIL)**

Prvi korak podrazumeva razvoj modela realnog fizičkog sistema (postrojenja), na primer aktivnog ispravljača, u simulacionom okruženju. Model treba da obuhvati najvažnije dinamičke i statičke karakteristike sistema. Nakon toga razvija se model upravljačkog dela i proverava se da li on omogućava upravljanje objektom koji je predmet analize u skladu sa zadatim zahtevima. Ova faza naziva se **Model-in-the-Loop (MIL)**, jer se kompletna verifikacija odvija unutar simulacionog okruženja: i postrojenje i algoritam upravljanja su predstavljeni modelima. Cilj je proveriti ispravnost upravljačke logike. Ukoliko upravljački deo funkcioniše u skladu sa očekivanjima, beleže se ulazno-izlazni podaci koji će kasnije služiti kao referenca za poređenje u narednim fazama verifikacije.

✓ **Software-in-the-Loop (SIL)**

Nakon uspešne MIL faze, pristupa se **Software-in-the-Loop (SIL)** simulaciji. U ovoj fazi se iz modela upravljačkog dela automatski generiše programski kod (najčešće C kod). Model upravljačkog algoritma se u simulaciji zatim zamenjuje generisanim kodom, dok model postrojenja ostaje u obliku softverske simulacije. Cilj SIL faze jeste provera da li se upravljačka logika može ispravno prevesti u kod namenjen izvršavanju na hardveru. Rezultati SIL simulacije upoređuju se sa referentnim rezultatima iz MIL faze. Ukoliko postoje značajne razlike, potrebno je vratiti se na prethodnu fazu i korigovati model ili proces generisanja koda. Tek nakon postizanja zadovoljavajućeg poklapanja može se preći na sledeći korak.

✓ **Controller-in-the-Loop (C-HIL)**

U ovoj fazi, generisani kod upravljačkog algoritma se izvršava na namenskom procesoru, dok se model postrojenja i dalje izvršava u simulacionom okruženju, ali na *real-time* sistemu (na specijalizovanoj platformi koja obezbeđuje determinističko izvršavanje simulacije). Model upravljačkog algoritma u simulaciji zamenjuje se C-HIL blokom koji omogućava izvršavanje koda na fizičkom procesoru i razmenu podataka sa simulacijom. Ova faza omogućava proveru da li izabrani procesor ima dovoljne resurse i performanse za izvršavanje razvijene kontrolne logike u realnim uslovima rada. U slučaju problema, potrebno je vratiti se na SIL ili MIL fazu radi korekcije modela ili koda. U literaturi se za ovu fazu može naći i naziv *Processor-in-the-Loop (PIL)*, ili ukoliko se umesto procesora koristi FPGA platforma, postupak se naziva **FPGA-in-the-Loop (FIL)**. U tom slučaju se proverava implementacija upravljačke logike u programabilnom logičkom kolu [56].

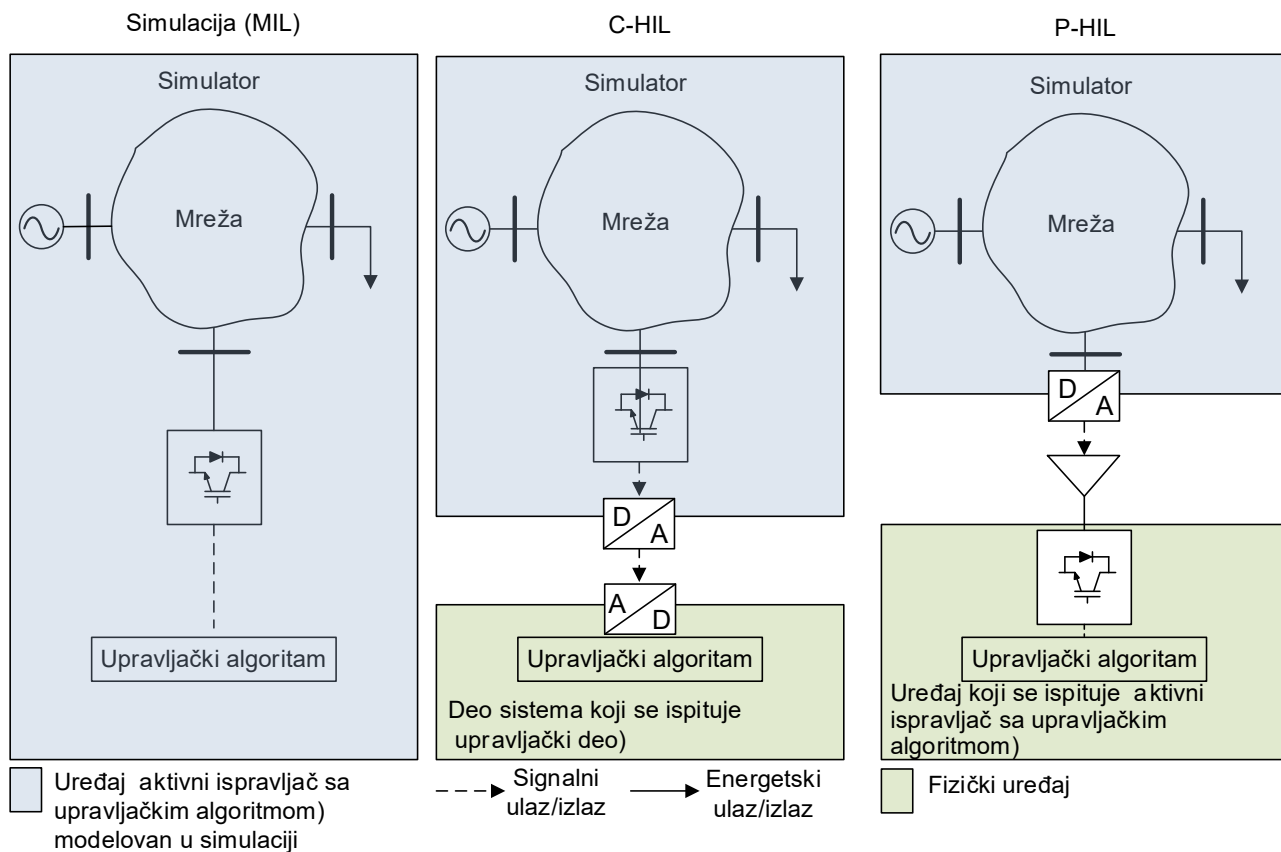
✓ **Power-in-the-Loop (P-HIL)**

Pre povezivanja aktivnog ispravljača na mrežu, sprovodi se **Power-in-the-Loop (P-HIL)** testiranje. U ovoj fazi model mreže se izvršava na *real-time* sistemu (na primer, specijalizovanoj platformi za determinističku simulaciju), dok je upravljački algoritam implementiran na stvarnom hardveru, u upravljački deo aktivnog ispravljača. Zbog različite prirode signala, aktivni ispravljač je sa *real-time* sumulatorom povezan preko pojačavača snage (*power amplifier*), koji digitalne signale iz mreže koja je modelovana na *real-time* sumulatoru pretvara u analogne i šalje upravljačkom delu aktivnog ispravljača, a merene vrednosti karakterističnih veličina u radu aktivnog ispravljača pretvara u digitalne i šalje natrag modelu mreže u *real-time* sumulatoru. Dakle, *real-time* sistem omogućava fizičku komunikaciju sa upravljačkim algoritmom putem analognih i digitalnih ulaza/izlaza, kao i komunikacionih protokola (npr. CAN, UDP). Na taj način se mogu identifikovati problemi vezani za komunikacione kanale i I/O interfejsse, poput kašnjenja, šuma ili prigušenja signala, koji nisu uočljivi u klasičnim *off-line* simulacijama. HIL testiranje je naročito značajno kod sigurnosno kritičnih sistema i često predstavlja obaveznu fazu u automobilske i vazduhoplovnoj industriji [56].

U testiranju nekog sistema ne moraju biti zastupljeni svi prethodno opisani koraci, nekada nisu potrebni, a nekada i nije moguće sprovesti svaki od ovih koraka. Na Sl. 4-59 je prikazan proces testiranja aktivnog ispravljača počevši od MIL, preko C-HIL koncepta, završno sa P-HIL.

✓ Testiranje na stvarnom hardveru

Nakon uspešne verifikacije u prethodnim fazama, pristupa se testiranju sa stvarnim fizičkim sistemom. U posmatranom primeru, aktivni ispravljač treba povezati na mrežu, opteretiti ga i sprovesti izabran način upravljanja u skladu sa postavljenim zahtevima, uz monitoring veličina od interesa. Ovakav sekvencijalni pristup verifikaciji – od MIL do stvarnog hardvera – omogućava sistematsko otkrivanje i otklanjanje grešaka u ranim fazama razvoja, smanjuje troškove, povećava bezbednost i značajno skraćuje vreme potrebno za plasiranje proizvoda na tržište [56].



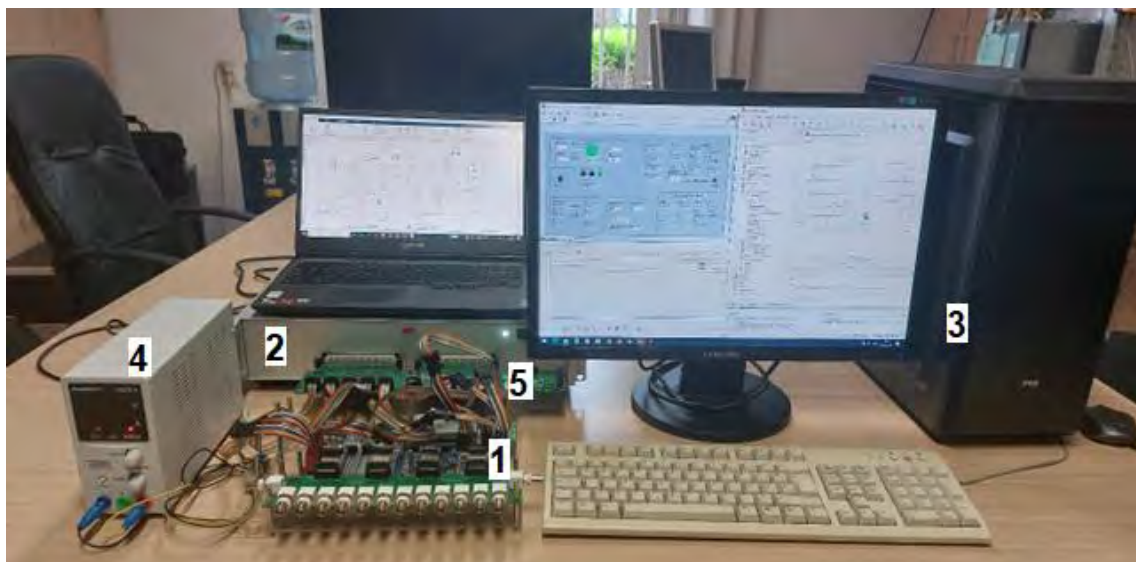
Sl. 4-59 Ilustracija MIL, C-HIL i P-HIL koncepta na primeru aktivnog ispravljača

Završna faza provere rada mrežnog pretvarača u režimu VSM podrazumeva realizaciju kompletnog energetskog i upravljačkog dela sistema. Energetski deo čine tranzistorski most, prigušnice, kao i kondenzatori filtera i jednosmernog međukola. Pored toga, neophodno je obezbediti

pobudne sklopove za upravljanje tranzistorima, kao i merne sklopove za struje i napone, prilagođene analognog-digitalnim konvertorima (A/D) digitalnog signalnog procesora kojim se realizuje upravljački algoritam. Ispravnost rada upravljačkog sistema može se inicijalno proveriti posmatranjem PWM signala za upravljanje tranzistorima na osciloskopu i analizom njihovih karakteristika, kao što su frekvencija, oblik i dužina impulsa. Na taj način mogu se uočiti i otkloniti greške nastale usled propusta u programskom kodu ili nepreciznog merenja struja i napona. Međutim, znatno veći izazov predstavlja ispitivanje rada kompletnog sistema sa zatvorenom povratnom spregom [53].

Sistemi sa povratnom spregom koji nisu pravilno podešeni često pokazuju oscilatorno ponašanje i mogu postati nestabilni. Izbor odgovarajućeg regulatora i njegovih pojačanja zahteva detaljno poznavanje dinamičkih karakteristika sistema. Odstupanje parametara od očekivanih vrednosti može dovesti do nestabilnosti, što u konkretnoj primeni može izazvati ozbiljne poremećaje, pa čak i oštećenje opreme ili ugrožavanje bezbednosti. Iz tog razloga, pre konačne eksperimentalne verifikacije na stvarnom hardveru, primenjuju se hardverski simulatori, odnosno HIL uređaji. U ovom pristupu realni, već programirani kontroler upravlja sistemom, ali se umesto stvarnog energetskog dela povezuje sa HIL simulatorom. Putem svojih analognih i digitalnih ulaza i izlaza, HIL uređaj verno modeluje odziv budućeg hardvera, uključujući efekte kašnjenja i merne nesavršenosti. To omogućava blagovremeno otklanjanje grešaka i preciznu kalibraciju sistema, uz značajno smanjenje rizika.

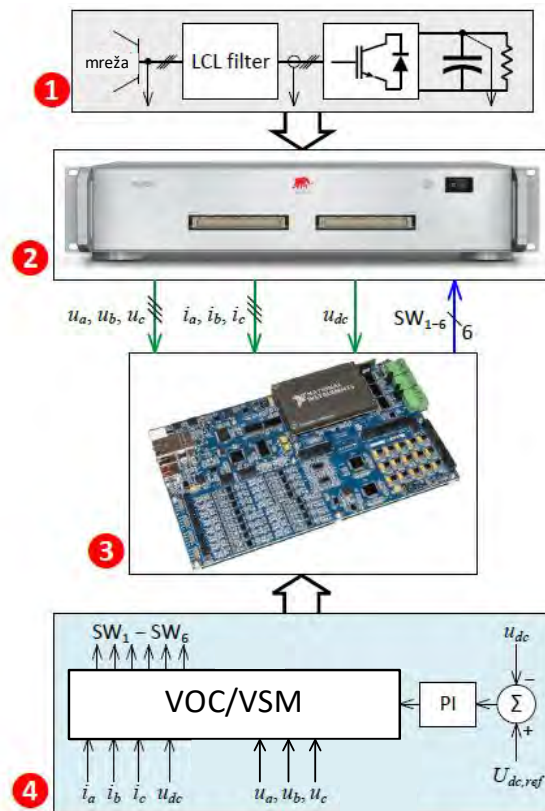
Tipična laboratorijska postavka, prikazana na Sl. 4-60 obuhvata HIL uređaj, upravljački kontroler, računar za konfiguraciju i nadzor, kao i prateće elemente za napajanje i povezivanje sistema.



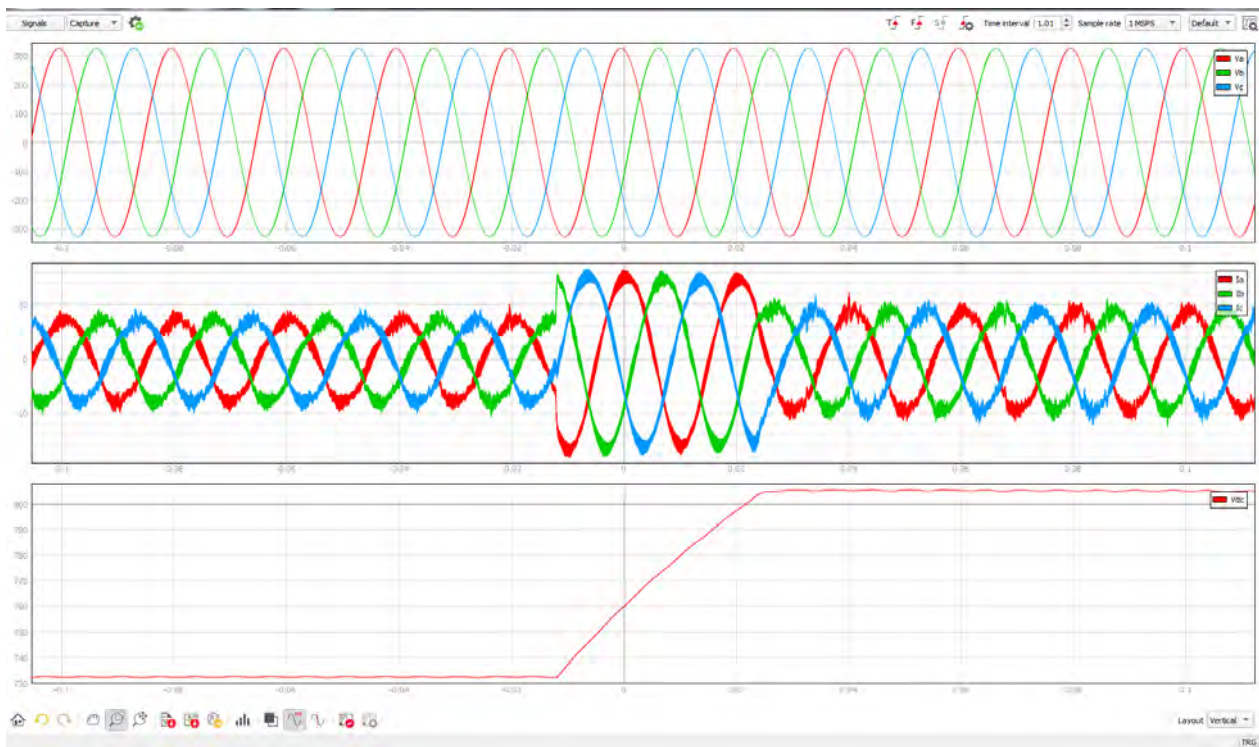
Sl. 4-60 Laboratorijska postavka: 1- PED Board (platforma za realizaciju upravljačkog algoritma u Labview okruženju), Typhoon HIL real-time simulator, 3-PC, 4- pomoćno DC napajanje, 5- pomoćna interfejs kartica za povezivanje PED Board-a sa HIL uređajem

U Laboratoriji za elektromotorne pogone Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu, realizovana su C-HIL testiranja dva upravljačka algoritma za aktivni ispravljač, Sl. 4-61: VOC [57] i VSM [53], a rezultati su prikazani na Sl. 4-62 i Sl. 4-63, respektivno.

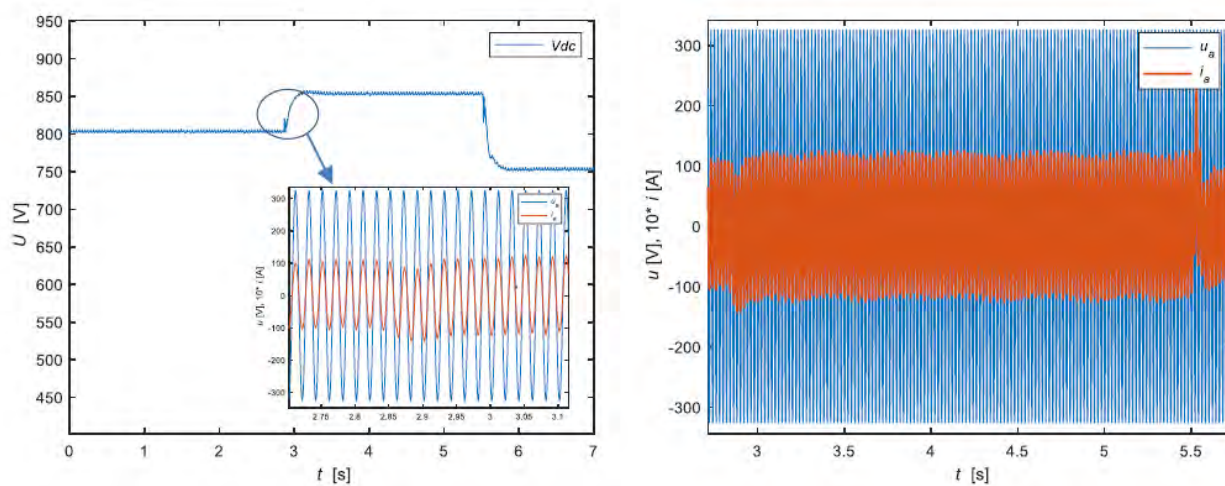
Sledeći korak u verifikaciji upravljačkih algoritama koji su testirani primenom C-HIL koncepta je ili testiranje u P-HIL okruženju, ili testiranje na stvarnom aktivnom ispravljaču koji je vezan na mrežu preko autotransformatora ili *LCL* filtera.



Sl. 4-61 Šematski prikaz laboratorijske postavke: 1 – električno kolo aktivnog ispravljača; 2- HIL uređaj; 3-upravljačka kartica (PED Board); 4 – upravljački algoritam (VOC ili VSM)



Sl. 4-62: Rezultati C-HIL simulacija aktivnog ispravljača sa VOC upravljačkim algoritmom: fazni naponi mreže, fazne mrežne struje i jednosmerni napon V_{DC} pri porastu reference V_{DC}



Sl. 4-63: Jednosmerni napon V_{DC} i promena mrežne fazne struje u toku dela tranzijenta uzrokovanog promenom reference V_{DC}

5 Energetski efikasni motori i energetski optimalno upravljanje elektromotornim pogonima

5.1 Energetski efikasni motori

Električni motori predstavljaju ključni faktor u globalnoj potrošnji električne energije, jer troše više od 53% ukupne svetske električne energije. Imajući to u vidu, njihova energetska efikasnost postaje od presudnog značaja za ublažavanje klimatskih promena i obezbeđivanje industrijske konkurentnosti. Međutim, težnja ka većoj efikasnosti često dovodi do povećane upotrebe materijala.

Asinhroni motori sa kaveznim rotorom (AM, *Squirrel-Cage Induction Motors SCIM*) bili su dominantni u prethodnim decenijama zahvaljujući niskoj ceni, pouzdanosti i zadovoljavajućoj efikasnosti [58]. Tokom poslednje tri decenije, poboljšanja njihove efikasnosti uglavnom su postignuta modifikacijama materijala, što je uticalo na fazu proizvodnje i fazu rashodovanja motora, dok je istovremeno smanjen uticaj tokom faze eksploatacije.

Kao alternativa, pojavili su se prekidački reluktantni motori (*Switched Reluctance Motors SRM*), koji nude veću energetska efikasnost uz manju količinu materijala u poređenju sa asinhronim motorima, vrlo su robusni i jednostavni motori, nemaju namotaje na rotoru (ni permanentne magnete), imaju visok stepen pouzdanosti, veliku otpornost na visoke temperature i mogućnost rada pri veoma velikim brzinama. Međutim, u odnosu na asinhronne motore imaju i dosta nedostataka, kao što su veće pulsacije momenta koje dovode do vibracija i povećanja akustične buke, složenije upravljanje, nelinearnu karakteristiku momenta (velika zavisnost momenta od položaja rotora i zasićenja magnetnog kola), lošiji kvalitet struje (struje imaju impulsni karakter što dovodi do povećanja harmonijskog izobličenja i EMC problema, kao i potreba za filtriranjem), imaju manje razvijenu industrijsku standardizaciju i kompleksniji rad pri malim brzinama. Sinhroni motori sa permanentnim magnetima (*Permanent Magnet Synchronous Motors - PMSM*) nameću se kao najbolje rešenje u pogledu energetske efikasnosti, ali uz značajne negativne uticaje na životnu sredinu tokom proizvodnje i rashodovanja. Sinhroni reluktantni motori (*Synchronous Reluctance Motors - SynRM*) izdvajaju se kao konkurentna alternativa asinhronim motorima, jer imaju manju zapreminu i masu, veću efikasnost i smanjen negativan uticaj na životnu sredinu [58].

U skladu sa *Uredbom o električnim motorima i frekventno regulisanim pogonima (EU) 2019/1781* [59], nivo energetske efikasnosti izražava se kroz međunarodne klase energetske efikasnosti (IE), pri čemu je IE1 najniža klasa, a IE5 najviša. Prema [60], klasa IE5 predstavlja tzv. *zlatni standard* i označava se kao *Ultra Premium Efficiency*. Nakon usvajanja ove *Uredbe*, u nastavku je data klasifikacija najnaprednije tehnologije trenutno dostupne na tržištu, posmatrane sa aspekta ekoloških faktora koji se smatraju značajnim i merljivim:

✓ Kada je reč o električnim motorima, nivo energetske efikasnosti IE4 identifikovan je kao najbolja trenutno dostupna tehnologija. Iako postoje motori sa gubicima manjim i do 20% od gubitaka motora klase IE4, njihova dostupnost je ograničena, ne obuhvataju sve opsege snaga obuhvaćene *Uredbom* i ne odnose se na asinhronne motore.

✓ U oblasti frekventno regulisanih pogona, najnaprednija tehnologija dostupna na tržištu odgovara nivou od 20% referentnih gubitaka snage definisanih u *Uredbi* [59]. Primenom silicijum-karbidnih tehnologija (SiC MOSFET), gubici u prekidačkim elementima frekventnih pretvarača mogu se dodatno smanjiti za približno 50% u poređenju sa konvencionalnim rešenjima.

Treba naglasiti da povećanje efikasnosti motora nije jedini cilj koji treba postići, već da su podjednako važni ciljevi i odgovarajuća cena, kao i performanse motora. Zbog toga projektovanje visokoefikasnih motora predstavlja optimizacioni problem sa brojnim ograničenjima u pogledu geometrije i materijala. Za rešavanje ovog problema koriste se softverski alati zasnovani na metodi konačnih elemenata (FEM) koji omogućavaju simulaciju ponašanja motora u električnom, magnetnom, mehaničkom i termičkom domenu. Takođe, treba istaći da je razvoj električnih vozila podstakao projektovanje novih električnih motora, koji obuhvataju sve prethodno navedene tipove motora, kao i njihovu optimizaciju sa različitim ciljevima. U ovoj fazi razvoja mogu se sistematizovati

neki potencijalni budući trendovi, kao što su: napredne tehnike hlađenja, upotreba materijala koji ne sadrže stalne magnete poznate kao „retke zemlje”, visokoefikasni dizajn, modularna i skalabilna rešenja i naročito integracija sa energetsom elektronikom [61]. U budućnosti se može očekivati još bliža integracija električnih motora i energetske elektronike, što bi moglo dovesti do poboljšanja ukupne efikasnosti sistema, performansi i isplativosti. Novi poluprovodnički materijali, poput silicijum-karbida (SiC) i galijum-nitrida (GaN), mogli bi imati značajnu ulogu u ovim frekventno regulisanim pogonima – VSD.

5.2 Energetski optimalno upravljanje elektromotornim pogonom sa asinhronim motorom

Napredak nauke i tehnologije omogućio je razvoj brojnih optimizacionih tehnika za rešavanje različitih problema optimizacije. Pored toga, ovaj napredak je doveo i do pojave velikog broja novih softverskih alata, koji olakšavaju primenu optimizacionih metoda. Među električnim pogonima, asinhroni motori se izdvajaju kao dominantan tip, jer troše približno 90% ukupne električne energije koju koriste industrijski pogoni. Ova dominacija proističe iz njihove jednostavne konstrukcije, pouzdanog rada, lakog održavanja, povoljnog odnosa snage i mase, kao i niže cene u poređenju sa drugim tipovima motora. Njihova efikasnost se obično kreće od oko 70% kod motora manjih snaga do približno 95% kod motora većih snaga [7]. Optimalne performanse ovih motora projektovanih za trajni režim rada (S1) ostvaruju se pri nazivnim radnim uslovima, kada su efikasnost i faktor snage maksimalni. Sa smanjenjem opterećenja dolazi do pogoršanja performansi. Imajući u vidu da svega četvrtina industrijskih motora radi sa adekvatnim opterećenjem, odnosno sa više od 60% nazivnog opterećenja [6], postaje jasno da postoji značajna potreba za minimizacijom njihovih gubitaka primenom optimizacionih metoda.

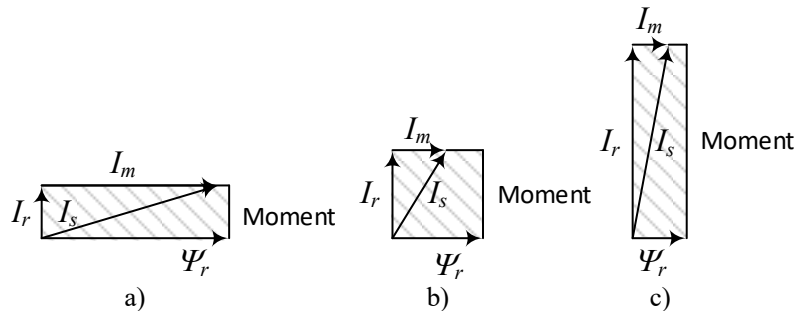
Primarni cilj upravljanja asinhronim elektromotornim pogonom jeste rad sa zahtevnom brzinom i momentom. Međutim, nakon što je ovaj cilj ostvaren, postoji dodatni aspekt koji treba razmotriti – izbor nivoa fluksa u motoru. Ovaj izbor značajno utiče na električne gubitke koji se javljaju u asinhronom motoru, a koji obuhvataju gubitke u gvožđu, kao i gubitke u namotajima statora i rotora. Tradicionalno, većina strategija upravljanja motorom podrazumeva održavanje fluksa motora na nazivnom, konstantnom nivou, nezavisno od intenziteta momenta opterećenja. Međutim, ovakav pristup ne predstavlja nužno optimalno rešenje u pogledu minimizacije gubitaka snage. Naime, pri malim opterećenjima gubici u gvožđu imaju nepotrebno visoku vrednost u odnosu na gubitke u bakru. Alternativna strategija upravljanja zasniva se na određivanju optimalnog nivoa fluksa, koji prvenstveno zavisi od momenta opterećenja, a u manjoj meri i od brzine pogona [39]. Pri ovom optimalnom nivou fluksa električni gubici u motoru su minimalni.

Princip minimizacije gubitaka promenom magnetnog fluksa ilustrovan je na Sl. 5-1, gde je dat fazorski dijagram formiranja elektromagnetnog momenta pri malim opterećenjima za tri različite vrednosti fluksa [39]:

- a) nominalni fluks,
- b) 50% nominalne vrednosti fluksa i
- c) 20% nominalne vrednosti fluksa.

U sva tri slučaja elektromagnetni momenat asinhronog motora ima istu vrednost. On je proporcionalan proizvodu rotorske struje I_r i rotorskog fluksa Ψ_r a na dijagramu je predstavljen šrafiranom površinom. Pri nominalnoj vrednosti fluksa (Sl. 5-1 a)) struja magnećenja I_m i statorska struja I_s imaju relativno velike vrednosti. Posledično su gubici u gvožđu (koji prevashodno zavise od fluksa magnećenja, koji zavisi nelinearno od struje magnećenja) i bakru statora izraženi, dok je rotorska struja I_r mala, pa su i gubici u bakru rotora mali. Smanjenjem fluksa na 50% nominalne vrednosti (Sl. 5-1 b)), da bi se održao isti momenat, rotorska struja se povećava (približno udvostručuje). Time se smanjuju gubici u gvožđu, dok se gubici u bakru rotora povećavaju. Istovremeno, smanjenjem struje magnećenja smanjuje se i statorska struja, pa su i gubici u bakru statora manji nego pri nominalnom fluksu. Ukupni gubici u mašini u ovom režimu su manji nego pri

nominalnom fluksu. Daljim smanjenjem fluksa (Sl. 5-1 c)) gubici u gvožđu se dodatno smanjuju, ali dolazi do značajnog povećanja struja, a samim tim i gubitaka u bakru statora i rotora, koji postaju dominantni u odnosu na gubitke u gvožđu. U tom slučaju, uprkos manjem fluksu, ukupni gubici u mašini rastu. Prethodna analiza pokazuje da postoji optimalna vrednost fluksa pri kojoj su ukupni gubici u asinhronom motoru minimalni. Ova vrednost zavisi od opterećenja i predstavlja osnovu za primenu strategije upravljanja sa minimizacijom gubitaka.



Sl. 5-1 Fazorski dijagram generisanja momenta pri malim opterećenjima za različite vrednosti fluksa

Glavni nedostatak ove strategije upravljanja jeste to što se, pri smanjenju fluksa u datoj radnoj tački (za zadatu brzinu i moment opterećenja), povećava frekvencija napajanja statora, dok se moment motora smanjuje, čime motor postaje osetljiviji na nagle promene opterećenja. Šta će se dešavati tokom prelaznih procesa ukoliko dođe do nagle promene opterećenja zavisi od primenjene metode upravljanja motorom. U slučaju vektorskog upravljanja (*Field Oriented Control - FOC*) sa povratnom vezom po brzini, brzina će opasti i može se vratiti na zadatu vrednost tek nakon što se fluks vrati na svoju nazivnu vrednost, što se u slučaju ovog upravljanja dešava relativno brzo. U slučaju skalarnog upravljanja asinhronim motorom, ponovno uspostavljanje nazivnog fluksa ima slabiju dinamiku u poređenju sa vektorskim upravljanjem, pa motor možda neće razviti potreban moment sa zahtevanom dinamikom, što može dovesti do ispada iz regulacije i prinudnog zaustavljanja pogona. Zbog toga jedan od ključnih zadataka pri projektovanju energetski optimalnog upravljanja predstavlja obezbeđivanje sposobnosti pogona da pouzdano podnosi nagle promene opterećenja.

U literaturi je predstavljeno mnogo metoda za minimizaciju gubitaka u elektromotornim pogonima sa asinhronim motorom, koje se mogu svrstati u tri osnovne kategorije:

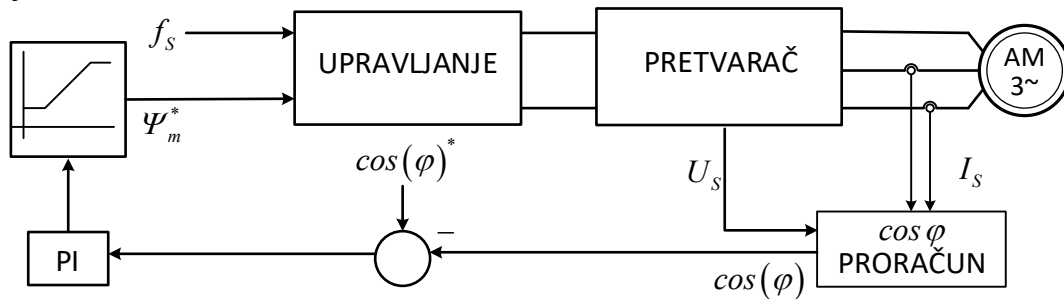
- jednostavno upravljanje nekom od karakterističnih (radnih) veličina motora (npr. $\cos\phi$): optimalna radna tačka postiže se pri nazivnoj vrednosti faktora snage.
- upravljanje zasnovano na modelu gubitaka: ova metoda optimizacije može se realizovati analitički, određivanjem optimalne vrednosti fluksa kao tačke u kojoj je odnos direktne i poprečne komponente struje takav da su ukupni gubici minimalni. Optimalna radna tačka postiže se kada su gubici izazvani strujama u direktnoj i poprečnoj osi jednaki. Analitičko rešenje problema optimizacije zanemaruje nelinearnost magnetnog materijala, odnosno njegovu sklonost ka zasićenju pri određenim vrednostima fluksa. Ovaj nedostatak se prevazilazi numeričkim rešavanjem modela gubitaka koji uključuje nelinearnosti sistema. Neophodan je precizan model motora, kao i procesor sposoban da na osnovu modela odredi optimalnu vrednost fluksa (ili statorskog napona, odnosno struje) i to u dovoljno kratkom vremenu [62].
- pretraživački (*search*) algoritmi: ne zahtevaju precizno poznavanje parametara motora, ali je neophodno tačno merenje brzine, odnosno potreban je senzor brzine montiran na vratilu motora.

Sve navedene metode mogu implementirati u okviru sva tri industrijska koncepta upravljanja pogonima: skalarnog upravljanja, vektorskog upravljanja i direktnog upravljanja momentom (*Direct Torque Control - DTC*). Savremeni frekventni pretvarači renomiranih proizvođača imaju implementirane algoritme za energetski optimalno upravljanje elektromotornim pogonima sa asinhronim motorom, koji su uglavnom zasnovani na principu modela gubitaka u slučaju FOC i DTC

pogona, dok se kod pogona sa skalarnim upravljanjem najčešće primenjuje jednostavno upravljanje nekom od karakterističnih radnih veličina motora (tzv. jednostavno upravljanje stanjima).

5.2.1 Jednostavno upravljanje nekom od karakterističnih radnih veličina motora

Ovakav pristup podrazumeva da se određena veličina motora meri i reguliše na jednostavan način, na primer faktor snage $\cos\varphi$. U ovu grupu metoda spada i upravljanje pri kome se održava konstantna vrednost učestanosti klizanja, što, kao što je pokazano u [39], ne daje zadovoljavajuće rezultate u pogledu optimizacije rada pogona. Analizom je takođe utvrđeno da se održavanjem približno nazivne vrednosti faktora snage obezbeđuju minimalni gubici snage u pogonu. Najpovoljniji dinamički odziv sistema postiže se ukoliko se vrednost $\cos\varphi$ meri i reguliše u svakom ciklusu izvršavanja upravljačke petlje, čime se omogućava brza adaptacija na promene radnih uslova, kao što je prikazano na Sl. 5-2. U literaturi su predlagana i rešenja u kojima se referentna vrednost faktora snage menja u zavisnosti od brzine i opterećenja. Međutim, takav pristup zahteva estimaciju ovih veličina, čime se narušava osnovna prednost metode – njena jednostavnost. Pritom, ostvareno poboljšanje performansi u odnosu na varijantu sa konstantnom referencom pokazuje se kao zanemarljivo.



Sl. 5-2 Blok dijagram regulacije $\cos\varphi$

Funkcionalna zavisnost između faktora snage motora i stepena korisnog dejstva, potvrđena eksperimentalno i proračunima, pokazuje da se maksimalna efikasnost ostvaruje pri nazivnoj vrednosti faktora snage [39]. Prema tome, uspostavljanjem i održavanjem nazivnog faktora snage postiže se maksimalna efikasnost motora u celokupnom radnom području.

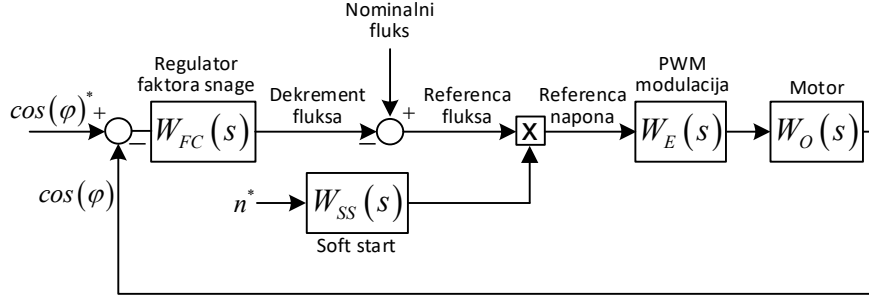
Kako se minimizacija gubitaka zasniva na smanjenju fluksa, vrednost fluksa mašine mora se u sistemu upravljanja pogonom uvesti kao upravljačka promenljiva i koristiti za ostvarivanje energetski optimalnog upravljanja motorom. Standardno U/f upravljanje podrazumeva održavanje magnetnog fluksa na konstantnoj (nazivnoj) vrednosti. Referentni napon napajanja motora dobija se kao proizvod fluksa i nazivne statrorske učestanosti, koja odgovara nazivnoj sinhronoj brzini. Da bi se pri nazivnoj sinhronoj učestanosti postigao nazivni napon, koristi se vrednost fluksa izračunata zanemarivanjem pada napona na statrorskom otporu, kao u izrazu (5.2.1).

$$\Psi_n = \frac{U_n}{\omega_n} \quad (5.2.1)$$

Kada se realizuje energetski optimalno upravljanje u pogonu sa skalarno (U/f) upravljanim asinhronim motorom i aktivira regulator optimalnog fluksa [62], postojeća vrednost fluksa umanjuje se za priraštaj fluksa, koji predstavlja izlaz regulatora. Referentna vrednost fluksa određena na opisani način dodatno se ograničava tako da ne može preći nazivnu vrednost kao gornju granicu, niti pasti ispod donje granice koja je postavljena na 40% nazivne vrednosti. Ova vrednost se množi nazivnom sinhronom brzinom, koja predstavlja izlaz bloka „Soft start“, čime se dobija efektivna vrednost statrorskog napona, kao što je prikazano na Sl. 5-3. Integracijom izlaza bloka „Soft start“ određuje se ugao θ , koji se koristi za formiranje sinusne promene statrorskog napona. Vremenska funkcija referentnog statrorskog napona data je izrazom

$$u_{ref}(t) = \Psi_{ref}(t) \cdot \omega_s(t) \cdot \sin \theta \quad (5.2.2)$$

Blok dijagram zatvorene upravljačke petlje u s -domenu, zasnovan na dinamičkom modelu pogona, prikazan je na Sl. 5-3, [62]. Funkcija prenosa bloka „Soft start“ modelovana je kao kašnjenje prvog reda, sa vremenskom konstantom koja odgovara vremenu potrebnom da brzina dostigne 63% nazivne vrednosti. Pojaćanje ovog bloka ima vrednost K_{SS} , a funkcija prenosa data je izrazom (5.2.3).



Sl. 5-3 Blok dijagram optimizacije fluksa u skalano upravljanoj pogonu sa asinhronim motorom u s -domenu

$$W_{SS}(s) = \frac{K_{SS}}{1 + sT_{SS}} \quad (5.2.3)$$

Funkcija prenosa motora, koja uključuje merenje faktora snage i formiranje referentnog fluksa, takođe je predstavljena kašnjenjem prvog reda. Vremenska konstanta ove funkcije odgovara statorskoj vremenskoj konstanti. Dinamika uspostavljanja polja kod mašine sa skalarnim upravljanjem, odnosno mašine napajane naponskim inverterom bez regulacije struje, upravo je određena ovom vremenskom konstantom, datom u izrazu (5.2.4). Funkcija prenosa motora data je u (5.2.5), dok je pojaćanje K_O određeno u simulaciji na modelu skalarno upravljanoj pogonu merenjem napona i struja i određivanjem faznog pomeraja između osnovnih harmonika ovih veličina.

$$T_O = T_s = \frac{L_s}{R_s} = \frac{L_{\gamma s} + L_m}{R_s} \quad (5.2.4)$$

$$W_O(s) = \frac{K_O}{1 + sT_O} \quad (5.2.5)$$

Funkcija prenosa koja opisuje frekventni pretvarač, koji je deo skalarno upravljanoj pogona sa asinhronim motorom, može se takođe aproksimirati kašnjenjem prvog reda, sa vremenskom konstantom T_e , reda veličine nekoliko milisekundi. Ova vrednost je znatno manja od vremenske konstante bloka „Soft start“ ili statorske vremenske konstante, te se kašnjenje PWM izvora (frekventnog pretvarača) može zanemariti pri podešavanju regulatora faktora snage u okviru energetski optimalnog upravljanja. Funkcija prenosa PI regulatora u s -domenu data je izrazom (5.2.6)

$$W_{FC}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.2.6)$$

Za podešavanje parametara regulatora može se primeniti metoda kompenzacije. Kako dominantna vremenska konstanta potiče iz bloka „Soft start“, kompenzuje se manja vremenska konstanta koja opisuje dinamiku motora. Funkcija prenosa regulatora može se zapisati u obliku (5.2.7), gde je $T_i = K_p/K_i$. Ukoliko se usvoji da je vremenska konstanta regulatora jednaka statorskoj vremenskoj konstanti ($T_i = T_O$), ostvaruje se kompenzacija, čime ostaje jedan stepen slobode za izbor pojaćanja K_p . U tom slučaju, funkcija prenosa celog sistema u otvorenoj sprezi data je izrazom (5.2.8), dok je funkcija prenosa pogona sa zatvorenim povratnom spregom data izrazom (5.2.9).

$$W_{FC} = K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i} \quad (5.2.7)$$

$$W_s(s) = \frac{K_p}{sT_i} \frac{n_{ref} K_{SS} K_O}{1 + sT_{SS}} \quad (5.2.8)$$

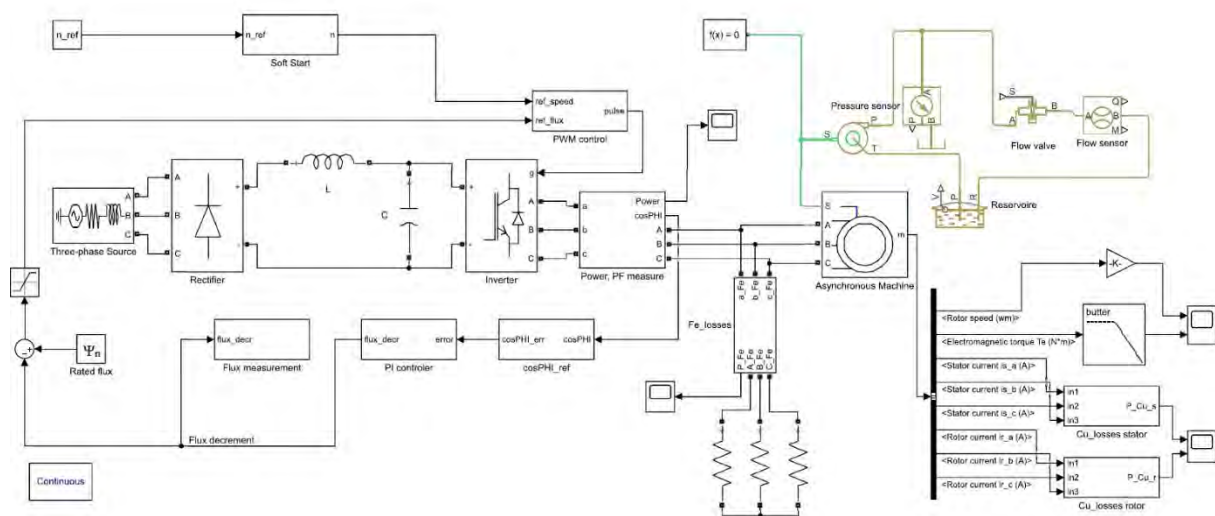
$$W_{ss}(s) = \frac{W_s(s)}{1 + W_s(s)} = \frac{K_p n_{ref} K_{SS} K_O}{s^2 T_{SS} T_i + sT_i + K_p n_{ref} K_{SS} K_O} \quad (5.2.9)$$

Pre određivanja vrednosti pojačanja K_p , potrebno je definisati željeni odziv faktora snage: on treba da bude aperioidičan, sa minimalnim oscilacijama. Takav odziv obezbeđuje minimalne oscilacije elektromagnetnog momenta i brzine vratila motora, što rezultuje poželjnim dinamičkim ponašanjem motora. Pojačanje se zatim postavlja na određenu vrednost, odziv pogona se snima i analizira, te po potrebi koriguje. Integralno pojačanje se određuje kao $K_i = K_p / T_s$.

Jedna od najznačajnijih i najčešćih oblasti primene skalarno upravljanih elektromotornih pogona jeste regulacija rada centrifugalnih pumpi. Zbog kvadratne zavisnosti momenta opterećenja od brzine obrtanja, centrifugalne pumpe su posebno pogodne za primenu U/f upravljanja, jer se željeni protok i pritisak fluida mogu efikasno podešavati promenom frekvencije napajanja motora. Na taj način se ostvaruje jednostavno i pouzdano upravljanje kojim se obezbeđuje rad elektromotornog pogona u optimalnoj radnoj tački sa aspekta energetske efikasnosti, što ovu kombinaciju čini standardnim rešenjem u sistemima vodosnabdevanja, grejanja, klimatizacije i industrijskim procesima. Ovo je bio razlog da se formira simulacioni model koji je prikazan na Sl. 5-4, a kojim je modelovana laboratorijska postavka u Laboratoriji za elektromotorne pogone Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu [62]. U modelu je motor direktno povezan sa centrifugalnom pumpom preko mehaničkog ulaza „S“ (osovina – *Shaft*). Hidraulički sistem, uključujući i pumpu, modelovan je tako da odgovara sistemu koji postoji u laboratorijskim uslovima, a osnovni podaci o ovom sistemu, koji su korišćeni u simulaciji, dati su u Tab. 5-1.

Tab. 5-1 Podaci o pogonu centrifugalne pumpe proizvođača *Grundfos*, model CM1-2 A-R-A-E-AQQE

Nazivni napon	3x 220-240 / 380-415 V	Otpornost namotaja statora	$R_s = 16,72 \Omega$
Nazivna učestanost	50 Hz	Otpornost namotaja rotora	$R_r = 13,58 \Omega$
Nazivna snaga	0,46 kW	Induktivnost rasipanja statora	$L_{ys} = 41,158 \text{ mH}$
Nazivna struja	2,0-2,2 / 1,0-1,2 A	Induktivnost rasipanja rotora	$L_{yr} = 41,158 \text{ mH}$
Nominalna brzina	$n_n = 2790 \text{ o/min}$, pri 231 V	Otpornost grane magnećenja	$R_m = 5 \text{ k}\Omega$
Nominalni moment	$M_{emn} = 2,047 \text{ Nm}$	Induktivnost magnećenja	$L_m = 1,121725 \text{ H}$
Nominalni faktor snage	$\cos\varphi_n = 0.852$	Nominalni fluks statora	$\Psi_{sn} = 0,679 \text{ Wb}$
Proizvođač je definisao nazivnu radnu tačku na karakteristici zavisnosti pritiska od protoka pri brzini od 50 Hz. Nazivni pritisak je $p_n = 1147 \text{ mbar}$, pri nazivnom protoku od $Q_n = 1,7 \text{ m}^3/\text{h}$.			

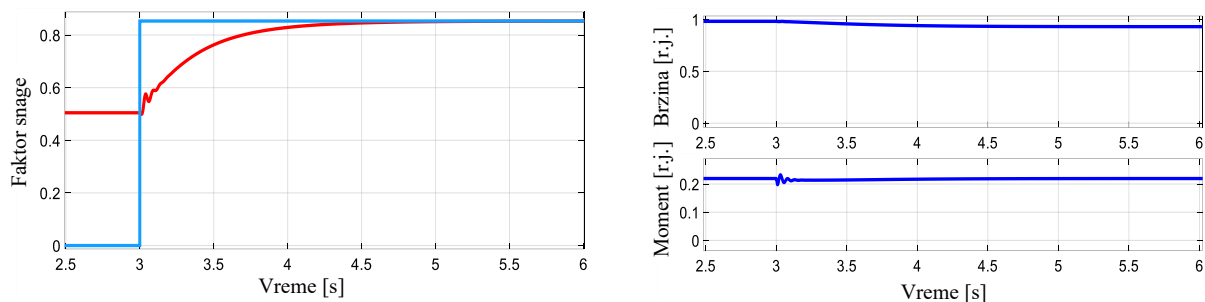


Sl. 5-4 Simulacioni model skalarno upravljanog pogona sa asinhronim motorom u primeni sa centrifugalnom pumpom, sa energetske optimalnim upravljanjem koje se zasniva na održavanju $\cos\varphi$ na konstantnoj, nazivnoj vrednosti

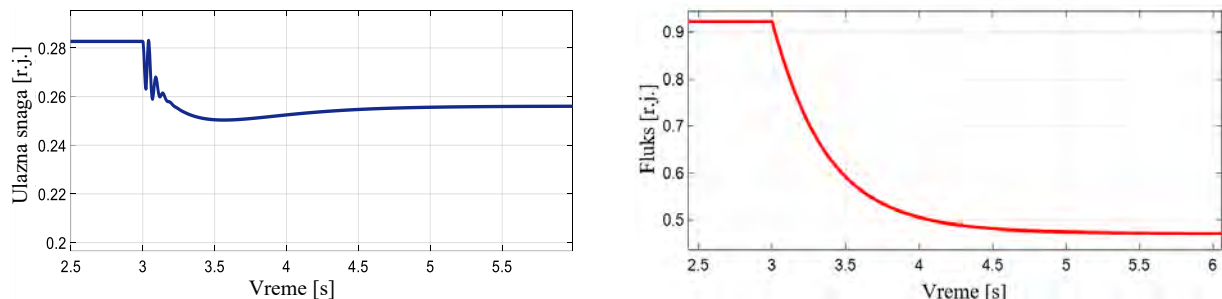
Kako blok asinhronog motora u okruženju *Matlab Simulink* ne obuhvata gubitke u magnetnom kolu, ekvivalentni otpornici koji modeluju ove gubitke postavljeni su paralelno sa ulaznim priključcima motora. Parametri mašine i pretvarača usklađeni su sa parametrima

laboratorijskog modela. U model su implementirani blokovi za merenje faktora snage, magnetnog fluksa i ulazne snage, kao i blokovi za merenje gubitaka u gvožđu i bakru. Na osnovu rezultata simulacije analizirana su dva karakteristična režima rada pogona sa energetski optimalnim upravljanjem.

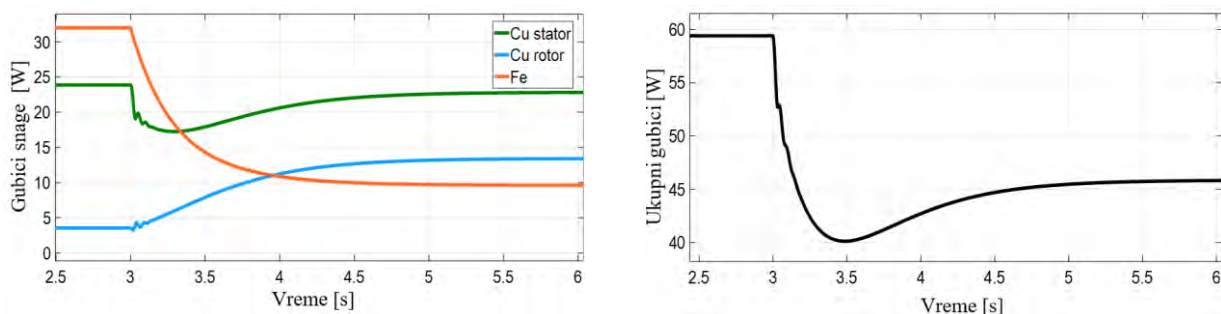
Faktor snage, brzina i odziv momenta nakon aktiviranja energetski optimalnog regulatora u trenutku $t = 3$ s prikazani su na Sl. 5-5. Motor je opterećen sa 30% nazivnog momenta. Može se uočiti da je odziv aperioidičan, bez statičke greške i sa minimalnim oscilacijama. Pad brzine nakon aktiviranja regulatora posledica je promene klizanja motora usled smanjenja napona. Oscilacije momenta, koje potiču od visokofrekventne komponente struje generisane PWM napajanjem, filtrirane su niskopropusnim filterom. Vrednost momenta ostaje ista kao i pre povećanja faktora snage. Na Sl. 5-6 prikazane su ulazna snaga i magnetni fluks motora. Jasno se uočava da se obe veličine smanjuju nakon uključenja regulatora. Vremenski dijagram pojedinačnih gubitaka je u skladu sa osnovnim teorijskim postavkama u vezi ovog energetski optimalnog načina upravljanja motorom, dok se ukupni gubici značajno smanjuju, kao što je prikazano na Sl. 5-7.



Sl. 5-5 Faktor snage, brzina i odziv momenta – aktiviranje energetski optimalnog regulatora



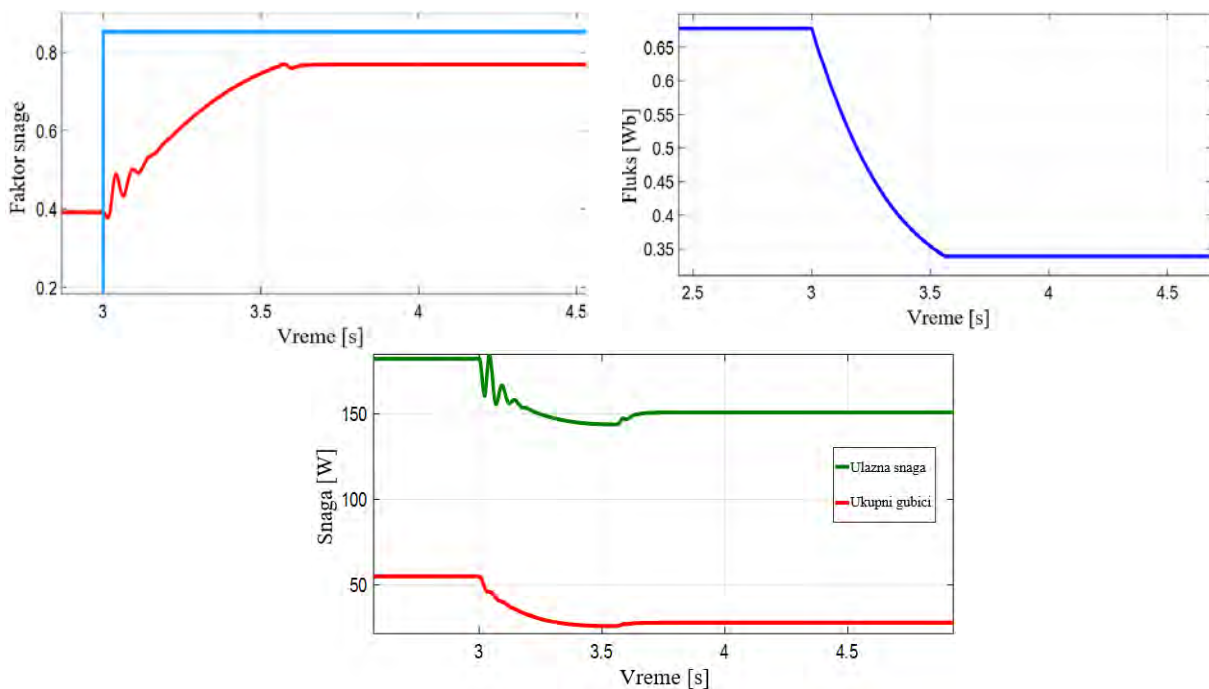
Sl. 5-6 Ulazna snaga motora i magnetni fluks – aktiviranje energetski optimalnog regulatora



Sl. 5-7 Gubici u gvožđu i bakru, kao i ukupni gubici – aktiviranje energetski optimalnog regulatora

- a) Karakterističan slučaj 1: uticaj donje granične vrednosti fluksa na ponašanje pogona pumpe

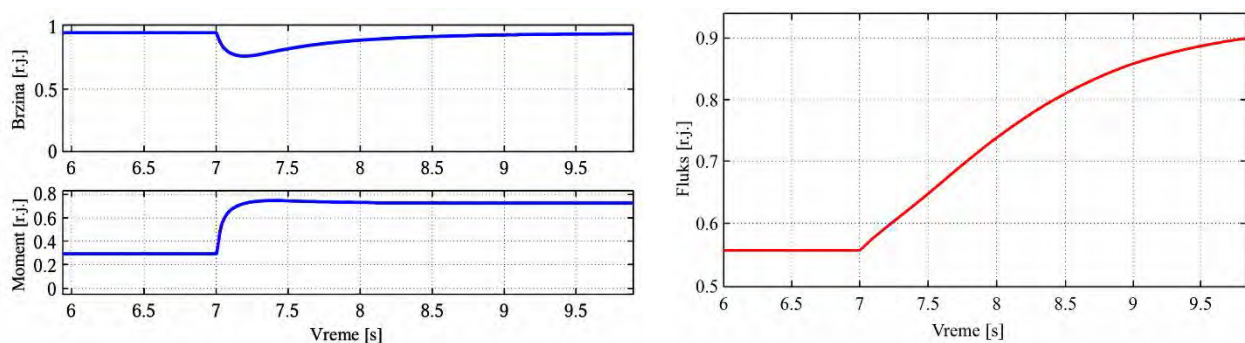
Kako je minimalna dozvoljena vrednost magnetnog fluksa motora ograničena na 40% nazivnog fluksa, moguće je da pri vrlo malom opterećenju motora tokom procesa optimizacije fluks dostigne tu donju granicu. U tom slučaju faktor snage se nakon aktiviranja regulatora ne može uspostaviti na nazivnoj vrednosti, već će težiti toj vrednosti kao referentnoj. Time se ipak ostvaruje smanjenje ulazne snage i ukupnih gubitaka, kao što je prikazano na slici Sl. 5-8.



Sl. 5-8 Karakteristične veličine u slučaju kada je realna optimalna vrednost fluksa manja od postavljene donje granice energetski optimalnog regulatora.

b) Karakterističan slučaj 2: uticaj iznenadne promene opterećenja na ponašanje pogona

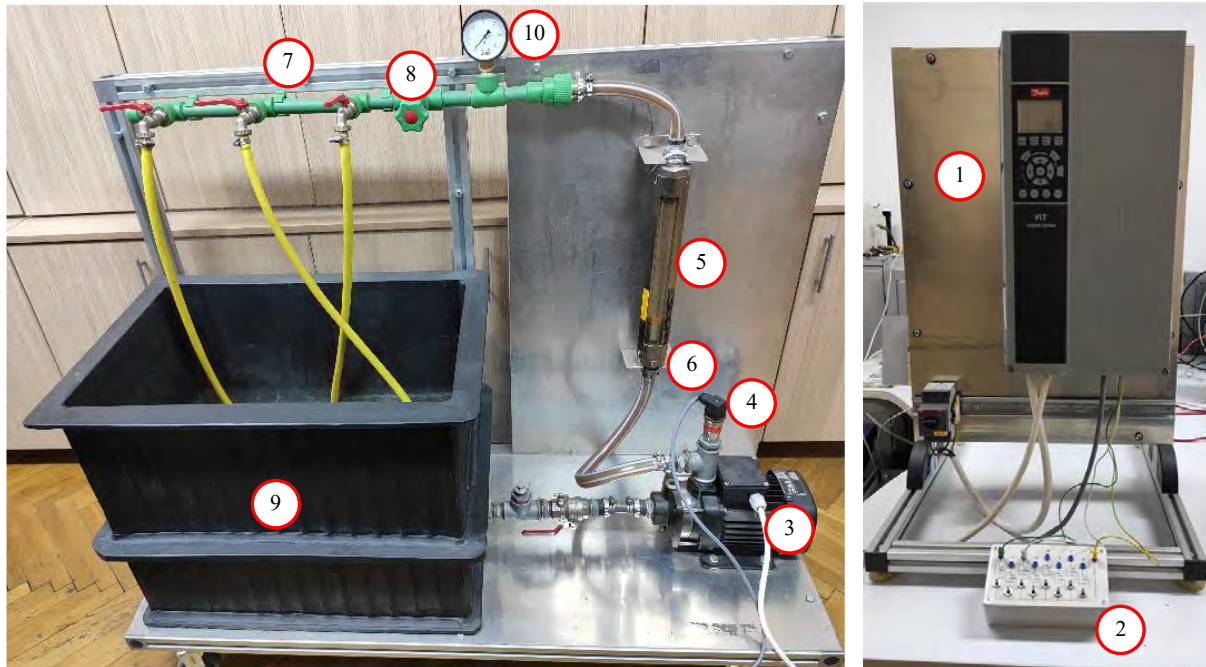
Moment motora je direktno proporcionalan magnetnom fluksu. Ukoliko dođe do povećanja momenta opterećenja, regulator faktora snage, odnosno energetski optimalni regulator, treba da reaguje povećanjem fluksa. Problem nastaje u slučaju naglog porasta opterećenja. Magnetni fluks mašine menja se dinamikom određenom statorskom vremenskom konstantom, koja ne mora biti dovoljno mala da bi motor mogao trenutno da razvije moment potreban za savladavanje opterećenja i da pritom održi brzinu na referentnoj vrednosti zadatoj regulatorom brzine. Zbog toga je nagla promena opterećenja pogona sa energetski optimalnim upravljanjem ispitana simulacijom na modelu pogona. Ako se moment opterećenja iznenada poveća sa 40% na 100% nazivne vrednosti, rezultati simulacije prikazani su na Sl. 5-9, gde su predstavljeni fluks, brzina i odziv momenta motora.



Sl. 5-9 Karakteristične veličine u slučaju iznenadnog povećanja momenta opterećenja pri energetski optimalnom upravljanju pogonom

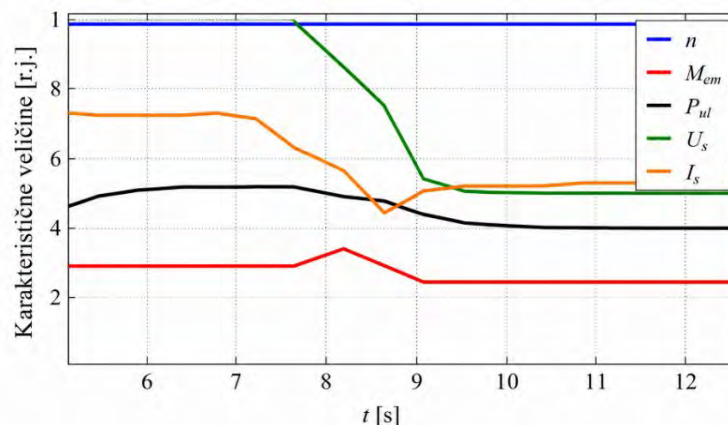
Motor u početnom režimu rada funkcioniše sa smanjenim fluksom, što odgovara energetski optimalnoj radnoj tački pri malom opterećenju. U trenutku $t = 7$ s dolazi do naglog porasta momenta opterećenja, na šta regulator faktora snage reaguje povećanjem fluksa mašine. Na taj način se obezbeđuje razvoj većeg elektromagnetnog momenta, dovoljnog za savladavanje novonastalog opterećenja i očuvanje stabilnosti rada. Ukoliko povećanje fluksa ne bi bilo dovoljno brzo, motor bi usled dejstva konstantnog momenta opterećenja vrlo brzo promenio smer obrtanja i nastavio da ubrzava u suprotnom smeru. U takvim uslovima regulator faktora snage ne bi mogao da reaguje u potrebnom vremenskom intervalu, niti bi fluks dostigao nazivnu vrednost, pa ne bi bio razvijen dovoljan elektromagnetni moment da se spreči revers motora.

Na Sl. 5-10 prikazana je eksperimentalna postavka realizovana u Laboratoriji za elektromotorne pogone na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu. Postavka se sastoji od pogona sa asinhronim motorom koji se napaja iz frekventnog pretvarača industrijskog tipa *Danfoss VLT® AQUA Drive FC 202*, specijalno projektovanog za primenu u pumpnim sistemima, kao i od centrifugalne pumpe i odgovarajućeg hidrauličkog sistema. Od brojnih parametara pretvarača *AQUA Drive*, sa stanovišta energetski optimalnog upravljanja posebno je značajan parametar *Motor CosPhi*. Ovaj parametar predstavlja vrednost faktora snage pri kojoj motor treba da radi u režimu sa optimalnom vrednošću fluksa. U konkretnoj laboratorijskoj postavci unapred je podešen na vrednost 0,68 (što iznosi približno 80% nazivne vrednosti), u cilju povećanja pouzdanosti rada pogona pri naglim promenama opterećenja. Međutim, korisnik ima mogućnost da ovu vrednost podesi prema željenim zahtevima. Rad motora je eksperimentalno ispitan kako za unapred podešenu vrednost faktora snage, tako i za nazivnu vrednost.



Sl. 5-10 Laboratorijska postavka: Frekventni pretvarač, 2. Komandni pult, 3. Pumpa, 4. Senzor pritiska, 5. Senzor protoka, 6. Nepovratni ventil, 7. Tri slavine, 8. Prigušni ventil, 9. Rezervoar od 120 litara, 10. Manometar.

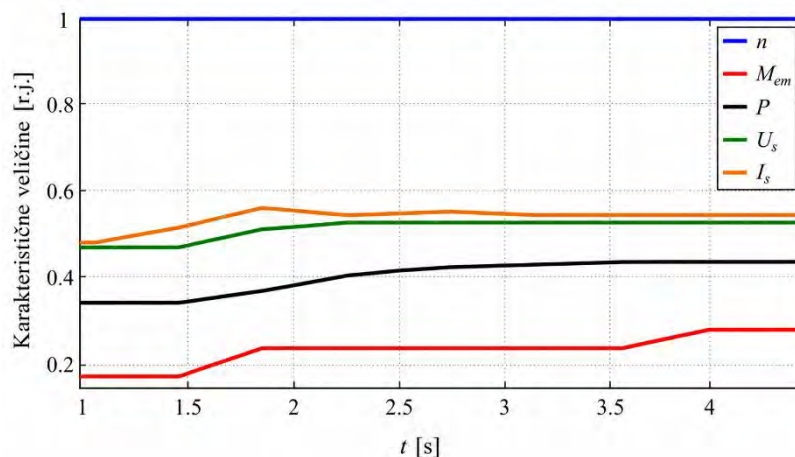
Rezultati eksperimenta [63], prikazani na Sl. 5-11, dobijeni su pri minimalnom momentu opterećenja, ostvarenom pri minimalnom protoku u sistemu i pri nazivnoj brzini (koja odgovara učestanosti napajanja statorskog namotaja od 50 Hz). Parametar za podešavanje faktora snage u frekventnom pretvaraču postavljen je na njegovu nazivnu vrednost. Podaci su zabeleženi pomoću softvera MCT10, razvijenog za frekventne pretvarače kompanije *Danfoss*, a izgled krivih posledica je male raspoložive rezolucije prikaza.



Sl. 5-11 Aktiviranje regulatora faktora snage – laboratorijska postavka

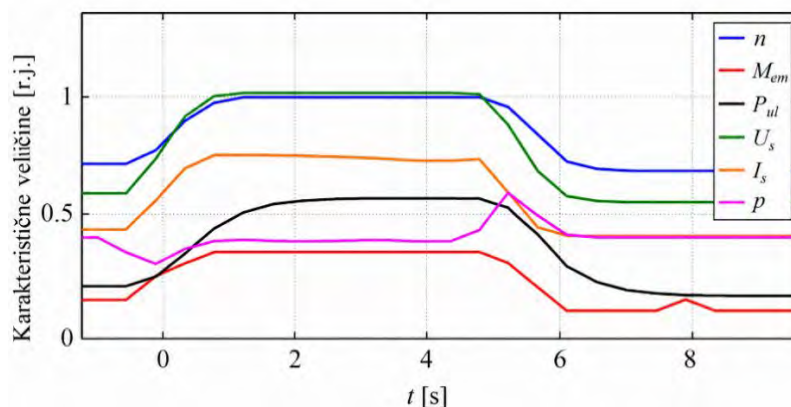
U prvom delu vremenskog dijagrama sa Sl. 5-11, motor radi pri nazivnoj brzini, malom opterećenju i nazivnoj vrednosti fluksa. Algoritam energetski optimalnog upravljanja aktivira se neposredno pre trenutka $t = 8$ s. Regstruje se značajan pad napona (odnosno fluksa), kao i smanjenje struje statora i ulazne snage. Eksperimentalni rezultati potvrđuju da se pri malim opterećenjima smanjenjem fluksa može smanjiti potrošnja energije, uz ostvarenje nazivnog faktora snage, odnosno povećanje stepena korisnog dejstva. Posmatranjem vremenskih dijagrama sa Sl. 5-11 uočava se da proces od trenutka aktiviranja regulatora faktora snage do uspostavljanja stacionarnog stanja traje oko 2 s, što odgovara rezultatima simulacija za iste radne uslove. Brzina vratila ostaje praktično nepromenjena, što je posledica estimacije brzine koju vrši pretvarač (bez upotrebe senzora za merenje brzine). Smanjenje brzine potvrđeno je blagim padom protoka (oko 1–2%), što odgovara smanjenju brzine dobijenom u simulacijama.

Odziv industrijskog pogona na naglo povećanje opterećenja ispitan je i rezultati su prikazani na Sl. 5-12. Zbog karakteristika postojećeg hidrauličkog sistema moguće je ostvariti samo mala opterećenja ispitivanog motora, tako da povećanje do nazivne vrednosti nije moguće [63]. Zbog toga je ispitano povećanje opterećenja od minimalne do maksimalno ostvarive vrednosti, pri radu pogona u otvorenoj sprezi. Faktor snage i brzina podešeni su na nazivne vrednosti. Rezultati su dati na Sl. 5-12. Kako je porast momenta relativno mali, odziv pogona je zadovoljavajući i sličan rezultatima simulacije prikazanim na Sl. 5-8. Napon (fluks) se pravovremeno povećava, obezbeđujući potreban moment za veće opterećenje.



Sl. 5-12 Odziv na naglo povećanje opterećenja pri radu sa energetski optimalnim upravljanjem

Na Sl. 5-13 prikazan je rad pogona pumpe sa zatvorenom povratnom spregom po pritisku i aktiviranim regulatorom faktora snage. Za zadatu referentnu vrednost pritiska, opterećenje u sistemu se najpre povećava, a zatim smanjuje promenom protoka. Odziv sistema je očekivan i ne utiče na zadatu referentnu vrednost pritiska. Ovim eksperimentom potvrđuje se ispravan rad energetski optimalnog upravljanja u pogonu pumpe sa regulacijom pritiska, kao i u prethodno analiziranom režimu rada pogona u otvorenoj sprezi.



Sl. 5-13 Radni ciklus pumpnog pogona sa regulacijom pritiska i aktiviranim energetski optimalnim upravljanjem

Iako dobra inženjerska praksa podrazumeva pravilno dimenzionisanje pogona i motora u skladu sa zahtevima tehnološkog procesa, oko 75% pogona u praksi radi sa malim opterećenjem (manjim od 30%) [64]. Motori sa malim opterećenjem naročito su zastupljeni u pumpnim postrojenjima, imajući u vidu da se potrošnja (na primer vode u vodovodnim sistemima) značajno menja i retko dostiže maksimalne vrednosti. U takvim uslovima pogoni često ne zadovoljavaju zahteve energetske efikasnosti, jer stepen korisnog dejstva motora naglo opada pri radu sa malim opterećenjem. Sintezom algoritma za minimizaciju gubitaka koji je primenjen na asinhroni motor sa skalarnim upravljanjem u pumpnoj aplikaciji pokazano je da se značajne uštede energije mogu ostvariti radom pogona u optimalnoj radnoj tački po fluksu. Ova optimalna radna tačka postiže se regulacijom faktora snage.

Laboratorijska ispitivanja realizovana korišćenjem industrijskog frekventnog pretvarača, projektovanog za pumpne aplikacije, koji poseduje implementiranu funkciju energetski optimalnog rada pokazuju da je ova funkcija zasnovana upravo na regulaciji faktora snage. Rezultati simulacija sprovedenih na razvijenom matematičkom modelu pumpnog sistema eksperimentalno su potvrđeni, budući da je u optimizovanom režimu rada zabeleženo smanjenje ulazne snage motora, dok su ostale karakteristične veličine pokazale veoma slične vrednosti kao u standardnom režimu rada [62]. Posebna pažnja u ovom ispitivanju posvećena je analizi naglog porasta opterećenja tokom energetski optimalnog rada pogona. Jasno su istaknute prednosti i ograničenja primenjene strategije energetski optimalnog upravljanja.

5.2.2 Energetski optimalno upravljanje zasnovano na modelu gubitaka

Podešavanje optimalne vrednosti fluksa u motoru, tako da se imaju minimalni gubici snage, može se realizovati na različite načine. Koji će način biti izabran prvenstveno zavisi od toga kako je realizovano upravljanje motorom. Ovde su prikazana dva načina: analitički (minimum gubitaka u motoru se dobija analitičkim putem) i numeričko rešenje za minimum funkcije gubitaka snage (određuju se minimalni gubici snage u pogonu: pored gubitaka u motoru, uključuju se i gubici snage u frekventnom pretvaraču).

A. Minimizacija gubitaka primenom analitičke metode

U analitičkoj metodi minimizacije gubitaka, optimalna vrednost fluksa, dobija se rešavanjem jednačina koje je moguće postaviti na osnovu ekvivalentne šeme asinhronog motora sa vektorskim upravljanjem u stacionarnom stanju koja u obzir uzima gubitke u gvožđu statora. Ova šema prikazana je na Sl. 5-14. Na osnovu šeme mogu se postaviti sledeće tri jednačine [39]:

$$P_{gub,d} = \left(\frac{(\omega_s L_m)^2}{R_{Fe}} + R_s + (\omega_s L_m)^2 \frac{R_s}{R_{Fe}^2} \right) \cdot i_{ds}^2, \quad (5.2.10)$$

$$P_{gub,q} = (R_s + R_r) \cdot i_{qs}^2, \quad (5.2.11)$$

$$P_{gub,dq} = -2\omega_s L_m \frac{R_s}{R_{Fe}} i_{ds} i_{qs}, \quad (5.2.12)$$

gde je: ω_s – sinhrona brzina,

L_m – induktivnost magnetčenja rotora

R_{Fe} – otpornost kojom se modeluju gubici u gvožđu

R_s – otpornost statorskog namotaja

R_r – otpornost rotorskog namotaja

i_{ds} – komponenta struje statora srazmerna fluksu

i_{qs} – komponenta struje statora srazmerna momentu opterećenja

$P_{gub,d}$ – gubici u motoru koji zavise od komponente struje po d osi;

$P_{gub,q}$ – gubici u motoru koji zavise od komponente struje po q osi;

$P_{gub,dq}$ – gubici u motoru koji zavise od komponenti struja i po q i po d osi;

Elektromagnetni moment u ustaljenom stanju iznosi:

$$M_{em} = PL_m i_{ds} i_{qs}, \quad P - \text{broj pari polova} \quad (5.2.13)$$

Ako se odnos struja po d i q osi definiše kao A u (5.2.14)

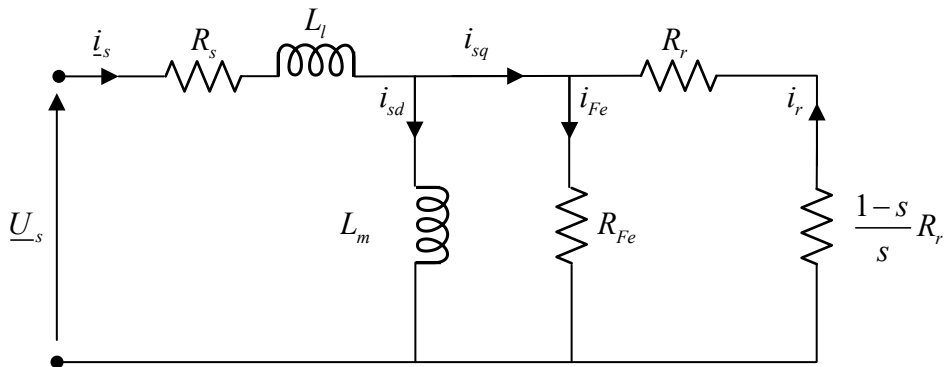
$$A = \frac{i_{qs}}{i_{ds}}, \quad (5.2.14)$$

i zameni u (5.2.13), dobija se:

$$i_{qs}^2 = A \frac{M_{em}}{PL_m}, \quad (5.2.15)$$

$$i_{ds}^2 = \frac{1}{A} \frac{M_{em}}{PL_m}, \quad (5.2.16)$$

$$i_{ds} i_{qs} = \frac{M_{em}}{PL_m}. \quad (5.2.17)$$



Sl. 5-14 Ekvivalentna šema asinhronog motora

Sada se ukupni gubici mogu izračunati na osnovu izraza

$$P_{gub} = P_{gub,d} + P_{gub,q} + P_{gub,dq} = \frac{M_{em}}{PL_m} \left[\left(\frac{(\omega_s L_m)^2}{R_{Fe}} + R_s + (\omega_s L_m)^2 \frac{R_s}{R_{Fe}^2} \right) \cdot \frac{1}{A} + (R_s + R_r) A - 2\omega_s L_m \frac{R_s}{R_{Fe}} \right] \quad (5.2.18)$$

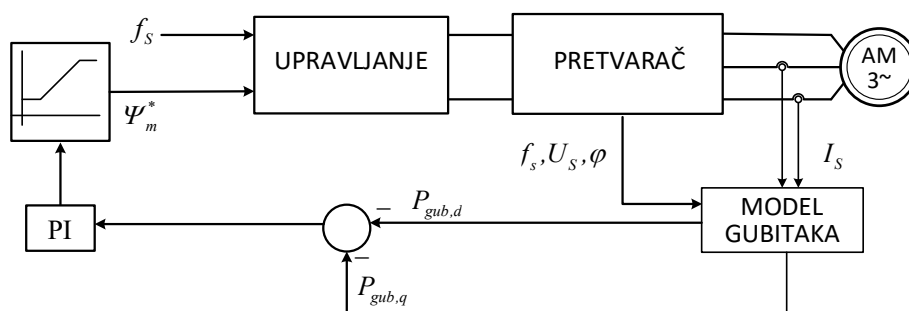
Za konstantni moment opterećenja, minimum gubitaka se dobija diferenciranjem izraza za gubitke (5.2.18) po A , smatrajući da parametri modela ne zavise od A . Ovo nije u potpunosti tačno, jer L_m i R_{Fe} zavise od vrednosti fluksa, koja je sadržana u A , ali se ovakvo zanemarenje može prihvatiti [39].

$$\frac{\partial P_{gub}}{\partial A} = 0 \quad (5.2.19)$$

$$-\left(\frac{(\omega_s L_m)^2}{R_{Fe}} + R_s + (\omega_s L_m)^2 \frac{R_s}{R_{Fe}^2} \right) \cdot \frac{1}{A^2} + (R_s + R_r) = 0 \Rightarrow P_{gub,d} = P_{gub,q} \quad (5.2.20)$$

Na osnovu (5.2.20) može se zaključiti da gubici snage u elektromotoru dostižu minimalnu vrednost u radnoj tački u kojoj se izjednačuju gubici uslovljeni direktnom (d) komponentom struje statora sa gubicima koji potiču od poprečne (q) komponente struje statora. Drugim rečima, energetski optimalan rad postiže se uspostavljanjem ravnoteže između gubitaka vezanih za magnetizacionu i gubitaka vezanih za momentnu komponentu struje. Ovaj uslov se može realizovati primenom PI regulatora, kao što je prikazano na Sl. 5-15, čime se obezbeđuje automatsko podešavanje referentne vrednosti fluksa u cilju minimizacije ukupnih gubitaka.

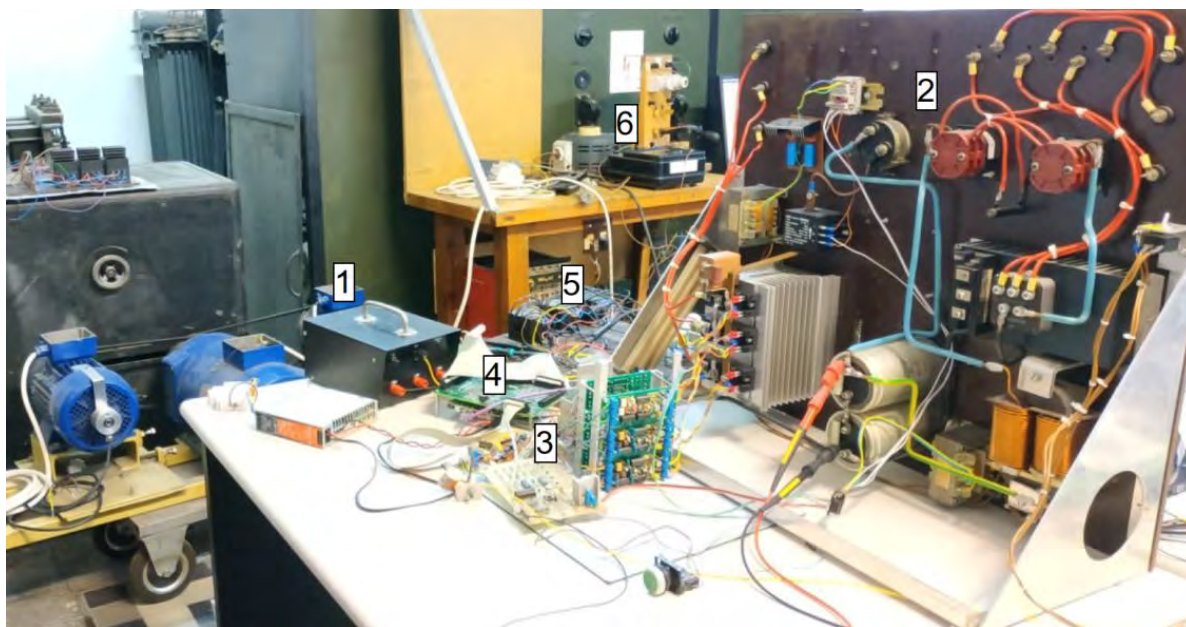
Nedostatak ovakvog pristupa ogleda se u tome što model ne uzima u obzir zasićenje magnetnog kola. Usled pojave zasićenja, pri većim opterećenjima može doći do nerealno visokih vrednosti referentnog fluksa. Ovaj problem se prevazilazi uvođenjem ograničenja fluksa na nominalnu vrednost, čime se obezbeđuje fizički prihvatljiv i stabilan rad pogona.



Sl. 5-15 Blok dijagram analitičkog modela

✓ *Realizacija analitičke metode za minimizaciju gubitaka na eksperimentalnoj postavci [65]*

Laboratorijska postavka realizovana u Laboratoriji za elektromotorne pogone prikazana je na Sl. 5-16, a sastoji se od frekventnog pretvarača, autotransformatora, senzora za merenje struje, asinhronog motora (čiji su podaci dati u Tab. 5-1), motora za jednosmernu struju u režimu dinamičkog kočenja, upravljačke kartice *National Instruments sbRIO NI9683* i personalnog računara. Ulazni napon se na diodni ispravljač frekventnog pretvarača dovodi preko autotransformatora kojim se podešava željena vrednost napona u jednosmernom međukolu. Na upravljačkoj kartici realizovano je indirektno vektorsko upravljanje pogonom sa asinhronim motorom u *LabVIEW* programskom okruženju [66]. Na njoj se softverski generišu signali koji se nakon naponskog prilagođenja na elektronici pretvarača vode na IGBT tranzistore. Na energetskom pretvaraču realizovane su prekostrujna i kratkospojna zaštita, kojima se osigurava bezbedan rad opreme [65].



Sl. 5-16 Laboratorijska postavka na kojoj je izvršeno ispitivanje: 1-asinhroni motor, 2-energetski deo pretvarača, 3-upravljački deo energetskog pretvarača, 4-kartica *National Instruments sbRIO NI9683*, 5-LEM senzori, 6-oprema za napajanje motora jednosmerne struje koji služi kao opterećenje

Ogledi su rađeni u dve varijante, sa i bez minimizacije gubitaka. Elektromotorni pogon se sastoji od asinhronog motora i motora za jednosmernu struju koji su mehanički spregnuti preko kaišnog prenosioka. Sve komande za rad pogona sa asinhronim motorom se zadaju preko personalnog računara u *LabVIEW* programskom okruženju, u kome se i prate sve veličine od interesa za verifikaciju algoritma. Osim numeričkog praćenja veličina, one se prate i grafički u vidu talasnih oblika u vremenu, koji se čuvaju i naknadno se mogu prilagođavati za željeni prikaz korišćenjem

Matlab-a. Dodatno, fazne struje asinhronog motora merene pomoću senzora mogu se prikazivati i snimati pomoću osciloskopa.

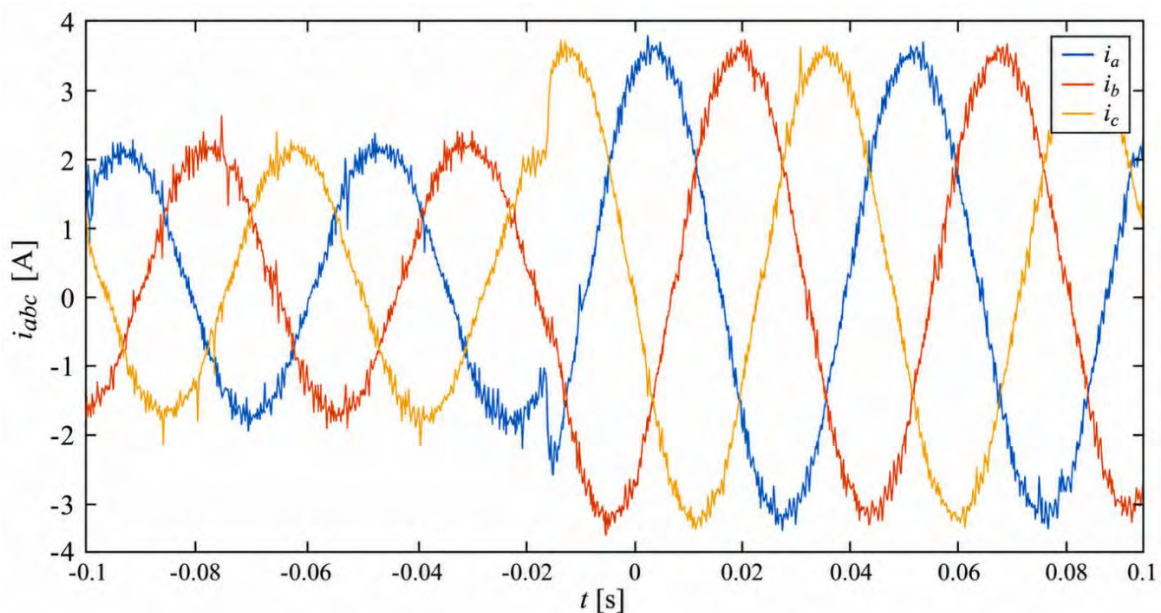
Tab. 5-2 Podaci o asinhronom motoru

Podaci o asinhronom motoru		
Nominalni napon	V	Δ 380 / Y 660
Nominalna struja	A	7 / 4
Nominalna snaga	kW	3
Nominalna brzina	o/min	2820
Faktor snage		0,83
Otpornost namotaja statora	Ω	1,386
Otpornost namotaja rotora svedena na stator	Ω	1,23691
Međusobna induktivnost namotaja	H	0,196415
Induktivnost rasipanja statora	H	0,007617
Induktivnost rasipanja rotora svedena na stator	H	0,007925

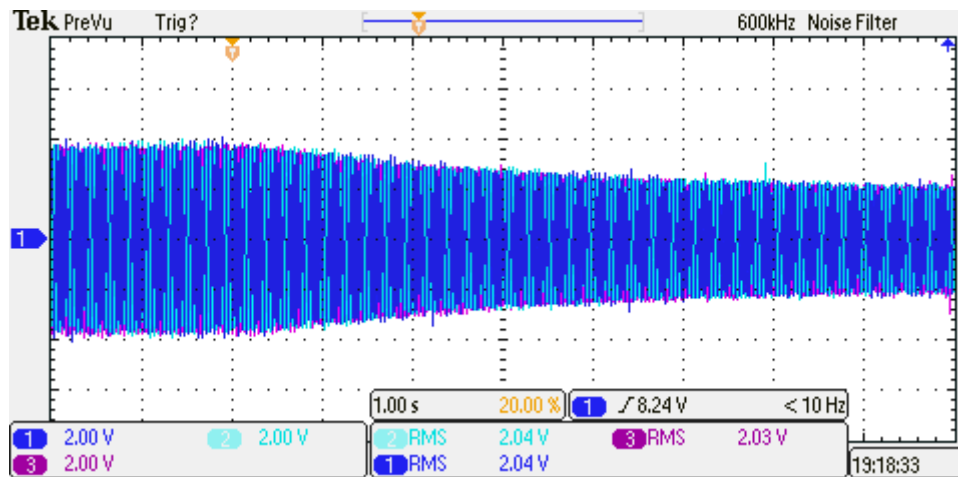
A1 Ogled: Uključenje i isključenje optimizacije u praznom hodu

Ovaj ogled je izveden na neopterećenom asinhronom motoru pri brzini od 1200 o/min. Cilj ogleda je da se prikažu promene faznih struja pri uključenju i isključenju optimizacije. Na Sl. 5-17 su prikazane tri fazne struje u vremenskom intervalu neposredno po isključenju optimizacije [65]. Jasno se vidi da se pri isključenju optimizacije vrednosti faznih struja značajno povećavaju. Može se zaključiti da se ovaj prelazni proces izvršava brzo, praktično za vreme jedne periode.

Za razliku od prelaznog procesa isključenja optimizacije, prelazni proces uključenja traje znatno duže, a snimak sa osciloskopa prikazan je na Sl. 5-18, [65]. Jasno se može uočiti da se vrednosti faznih struja smanjuju od trenutka uključenja optimizacije, do ulaska u stacionarno stanje.



Sl. 5-17 Promena faznih struja motora pri isključenju optimizacije



Sl. 5-18 Promena faznih struja pri uključenju optimizacije

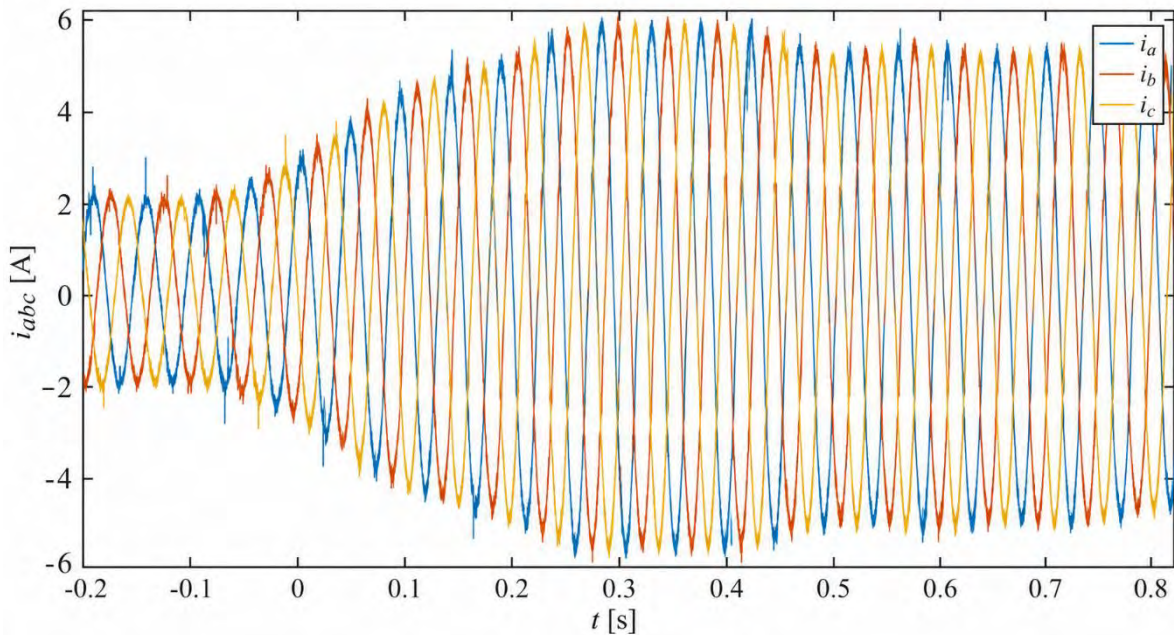
A2 Ogled: Dinamički odziv motora sa uključenom optimizacijom pri opterećenju

Cilj ovog oglada jeste analiza ponašanja pogona pri naglom opterećenju nominalnim momentom, uz aktiviranu optimizaciju fluksa i pri brzini od 1200 o/min. Na Sl. 5-19 prikazani su vremenski dijagrami faznih struja u trenutku uključenja opterećenja. Uočava se da prelazni proces traje kratko i da sistem zadržava stabilnost, bez izraženih oscilacija ili dugotrajnog odstupanja od zadatih vrednosti. Kao što je istaknuto ranije, osnovni nedostatak optimizacionih metoda zasnovanih na smanjenju fluksa javlja se u situacijama kada je motor u režimu rada sa umanjnim fluksom, a zatim se naglo izloži velikom opterećenju. Tada može doći do neželjenih pojava, poput nemogućnosti regulatora brzine da održi referentnu vrednost ili čak do potrebe za zaustavljanjem pogona usled nedovoljne elektromagnetne rezerve momenta. Rezultati prikazani na Sl. 5-20 pokazuju da su parametri algoritma za minimizaciju gubitaka snage u motoru adekvatno podešeni, te da u razmatranom slučaju ne dolazi do pomenutih problema. Sistem uspešno prelazi u novo radno stanje, uz očuvanu dinamičku stabilnost i zadovoljavajuće performanse regulacije.

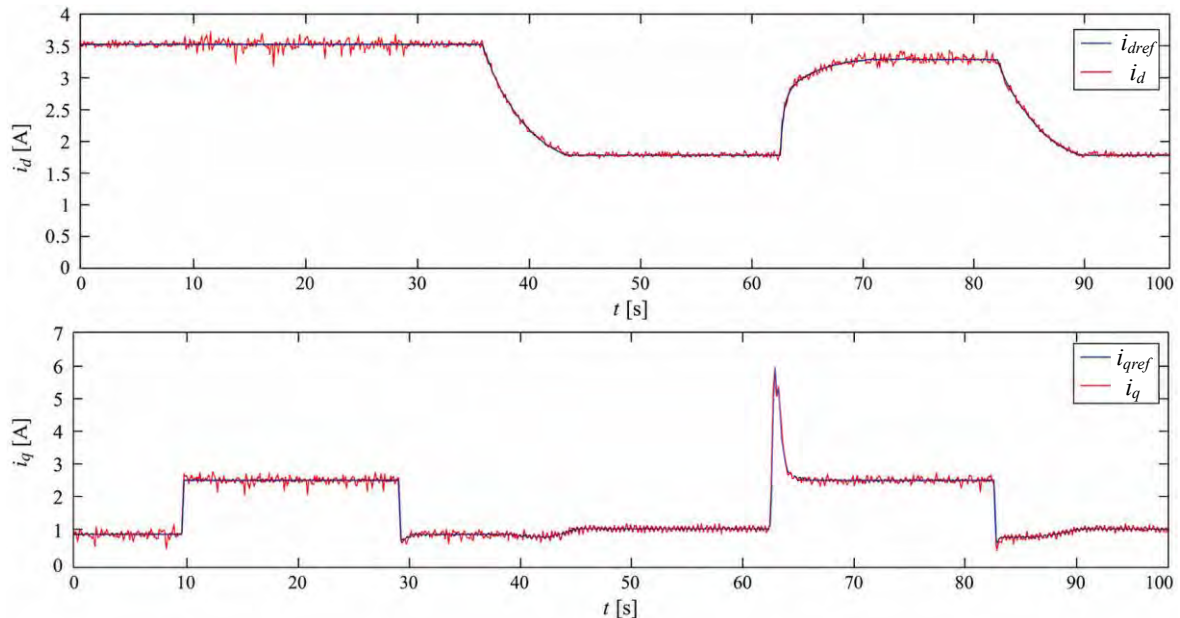
Na Sl. 5-20 do Sl. 5-22 je prikazano ponašanje struja i_d i i_q tokom procesa opterećenja i rasterećenja motora, sa i bez uključenosti optimizacije. Ovaj ogled je izvršen pri 3 različite brzine: 300, 900 i 1200 o/min. Na Sl. 5-20 prikazan je ogled pri brzini od 1200 o/min. U prvom delu, optimizacija je isključena, a motor je u praznom hodu. Struja i_d ima nominalnu vrednost, a struja i_q malu vrednost koja dominantno pokriva gubitke usled trenja. Motor se opterećuje u trenutku $t = 8$ s. Vidi se da struja i_d ostaje konstantna, dok se struja i_q povećava. U trenutku $t = 28$ s, motor se rasterećuje i struja i_q se vraća na prvobitnu vrednost. U trenutku približno $t = 35$ s, uključuje se optimizacija u praznom hodu. Vidi se da struja i_d počinje da opada, i ustaljuje se na optimalnoj vrednosti posle prelaznog procesa. Vrednost struje i_q se neznatno povećava što je posledica rada algoritma koji teži da izjednači gubitke po d i po q osi. U trenutku $t = 65$ s, motor se opterećuje. Vidi se nagli skok struje i_q koji je posledica opterećenja motora, dok struja i_d počinje da raste, „tražeći“ novu optimalnu vrednost. Nova vrednost struje i_d je vrlo bliska nominalnoj struji po d osi, a vidi se da i struja i_q ima približno jednaku vrednost kao u prvom delu oglada bez optimizacije, a sa nominalnim opterećenjem. Ovo je i očekivan rezultat s obzirom da se pri velikim brzinama i velikim opterećenjima optimalna vrednost fluksa u motoru približava nominalnoj.

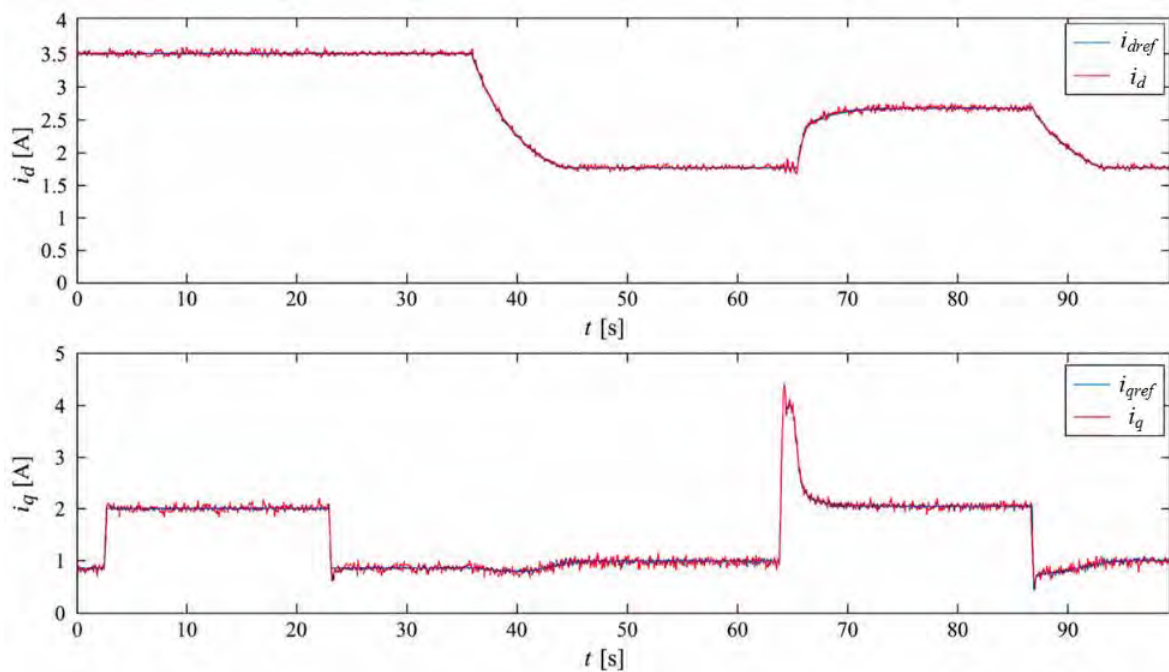
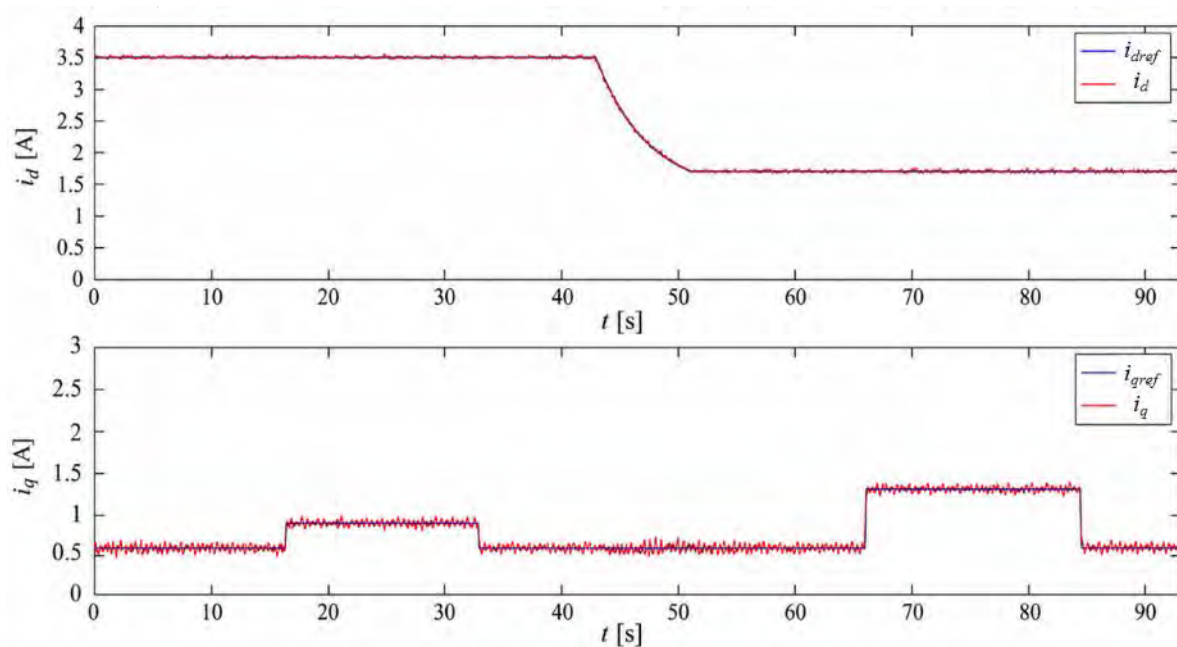
Na Sl. 5-21, ponovljen je isti ogled, ali pri brzini od 900 o/min. Vidi se da u delu kada optimizacija nije uključena nema razlike u odnosu na prethodni slučaj. Razlika nastaje u delu oglada kada je uključena optimizacija i izvrši se opterećenje motora. Struja je u ovom slučaju znatno manja od nominalne. Konačno, na Sl. 5-22 je prikazan ogled pri brzini od 300 o/min. Kao i u prethodnom slučaju opterećenje motora pri isključenoj optimizaciji se ne razlikuje. Međutim, pri opterećenju sa uključenom optimizacijom, struja i_d ostaje na istoj vrednosti koju je imala u neopterećenom stanju. Bitno je napomenuti da struja i_d u sva tri oglada pri neopterećenom motoru ima istu vrednost (1,75A)

koja je posledica postavljene donje granične vrednosti za struju i_d na 50% nominalne vrednosti. U slučaju nepostojanja limita, ova struja bi imala još nižu vrednost ali bi se time ugrozila stabilnost pri naglom opterećenju motora. Očigledno je da je u radnim režimima sa malim brzinama, vrednost optimalnog fluksa značajno manja od nominalne vrednosti, dok se kako brzina raste ona približava nominalnoj vrednosti.



Sl. 5-19 Promena faznih struja pri opterećenju motora sa uključenom optimizacijom

Sl. 5-20 Promena struja i_d i i_q pri opterećenju i rasterećenju motora na brzini 1200 o/min

Sl. 5-21: Promena struja i_d i i_q pri opterećenju i rasterećenju motora na brzini 900 o/minSl. 5-22 Promena struja i_d i i_q pri opterećenju i rasterećenju motora na brzini 300 o/min

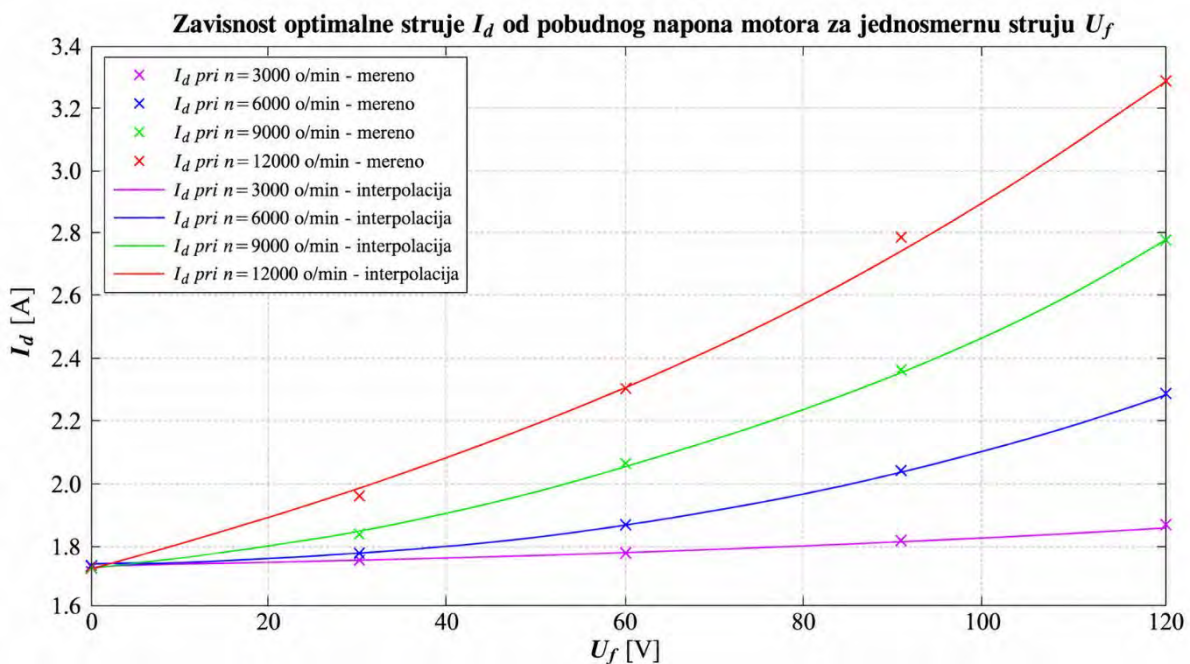
A3 *Ogled: Statičke karakteristike karakterističnih veličina motora sa uključenom optimizacijom u zavisnosti od opterećenja i brzine*

U ovom ogledu snimljene su karakteristike asinhronog motora pri promenljivom opterećenju, za četiri različite brzine (300, 600, 900 i 1200 o/min). Opterećenje asinhronog motora izvršeno je pomoću motora za jednosmernu struju koji radi u režimu dinamičkog kočenja. Promena opterećenja se vrši tako što se menja pobudni napon jednosmernog motora od 0 do 120 V. Pri pobudnom naponu od nula volti asinhroni motor je u praznom hodu, dok je pri pobudnom naponu od 120 V motor nominalno opterećen. Ogled se vrši tako što se na upravljačkom panelu zada željena brzina, a zatim

se pomoću autotransformatora menja pobudni napon motoru za jednosmernu struju, dok se ne postigne željeno opterećenje asinhronog motora. Beležene su sledeće veličine:

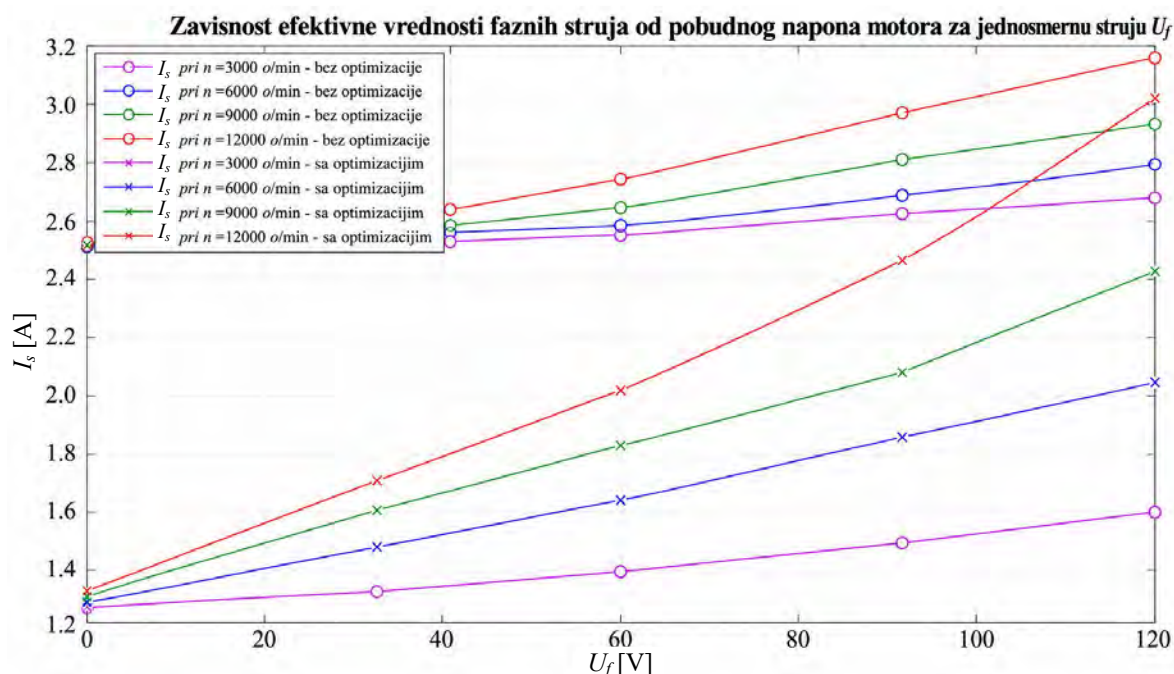
- struja I_d pri uključenoj optimizaciji;
- struja I_q pri isključenoj i uključenoj optimizaciji,
- efektivna vrednost statorske struje pri isključenoj i uključenoj optimizaciji.

Vrednost struje I_d je pri isključenoj optimizaciji poznata i jednaka vrednosti unetoj na upravljačkom panelu i iznosi $I_{dn} = 3,5$ A. Bitno je napomenuti da je zavisnost momenta opterećenja srazmerna kvadratu pobudnog napona motoru za jednosmernu struju $M_{opt} \sim U_f^2$, što znači da se menjanjem pobudnog napona menja i moment opterećenja asinhronog motora. Sve karakteristike su pri nižem broju obrtaja snimane sa manjim brojem tačaka, s obzirom da se pri promeni pobudnog napona opterećenje ne menjaju značajno (prema mehaničkoj karakteristici motora za jednosmernu struju u režimu dinamičkog kočenja razvijaju se mali momenti za male brzine obrtanja motora). Dobijene zavisnosti struje I_d od pobudnog napona motoru za jednosmernu struju, odnosno od momenta opterećenja pri konstantnoj brzini prikazane su na Sl. 5-23. Sa slike se vidi da je pri manjim brzinama vrednost struje I_d značajno niža od nominalne čak i pri nominalnom opterećenju, što je zaključeno i u prethodnim ogledima. Sa porastom brzine raste i optimalna vrednost struje I_d , pri kojoj se imaju minimalni gubici snage u motoru.

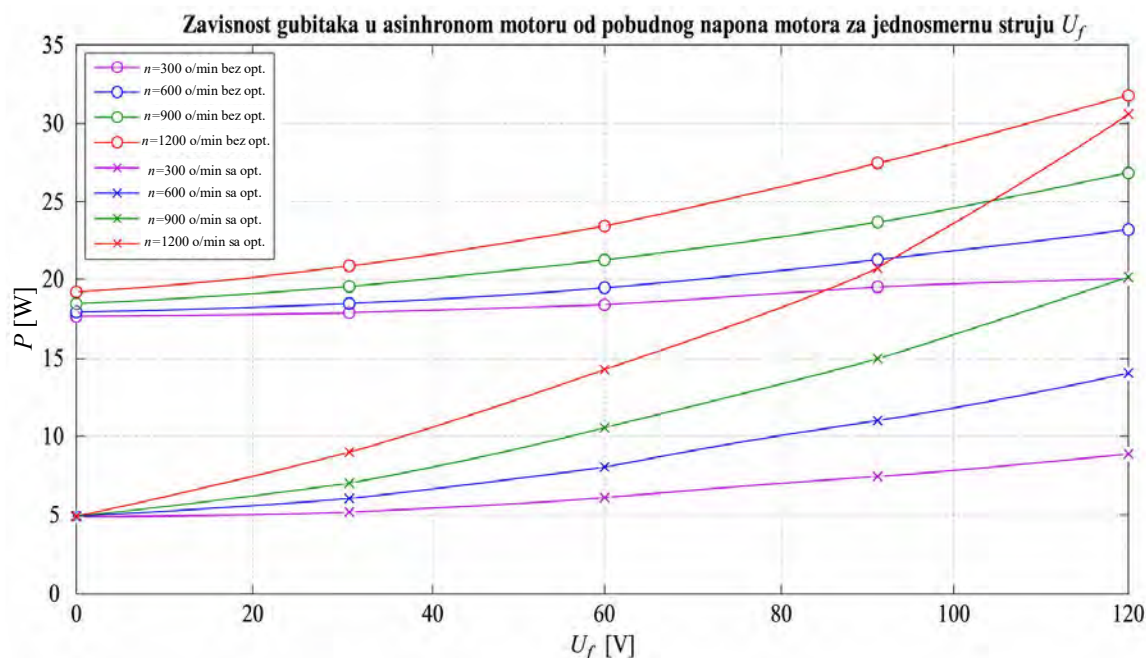


Sl. 5-23 Zavisnost optimalne vrednosti struje I_d od pobudnog napona motoru za jednosmernu struju (zavisnost od momenta opterećenja pri zadatim brzinama)

Na Sl. 5-24 su prikazane zavisnosti efektivne vrednosti statorske struje I_s od pobudnog napona motoru za jednosmernu struju, odnosno od opterećenja za izabrane konstantne vrednosti za brzinu (300, 600, 900 i 1200 o/min), sa i bez uključene optimizacije. Vidi se da su u praznom hodu pri svim brzinama, fazne struje statora motora skoro duplo manje pri uključenoj optimizaciji, u odnosu na slučaj kada optimizacija nije uključena. Sa porastom opterećenja rastu i efektivne vrednosti faznih struja. Najveća brzina u izvršenim ogledima iznosi 1200 o/min, što je svega 40% od nominalne brzine asinhronog motora (3000 o/min), zbog čega se na grafiku ne mogu videti vrednosti faznih struja u režimima sa brzinama bliskim nominalnim. Sa slike se vidi da je za nominalno opterećen motor pri brzini od 1200 o/min vrednost struje statora sa uključenom optimizacijom vrlo bliska vrednosti struje bez optimizacije. Na osnovu toga može se pretpostaviti da se na brzinama bliskim nominalnoj ove dve struje izjednačavaju pri momentima znatno nižim od nominalnog, odnosno da optimizacija vrednosti fluksa ima efekta samo u radu sa malim momentima opterećenja. Cilj realizacije optimizacionog algoritma je bio da se smanje gubici u asinhronom motoru što je i potvrđeno rezultatima ovog oglada koji su grafički prikazani na Sl. 5-25.



Sl. 5-24 Zavisnosti efektivne vrednosti statoske struje od pobudnog napona motora za jednosmernu struju, odnosno od opterećenja za izabrane konstantne vrednosti za brzinu (300, 600, 900 i 1200 o/min), bez i sa uključenom optimizacijom



Sl. 5-25 Zavisnost snage gubitaka od pobudnog napona motora za jednosmernu struju, odnosno od opterećenja za izabrane konstantne vrednosti za brzinu (300, 600, 900 i 1200 o/min), bez i sa uključenom optimizacijom

Merene su vrednosti struja I_d i I_q sa i bez uključene optimizacije, pa su na osnovu poznatih parametara zamenske šeme motora koji su dati u Tab. 5-1 i na osnovu izraza (5.2.10), (5.2.11) i (5.2.12) izračunate snage gubitaka u svim radnim tačkama. Sa slike se vidi da se ušteda energije ostvaruje u svim radnim tačkama u kojima su vršena merenja. Procentualno gledano najveća ušteda energije se ostvaruje pri radu sa malim opterećenjima. Kako se povećava opterećenje motora, tako se uštede u energiji smanjuju. Na osnovu merenja može se videti da je snaga gubitaka u praznom hodu pri uključenoj optimizaciji za 70% manja u odnosu na slučaj kada optimizacija nije uključena. Pri malim brzinama (300 o/min) sa nominalnim opterećenjem, uključanjem optimizacije se postiže ušteda u energiji od 55%, dok se pri istom radnom režimu ali pri brzini od 1200 o/min postiže ušteda od 5%. Ovo se može objasniti činjenicom da gubici u gvožđu dominantno zavise od brzine motora.

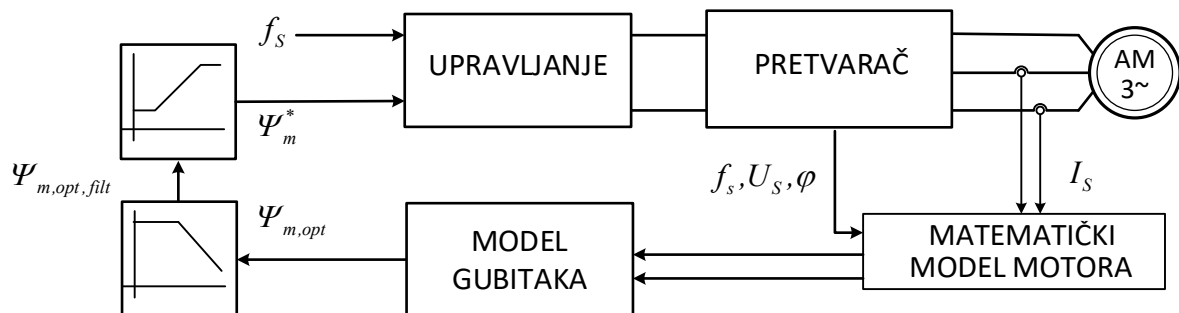
Sa porastom brzine značajno raste njihov udeo u ukupnim gubicima motora pa se efikasnost optimizacije metode smanjuje.

B. Minimizacija gubitaka primenom numeričke metode

Prednost numeričkog rešavanja modela gubitaka ogleda se u mogućnosti da se u proračun uključe nelinearnosti modela motora, kao i gubici u energetskom pretvaraču. Na taj način se dobija realističniji i precizniji opis rada pogona, pod uslovom da su poznati tačni parametri motora i karakteristike gubitaka u kompletnom sistemu.

Primer implementacije ovakvog algoritma prikazan je na Sl. 5-26. U tom pristupu model motora koristi se za estimaciju brzine i momenta opterećenja, na osnovu kojih se određuje optimalna vrednost fluksa za koju se imaju minimalni ukupni gubici. Kako je optimalni fluks funkcija momenta opterećenja i brzine motora, numeričkim postupkom se za svaku radnu tačku pronalazi energetski najpovoljnije rešenje.

Osnovni nedostatak numeričkog rešavanja jeste velika računaska složenost, odnosno značajno procesorsko vreme potrebno za obradu svakog odbirka u upravljačkoj petlji. Ovaj problem se može ublažiti realizacijom optimizacije kao pozadinskog procesa u mikrokontroleru, pri čemu se nova referentna vrednost fluksa ažurira tek po završetku optimizacionog postupka. Alternativno, optimizacija se može izvršiti *off-line*, a rezultati smestiti u *lookup* tabelu koja sadrži unapred izračunate optimalne vrednosti fluksa za sve relevantne kombinacije brzine i momenta opterećenja. Time se operacije u realnom vremenu svode na estimaciju brzine i momenta, dok se optimalni fluks jednostavno preuzima iz tabele, čime se značajno rasterećuje upravljački sistem.



Sl. 5-26 Blok dijagram minimizacija gubitaka primenom numeričke metode

✓ Realizacija numeričke metode za minimizaciju gubitaka asinhronog motora primenom Matlab funkcije *fmincon* [67]

Minimizacija gubitaka snage u pogonu sa asinhronim motorom može se ostvariti i primenom numeričkog postupka za određivanje optimalne vrednosti fluksa, kao što je već naglašeno na početku ovog poglavlja. U nastavku je prikazana realizacija numeričke optimizacije zasnovane na funkciji *fmincon*, koja je dostupna u softverskom okruženju *Matlab*, u okviru paketa *Optimization Toolbox*. Funkcija *fmincon* namenjena je rešavanju problema nelinearne optimizacije sa ograničenjima, odnosno pronalaženju minimuma zadate nelinearne funkcije više promenljivih uz uvažavanje propisanih uslova i granica. U opštem obliku, promenljiva x u kriterijumskoj funkciji $f(x)$ podleže odgovarajućim ograničenjima, koja se mogu definisati u sledećem obliku:

$$\begin{aligned} c(x) &\leq 0, \quad ceq(x) = 0, \text{ nelinearna ograničenja} \\ A \cdot x &\leq b \quad Aeq \cdot x = beq, \text{ linearna ograničenja} \\ LB &\leq x \leq UB, \quad LB - \text{donja granica ulazne promenljive} \\ UB &- \text{gornja granica ulazne promenljive,} \end{aligned} \quad (5.2.21)$$

gde su: $c(x)$ i $ceq(x)$ funkcije čiji je rezultat vektor, b i beq su vektori, A i Aeq su matrice, LB , UB i x mogu biti vektori ili matrice, dok je izlaz funkcije $f(x)$ skalar. Kao što je već istaknuto, svrha

optimizacije jeste određivanje optimalnog rešenja za zadate radne uslove. U tom smislu, neophodno je definisati kriterijum optimizacije, odnosno veličinu na osnovu koje se procenjuje kvalitet dobijenog rešenja. Taj kriterijum mora biti izražen u funkciji upravljačkih promenljivih sistema. U razmatranom slučaju, kriterijumska funkcija predstavlja ukupne gubitke u asinhronom motoru izražene u d - q referentnom sistemu. Cilj optimizacionog postupka je, dakle, minimizacija sume gubitaka po d i q osi, koja je definisana na osnovu izraza (5.2.10), (5.2.11) i (5.2.12) i data izrazom (5.2.22), čime se obezbeđuje energetski najpovoljniji rad pogona za posmatrane uslove opterećenja i brzine.

$$P_{gub} = \left(\frac{(\omega_s L_m)^2}{R_{Fe}} + R_s + (\omega_s L_m)^2 \frac{R_s}{R_{Fe}^2} \right) \cdot i_{sd}^2 + (R_s + R_r) \cdot i_{sq}^2 - 2\omega_s L_m \frac{R_s}{R_{Fe}} i_{sd} i_{sq} \quad (5.2.22)$$

Numeričkom metodom optimizacije *fmincon* traži se minimum kriterijumske funkcije (5.2.22), gde su upravljačke promenljive elektromagnetni momenat i mehanička ugaona brzina obrtanja rotora ω (može se smatrati da je na radnom delu mehaničke karakteristike $P \cdot \omega \approx \omega_s$, gde je P broj pari polova, a ω_s kružna učestanost statora). Pri modelovanju optimizacionog problema od presudne važnosti je modelovanje ograničenja. Kod konkretnih zadataka postavljena ograničenja omogućavaju da dobijena rešenja u procesu optimizacije imaju fizički smisao. Ukoliko se ograničenja modeluju na neadekvatan način dobijeni rezultati biće neupotrebljivi. U posmatranoj analizi uvedena su sledeća ograničenja:

$$\begin{aligned} 0,25 \cdot I_{sdn} \leq I_{sd} \leq I_{sdn} \quad \text{ili} \quad 1,16\text{A} \leq I_{sd} \leq 4,64\text{A} \quad & \text{- po } d \text{ komponenti struje statora,} \\ -M_{e\max} \leq M_e \leq M_{e\max} \quad \text{ili} \quad -16,33\text{Nm} \leq M_e \leq 16,33\text{Nm} \quad & \text{- po elektromagnetnom momentu,} \\ -\omega_{sn} \leq \omega_s \leq \omega_{sn} \quad \text{ili} \quad -314 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \leq \omega_s \leq 314 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad & \text{- po brzini motora} \\ -U_{\max} \leq U_{sd} \leq U_{\max} \quad \text{ili} \quad -310,27\text{V} \leq U_{sd} \leq 310,27\text{V} \quad & \text{- po } d \text{ osi napona motora} \\ -U_{\max} \leq U_{sq} \leq U_{\max} \quad \text{ili} \quad -310,27\text{V} \leq U_{sq} \leq 310,27\text{V} \quad & \text{- po } q \text{ osi napona motora} \end{aligned}$$

Prvo su data ograničenja kao promenljive veličine, a zatim numeričke vrednosti za konkretnu realizaciju ovog algoritma na laboratorijskoj postavci sa Sl. 5-16. Parametri posmatranog asinhronog motora su dati u Tab. 5-1.

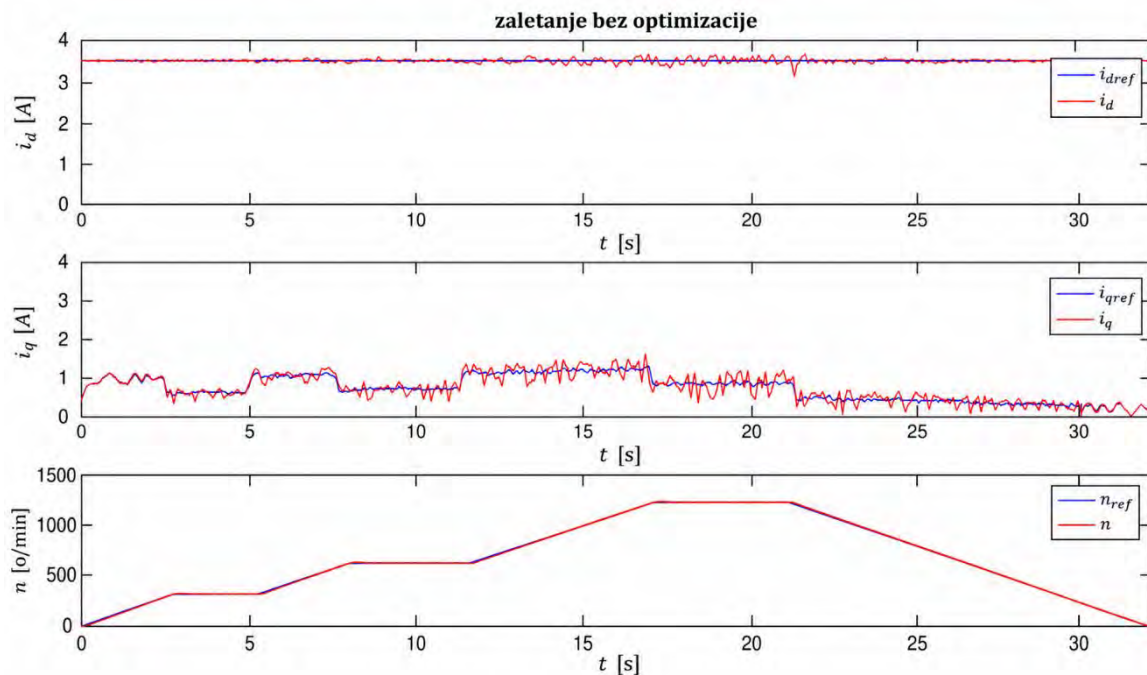
Izlazna, odnosno tražena veličina ove optimizacione metode jeste komponenta statorske struje po d osi (I_d) dq referentnog sistema. U *Matlab*-u se formira *lookup* tabela, koja se po kolonama menja sa momentom, a po vrstama sa brzinom i popunjava sa dobijenim vrednostima struje statora po d osi (I_d). Na taj način se za svaku kombinaciju brzine i momenta određuje optimalna d -komponenta statorske struje, kojom se u vektorski upravljanim pogonu sa asinhronim motorom direktno definiše optimalna vrednost fluksa. Budući da je fluks proporcionalan komponenti I_d , minimizacija gubitaka svodi se na određivanje njene optimalne vrednosti za datu radnu tačku. U ovoj primeni postupak optimizacije sprovodi se *off-line*, čime se izbegava potreba za numeričkim rešavanjem optimizacionog problema u realnom vremenu. Time se značajno smanjuju zahtevi u pogledu procesorskog vremena i opterećenja upravljačke petlje, jer u realnom radu nema potrebe za izvršavanjem složenog optimizacionog algoritma. Popunjena *lookup* tabela potom se učitava u softversko okruženje *LabVIEW*, gde se, na opisanoj laboratorijskoj postavci iz prethodnog primera, realizuju merenja na stvarnom pogonu.

B1 Oglad: Dinamički odziv pogona sa asinhronim motorom pri zaletanju u režimu praznog hoda bez i sa uključenim optimizacionim algoritmom

Na Sl. 5-27 prikazane su promene karakterističnih veličina tokom zaletanja asinhronog motora u režimu praznog hoda bez aktivirane optimizacije. Brzina se najpre povećava na $n = 300$ o/min, a po dostizanju ustaljenog stanja zadaju se sukcesivno nove referentne vrednosti: $n = 600$ o/min, a zatim $n = 1200$ o/min, da bi na kraju bila zadata nulta vrednost brzine. Uočava se da se d -komponenta statorske struje i_d ne menja sa promenom brzine kada optimizacija nije aktivirana.

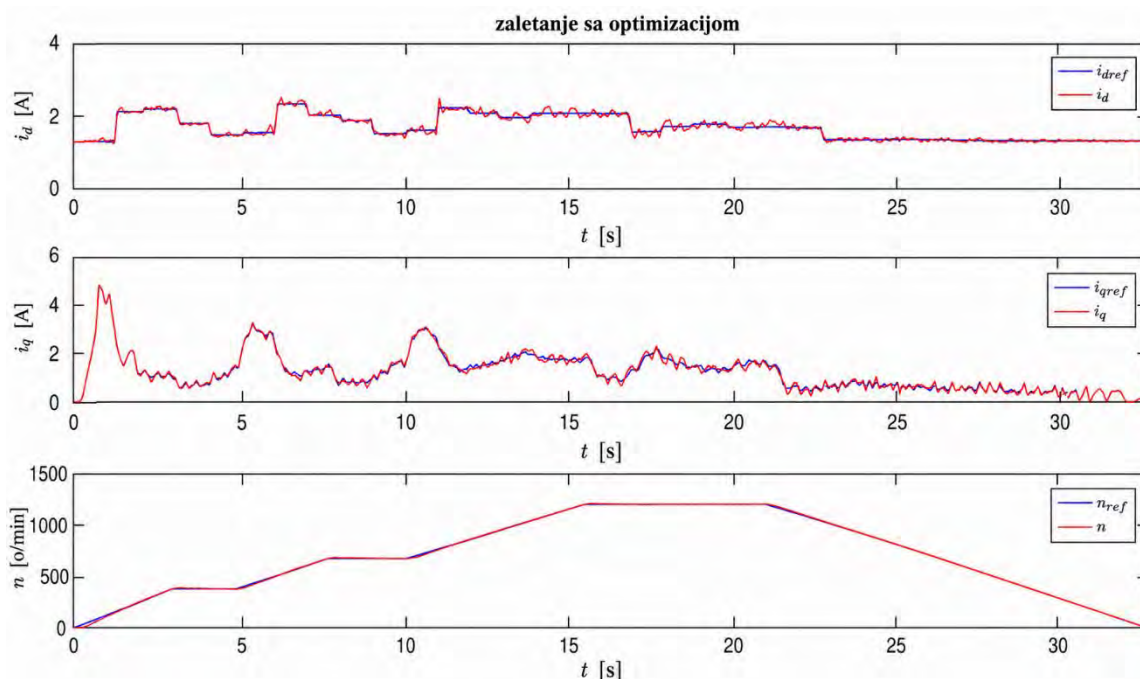
Njena vrednost ostaje konstantna, jednaka zadatoj referenci, uz prisustvo manjih oscilacija karakterističnih za prelazne procese i rad regulatora.

Sa druge strane, q -komponenta statorske struje i_q , koja je direktno povezana sa elektromagnetnim momentom, naglo raste pri svakom povećanju brzine. Tokom prelaznog procesa zadržava povišenu vrednost neophodnu za ubrzanje motora, a po uspostavljanju ustaljenog stanja opada na znatno niži nivo, koji odgovara momentu potrebnom za savladavanje mehaničkih gubitaka u praznom hodu. Ta vrednost se održava sve do naredne promene brzine, kada se proces ponavlja.



Sl. 5-27 Zaletanje asinhronog motora u praznom hodu bez aktivirane optimizacije

Na Sl. 5-28 prikazane su promene istih veličina pod identičnim uslovima kao na Sl. 5-27, s tom razlikom što je u ovom slučaju aktivirana optimizacija gubitaka. Referentne vrednosti brzine menjaju se na isti način: 300 o/min, zatim 600 o/min, potom 1200 o/min i na kraju je brzina jednaka nuli. Najizraženija razlika u odnosu na prethodni slučaj uočava se kod d -komponente statorske struje i_d . Za razliku od režima bez optimizacije, gde je i_d imala konstantnu vrednost, ovde je njen intenzitet znatno manji i prilagođava se trenutnim radnim uslovima. Posebno je uočljivo da se vrednost i_d menja tokom prelaznih procesa ubrzanja, čime se fluks dinamički podešava u skladu sa zahtevima momenta i ciljem minimizacije gubitaka, dok q -komponenta statorske struje i_q , kao i u prethodnom slučaju, naglo raste u trenucima ubrzanja zbog potrebe za povećanim elektromagnetnim momentom. Nakon dostizanja zadate brzine, i_q se smanjuje i u ustaljenim stanjima pokazuje manju amplitudu oscilovanja, što ukazuje na stabilan rad sistema uz aktivnu optimizaciju.



Sl. 5-28 Zaletanje asinhronog motora u praznom hodu sa aktiviranom optimizacijom

B2 Ogled: Dinamički odziv pogona sa asinhronim motorom pri opterećenju i rasterećenju bez i sa uključenim optimizacionim algoritmom

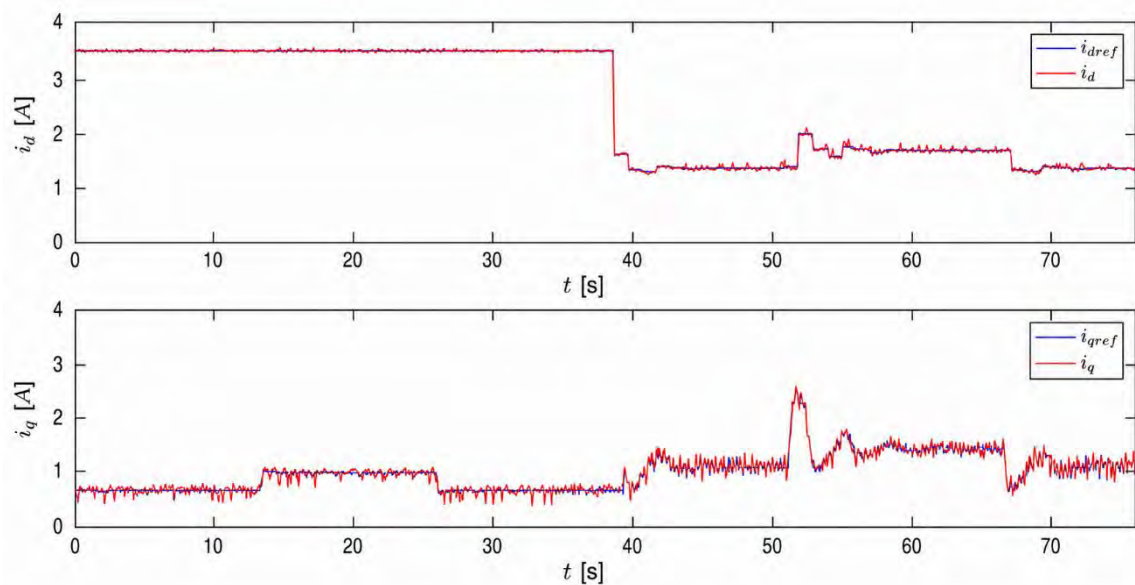
Na Sl. 5-29 i Sl. 5-30 prikazane su promene d i q komponente statorske struje asinhronog motora tokom opterećenja i rasterećenja. Analizom prve vremenske sekvence uočava se da motor radi bez aktivirane optimizacije, što se prepoznaje po konstantnoj vrednosti d -komponente struje i_d . Porast q -komponente i_q označava trenutak uključenja opterećenja, dok njen povratak na početnu vrednost ukazuje na rasterećenje motora.

U drugoj sekvenci, koju karakteriše nagli pad intenziteta i_d , aktivirana je optimizacija fluksa. Početni deo ovog intervala odnosi se na uspostavljanje režima rada sa optimizacijom. Skok obe komponente struje predstavlja trenutak uključenja opterećenja, dok njihov kasniji pad odgovara rasterećenju motora. Redosled događaja na obe slike je identičan, što omogućava neposredno poređenje efekata optimizacije. Razlika između slika ogleda se pre svega u brzini rada motora. Na Sl. 5-29, pri manjoj brzini $n = 300$ o/min, uočava se manji ripl (talasnost) struja. Pri većoj brzini, prikazanoj na Sl. 5-30, promene struja su izraženije, a amplituda oscilacija veća, što je posledica dinamički zahtevnijeg režima rada i većih elektromagnetnih interakcija u motoru.

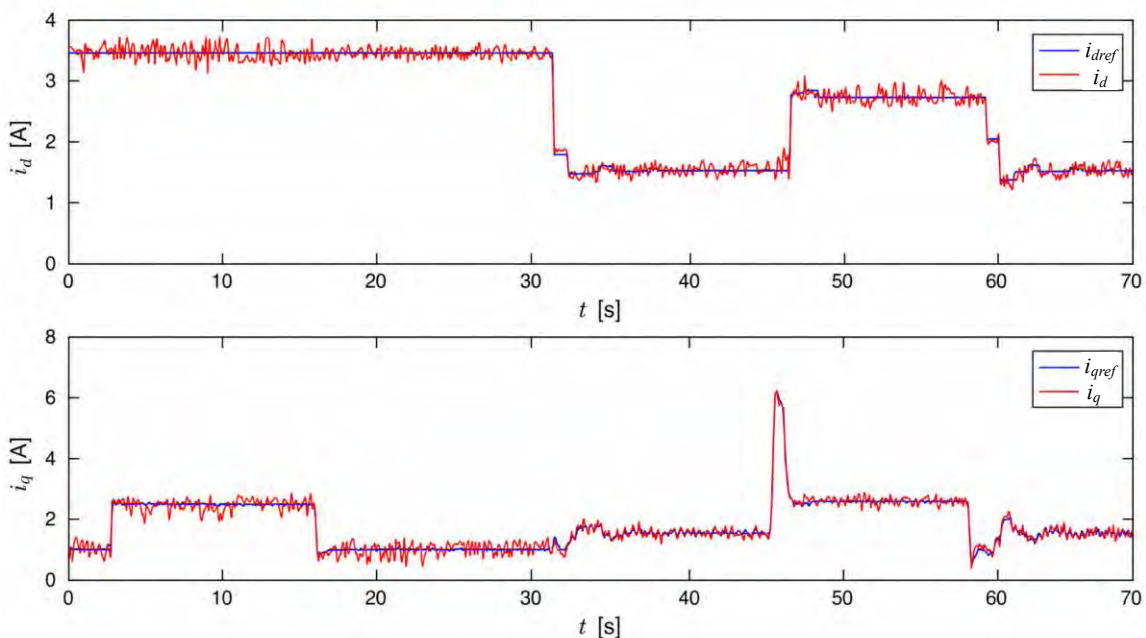
Statičke karakteristike, kao što su zavisnost optimalne vrednosti struje I_d , efektivne vrednosti statorske struje I_s i snage gubitaka od momenta opterećenja pri zadatim brzinama, u potpunosti odgovaraju karakteristikama prikazanim na Sl. 5-23, Sl. 5-24 i Sl. 5-25, kao što je i očekivano. Razlike između analitičke i numeričke metode u stacionarnim stanjima ne postoje. Numeričkom metodom je moguće ostvariti brži odziv, nego u slučaju analitičke metode iz razloga što su optimalne vrednosti struje po d osi (fluksa) izračunate *off-line* pre samog puštanja pogona u rad i u toku rada se čitaju iz *lookup* table. Kod analitičke metode brzina odziva zavisi od podešenih parametara regulatora za optimizaciju.

Sprovedena istraživanja, potkrepljena simulacionim i eksperimentalnim rezultatima, potvrđuju da za svaku radnu tačku asinhronog motora postoji optimalna vrednost d -komponente struje statora pri kojoj su ukupni gubici minimalni. Numerička optimizaciona metoda zasnovana na primeni funkcije *fmincon*, kojom se određuje minimum nelinearne funkcije gubitaka snage uz unapred zadata ograničenja, pokazala je visok stepen efikasnosti posebno u režimima rada sa malim opterećenjima, gde se ostvaruje značajno smanjenje ukupnih gubitaka. Nasuprot tome, pri

opterećenjima bliskim nominalnom, efekti optimizacije su ograničeni, pa uvođenje ove metode u takvim pogonima nema značajnu energetska opravdanost.



Sl. 5-29 Dinamički odziv d i q komponenti struja statora pri opterećenju i rasterećenju asinhronog motora, pri referentnoj brzini $n = 300$ o/min



Sl. 5-30 Dinamički odziv d i q komponenti struja statora pri opterećenju i rasterećenju asinhronog motora, pri referentnoj brzini $n=1200$ o/min

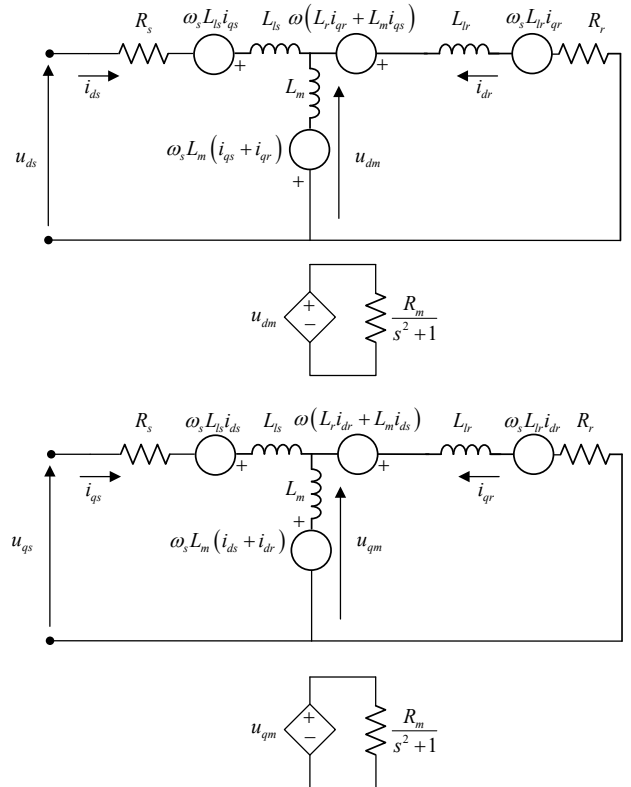
Analiza je pokazala da gubici u gvožđu rastu približno srazmerno kvadratu brzine, zbog čega njihov uticaj postaje izraženiji pri višim brzinama obrtanja. Shodno tome, najveći efekti optimizacije postižu se u režimima malog opterećenja i velikih brzina motora, gde redukcija fluksa dovodi do primetnog smanjenja ukupnih gubitaka. Kao pogodan način upravljanja elektromotornim pogonom u okviru ove optimizacije izdvojeno je indirektno vektorsko upravljanje, jer omogućava nezavisno upravljanje fluksom i momentom, čime se obezbeđuje precizna realizacija optimalne radne tačke. Prostor za unapređenje postoji u domenu modelovanja. Za precizniju analizu neophodno je uključiti detaljniji model gubitaka u gvožđu, uz uvažavanje zasićenja magnetnog kola i zavisnosti od učestanosti statorske struje. Time bi se obezbedila veća tačnost proračuna i dodatno unapredila validnost rezultata optimizacije.

✓ **Realizacija numeričke metode za minimizaciju gubitaka asinhronog motora primenom algoritma roja čestica [68, 69]**

Sl. 5-31. Ona se koristi za implementaciju energetski optimalnog upravljanja zasnovanog na modelu gubitaka u elektromotornom pogonu sa asinhronim motorom sa promenljivom brzinom. Minimum električnih gubitaka za svaku radnu tačku pogona određuje se primenom algoritma optimizacije rojem čestica (*Particle Swarm Optimization – PSO*) [68, 69]. Model gubitaka snage predložen je u [70] i zasniva se na ekvivalentnoj šemi prikazanoj na Sl. 5-32. Pri normalnom radu asinhronog motora relativno klizanje ima malu vrednost, $s \ll 1$, $P \cdot \omega \approx \omega_e$ (gde je ω brzina rotora, P broj pari polova, a ω_e kružna učestanost statora), pa se gubici u gvožđu rotora mogu zanemariti.



Sl. 5-31 Laboratorijska postavka: 1 – asinhroni motor (pogonska mašina), 2 – DC motor (za opterećenje pri testiranju dinamike motora), 3 – asinhroni motor (za opterećenje pri testiranju u stacionarnim režimima), 4 – SINAMICS S120, 5 – SINAMICS G120, 6 – SIMATIC S7-1500, 7 – PROFINET (Ethernet), 8 – PC



Sl. 5-32 Ekvivalentna šema asinhronog motora u dq koordinatnom sistemu [70]

Gubici u bakru statora i rotora definisani su odgovarajućim otporima (R_s , R_r) i strujama (i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} , i_{qr}), dok se gubici u gvožđu statora mogu izračunati na osnovu odgovarajućeg otpora (R_m) i napona na grani magnećenja (u_{dm} , u_{qm}), Sl. 5-32. Na taj način, ukupni upravljivi gubici motora mogu se zapisati kao:

$$P_\gamma = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) + \frac{u_{dm}^2 + u_{qm}^2}{R_m} \quad (5.2.23)$$

Ako se posmatra elektromotorni pogon sa promenljivom brzinom - VSD kod koga je primenjeno vektorsko upravljanje, pri čemu je radna tačka definisana brzinom ($\omega \approx \omega_e/P$) i elektromagnetnim momentom (M_e), dok je vrednost fluksa određena strujom magnećenja i_{ds} , može se zaključiti, na osnovu izraza (5.2.23), da su gubici snage funkcija navedene tri veličine, kao što je prikazano u izrazu (5.2.24), [69].

$$P_\gamma = f(\omega_s, M_e, i_{ds}) \quad (5.2.24)$$

Radi postizanja minimalnih upravljivih gubitaka snage, za svaki ulazni par (ω_e , M_e), optimizacioni algoritam zasnovan na PSO metodologiji izračunava optimalnu vrednost struje magnećenja i_{ds} , koja obezbeđuje optimalnu vrednost fluksa, odnosno minimalne gubitke snage. Ova

optimizaciona metoda je relativno jednostavna za implementaciju. Za različite radne tačke algoritam izračunava optimalne vrednosti struje i_{ds} , koje se zatim upisuju u dvodimenzionalnu *lookup* tabelu i mogu se koristiti za upravljanje pogonom u realnom vremenu. Tokom procesa optimizacije neophodno je uzeti u obzir sledeća praktična, kao i realna tehnička ograničenja koja postoje u laboratorijskoj postavci i koja moraju biti ispunjena tokom procesa optimizacije:

- ✓ *Maksimalna vrednost struje* – Rezultati optimizacionog algoritma koriste se u stacionarnim režimima rada, tako da struja statora u trajnom režimu rada pogona mora biti manja ili jednaka njenoj nazivnoj vrednosti. $\sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq \sqrt{2}I_n$.
- ✓ *Maksimalna vrednost napona* – Kako je tip modulacije trajno podešen na prostornu vektorsku modulaciju (SVM) bez overmodulacije u industrijskom frekventnom pretvaraču koji se koristi u laboratorijskoj postavci, maksimalni fazni napon iznosi $U_{maxf} \leq U_{DC} / \sqrt{3}$, gde je U_{DC} , DC napon jednosmernog međukola. Maksimalna vrednost napona može se izraziti kao $\sqrt{u_{ds}^2 + u_{qs}^2} \leq U_{maxf}$.
- ✓ *Maksimalna vrednost fluksa* – Fluks ne sme biti veći od svoje nazivne vrednosti, jer u suprotnom može doći do zasićenja magnetnog kola, $\Psi_{dr} \leq \Psi_{drn}$.
- ✓ *Minimalna vrednost fluksa* – Kako mašina mora imati dovoljnu pobudu tokom rada, minimalna vrednost fluksa se najčešće postavlja na 50% nazivne vrednosti, odnosno, $\Psi_{dr} \geq 0,5\Psi_{drn}$.

Algoritam treba da uzme u obzir i zavisnost induktivnosti magnećenja L_m od struje magnećenja, koja se može odrediti ispitivanjem motora u praznom hodu. Za svaku izračunatu optimalnu vrednost i_{ds} , potrebno je sa karakteristike magnećenja, snimljene tokom oglada praznog hoda, odrediti odgovarajuću vrednost induktivnosti magnećenja, a zatim na osnovu nje izračunati vrednost kriterijumske funkcije. Promene otpornosti rotora usled porasta temperature nisu obuhvaćene ovim algoritmom, ali one utiču na rad algoritma sa indirektnim vektorskim upravljanjem, te bi u cilju poboljšanja performansi regulisanog pogona trebalo razmotriti primenu nekog od algoritama za procenu ovog parametra u realnom vremenu. Ni jedan od predloženih načina za unapređenje ovog algoritma nije primenjen u konkretnom slučaju, zbog tehničkih ograničenja, ali poslednja dva ograničenja praktično eliminišu prvi nedostatak: funkcionalna zavisnost fluksa od struje magnećenja i_{ds} u tom intervalu je približno linearna, te je opravdano smatrati induktivnost magnećenja konstantnom.

Metodu optimizacije rojem čestica – PSO razvili su J. Kennedy i R. Eberhart [71]. Zbog jednostavnosti koncepta, metoda je pogodna za rešavanje različitih praktičnih problema. Reč je o relativno novoj, stohastičkoj evolutivnoj tehnici u kojoj se potraga za mogućim rešenjima zasniva na slučajnosti, dok vrednosti promenljivih utiču na izbor narednog koraka u iterativnom postupku određivanja optimalnog rešenja. Algoritam je inspirisan ponašanjem životinja koje se kreću u jatima, poput ptica ili riba.

➤ Terminologija

- Agent (čestica, jedinka, element) predstavlja jedno moguće rešenje u optimizacionom prostoru.
- Jato (roj) predstavlja skup agenata koji zajednički tragaju za globalno optimalnim rešenjem.

➤ Princip rada algoritma

Svaka čestica pamti najbolje rešenje do kojeg je došla tokom pretrage (p_{best}), dok ceo roj pamti najbolje rešenje pronađeno od strane svih čestica (g_{best}). Na osnovu ove dve informacije čestice menjaju svoje pozicije u optimizacionom prostoru.

➤ Promena pozicije

Pozicija čestice u n -toj iteraciji određena je izrazom:

$$x_n = x_{n-1} + v_n \Delta t \quad (5.2.25)$$

gde je x_{n-1} prethodna pozicija, Δt vremenski korak (u optimizaciji se najčešće uzima 1), a v_n brzina čestice u n -toj iteraciji.

➤ Promena brzine

Brzina čestice u n -toj iteraciji računa se prema:

$$v_n = \omega \cdot v_{n-1} + c_1 \cdot \text{rand}() \cdot (p_{best} - x_{n-1}) + c_2 \cdot \text{rand}() \cdot (g_{best} - x_{n-1}) \quad (5.2.26)$$

gde je v_{n-1} brzina u prethodnoj iteraciji, $\text{rand}()$ slučajan broj iz opsega $[0,1]$, ω koeficijent inercije, dok su c_1 i c_2 kognitivni i socijalni koeficijenti.

➤ Parametri algoritma [72]

- *Broj čestica* – proizvoljno definisan (uobičajeno 20–50).
- *Koeficijent inercije* (ω) – obično u opsegu 0,9–0,4; preporučuje se njegovo postepeno smanjivanje radi poboljšanja konvergencije.
- *Kognitivni i socijalni koeficijent* (c_1 i c_2) – najčešće u opsegu $[0,2]$, često se uzimaju jednaki 2 kako bi doprinos ličnog i globalnog optimuma bio uravnotežen.
- *Maksimalna brzina* (v_{max}) – tipična vrednost je 0,2; uvodi se radi sprečavanja divergencije algoritma.

Koeficijent inercije uveden je radi kontrole uticaja prethodne brzine na novu brzinu čestice. Prevelike vrednosti koeficijenata ubrzanja mogu dovesti do preskakanja optimalnog rešenja, dok premale vrednosti usporavaju konvergenciju mogu uzrokovati zadržavanje u lokalnom optimumu. Ovi koeficijenti zapravo određuju ponderisani uticaj termina koji vode česticu ka njenom ličnom optimumu (p_{best}) i globalnom optimumu roja (g_{best}).

➤ Tok algoritma

Algoritam započinje inicijalizacijom roja, pri čemu se početne pozicije čestica nasumično raspoređuju u optimizacionom prostoru, dok se početne brzine generišu slučajno ili postavljaju na nulu. Glavna petlja algoritma ponavlja se sve dok se ne ispuni jedan od kriterijuma zaustavljanja:

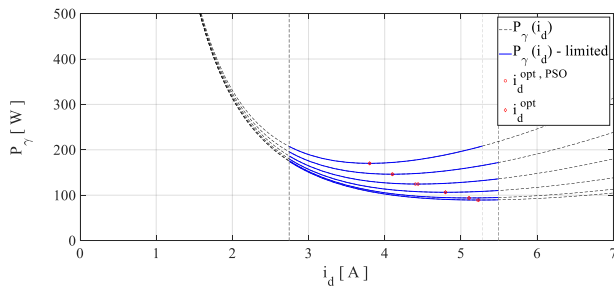
- dostizanje zadate tačnosti (razlika između dva uzastopna rešenja manja od zadate vrednosti),
- dostizanje maksimalnog broja iteracija.

Na taj način PSO algoritam omogućava jednostavnu, ali efikasnu pretragu optimizacionog prostora i određivanje globalnog optimuma.

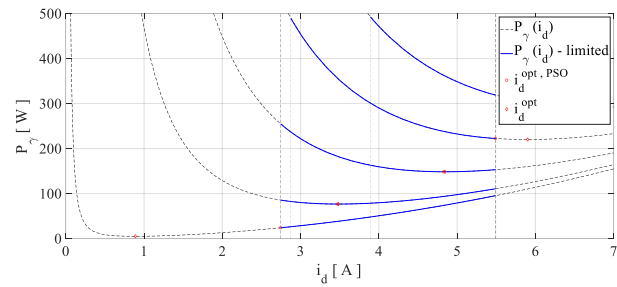
Algoritam je implementiran u programskom okruženju *Matlab*. Najpre je realizovana kriterijumska funkcija, koja kao ulazne promenljive prihvata d -komponentu struje statora, elektromagnetni moment M_e i električnu ugaonu brzinu ω_s . Izlaz funkcije predstavlja vrednost kriterijumske funkcije definisane na osnovu ove tri veličine. Praktična ograničenja u pogledu struje, napona i fluksa uzeta su u obzir na sledeći način: ukoliko su zadovoljena sva ograničenja, funkcija vraća izračunatu vrednost, dok u suprotnom vraća veoma veliku vrednost, koja se ne može smatrati kandidatom za optimalno rešenje.

Ulazne promenljive glavne funkcije su: kriterijumska funkcija koju je potrebno optimizovati, donja granica promenljive (donja granica za i_{ds}), gornja granica promenljive (gornja granica za i_{ds}), broj agenata (veličina roja), zadana tačnost i maksimalan broj iteracija. Izlazne promenljive su optimalna vrednost promenljive u odnosu na koju se vrši optimizacija, kao i vrednost kriterijumske funkcije u toj optimalnoj tački.

Rezultati PSO algoritma za asinhroni motor čiji su parametri dati u Tab. 5-3 dobijeni su uz uvažavanje realnih tehničkih ograničenja koja postoje u laboratorijskoj postavci i koja moraju biti ispunjena tokom procesa optimizacije, a prikazani su na Sl. 5-33 - Sl. 5-36. Sa Sl. 5-33 i Sl. 5-34 može se uočiti da su minimalne vrednosti koje su rezultat algoritma optimizacije identične matematičkim minimumima prikazanih funkcija, osim u slučajevima kada nisu ispunjeni uslovi zadati ograničenjima. To potvrđuje da su parametri algoritma pravilno odabrani i da je optimizacija uspešno sprovedena. Sa Sl. 5-35 i Sl. 5-36 jasno se vidi da su gubici manji pri primeni optimalnog upravljanja u odnosu na standardno upravljanje sa nominalnim fluksom, ali za opterećenja veća od 50% nominalne vrednosti krive se praktično poklapaju. Pri manjim brzinama ostvaruju se manje energetske uštede, ali su i ukupni gubici tada manji nego pri većim brzinama.



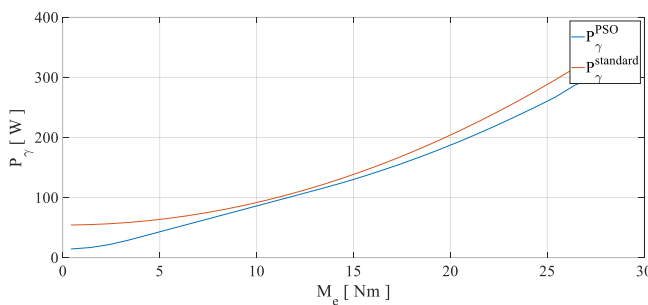
Sl. 5-33 Zavisnost ukupnih upravljivih gubitaka od i_d pri konstantnom opterećenju $M_m \approx 0,3 M_n$ i promenljivoj brzini



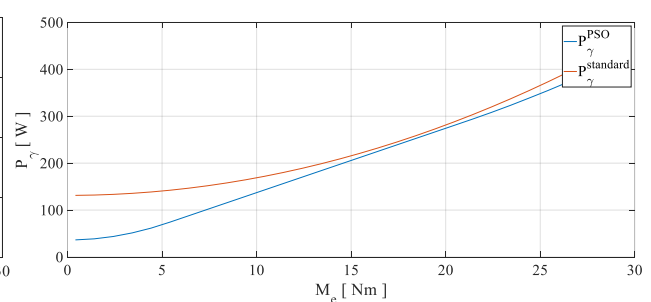
Sl. 5-34 Zavisnost ukupnih upravljivih gubitaka od i_d pri konstantnoj brzini $n = 900$ o/min i promenljivom opterećenju

Sl. 5-31, koji se sastoji od asinhronog motora napajanog iz industrijskog frekventnog pretvarača sa vektorskim upravljanjem, čiji su parametri dati u Tab. 5-3, a kojim se daljinski upravlja pomoću PLC-a, pri čemu se komunikacija sa frekventnim pretvaračem ostvaruje preko PROFINET komunikacionog protokola. Ideja je bila da se PLC, pored standardne komunikacije, koristi i za zadavanje optimalne procentualne vrednosti fluksa za datu radnu tačku, na osnovu optimalne vrednosti d komponente struje statora dobijene primenom PSO algoritma. Rezultati PSO optimizacije implementirani su u vidu dvodimenzionalne *lookup* tabele, kao i u slučaju implementacije rezultata *fmincon* funkcije, a optimalna vrednost fluksa za datu radnu tačku prosleđuje se standardnom industrijskom frekventnom pretvaraču iz koga se napaja asinhroni motor koji se ispituje.

Prvi eksperiment se odnosi na testiranje dinamike ovog pogona pri radu sa redukovanom vrednošću fluksa. Dinamika je ispitivana pomoću motora za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom u režimu dinamičkog kočenja, a rezultati su prikazani Sl. 5-37 ($n = 300$ o/min) i Sl. 5-38 ($n = 900$ o/min), pri čemu su sa i_d^*, i_q^* označene referentne vrednosti struja u odgovarajućim osama. Izveden je sledeći eksperiment: pogon radi sa nazivnom vrednošću fluksa i u trenucima $t = 6$ s i $t = 11$ s vrši se opterećenje i rasterećenje pogona pri konstantnoj brzini; zatim pogon radi sa optimalnom vrednošću fluksa i u trenucima $t = 22$ s i $t = 27$ s ponovo se vrši opterećenje i rasterećenje pogona pri konstantnoj brzini. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da se performanse pogona u pogledu dinamičkog odziva nisu pogoršale pri smanjenju fluksa.



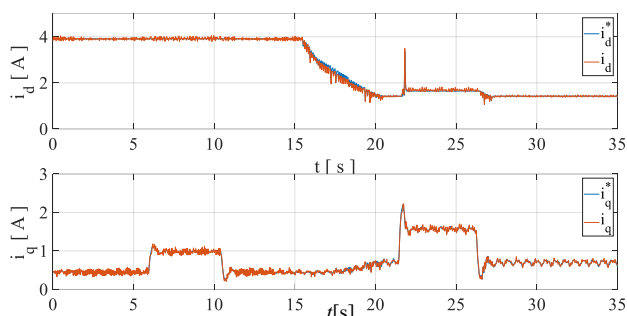
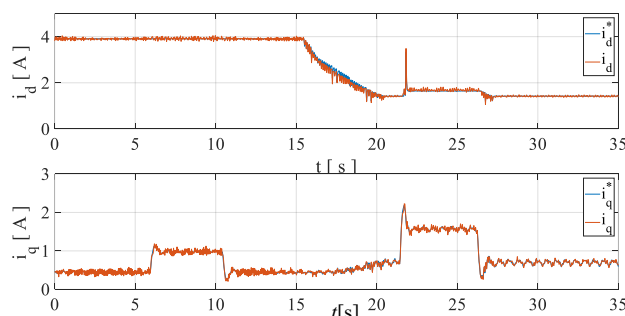
Sl. 5-35 Zavisnost ukupnih upravljivih gubitaka snage od opterećenja pri konstantnoj brzini $n = 300$ o/min; plavo – predloženo energetski optimalno upravljanje, crveno – standardno upravljanje.



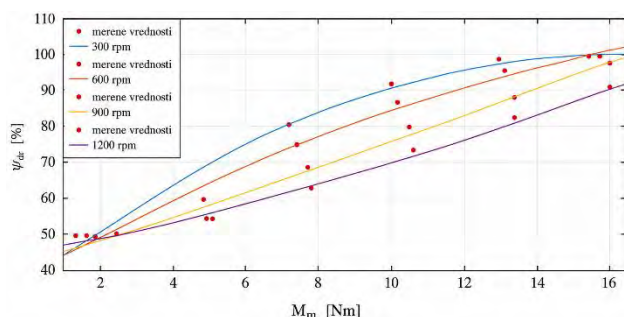
Sl. 5-36 Zavisnost ukupnih upravljivih gubitaka snage od opterećenja pri konstantnoj brzini $n = 1200$ o/min; plavo – predloženo energetski optimalno upravljanje, crveno – standardno upravljanje

Tab. 5-3 Parametri asinhronog motora koji se ispituje

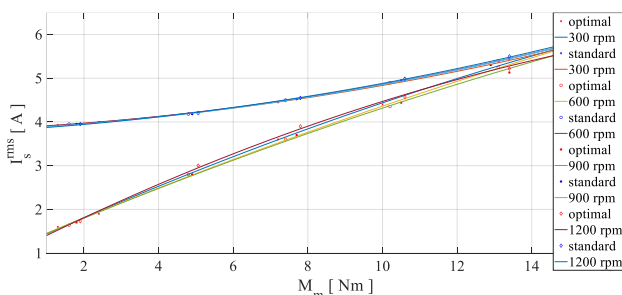
P_n [kW]	U_n [V]	f_s [Hz]	L_{lr} [mH]	L_{ls} [mH]	L_m [mH]	R_r [Ω]
4	400	50	8,99	8,55	169,5	0,74
R_s [Ω]	R_m [kΩ]	P	J [kgm ²]	F [Nms]	n_n [o/min]	
1,08	1	2	0,09	0,003	1460	

Sl. 5-37 d i q komponente struje statora pri brzini 300 o/minSl. 5-38 d i q komponente struje statora pri brzini 900 o/min

U drugom eksperimentu, asinhroni motor koji se napaja iz frekventnog pretvarača sa vektorskim upravljanjem i radi u režimu upravljanja momentom, kruto je mehanički spregnut sa istim takvim motorom koji se ispituje. Ispitivanja su vršena u stacionarnim režimima rada pogona, a rezultati su prikazani na Sl. 5-39 i Sl. 5-40. Na osnovu rezultata prikazanih na Sl. 5-39 može se zaključiti da optimalna vrednost fluksa za ista opterećenja ima veću vrednost pri manjim nego pri većim brzinama, što je posledica manjih gubitaka u gvožđu pri nižim brzinama, jer je učestanost napajanja statora manja. Sa Sl. 5-40 može se zaključiti da optimalna efektivna vrednost struje praktično ima iste vrednosti za ista opterećenja pri različitim brzinama. Takođe je jasno da su energetske uštede veće pri manjim opterećenjima. Za vrednosti opterećenja približno jednake polovini nazivnog opterećenja, energetske uštede su zanemarive, kao što je i očekivano [69].



Sl. 5-39 Zavisnost fluksa od momenta opterećenja – optimalno upravljanje



Sl. 5-40 Zavisnost efektivne vrednosti struje statora od momenta opterećenja

Predloženi algoritam upravljanja je relativno jednostavan za implementaciju i primenljiv je u praksi kod digitalno upravljanih elektromotornih pogona. Njegov nedostatak ogleda se u potrebi poznavanja parametara pogona, jer su njihove vrednosti neophodne za izvršavanje optimizacionog algoritma. Sa druge strane, prednost implementacije putem *lookup* tabele ogleda se u veoma jednostavnoj realizaciji upravljanja u realnom vremenu. Parametri koji mogu predstavljati problem su otpornost kojom se modeluju gubici u gvožđu statora, kao i otpornost rotora. Za tačan proračun prvog parametra potrebno je precizno merenje gubitaka u gvožđu, dok se otpornost rotora menja tokom rada motora usled promene temperature, jer se Džulovi gubici u rotoru povećavaju tokom procesa optimizacije fluksa, a hlađenje rotora je slabije u odnosu na hlađenje statora. Dalja istraživanja mogu biti usmerena na implementaciju algoritma za procenu otpornosti rotora u realnom vremenu tokom rada motora.

Samo vektorsko upravljanje predstavlja kvalitetan i efikasan način upravljanja, ali u kombinaciji sa algoritmom optimizacije rojem čestica mogu se ostvariti dva značajna poboljšanja:

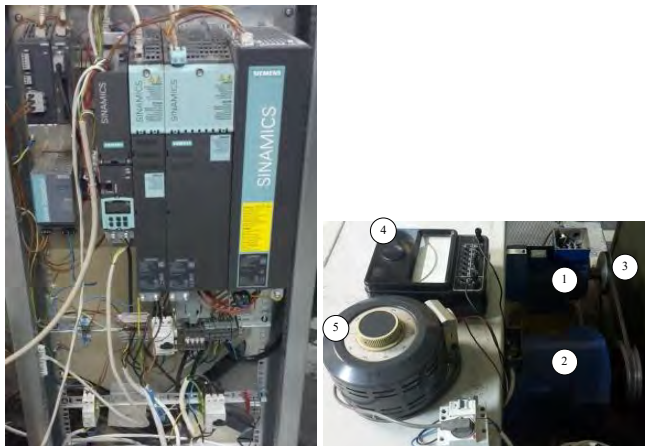
- (1) smanjenje ukupnih gubitaka motora pri radu sa malim opterećenjima i promenljivim brzinama i
- (2) značajno smanjenje talasnosti momenta pri manjim opterećenjima.

Posledica prvog poboljšanja je povećanje energetske efikasnosti i ostvarivanje značajnih ušteda energije, imajući u vidu da asinhroni motori u industrijskim primenama često rade sa malim

opterećenjima. Drugo poboljšanje dovodi do smanjenja buke i vibracija, što je od posebnog značaja u velikom broju primena zbog smanjenja akustičnog zagađenja. S obzirom na to da savremeni industrijski frekventni pretvarači već imaju ugrađene optimizacione algoritme, poređenje njihovih performansi sa rezultatima prikazanim u ovom poglavlju može dati interesantne i korisne zaključke.

✓ ***Energetski optimalno upravljanje industrijskim elektromotornim pogonom sa asinhronim motorom – studija dva slučaja [73]***

Na Sl. 5-41 i Sl. 5-42 prikazane su dve laboratorijske postavke u Laboratoriji za elektromotorne pogone. Eksperimentalni rezultati zabeleženi su u karakterističnim režimima rada pogona, koji na najbolji način ilustruju performanse primenjenog energetski optimalnog upravljanja zasnovanog na algoritmu minimizacije gubitaka [73]. Treba naglasiti da oba asinhrona motora (AM) imaju istu nazivnu snagu, ali različitu nazivnu brzinu: AM u pogonu sa vektorskim upravljanjem ima dvostruko veću nazivnu brzinu u odnosu na AM u pogonu sa DTC upravljanjem. Zbog toga prikazani rezultati ne predstavljaju u potpunosti uporedive performanse dva analizirana industrijska pogona. U obe laboratorijske postavke, za opterećenje motora koristi se pogon sa motorom za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom: u postavci prikazanoj na Sl. 5-41 korišćeno je dinamičko kočenje, dok je u postavci prikazanoj na Sl. 5-42 korišćen regulisani pogon sa radom u sva četiri kvadranta.



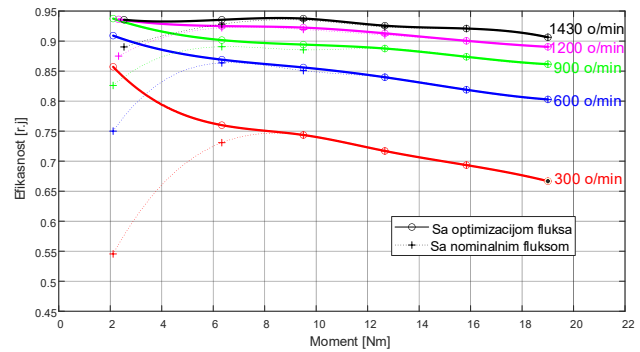
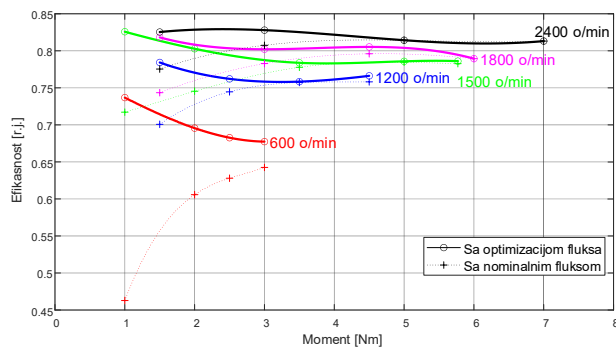
Sl. 5-41 Laboratorijska postavka 1: Frekventni pretvarač (vektorsko upravljanje, Siemens Sinamics S120 levo) i 1 – asinhroni motor (AM), 2 – DC motor, 3 – kaišni prenos, 4 – ampermetar, 5 – autotransformator (desno).

Podaci o AM: $P_n = 3 \text{ kW}$, $n_n = 2820 \text{ o/min}$, $\cos \varphi_n = 0,83$, $M_n = 10,16 \text{ Nm}$, $I_n = 7 \text{ A}$, $U_n = 380 \text{ V}$, (Δ).

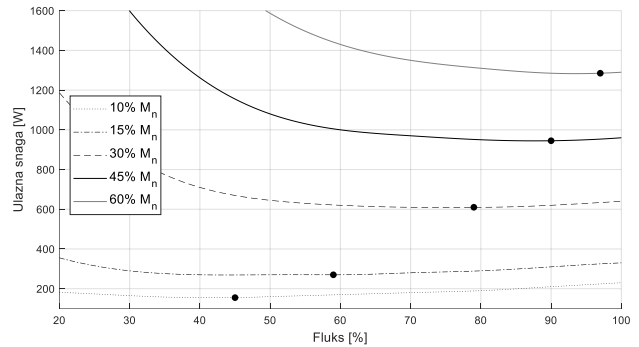
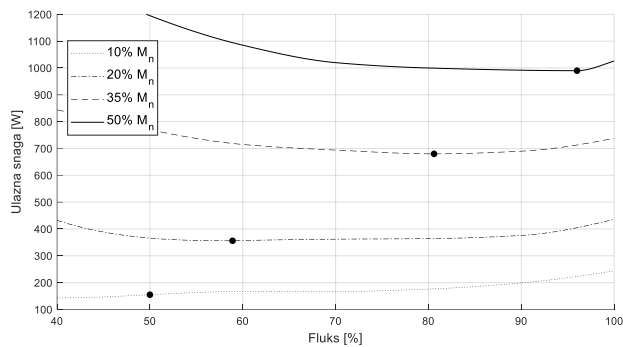


Sl. 5-42 Laboratorijska postavka 2: Frekventni pretvarač (DTC, ABB ACS 880) i DC pogon (ABB DCS 800) – gornja fotografija, AM i DC motor – donja fotografija. Podaci o AM: $P_n = 3 \text{ kW}$, $n_n = 1435 \text{ o/min}$, $\cos \varphi_n = 0,8$, $M_n = 19,97 \text{ Nm}$, $I_n = 6,5 \text{ A}$, $U_n = 380 \text{ V}$, (Y).

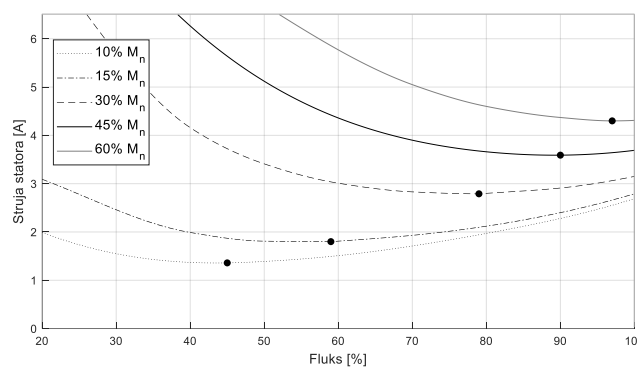
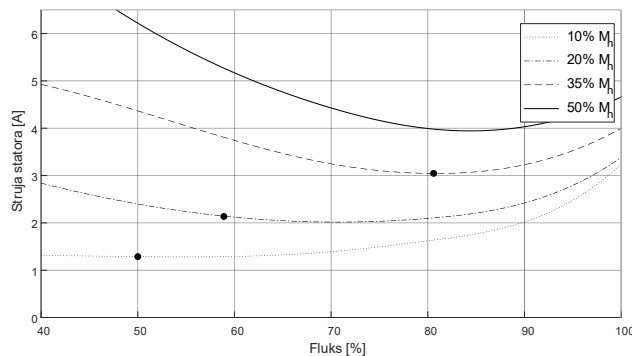
U eksperimentu prikazanom na Sl. 5-43 jasno se uočavaju značajne uštede pri uključenom energetski optimalnom upravljanju, naročito pri manjim opterećenjima i nižim brzinama u oba slučaja. Eksperiment prikazan Sl. 5-44 potvrđuje da ulazna snaga pogona ima minimalnu vrednost kada motor radi sa optimalnom vrednošću fluksa za datu radnu tačku, definisanu momentom opterećenja i brzinom, kao i struja statora, što je prikazano na Sl. 5-45. Zbog toga se vrednosti ulazne snage, kao i struje statora, mogu jednostavno meriti i koristiti kao ulazne veličine pri implementaciji algoritma za minimizaciju gubitaka. Optimalna radna tačka, određena u okviru upravljačkog sistema industrijskog pogona, označena je tačkom na svim dijagramima. Prikazana merenja jasno pokazuju da optimalni fluks ima manju vrednost pri smanjenju opterećenja. Oba pogona asinhronog motora pokazuju veoma slične performanse. Gubici snage motora, prikazani na Sl. 5-46, takođe imaju minimalnu vrednost za jednu optimalnu vrednost fluksa i manji su pri manjim opterećenjima za istu brzinu. Rezultati eksperimenta prikazani na Sl. 5-47 pokazuju da oba pogona imaju odlične dinamičke performanse u slučaju nagle promene opterećenja, dok motori rade sa optimalnom vrednošću fluksa.



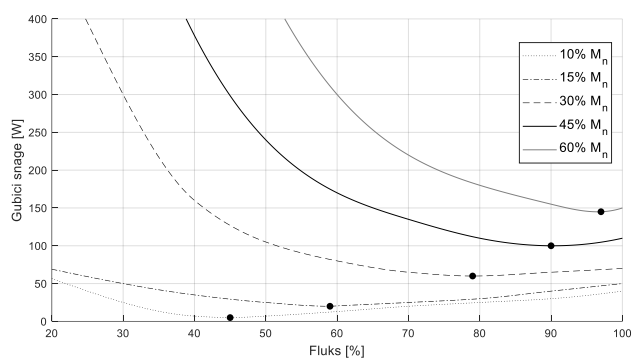
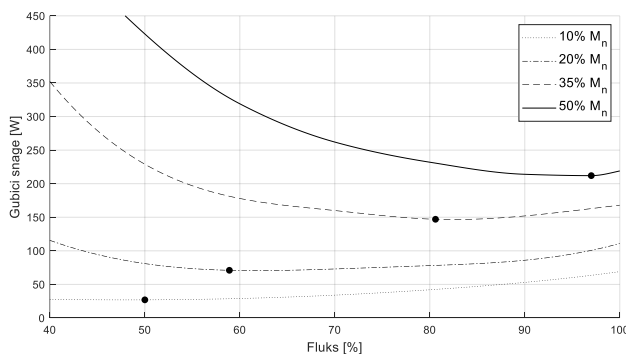
Sl. 5-43 Zavisnost stepena korisnog dejstva motora od momenta opterećenja pri konstantnoj brzini (levo – vektorski upravljan pogon FOC EMP, levo – pogon sa DTC EMP)



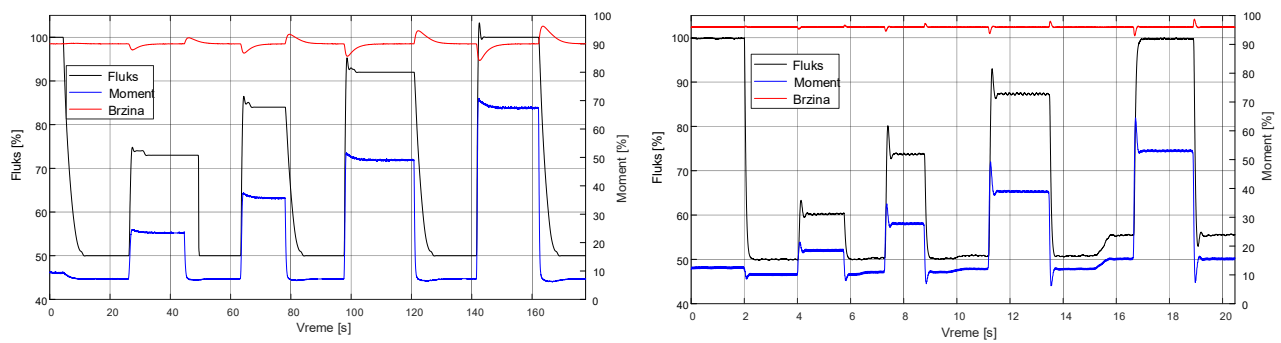
Sl. 5-44 Zavisnost ulazne snage motora od promene fluksa pri konstantnoj brzini (1500 o/min levo (FOC EMP), 900 o/min desno (DTC EMP))



Sl. 5-45 Zavisnost struje statora motora od promene fluksa pri konstantnoj brzini (1500 o/min levo (FOC EMP), 900 o/min desno (DTC EMP))



Sl. 5-46 Zavisnost gubitaka snage motora od promene fluksa pri konstantnoj brzini (1500 o/min levo (FOC EMP), 900 o/min desno (DTC EMP))



Sl. 5-47 Opterećivanje i rasterećivanje pogona pri konstantnoj brzini (1500 o/min levo (FOC EMP), 900 o/min desno (DTC EMP))

Potencijali za povećanje energetske efikasnosti savremenih regulisanih pogona sa asinhronim motorima, kao i njihova finansijska isplativost, predstavljaju osnov za njihov dalji razvoj. Za svaku radnu tačku pogona, definisanu momentom opterećenja i brzinom, postoji jedinstvena vrednost fluksa u mašini pri kojoj su gubici snage minimalni. Osnovni problem energetski optimalnog upravljanja jeste određivanje upravo te optimalne vrednosti fluksa. U ovom primeru su prikazane optimizacione metode zasnovane na modelu gubitaka snage, primenjene u dva slučaja: kod pogona asinhronog motora sa vektorskim upravljanjem i kod pogona sa direktnim upravljanjem momentom. Svi prikazani rezultati potvrđuju izuzetne performanse industrijskih frekventnih pretvarača sa implementiranim energetski optimalnim upravljanjem i potvrđuju ostvarene uštede energije primenom optimizacije fluksa zasnovane na modelu gubitaka.

5.3 Primena tipičnih strategija upravljanja pogonima sa sinhronim motorima sa permanentnim magnetima radi postizanja optimalnih performansi

Sinhroni motori sa permanentnim magnetima (PMSM) sve češće se koriste u regulisanim elektromotornim pogonima, prvenstveno zbog veće energetske efikasnosti u poređenju sa drugim tipovima motora. Odlikuju se velikom gustinom snage, dobrim odvođenjem toplote i povoljnim upravljačkim karakteristikama, što ih čini pogodnim za različite primene, uključujući servo pogone. Način ugradnje permanentnih magneta u rotor ima značajan uticaj na elektromagnetne parametre mašine, a samim tim i na njene osnovne radne karakteristike. Od konstrukcione izvedbe rotora zavise raspodela i talasni oblik magnetne indukcije u vazдушnom zazoru, razvijeni elektromagnetni moment, kao i opseg i stabilnost brzine obrtanja motora. Stoga je izbor konstrukcije rotora sa permanentnim magnetima od ključnog značaja za postizanje željenih performansi pogona, pa se oni prema tome klasifikuju na motore sa površinskom montažom magneta (*Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines*, SM-PMSM) i na motore sa ukopanim magnetima (*Interior Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines*, IM-PMSM) [74].

Za izradu permanentnih magneta neophodno je koristiti materijale koji obezbeđuju visoku vrednost remanentne indukcije i veliko koercitivno polje, kako bi se obezbedila stabilnost magnetnih svojstava u eksploataciji. Pored toga, od značaja su i specifična akumulisana magnetna energija, kao i Kirijeva temperatura, iznad koje dolazi do gubitka magnetnih osobina materijala. Izbor magnetnog materijala direktno utiče na performanse i pouzdanost motora.

PMSM sa površinski postavljenim magnetima (SM-PMSM) imaju izotropan rotor, što znači da su induktivnosti po podužnoj (d) i poprečnoj (q) osi približno jednake ($L_d \approx L_q$). Zbog male induktivnosti statora, omogućena je brza promena statorsche struje, a time i brz odziv momenta. Ova konstrukcija je pogodna za aplikacije koje zahtevaju dobru dinamiku, ali nije namenjena za rad pri veoma velikim brzinama (tipično do oko 3000 o/min), zbog ograničene mehaničke robustnosti, osim kod mašina malog prečnika koje mogu dostići znatno veće brzine obrtanja. Kod *Surface-Inset* PMSM (SI-PMSM) magneti su delimično utisnuti u površinu rotora, čime se obezbeđuje cilindrična

površina i veća mehanička čvrstoća rotora. U ovom slučaju postoji razlika između induktivnosti po d i q osi ($L_d \neq L_q$).

Sinhroni motori sa magnetima ukopanim u unutrašnjost rotora (IM-PMSM) odlikuju se magnetnom anizotropijom usled složene geometrije rotora. Ovakva konstrukcija dovodi do značajnog smanjenja induktivnosti po d -osi u odnosu na q -osu ($L_d < L_q$). Takođe, izražena zavisnost induktivnosti od položaja rotora dovodi do pojave dodatnog reluktantnog momenta, što predstavlja važnu prednost ove konstrukcije. IM-PMSM su pogodni za rad pri visokim brzinama uz primenu tehnike slabljenja polja, ali je njihova proizvodnja tehnološki složenija i skuplja u odnosu na površinske izvedbe. Ipak, zbog šireg radnog opsega momenta i brzine, oni se češće koriste u odnosu na PMSM sa površinski ugrađenim magnetima i zato su izabrani da budu ovde predstavljeni.

Model motora u referentnom sistemu vezanom za rotor omogućava prelazak na jednostavnije relacije i veličine koje ne zavise od položaja rotora, što ih čini znatno pogodnijim za realizaciju upravljanja. Primenom Parkove i Klarkine transformacije, trofazni motor se posmatra u dq sistemu, gde je d -osa osa simetrije permanentnih magneta, a q -osa poprečna osa, pri čemu obe rotiraju brzinom obrtanja rotora. Neophodne relacije za realizaciju upravljanja koje čine dinamički model PMSM u apsolutnom domenu obuhvataju jednačine naponske ravnoteže, jednačine za flukseve po d i q osi i jednačinu elektromagnetnog momenta i date su sledećim izrazima [75]:

$$u_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L_q p i_{qs}^r + \omega L_d i_{ds}^r + \omega \Psi_f \quad (5.3.1)$$

$$u_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L_d p i_{ds}^r - \omega L_q i_{qs}^r \quad (5.3.2)$$

$$\psi_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (5.3.3)$$

$$\psi_{ds}^r = \Psi_f + L_d i_{ds}^r \quad (5.3.4)$$

$$m_e = \frac{3P}{2} [\Psi_f + (L_d - L_q) i_{ds}^r] i_{qs}^r \quad (5.3.5)$$

gde su u_{qs}^r i u_{ds}^r , q i d komponente statorskog napona, i_{qs}^r i i_{ds}^r , q i d komponente statorske struje, ω ugaona (električna) brzina rotora, Ψ_f fluks permanentnih magneta, a p Laplasov operator.

Ako se za osnovne bazne veličine usvoje one date u (5.3.6),

$$\begin{aligned} U_b &= \sqrt{2} U_{nf} \\ I_b &= \sqrt{2} I_{nf} \end{aligned} \quad (5.3.6)$$

$$P_b = 3 U_{nf} I_{nf} = \frac{3}{2} U_b I_b$$

$$\omega_b = 2\pi f_b, \quad f_b = f_n$$

a za izvedene one date u (5.3.7), gde je P broj pari polova,

$$\begin{aligned} Z_b &= \frac{U_b}{I_b}, \quad L_b = \frac{\Psi_b}{I_b} \\ \Psi_b &= \frac{U_b}{\omega_b} \\ M_b &= \frac{P_b}{\omega_b} = \frac{3P}{2} \frac{U_b I_b}{\omega_b} = \frac{3P}{2} \Psi_b I_b \end{aligned} \quad (5.3.7)$$

i ako se definišu vrednosti u normalizovanom domenu kao u (5.3.8),

$$\begin{aligned} R_{s*} &= \frac{R_s}{Z_b} [\text{r.j.}], \quad L_{q*} = \frac{L_q}{L_b} [\text{r.j.}], \quad L_{d*} = \frac{L_d}{L_b} [\text{r.j.}], \quad \omega_* = \frac{\omega}{\omega_b} [\text{r.j.}] \\ i_{qs*}^r &= \frac{i_{qs}^r}{I_b} [\text{r.j.}], \quad i_{ds*}^r = \frac{i_{ds}^r}{I_b} [\text{r.j.}], \quad u_{qs*}^r = \frac{u_{qs}^r}{U_b} [\text{r.j.}], \quad u_{ds*}^r = \frac{u_{ds}^r}{U_b} [\text{r.j.}] \end{aligned} \quad (5.3.8)$$

onda se dobija model PMSM u normalizovanom domenu, koji je predstavljen jednačinama (5.3.9) – (5.3.13).

$$u_{qs}^r = (R_s^* + \frac{L_{q^*}}{\omega_b} p) i_{qs}^r + \omega_* (L_{d^*} i_{ds}^r + \psi_{f^*}) [\text{r.j.}] \quad (5.3.9)$$

$$u_{ds}^r = -\omega_* L_{q^*} i_{qs}^r + \left(R_s^* + \frac{L_{d^*}}{\omega_b} p \right) i_{ds}^r [\text{r.j.}] \quad (5.3.10)$$

$$m_e = \frac{m_e}{M_b} = i_{qs}^r [\psi_{f^*} - (L_{d^*} - L_{q^*}) i_{ds}^r] [\text{r.j.}] \quad (5.3.11)$$

$$\psi_{qs}^r = L_{q^*} i_{qs}^r \quad (5.3.12)$$

$$\psi_{ds}^r = \psi_{f^*} + L_{d^*} i_{ds}^r \quad (5.3.13)$$

Jedan od najčešće primenjivanih načina upravljanja PMSM je vektorsko upravljanje, koje se izvodi iz dinamičkog modela PMSM-a, polazeći od izraza za fazne struje statora [75]:

$$i_{as} = i_s \sin(\omega t + \delta) \quad (5.3.14)$$

$$i_{bs} = i_s \sin\left(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.3.15)$$

$$i_{cs} = i_s \sin\left(\omega t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (5.3.16)$$

gde je δ - ugao između fluksa rotora i fazora struje statora (ugao momenta, ugao opterećenja). Kako su q i d komponente statorske struje u referentnom sistemu vezanom za rotor dobijene primenom transformacionih matrica na fazne struje statora prema izrazu (5.3.17),

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \omega t & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad (5.3.17)$$

zamenom izraza (5.3.14) - (5.3.16) u (5.3.17), dobija se (5.3.18).

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = i_s \cdot \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (5.3.18)$$

U referentnom sistemu vezanom za rotor q i d komponente statorske struje imaju konstantne vrednosti, jer je ugao momenta δ konstantan za zadato opterećenje. To znači da, pri ustaljenom režimu rada i konstantnom momentu, međusobni položaj vektora struje i rotorskog fluksa ostaje nepromenjen. Fluks rotora je usmeren duž d -ose mašine koja je vezana za osu permanentnih magneta na rotoru i obrće se električnom ugaonom brzinom ω . Fazor struje statora obrće se istom ugaonom brzinom i prednjači fluksu rotora za ugao δ . Relativna brzina između fazora struje statora i rotora je nula, ali postoji stalna fazna razlika δ , koja je određena vrednošću momenta.

Razlaganjem fazora struje statora na d i q osu (u referentnom sistemu vezanom za rotor) dobijaju se komponente i_{qs}^r i i_{ds}^r , koje su za zadati moment i ugao δ konstantne. Komponenta struje duž d -ose proizvodi fluks (komponenta statorske struje proporcionalna fluksu, često se obeležava sa i_f u literaturi), dok komponenta duž q -ose učestvuje u stvaranju elektromagnetnog momenta (komponenta statorske struje proporcionalna momentu, često se obeležava sa i_T u literaturi). Deo fluksa u d -osi potiče od struje statora, dok preostali deo obezbeđuju permanentni magneti, kao što je prikazano na Sl. 5-48, [75].

Polazeći od izraza za moment PMSM,

$$m_e = \frac{3P}{2} [\psi_f i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r] \text{Nm}, \quad (5.3.19)$$

izvodi se zaključak da ako je $i_{ds}^r = 0$, onda je $\delta = \pm 90^\circ$ i tada PMSM ima potpuno analogno ponašanje motoru za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom, odnosno važi da je:

$$m_e = \frac{3P}{2} \Psi_f i_{qs}^r = K_1 \Psi_f i_{qs}^r, \quad K_1 = \frac{3P}{2}. \quad (5.3.20)$$

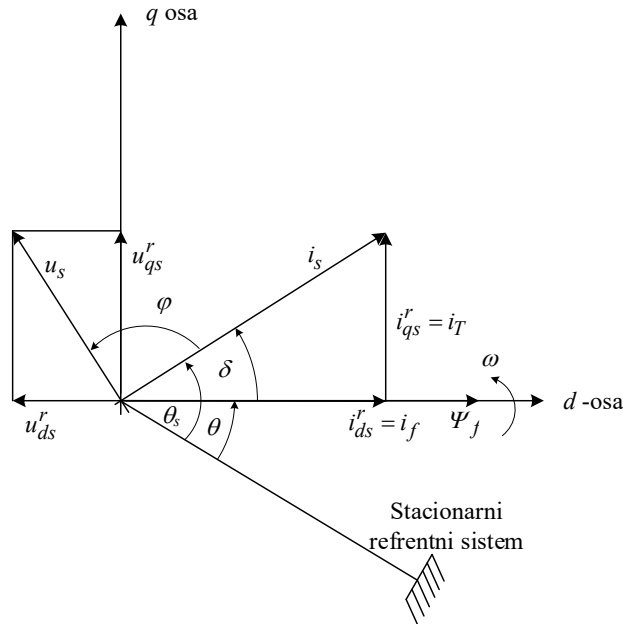
Izraz za rezultatni fluks u zazoru mašine, koji predstavlja zbir fluksa statora i fluksa rotora, glasi:

$$\psi_m = \sqrt{(\Psi_f + L_d i_{ds}^r)^2 + (L_q i_{qs}^r)^2} = \sqrt{(\psi_{ds}^r)^2 + (\psi_{qs}^r)^2}. \quad (5.3.21)$$

Ovaj izraz je bitan ukoliko je potrebno da PMSM radi u oblasti slabljenja polja. Ukoliko je $\delta > 90^\circ$, onda je $i_{ds}^r < 0$, pa rezultatni fluks u zazoru mašine opada, što predstavlja osnovu za realizaciju rada PMSM u oblasti slabljenja polja.

Na osnovu izloženog, mogu se izvesti sledeći zaključci:

1. Ukoliko je $\delta < 0^\circ \Rightarrow i_{ds}^r < 0$, za usvojeni pozitivan smer obrtanja rotora, mašina će da radi u generatorskom režimu rada (negativan znak momenta i snage, kočenje). Mašinom se u industrijskim pogonima upravlja najčešće tako što se održava $i_{ds}^r = 0$, odnosno ugao $\delta = 90^\circ$ u motornom režimu rada i $\delta = -90^\circ$ u generatorskom režimu rada (kočenje).
2. Mašinom može da se upravlja tako što se, na osnovu izraza za moment promenom ugla momenta δ ili amplitude statorske struje, ostvaruje upravljanje momentom PMSM koji se napaja iz invertora.
3. Kružna učestanost fazora statorske struje određena je brzinom obrtanja rotora (ω el. rad/s), dok je promena brzine obrtanja određena Njutnovom jednačinom.
4. Pokazano je da je PMSM u upravljačkom smislu analogna mašini za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom. Pobuda se dobija iz stalnih magneta, a i_{qs}^r je komponenta struje statora pomoću koje se upravlja momentom.



Sl. 5-48 Fazorski dijagram PMSM

Dakle, realizacija vektorskog upravljanja, koja je prikazana blok dijagramom na Sl. 5-49, u kojoj je motor upravljan po momentu, može se u najjednostavnijem slučaju kada je $L_d = L_q$ (razmatra se slučaj SM-PMSM) i kada su zadate referentne vrednosti za moment i fluks permanentnih magneta na ulazu u upravljački deo pogona sa PMSM, izvršiti na sledeći način:

Korak 1: Referentna vrednost struje statora u q osi i_{qs}^{*} dobija iz izraza za moment (5.3.20):

$$i_{qs}^{r*} = \frac{2m_e^*}{3P\psi_f} \quad (5.3.22)$$

Korak 2: Referentna vrednost struje statora u d osi održava se na nuli, $i_{ds}^{r*} = 0$.

Korak 3: Na osnovu prethodnih koraka određuju se referentne vrednosti struje statora i_s^{r*} za ugao $\delta^* = \pm 90^\circ$, u zavisnosti od znaka momenta, odnosno q komponente struje statora.

Korak 4: Određuje se referentna vrednost za fazni stav struje statora u stacionarnom referentnom sistemu (pozicija rotora θ se meri):

$$\theta_s^* = \theta + \delta^* = \omega t + \delta^* \quad (5.3.23)$$

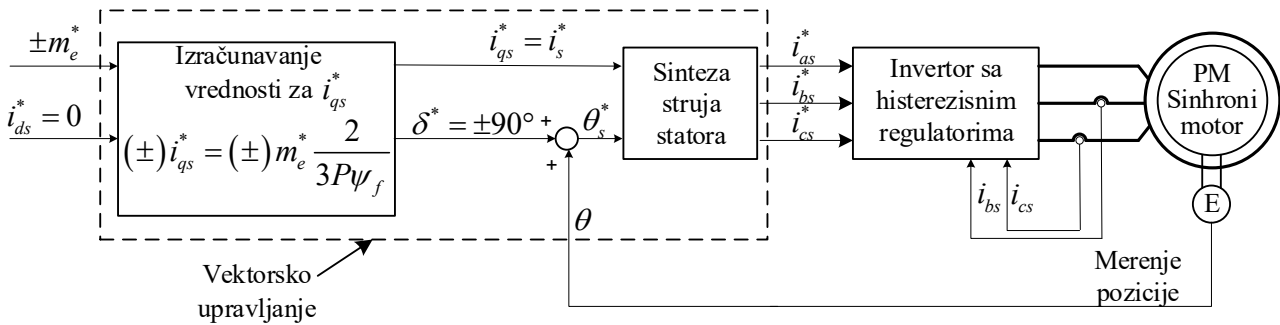
Korak 5: Određuju se referentne vrednosti za fazne struje statora prema (5.3.24).

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{r*} \\ i_{ds}^{r*} \end{bmatrix} = i_s^* \begin{bmatrix} \sin(\theta + \delta^*) \\ \sin\left(\theta + \delta^* - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \delta^* + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.3.24)$$

Maksimalne vrednosti faznog napona i fazne struje statora definisane su izrazima:

$$u_s = \sqrt{(u_{qs}^r)^2 + (u_{ds}^r)^2}, \quad (5.3.25)$$

$$i_s = \sqrt{(i_{qs}^r)^2 + (i_{ds}^r)^2} \quad (5.3.26)$$



Sl. 5-49 Blok dijagram vektorski upravljano pogona sa PMSM: upravljanje po momentu

Međutim, kada je $L_d \neq L_q$, upravljački algoritam je malo komplikovaniji – mora da se pretpostavi početna vrednost struje i_{ds}^{r*} , ili odredi prema nekom nadređenom algoritmu upravljanja. Osnovni blok dijagram u slučaju pogona sa PMSM sa vektorskim upravljanjem i regulacijom brzine, koji ima anizotropan rotor i mogućnost da radi u oblasti slabljenja polja, prikazan je na Sl. 5-50, [75]. Najčešće korišćene nadređene strategije upravljanja su [75]:

1. Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu momenta, ili upravljanje pogonom pri nultoj d komponenti struje (*Constant torque angle control or zero direct axis current control*)
2. Upravljanja pogonom pri jediničnom faktoru snage (*Unity power factor control - UPF control*)
3. Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti fluksa u zazoru mašine (*Constant mutual air gap flux-linkages control*)
4. Upravljanje održavanjem optimalnog odnosa momenta i struje (*Optimum (maximum) torque per ampere control -MTPA*)
5. Upravljanje uglom između fluksa u zazoru mašine i fazora struje (*Angle control of air gap flux and current phasors*)

6. Upravljanje održavanjem gubitaka snage na konstantnoj vrednosti (rad sa maksimalnim momentom za zadatu brzinu) (*Constant loss based maximum torque speed boundary control-CPL*)
7. Upravljanje pri minimalnim gubicima snage ili sa maksimalnom efikasnošću pogona (*Minimum loss or maximum efficiency control - LMC*)

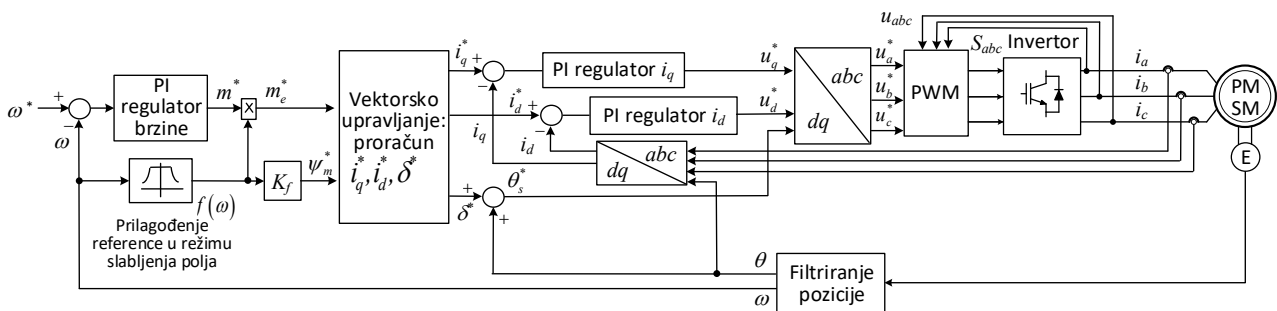
Analitička relacija za određivanje ugla momenta u pogonu sa vektorski upravljanim PMSM razlikuje se za svaku od navedenih nadređenih strategija upravljanja. Ove relacije izvede se na osnovu odgovarajućeg početnog uslova, koji istovremeno predstavlja i zahtevanu performansu elektromotornog pogona. Na osnovu blok dijagrama prikazanog na Sl. 5-50 razvijen je simulacioni model u *Matlab Simulink*-u vektorski upravljanoj pogonu sa PMSM sa regulacijom brzine. Upravljački deo pogona sastoji se od spoljašnje regulacione petlje brzine i unutrašnje regulacione petlje struje. U obe petlje primenjeni su PI regulatori, čiji su parametri određeni postupkom sinteze prema literaturi [76].

Izlaz regulatora brzine predstavlja referentnu vrednost elektromagnetnog momenta. Ova veličina dalje se koristi u bloku za generisanje referentnih upravljačkih veličina, u kome se izračunavaju željeni ugao momenta i fazor referentne statorske struje. U okviru ovog bloka implementirano je vektorsko upravljanje pogonom, Sl. 5-50. Postupak proračuna ugla momenta razlikuje se za svaku od navedenih strategija upravljanja.

Radi analize performansi pogona, za svaku strategiju upravljanja izvršena je simulacija prema zadatom putnom dijagramu brzine:

- ✓ Motor iz stanja mirovanja ubrzava do nominalne brzine od 1500 o/min u vremenu od 0,2 s.
- ✓ Zatim radi pri nominalnoj brzini tokom 1,3 s, pri čemu se u tom periodu naizmenično opterećuje i rasterećuje.
- ✓ Nakon toga, motor usporava tokom 0,2 s do potpunog zaustavljanja.

Ista simulacija ponovljena je za različite vrednosti opterećenja, kako bi se dobile radne karakteristike pogona [77, 78]. Radne karakteristike pogona su statičke karakteristike koje predstavljaju zavisnosti karakterističnih veličina elektromotornog pogona za ustaljene režime rada. Uobičajeno se prikazuju u funkciji opterećenja i omogućavaju uporednu analizu performansi pogona za različite strategije upravljanja.



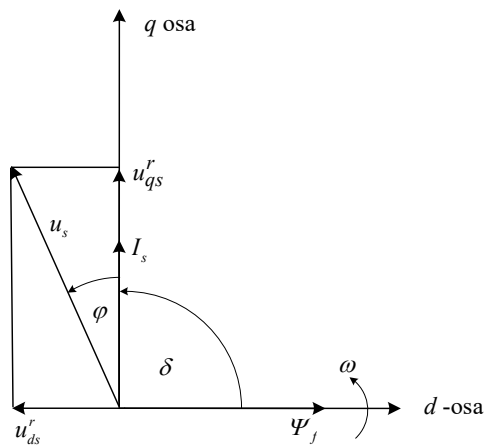
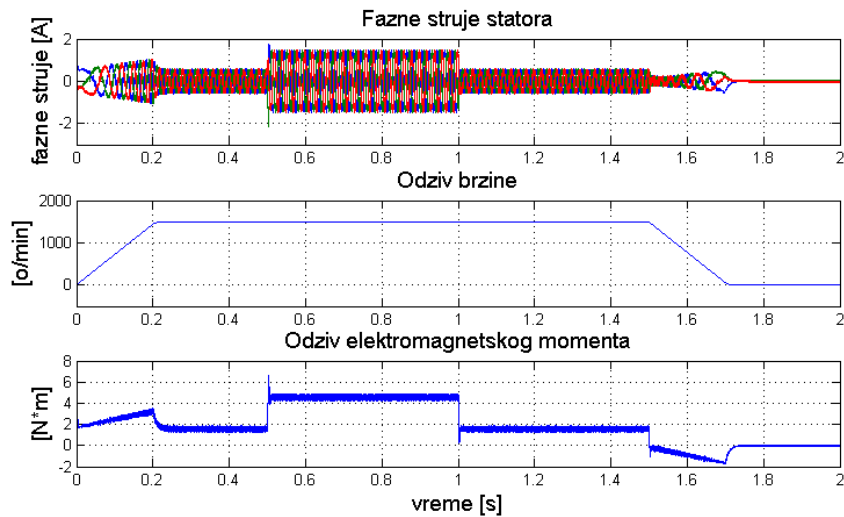
Sl. 5-50 Osnovni blok dijagram pogona sa PMSM sa vektorskim upravljanjem, regulacijom brzine i struje

5.3.1 Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu momenta

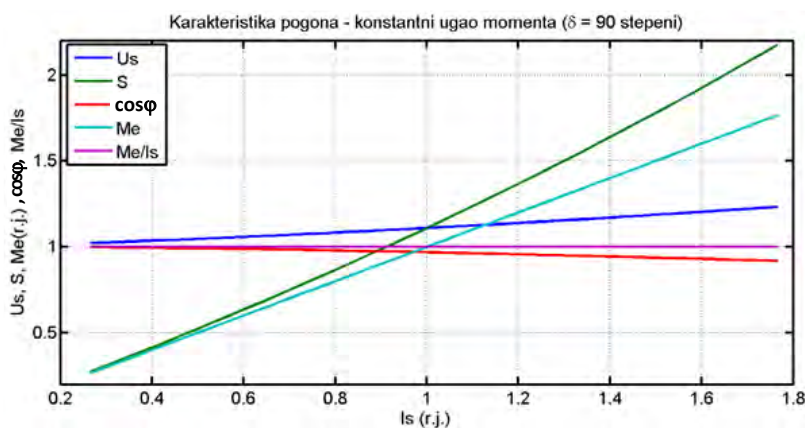
U ovom načinu upravljanja ugao momenta δ je konstantan i iznosi 90° . Iz izraza (5.3.18) sledi da je komponenta struje po d -osi jednaka nuli. Na taj način ostvaruje se najjednostavnija realizacija upravljanja, pri čemu je elektromagnetni moment dat izrazom (5.3.20). Izlaz regulatora brzine predstavlja referencu elektromagnetnog momenta. Na osnovu te vrednosti u delu označenom kao „vektorsko upravljanje” na Sl. 5-50 određuje se referenca struje, koja se zatim prosleđuje regulatoru struje. Ako bi se za baznu vrednost fluksa usvojila vrednost fluksa permanentnih magneta ($\Psi_b = \Psi_f$), onda bi na osnovu izraza (5.3.27) proizašlo da je u normalizovanom domenu moment motora jednak struji statora, što omogućava najjednostavniju implementaciju upravljanja u pogonima sa PMSM [75].

$$m_{e^*} [\text{r.j.}] = \frac{m_e}{M_{eb}} = \frac{\frac{3}{2} \cdot P \cdot \Psi_f \cdot I_s}{\frac{3}{2} \cdot P \cdot \Psi_f \cdot I_b} = i_{s^*} [\text{r.j.}] \quad (5.3.27)$$

Fazorski dijagram u ovom slučaju prikazan je na Sl. 5-51. Rezultati simulacije na modelu pri upravljanju pogonom sa konstantnim uglom momenta ($\delta=90^\circ$) za posmatrani putni dijagram i parametre motora date u Tab. 5-4, prikazani su na Sl. 5-52. Vidi se da odziv brzine dostiže referentnu vrednost, kao i da se nakon opterećenja motora brzina održava na zadatoj vrednosti uz povećanje momenta i struje. Nakon rasterećenja motora smanjuje se potreban elektromagnetni moment i struja, dok se brzina i dalje održava na nominalnoj vrednosti. Po izdavanju komande za zaustavljanje motora, motor razvija moment kočenja (odziv momenta menja smer), a brzina opada sve do nule [77, 78].

Sl. 5-51 Fazorski dijagram PMSM pri upravljanju sa konstantnim uglom momenta ($\delta=90^\circ$)Sl. 5-52 Putni dijagram pogona sa upravljanjem pri konstantnom uglu momenta ($\delta=90^\circ$)

Radne karakteristike pogona sa upravljanjem pri konstantnom uglu momenta prikazane su na Sl. 5-53. Vrednosti za napon statora (U_s), prividnu snagu (S), faktor snage ($\cos \varphi$), moment motora (M_e) i odnos momenta i struje statora (M_e/I_s), date su u relativnim jedinicama (r.j). Analizom radnih karakteristika, može se zaključiti da se pri povećanju opterećenja povećava i zahtev za naponom, dok faktor snage opada sa opterećenjem, što znači da raste potrebna reaktivna snaga. Odnos elektromagnetnog momenta i struje je jednak jedinici za svako opterećenje.

Sl. 5-53 Radne karakteristike pogona sa upravljanjem pri konstantnom uglu momenta ($\delta=90^\circ$)

Tab. 5-4 Parametri PMSM

Parametar	Oznaka	Vrednost	Jedinica
Nominalna snaga	P_n	800	W
Nominalna brzina	n_n	1500	o/min
Nominalni linijski napon	U_n	400	V
Fluks permanentnih magneta	Ψ_f	1,088	Wb
Nominalna fazna struja	I_{nf}	1,283	A
Otpornost namotaja	R_s	14,03	Ω
Induktivnost po d-osi	L_d	54,32	mH
Induktivnost po q-osi	L_q	175,15	mH
Broj pari polova	P	2	—
Sprega	Y	—	—

5.3.2 Upravljanje pogonom pri jediničnom faktoru snage

Pri ovom upravljanju faktor snage motora se održava na jedinici, $\cos\varphi=1$. Prema fazorskom dijagramu sa Sl. 5-48, važi relacija (5.3.28).

$$\tan(\delta + \varphi) = \frac{u_{qs}^r}{u_{ds}^r} \quad (5.3.28)$$

Ako je faktor snage jednak jedinici, znači da je ugao $\varphi=0^\circ$, iz čega se izvodi početni izraz za dobijanje ugla momenta:

$$\tan \delta = \frac{u_{qs}^r}{u_{ds}^r}. \quad (5.3.29)$$

Da bi se dobio ugao momenta, izrazi za napone u normalizovanom domenu (5.3.9) i (5.3.10) se izvode za stacionarno stanje, pa se dalje iz njih dobija (5.3.30), [75].

$$\frac{\sin \delta}{\cos \delta} = \frac{1 + L_{d*} I_{s*} \cos \delta + \frac{R_{s*} I_{s*}}{\omega_*} \sin \delta}{\frac{R_{s*} I_{s*}}{\omega_*} \cos \delta - L_{q*} I_{s*} \sin \delta} \quad (5.3.30)$$

Rešavanjem (5.3.30) po uglu momenta, dobija se (5.3.31), [75].

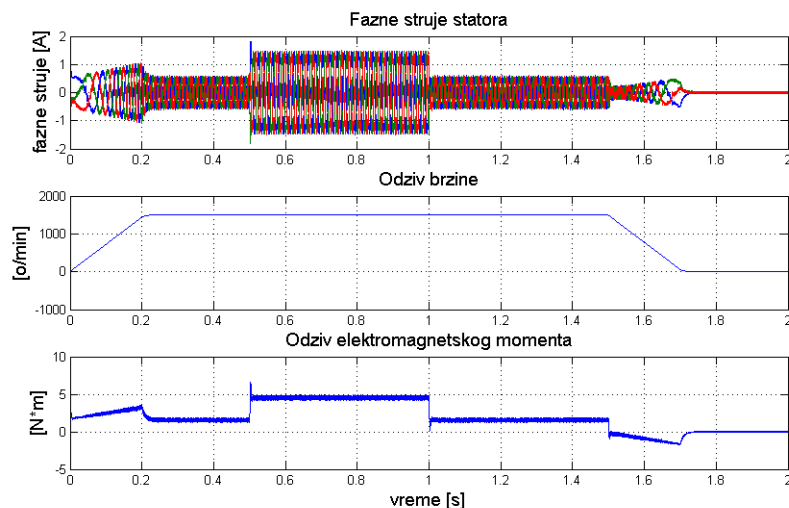
$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4L_{q*} I_{s*}^2 (L_{d*} - L_{q*})}}{2I_{s*} (L_{d*} - L_{q*})} \right) [\text{rad}] \quad (5.3.31)$$

S obzirom na to da ugao momenta treba da bude veći od 90° , u izrazu (5.3.31) uzima se vrednost sa pozitivnim predznakom. Za $\delta < 90^\circ$ doći će do porasta fluksa statora ($i_{ds}^r > 0$), što će dalje

dovesti do zasićenja magnetnog kola mašine i do povećanja gubitaka u mašini. Samo pozitivan znak ispred korena će da negativnu vrednost u zagradi, tako da će ugao biti veći od 90° . Može se uočiti da ugao momenta ne zavisi od brzine obrtanja, već od normalizovanih vrednosti induktivnosti motora i maksimalne vrednosti fazne struje [75].

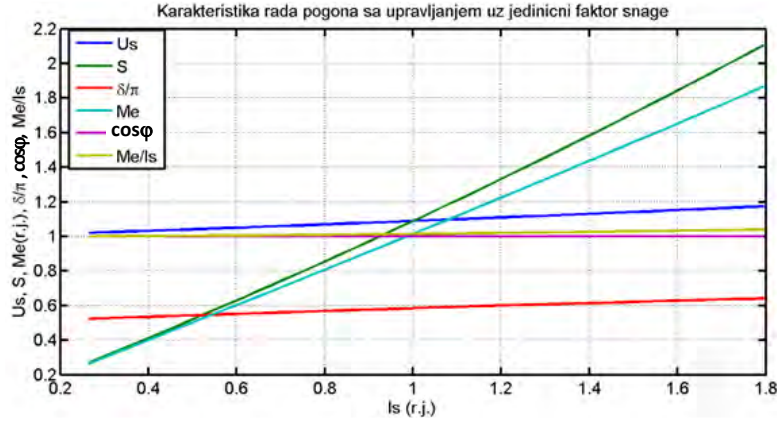
Deo blok dijagrama označenom kao „vektorsko upravljanje” na Sl. 5-50 realizovan je u simulacionom modelu, za ovaj način upravljanja, na osnovu relacije za moment (5.3.11) i relacije za proračun ugla momenta (5.3.31). Potrebno je naglasiti da za potrebe proračuna ugla momenta, mora biti zadata inicijalna vrednost struje po d -osi, kako bi se na osnovu reference momenta dobila normalizovana vrednost amplitude fazne struje. Nakon toga se izračunava ugao momenta. Kada su poznati ugao momenta i amplituda struje, mogu se odrediti reference struja po d i q osi, koje se zatim prosleđuju regulatoru struje [77]. Za implementaciju relacije (5.3.31), kao i za proračun struja, u *Simulink* okruženju koristi se blok „*Fcn*”. Razlog za ovo je promena znaka momenta i struje u q -osi pri kočenju. Kako se nakon proračuna amplitude struje ne bi izgubila informacija o predznaku reference momenta, odnosno reference struje po q -osi, izraz za ugao momenta množi se funkcijom $\text{sgn}(i_q)$. Na ovaj način, u slučaju negativne reference momenta dobija se negativna vrednost ugla momenta.

Rezultati simulacije za definisani putni dijagram i za parametre motora date u Tab. 5-4 prikazani su na Sl. 5-54. I u ovom slučaju odziv brzine dostiže referentnu vrednost. Nakon opterećenja motora, brzina se održava na zadatoj vrednosti uz povećanje momenta i struje. Po rasterećenju motora smanjuju se potrebni elektromagnetni moment i struja, dok se brzina i dalje održava na nominalnoj vrednosti. Nakon izdavanja komande za zaustavljanje motora, motor razvija moment kočenja (odziv momenta menja smer), a brzina opada do nule.



Sl. 5-54 Putni dijagram pogona sa upravljanjem pri jediničnom faktoru snage ($\cos\varphi=1$)

Radne karakteristike pogona prikazane su na Sl. 5-55. Analizom radnih karakteristika može se uočiti da zahtevani napon raste sa opterećenjem, ali je manji u odnosu na napon pri upravljanju sa konstantnim uglom momenta. Faktor snage je očekivano jednak jedinici. Razvijeni moment je nešto veći od momenta iz prethodnog načina upravljanja i po jedinici struje blago raste sa opterećenjem. Vidi se da je odnos δ/π veći od 0,5, odnosno veći je od 90° , što je i očekivano, kao i da raste sa opterećenjem.

Sl. 5-55 Radne karakteristike pogona sa upravljanjem pri jedinичnom faktoru snage ($\cos\varphi=1$)

5.3.3 Upravljanje pogonom pri konstantnoj vrednosti fluksa u zazoru mašine

Pri ovom načinu upravljanja, rezultatna vrednost fluksa, koja predstavlja vektorski zbir poprečne komponente fluksa statora i direktne komponente fluksa statora zajedno sa fluksom rotora se održava na konstantnoj vrednosti. Glavna prednost ovog načina upravljanja je što se ograničavanjem fluksa u zazoru mašine (najčešće na vrednost jednaku fluksu permanentnih magneta), vrednost potrebnog napona pri porastu opterećenja održava na uporedivo manjoj vrednosti u odnosu na prethodno predstavljena dva načina upravljanja. Takođe, variranjem vrednosti fluksa na jednostavan način obezbeđuje se rad u oblasti slabljenja polja sa brzinama većim od nominalne. Ovim načinom se ostvaruje upravljanje u celom opsegu brzina, a ne samo pri brzinama manjim od nominalne, kao u prvom slučaju [75].

U izrazu za rezultatni fluks (5.3.21) izjednačavaju se vrednosti flukseva ψ_m i Ψ_f , a zatim se struje po d i q osi izražavaju preko amplitude struje i ugla momenta prema izrazu (5.3.18). Daljim izvođenjem po amplitudi struje, dobija se (5.3.32),

$$I_s = -\frac{2\Psi_f}{L_d} \begin{bmatrix} \cos\delta \\ \cos^2\delta + \rho^2 \sin^2\delta \end{bmatrix}, \quad (5.3.32)$$

gde je

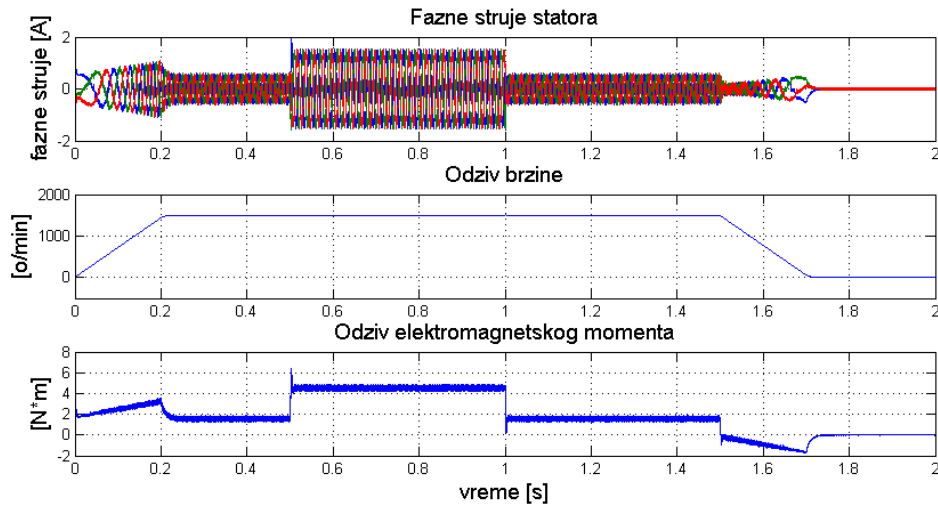
$$\rho = \frac{L_q}{L_d} = \frac{L_{q*}}{L_{d*}}. \quad (5.3.33)$$

Prelaskom u normalizovani domen i rešavanjem izraza (5.3.32) po uglu momenta, dobija se izraz (5.3.34), [77].

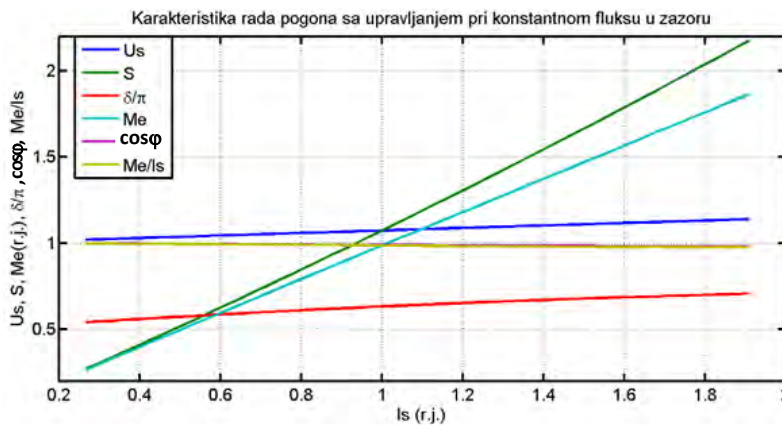
$$\delta = \arccos \left(\frac{-1}{L_{d*} I_{s*} (1-\rho^2)} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{L_{d*} (1-\rho^2) I_{s*}} \right)^2 - \frac{\rho^2}{(1-\rho^2)}} \right) [\text{rad}] \quad (5.3.34)$$

U ovoj relaciji uzima se negativan predznak ispred korena kako bi ugao momenta bio veći od 90° . Može se uočiti da ugao momenta ne zavisi od brzine obrtanja, već od normalizovanih vrednosti induktivnosti motora i maksimalne vrednosti fazne struje.

Deo blok dijagrama označenom kao „vektorsko upravljanje” na Sl. 5-50 realizovan je u simulacionom modelu za ovaj način upravljanja, na osnovu relacije za moment (5.3.11) i relacije za proračun ugla momenta (5.3.34). Ovaj blok je identičan bloku primenjenom u prethodnom upravljanju pri jedinичnom faktoru snage, osim što je promenjen izraz na osnovu koga se računa ugao momenta. Rezultati simulacije za definisani putni dijagram i za parametre motora date u Tab. 5-4 prikazani su na Sl. 5-56, dok su radne karakteristike prikazane na Sl. 5-57.



Sl. 5-56 Putni dijagram pogona sa upravljanjem pri konstantnoj vrednosti rezultantnog fluksa



Sl. 5-57 Radne karakteristike pogona sa upravljanjem pri konstantnoj vrednosti rezultantnog fluksa

Sa Sl. 5-57 se vidi da je zahtevani napon manji nego za prethodne dve upravljačke strategije, što je posledica održavanja fluksa na konstantnoj vrednosti. Faktor snage je približno jednak jedinici, te je mali zahtev za reaktivnom snagom. Razvijeni elektromagnetni moment je manji u odnosu na prethodna upravljanja, ali odnos momenta i struje vrlo malo opada ispod jedinice pri porastu opterećenja. Ugao momenta je i pri ovom upravljanju veći od 90° i raste sa opterećenjem [77].

5.3.4 Upravljanje pogonom pri optimalnom odnosu momenta i struje

Upravljanje po principu optimalnog odnosa momenta i struje zasniva na maksimizaciji elektromagnetnog momenta po jedinici struje (MTPA). Slično drugim metodama upravljanja, i ovaj uslov dovodi do analitičke relacije za proračun ugla momenta. Polazi se od osnovnog izraza za elektromagnetni moment (5.3.19), u koji se uvrštavaju izrazi za struje (5.3.18), a zatim se dobijeni izraz za moment normalizuje, čime se dobija sledeća relacija između momenta i struje [75]:

$$\frac{m_{e*}}{i_{s*}} = \left[\sin \delta + \frac{1}{2} (L_{d*} - L_{q*}) i_{s*} \sin 2\delta \right] \quad (5.3.35)$$

Optimalna vrednost momenta i struje dobija se diferenciranjem izraza (5.3.35) po uglu momenta δ i izjednačavanjem tog izvoda sa nulom. Rešavanjem dobijene jednačine po uglu momenta dobija se tražena relacija, data izrazom (5.3.36),

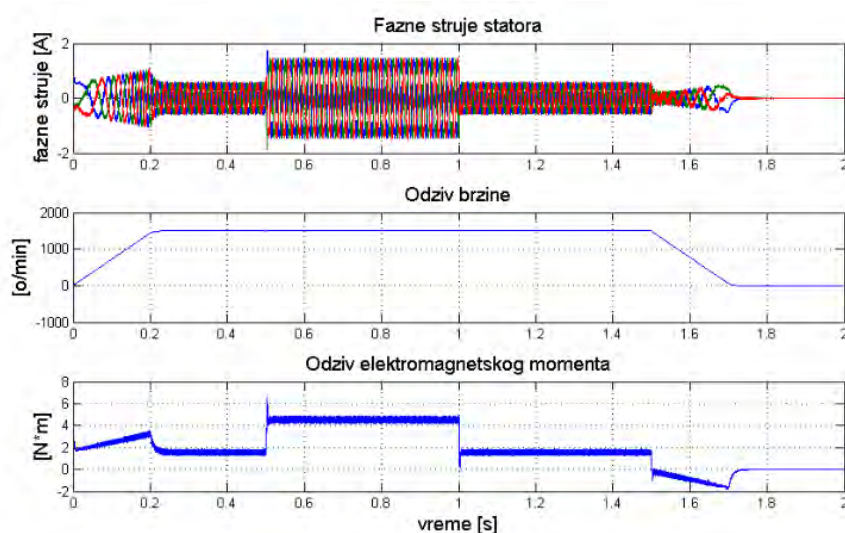
$$\delta = \arccos \left[\frac{-1}{4a_1 i_{s*}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{4a_1 i_{s*}} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right] [\text{rad}], \quad (5.3.36)$$

gde je

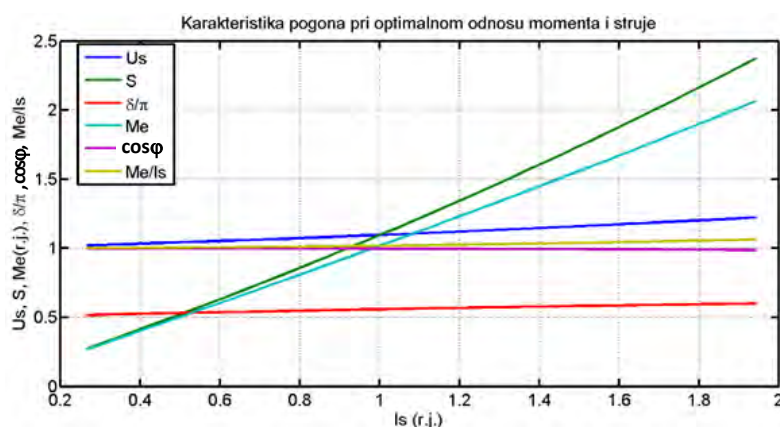
$$a_1 = L_{d*} - L_{q*} = L_{d*} (1 - \rho) \quad (5.3.37)$$

Treba naglasiti da se u izrazu (5.3.36) koristi negativan znak, jer ugao momenta mora biti veći od 90° . Iz istog izraza može se zaključiti da ugao momenta ne zavisi od brzine motora, već od normalizovanih vrednosti induktivnosti motora i maksimalne vrednosti fazne struje. Dodatno, kao i u prethodnim slučajevima i ovde se blok označen kao „vektorsko upravljanje” na Sl. 5-50 realizuje u simulacionom modelu za ovaj način upravljanja, na osnovu relacije za moment (5.3.11) i relacije za proračun ugla momenta (5.3.34). On je identičan bloku primenjenom u prethodnim načinima upravljanju, osim što je promenjen izraz na osnovu koga se računa ugao momenta.

Rezultati simulacije za definisani putni dijagram i za parametre motora date u Tab. 5-4 prikazani su na Sl. 5-58, dok su radne karakteristike prikazane na Sl. 5-59. Analizom performansi prikazanih na Sl. 5-59 može se zaključiti da su zahtevi u pogledu napona slični onima kod upravljanja sa jediničnim faktorom snage, dok faktor snage ostaje blizak jedinici pri svim opterećenjima. Razvijeni elektromagnetni moment je najveći kod ove strategije upravljanja, a odnos momenta i struje raste sa povećanjem opterećenja.



Sl. 5-58 Putni dijagram pogona sa upravljanjem pri optimalnom odnosu momenta i struje (MTPA)



Sl. 5-59 Radne karakteristike pogona sa upravljanjem pri optimalnom odnosu momenta i struje (MTPA)

Vrednosti karakterističnih parametara za različite strategije upravljanja pri nazivnoj struji (koja odgovara vrednosti struje od 1 r.j), prikazane su u Tab. 5-5. Tabela pokazuje da se parametri za različite strategije upravljanja pri nazivnoj struji ne razlikuju značajno. Međutim, najmanji zahtevani napon i snaga koje inverter treba da obezbedi uočavaju se kod upravljanja sa konstantnim fluksom u vazдушnom zazoru mašine, dok se najveći zahtevi za naponom i prividnom snagom javljaju kod upravljanja sa konstantnim uglom momenta. Faktor snage je najmanji kod upravljanja sa konstantnim

uglom momenta, pri čemu inverter mora da obezbedi i reaktivnu snagu, dok je kod ostalih strategija upravljanja jednak ili blizak jedinici. Najveći elektromagnetni moment razvija se pri upravljanju po principu maksimalnog odnosa momenta i struje (MTPA). Najmanji odnos momenta i struje postiže se kod upravljanja sa konstantnim fluksom u vazдушnom zazoru mašine. Ipak, ne dolazi do značajnog pada odnosa momenta i struje ispod jedinice, što je posledica velikog odnosa induktivnosti L_q i L_d ($\rho = 3,45$) kod ispitivanog motora. Zbog toga komponenta reluktantnog momenta značajno doprinosi ukupno razvijenom elektromagnetnom momentu u širokom opsegu opterećenja [78].

Može se uočiti da upravljanje sa konstantnim uglom momenta ostvaruje nešto slabije performanse u poređenju sa ostalim metodama upravljanja, ali je istovremeno i najjednostavnije za implementaciju. Pored toga, ovo upravljanje se ne može primenjivati u režimu slabljenja polja, što znači da nije pogodno za rad pri brzinama većim od nazivne. Ugao momenta veći od 90° ukazuje na to da je d -komponenta struje negativna, čime se smanjuje rezultujući fluks, a samim tim i gubici u motoru. Ovo predstavlja prednost ostalih metoda upravljanja u odnosu na upravljanje sa konstantnim uglom momenta [78].

Tab. 5-5 Vrednosti karakterističnih veličina pri nazivnoj struji i različitim strategijama upravljanja [78]

Strategija upravljanja Karakteristična veličina		Upravljanje sa konstantnim uglom momenta	Upravljanje sa jediničnim faktorom snage	Upravljanje sa konstantnim fluksom u vazдушnom zazoru mašine	Upravljanje po principu maksimalnog momenta po amperu (MTPA)
Napon	U_s [r.j.]	1,110	1,089	1,073	1,096
Prividna snaga	S [r.uj.]	1,110	1,089	1,073	1,096
Moment motora	M_e [r.j.]	1	1,014	0,987	1,018
Faktor snage	$\cos\varphi$	0,968	1	0,989	0,997
Ugao momenta	δ [°]	90	104,4	113,4	100,8

5.3.5 Upravljanje pogonom pri konstantnom uglu između fazora fluksa u zazoru mašine i fazora statorske struje [79]

Međusobni položaj fluksa i struje, kao i njihovih d i q komponenti, za strategiju upravljanja pri kojoj se ugao između ove dve veličine drži na konstantnoj vrednosti, prikazan je na fazorskom dijagramu na Sl. 5-60. Ugao θ_{ms} je ugao između fazora resultantnog fluksa u vazдушnom zazoru mašine i fazora statorske struje.

Moguće je realizovati strategiju upravljanja kojom bi se ugao θ_{ms} održavao na 90° . Na ovaj način postiže se upravljanje kao u slučaju motora za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom. Međutim, postoje neke bitne razlike u upravljanju PMSM u odnosu na motor za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom. Naime, kod PMSM resultantni fluks u zazoru mašine, koji je zbir rotorskog i statorskog fluksa, ne može se održavati konstantnim za sve vrednosti struje, za razliku od motora za jednosmernu struju sa nezavisnom i konstantnom pobudom kod koga je to moguće. Elektromagnetni moment se može izračunati kao vektorski proizvod resultantnog fluksa i struje indukta. Kada je ugao između ova dva fazora 90° , ovaj proizvod se pretvara u skalarni. Dakle, kod motora za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom fluks je konstantan za sve struje (ako se zanemari reakcija indukta, ili se njen uticaj ublaži ugradnjom kompenzacionog namotaja i namotaja pomoćnih polova), pa je funkcionalna zavisnost momenta koji razvija motor, i struje indukta linearna, za razliku od PMSM kod koga je ta zavisnost nelinearna, jer fluks nije konstantan za sve vrednosti statorske struje.

Ako se zanemari otpornost statora, može se smatrati da je napon na njegovim krajevima jednak indukovanj EMS, a ugao između fazora napona i fazora EMS jednak nuli (zanemareno je rasipanje statorskog namotaja). Ako se održava ugao od 90° između resultantnog fluksa i struje statora, onda je ugao između fazora struje i napona jednak nuli, pa je ova strategija dodatno i UPF

način upravljanja. Za objašnjenje ove strategije upravljanja neophodno je izvesti izraz za elektromagnetni momenat u funkciji od ugla θ_{ms} . Sa Sl. 5-60 može se odrediti direktna i poprečna komponenta struje i fluksa geometrijskom projekcijom ovih veličina na d i q osu:

$$\theta_{ms} = \delta - \theta_{\psi} \quad (5.3.38)$$

$$\psi_{qs}^r = \psi_m \sin \theta_{\psi} \quad (5.3.39)$$

$$\psi_{ds}^r = \psi_m \cos \theta_{\psi} \quad (5.3.40)$$

$$i_{qs}^r = i_s \sin \delta \quad (5.3.41)$$

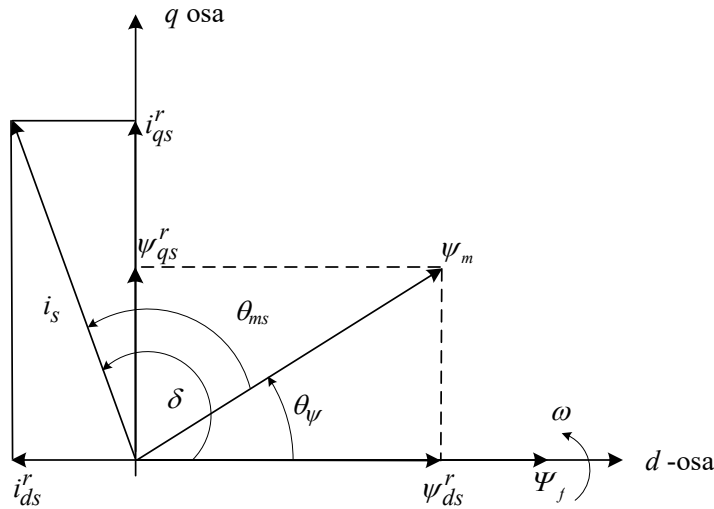
$$i_{ds}^r = i_s \cos \delta \quad (5.3.42)$$

gde je θ_{ψ} ugao koji fluks ψ_m zaklapa sa d – osom. Ako se izrazi (5.3.39) do (5.3.42) zamene u izraz za moment (5.3.43)

$$m_e = \frac{3}{2} P (\psi_{ds}^r i_{qs}^r - \psi_{qs}^r i_{ds}^r), \quad (5.3.43)$$

dobija se najvažniji izraz za ovu strategiju upravljanja, kojim je određena zavisnost momenta od ugla θ_{ms} , (5.3.44),

$$m_e = \frac{3}{2} P \psi_m i_s \sin \theta_{ms}. \quad (5.3.44)$$



Sl. 5-60 Fazorski dijagram za PMSM-a sa upravljanjem pri konstantnom uglu između fazora fluksa u zazoru mašine i fazora statoske struje

Ugao fluksa i ugao momenta su povezani na sledeći način:

$$\delta = \theta_{ms} + \theta_{\psi} = \frac{\pi}{2} + \theta_{\psi}, \quad (5.3.45)$$

odakle sledi (5.3.46).

$$\sin \delta = \cos \theta_{\psi} \quad (5.3.46)$$

Ugao momenta i ugao fluksa mogu se izraziti preko struja i flukseva po direktnoj i poprečnoj osi prema izrazima (5.3.38) do (5.3.42) kako bi se dobila jednačina po i_{ds}^r u normalizovanom domenu.

Na taj način se dobija polinom četvrtog reda koji je dat izrazom (5.3.47),

$$a \cdot (i_{ds*}^r)^4 + b \cdot (i_{ds*}^r)^3 + c \cdot (i_{ds*}^r)^2 + d = 0 \quad (5.3.47)$$

gde su koeficijenti polinoma:

$$a = L_{q*}^2 - L_{d*}^2 \quad (5.3.48)$$

$$b = -2L_{d*} \quad (5.3.49)$$

$$c = -1 - 2L_{q*}^2 i_{s*}^2 \quad (5.3.50)$$

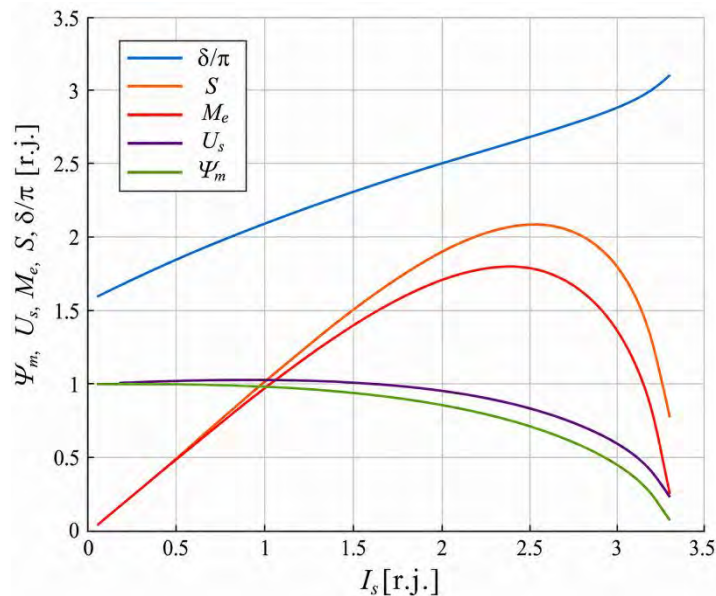
$$d = L_{q*}^2 i_{s*}^2 \quad (5.3.51)$$

Pri određivanju nula polinoma (5.3.47), treba voditi računa da i_{ds}^r mora imati negativnu vrednost. Algoritam za određivanje referentnih vrednosti struja po direktnoj i poprečnoj osi pri kojima se postiže $\theta_{ms} = 90^\circ$ realizovan je u *Matlab*-u za parametre motora date u Tab. 5-6.

Tab. 5-6 Parametri motora PMSM električnog automobila

Parametar	Vrednost
Nominalna fazna struja	953 A
Nominalni moment	430 Nm
Bazna brzina (kad se ulazi u slabljenje polja)	4275 o/min
Maksimalna izlazna snaga	192 kW
Nominalni fazni napon	94,6 V
Minimalni napon DC linka	231 V
Broj pari polova	3
Sprega	Y
R_s	4,7 m Ω
L_d	0,05804 mH
L_q	0,1256 mH
Ψ_f	0,09524 Wb
R_c	5,3432 Ω
J_m	0,045 kgm ²

Na Sl. 5-61 prikazana je zavisnost momenta, prividne snage, napona, fluksa i ugla momenta od struje statora u normalizovanom domenu. Može se primetiti da je fluks približno konstantan do nominalne struje i da je u tom delu moment linearno zavisian od struje I_s . Ali, sa daljim povećanjem struje I_s fluks polako opada, tako da veza momenta i fluksa postaje nelinearna. Slično važi i za prividnu snagu, s tim što se umesto fluksa i struje posmatraju napon i struja.



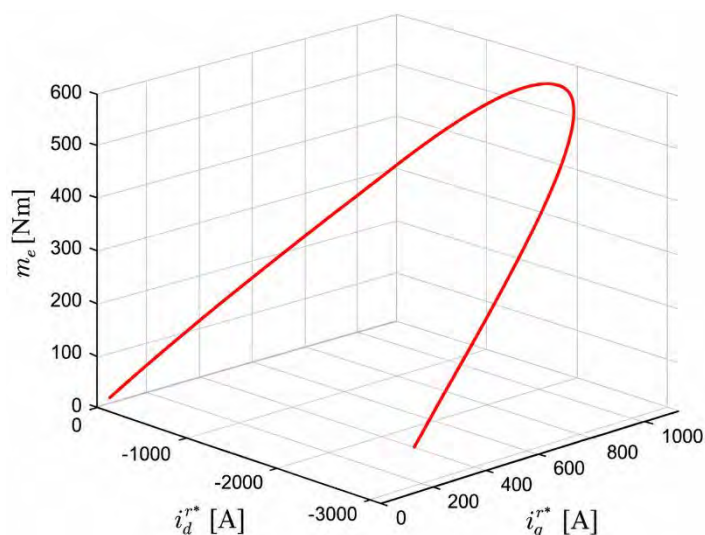
Sl. 5-61 Radne karakteristike pri upravljanju pogonom sa PMSM pri konstantnom uglu između fazora fluksa u zazoru mašine i fazora statorske struje

Na Sl. 5-62 dat je 3D prikaz zavisnosti momenta od direktne i poprečne komponente struje statora. Na osnovu ovog grafika formirane su *lookup* tabele u upravljačkom delu u okviru *Simulink* modela realizovanog za ovu strategiju upravljanja. Pomoću *lookup* tabela se dobijaju optimalne vrednosti za referentne struje i_{ds}^{r*} i i_{qs}^{r*} , za referentni moment dobijen na izlazu iz brzinskog regulatora.

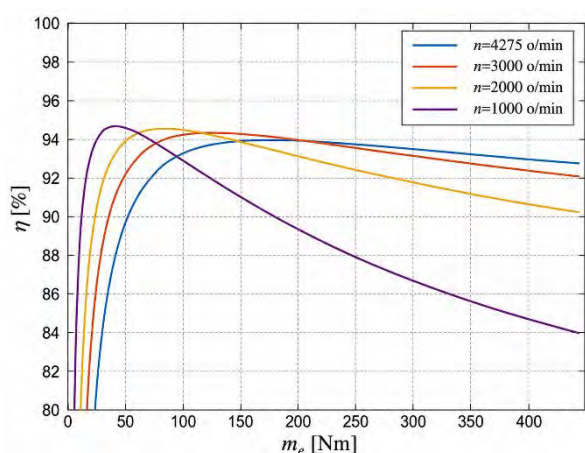
Zavisnost efikasnosti od opterećenja za različite brzine obrtanja prikazana je na Sl. 5-63. Uočava se da se najveća efikasnost ostvaruje pri malim opterećenjima, naročito pri malim brzinama obrtanja. Sa porastom opterećenja efikasnost opada, pri čemu je pad najizraženiji upravo pri malim brzinama. Na Sl. 5-64 je prikazana zavisnost promene efikasnosti od promene brzine obrtanja za različite vrednosti opterećenja. Vidi se da se sa povećanjem opterećenja efikasnost smanjuje što je najizraženije pri malim brzinama. Rezultati simulacija na modelu u *Simulink*-u prikazani su na Sl. 5-65 i Sl. 5-66 za sledeći putni dijagram:

- ✓ motor se zaleće do 2000 o/min ($\approx 0,5n_n$) za 1 s;
- ✓ po postizanju ustaljenog stanja u $t=1,2$ s opterećuje se sa 300 Nm ($\approx 0,7M_n$),
- ✓ rasterećuje se u $t=1,8$ s
- ✓ i započinje kočenje u $t=2$ s, sa usporenjem jednakim ubrzanju po apsolutnoj vrednosti.

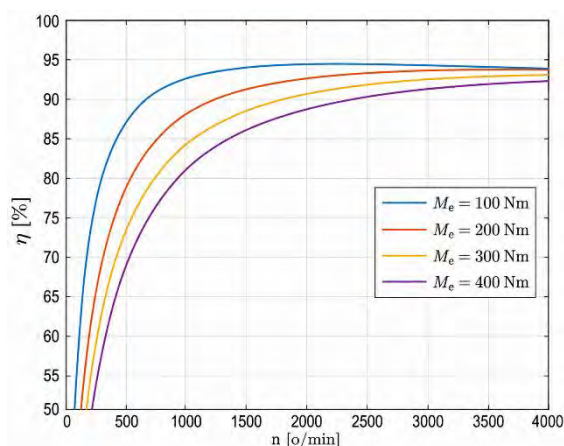
Iz prikazanih rezultata simulacija, interesantno je primetiti da pri opterećenju motora struja po d osi opada i motor radi u oblasti slabljenja polja da bi se održala brzina pri datom opterećenju.



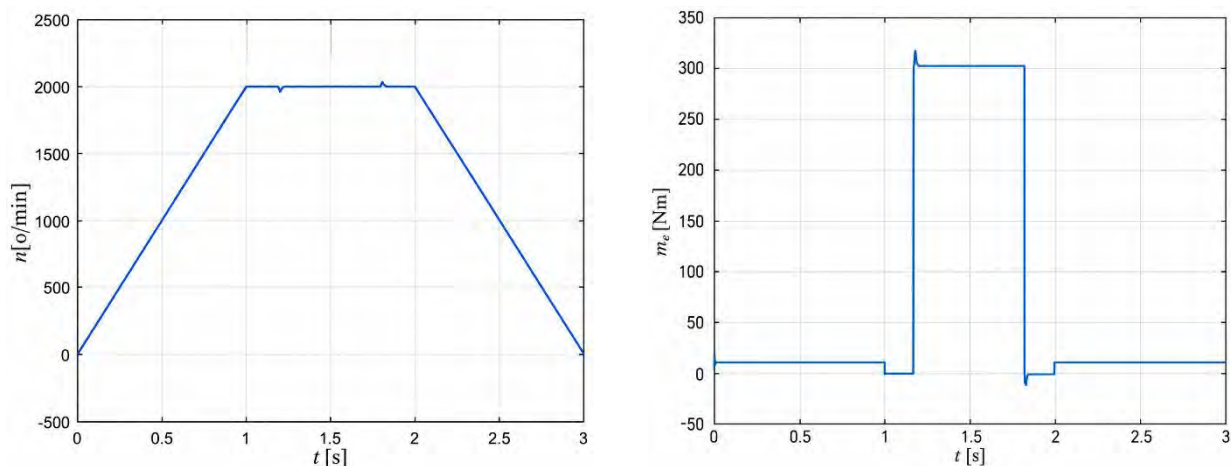
Sl. 5-62 3D prikaz zavisnosti momenta motora od referentnih struja i_d^{r*} i i_q^{r*}



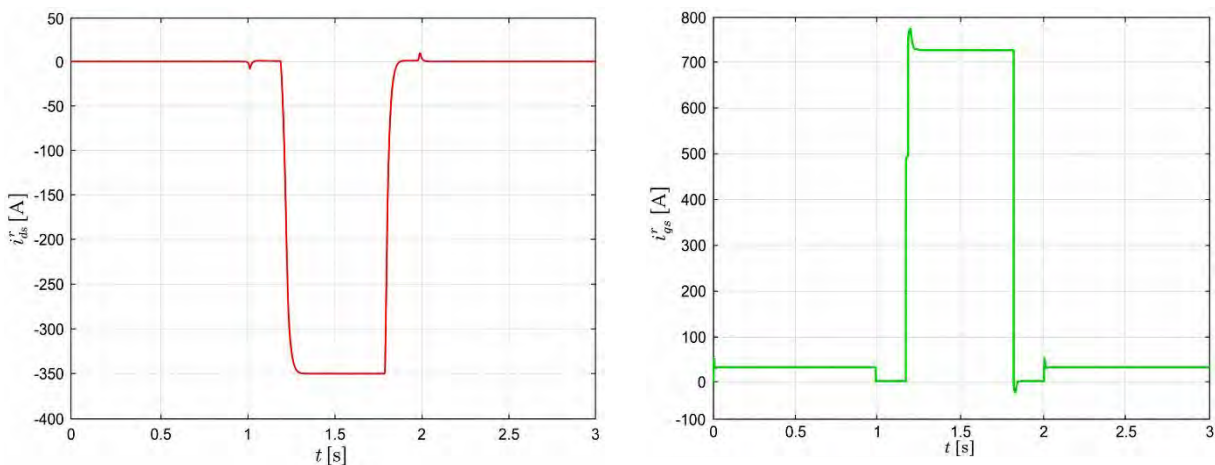
Sl. 5-63 Efikasnost u funkciji opterećenja za različite brzine obrtanja



Sl. 5-64 Efikasnost u funkciji brzine za različite vrednosti opterećenja



Sl. 5-65 Odziv brzine (levo) i momenta (desno) u funkciji vremena za zadati putni dijagram

Sl. 5-66 Odziv d komponente struje statora (levo) i q komponente struje statora (desno) u funkciji vremena za zadati putni dijagram

5.3.6 Upravljanje održavanjem gubitaka snage na konstantnoj vrednosti (CPL) [79]

Uobičajeno je da se maksimalni moment za brzine manje od nominalne ostvaruje ograničavanjem amplitude struje statora na nominalnu vrednost, a za brzine veće od nominalne, ograničavanjem snage na vratilu motora na nominalnu vrednost. Ograničavanjem struje statora, ograničavaju se gubici u bakru, ali ne uvek i gubici u gvožđu. Takođe, ograničavanjem snage na vratilu motora, ne ograničavaju se uvek i direktno gubici u motoru. Na ovaj način se ignoriše termička robusnost mašine, koja zahteva da ukupni gubici u mašini ne premaše dozvoljenu vrednost, koja se ovako ostvaruje samo pri nominalnoj brzini. Sve veća upotreba frekventnih pretvarača treba da omogući ostvarenje dva cilja: upravljanje u širokom opsegu brzina i povećanu efikasnost pogona.

Praktična realizacija ovog koncepta zasniva se na spoljašnjoj upravljačkoj petlji po gubicima snage. Referentna veličina su maksimalno dozvoljeni gubici snage, a regulator ograničava referencu momenta tako da gubici nikada ne pređu zadatu vrednost. Ova metoda je primenljiva na različite tipove elektromotornih pogona i može se relativno jednostavno integrisati u postojeće upravljačke algoritme. Takođe je moguće uključiti radni ciklus opterećenja, tako što se referenca dozvoljenih gubitaka menja u zavisnosti od režima rada. Maksimalno dozvoljeni gubici određuju se na osnovu dozvoljenog porasta temperature mašine, pa zavise od radnog okruženja, ambijentalne temperature i načina hlađenja [75].

Pri realizaciji ovog načina upravljanja potrebno usvojiti sledeće pretpostavke:

- Svi parametri motora su konstantni.
- Gubici usled trenja i ventilacije, kao i gubici u invertoru su zanemareni.

- Koristi se vektorsko upravljanje visokog propusnog opsega, što rezultuje zanemarljivom greškom struje statora.
- Nominalna struja se definiše kao struja koja generiše nominalni moment primenom metode upravljanja sa nultom strujom u direktnoj osi.
- Za bazne vrednosti pri normalizaciji, usvojene su nominalne vrednosti.

Implementacija ovog načina upravljanja pogonom zasnovana je na [75] i prikazana je Sl. 5-67. Za realizaciju je potrebno koristiti zamensku šemu za ustaljena stanja PMSM u dq referentnom sistemu koja uvažava gubitke u magnetnom kolu i prikazana je na Sl. 5-68. Parametar R_s predstavlja otpornost statorskog namotaja, dok parameter R_c modeluje gubitke u gvožđu.

Na osnovu ekvivalentne šeme, mogu se napisati jednačine za ustaljena stanja PMSM:

$$U_d = R_s I_d - \omega L_q I_{oq} \quad (5.3.52)$$

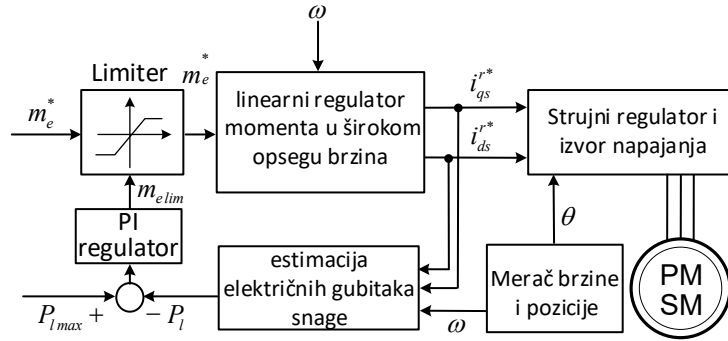
$$U_q = R_s I_q + \omega L_d I_{od} + \omega \Psi_f \quad (5.3.53)$$

$$I_{cd} = \frac{-\omega \rho L_q I_{oq}}{R_c} \quad (5.3.54)$$

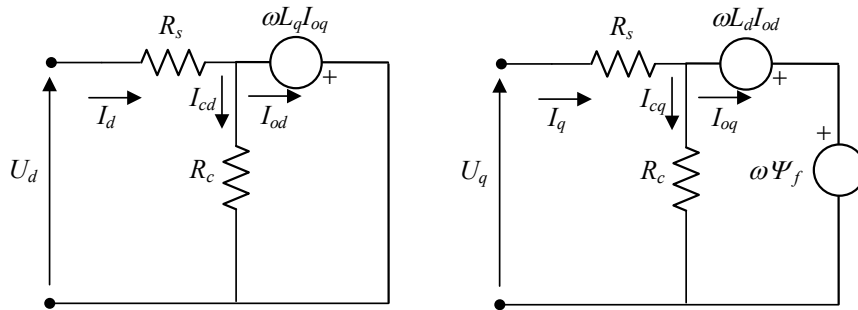
$$I_{cq} = \frac{\omega (\Psi_f + L_d I_{od})}{R_c} \quad (5.3.55)$$

$$I_{od} = I_d - I_{cd}, \quad I_{oq} = I_q - I_{cq} \quad (5.3.56)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (\Psi_f I_{oq} + (1 - \rho) L_d I_{od} I_{oq}) \quad (5.3.57)$$



Sl. 5-67 Implementacija upravljanja održavanjem gubitaka snage na konstantnoj vrednosti



Sl. 5-68 Ekvivalentna dq šema PMSM-a za ustaljena stanja sa uvažavanjem gubitaka u gvožđu

U datim jednačinama U_d i U_q su komponente fazora napona statora, I_d i I_q komponente fazora struje statora, I_{cd} i I_{cq} su dq struje kojima se modeluju gubici u gvožđu, I_{od} i I_{oq} su dq komponente struje magnetčenja, $\rho = L_q / L_d$, dok je ω električna ugaona brzina rotora.

Određivanje maksimalnog momenta za zadatu brzinu moguće je izvesti na dva načina. Prvi način zahteva korišćenje PI regulatora kao što je prikazano na Sl. 5-67. Potrebno je estimirati gubitke pomoću d i q referentnih struja i merene električne brzine. Estimirani gubici se porede sa maksimalnom vrednošću gubitaka na ulazu u regulator. Na osnovu te razlike, regulator će na svom izlazu dati maksimalni moment koji motor može da razvije sa aspekta ograničenja gubitaka pri zadatoj

brzini. Drugi način podrazumeva *off-line* računanje maksimalno dozvoljenog momenta za zadatu brzinu i upravo će ovaj način biti detaljnije analiziran u nastavku [75].

Na osnovu zamenske šeme date na Sl. 5-68, ukupni električni gubici u PMSM modeluju se sledećim izrazom:

$$P_l = P_{Cu} + P_{Fe} = \frac{3}{2} R_s (I_{od}^2 + I_{oq}^2) + \frac{3}{2} \frac{\omega^2}{R_c} \left[(L_q I_{oq})^2 + (\Psi_f + L_d I_{od})^2 \right] \quad (5.3.58)$$

Dati izraz je pojednostavljena jednačina gubitaka zasnovana na pretpostavci (5.3.59) koja se koristi u proceduri određivanja maksimalnog elektromagnetnog momenta za datu brzinu i pri datoj maksimalnoj vrednosti gubitaka snage.

$$I_d^2 + I_q^2 \approx I_{od}^2 + I_{oq}^2 \quad (5.3.59)$$

Maksimalni dozvoljeni gubici u mašini P_{lmax} zavise od dozvoljenog porasta temperature za datu mašinu. Za svaku brzinu, fazor struje koji predstavlja vektorski zbir struja I_{od} i I_{oq} određuje se iz izraza tako što se usvoji da je $P_l = P_{lmax}$, odnosno da su ukupni gubici jednaki maksimalnim. Za bilo koju brzinu, radna tačka se nalazi na trajektoriji koja odgovara konstantnim gubicima snage, pri kojima se takođe ima maksimalni obrtni moment, i koja definiše granicu oblasti rada mašine pri toj brzini. U ovoj radnoj tački, motor razvija maksimalni moment za zadate gubitke snage.

Dakle, potrebno je struju I_{oq} predstaviti kao funkciju od M_e i I_{od} na osnovu jednačine (5.3.57), a zatim je uvrstiti u jednačinu za gubitke (5.3.58). Na taj način se dobija obrtni moment u funkciji tri promenljive (5.3.60),

$$M_e = f(I_{od}, \omega, P_{lmax}), \quad (5.3.60)$$

odnosno

$$M_e = \sqrt{\left(-\frac{1}{Q}\right) \cdot \left[A \cdot I_{od}^4 + B \cdot I_{od}^3 + C \cdot I_{od}^2 + D \cdot I_{od} + E\right]}, \quad (5.3.61)$$

gde su koeficijenti A, B, C, D, Q i E dati sledećim izrazima:

$$A = (1 - \rho)^2 \cdot L_d^2 \cdot \left[R_s + L_d^2 \frac{\omega^2}{R_c} \right] \quad (5.3.62)$$

$$B = 2 \cdot \Psi_f^2 \cdot (1 - \rho) \cdot \left[R_s \cdot L_d + (2 - \rho) \cdot L_d^3 \cdot \frac{\omega^2}{R_c} \right] \quad (5.3.63)$$

$$C = R_s \Psi_f^2 - \frac{2}{3} P_{lmax} (1 - \rho)^2 L_d^2 + \left[\Psi_f^2 + 4 \Psi_f^2 (1 - \rho) + \Psi_f^2 (1 - \rho)^2 \right] \cdot L_d^2 \frac{\omega^2}{R_c} \quad (5.3.64)$$

$$D = -\frac{4}{3} P_{lmax} \cdot \Psi_f \cdot (1 - \rho) \cdot L_d + 2 \cdot (2 - \rho) \cdot \Psi_f^3 \cdot L_d \cdot \frac{\omega^2}{R_c} \quad (5.3.65)$$

$$Q = \frac{4}{9 P^2} \left(R_s + L_q^2 \frac{\omega^2}{R_c} \right) \quad (5.3.66)$$

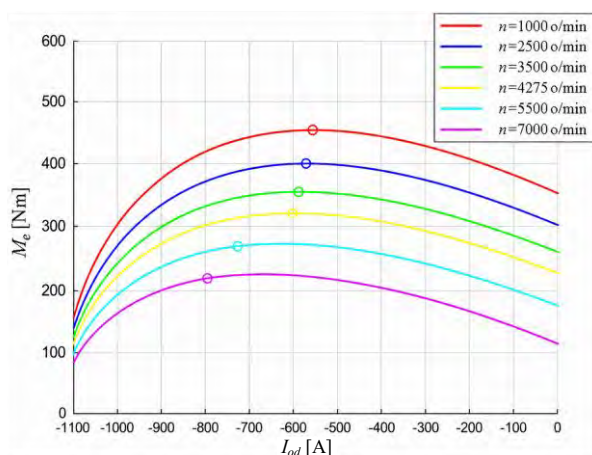
$$E = \Psi_f^4 \cdot \frac{\omega^2}{R_c} - \frac{2}{3} P_{lmax} \cdot \Psi_f^2 \quad (5.3.67)$$

Za zadato $P_{lmax} = 9$ kW, numeričkom metodom određuje se struja I_{od_opt} pri kojoj se ima maksimalni moment za zadatu brzinu. Na Sl. 5-69 grafički je prikazana zavisnost momenta od I_{od} pri različitim vrednostima brzine obrtanja, a kružićima su označene optimalne vrednosti. 3D granična kriva, dobijena pomoću izraza (5.3.60), prikazana je na Sl. 5-70.

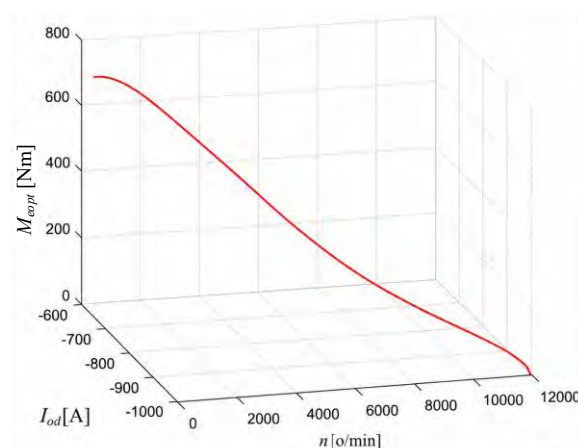
Na slikama Sl. 5-71 do Sl. 5-75 prikazane su zavisnosti maksimalnog elektromagnetnog momenta, gubitaka snage, snage obrtnog polja, faznog napona i struje od brzine za CPL način upravljanja. Mogu se izdvojiti dve oblasti rada. Prva oblast obuhvata rad pogona pri brzinama manjim od nominalne. U ovoj oblasti, moment je ograničen samo maksimalnom vrednošću gubitaka snage i u njoj je napon manji od maksimalne vrednosti. U ovoj oblasti je iskorišćenje mašine bolje nego u slučaju da je struja ograničena na nominalnu vrednost, jer sada mašina može da razvija

moment koji je veći od nominalnog. Druga oblast obuhvata rad pogona pri brzinama većim od nominalne ω_n (oblast slabljenja polja). U oblasti slabljenja polja, za bilo koju vrednost struje statora fazni napon mora da ostane konstantan, Sl. 5-74. Maksimalna vrednost faznog napona koju može da obezbedi energetski pretvarač (uz zanemarenje pada napona na otpornosti) sa kojom mašina radi pri brzinama većim od nominalne, jednak je:

$$U_{smax} = \omega_n \sqrt{(L_q I_{oq})^2 + (\Psi_f + L_d I_{od})^2} \quad (5.3.68)$$

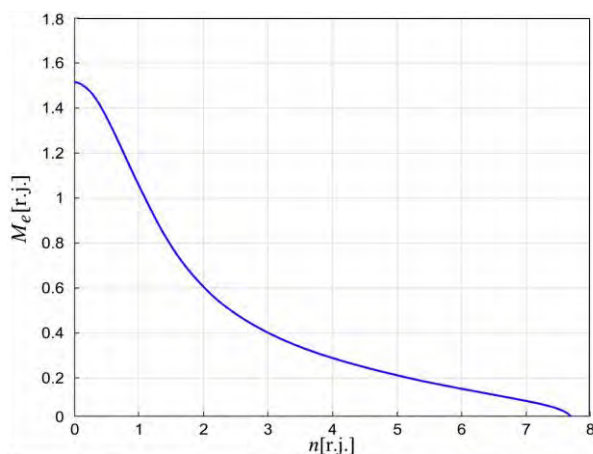


Sl. 5-69 Zavisnost momenta od struje I_{od} pri različitim brzinama

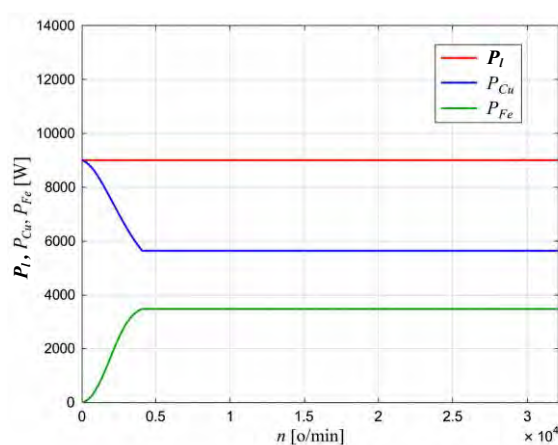


Sl. 5-70 Granična kriva u zavisnosti od struje I_{od} i brzine

Sa Sl. 5-71 može se uočiti da je pri brzinama većim od nominalne moment ograničen kako maksimalno dozvoljenim gubicima snage, tako i maksimalnom vrednošću faznog napona, koja se održava konstantnom, što dodatno doprinosi opadanju granične krive momenta kod CPL načina upravljanja. Na Sl. 5-72, pored ukupnih električnih gubitaka prikazani su i gubici u bakru i gvožđu u celom posmatranom opsegu brzina.



Sl. 5-71 Elektromagnetni moment u funkciji brzine

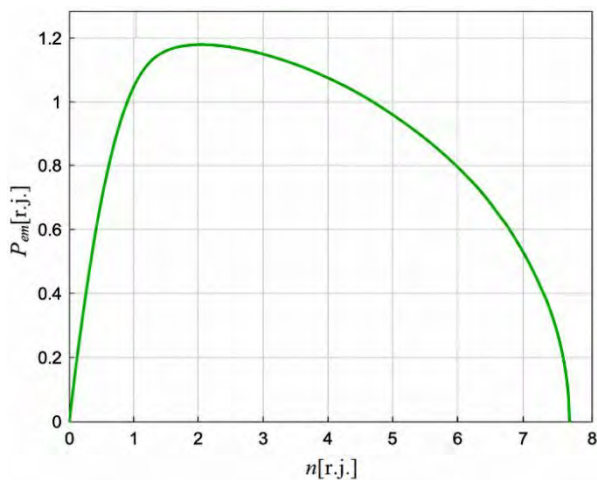


Sl. 5-72 Gubici snage u funkciji brzine

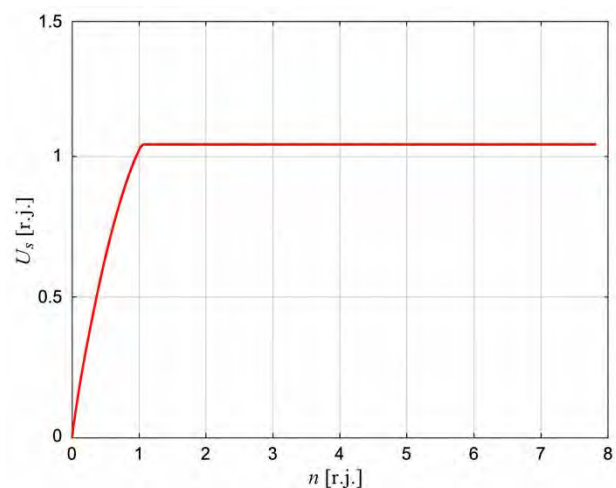
Iz prikazanog se može zaključiti da ograničavanje struje i snage na nominalne vrednosti dovodi do:

1. nepotpunog iskorišćenja mašine pri brzinama manjim od nominalne.
 2. generisanja suvišnih gubitaka snage na brzinama većim od nominalne, osim ako su i struja i snaga ograničene svojim nominalnim vrednostima u oblasti slabljenja polja.
 3. nepotpunog iskorišćenja mašine u nekim intervalima rada u oblasti slabljenja polja.
- Rezultati simulacija na modelu u *Simulink*-u, prikazani su na Sl. 5-76 - Sl. 5-78 za sledeći putni dijagram.
- ✓ motor se zaleće do 2000 o/min ($\approx 0,5n_n$) za 1 s;
 - ✓ po postizanju ustaljenog stanja u $t=1,2$ s opterećuje se sa 500 Nm ($\approx 1,16M_n$),

- ✓ rasterećuje se u $t=1,8$ s
- ✓ i započinje kočenje u $t=2$ s, sa usporenjem jednakim ubrzanju po apsolutnoj vrednosti.



Sl. 5-73 Snaga obrtnog polja u funkciji brzine

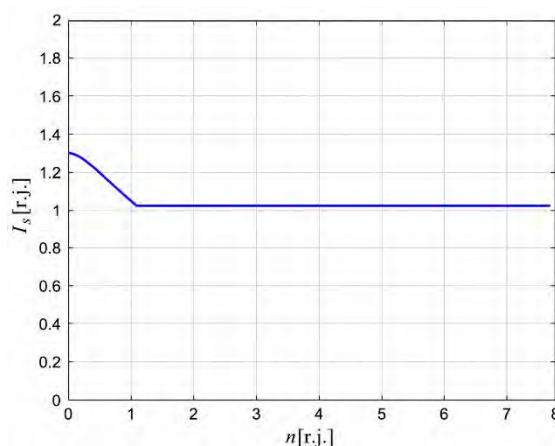


Sl. 5-74 Napon statora u funkciji brzine

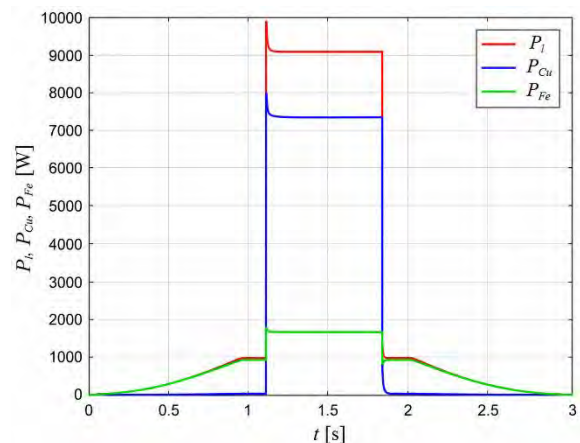
Upravljanje je realizovano implementacijom granične kive za moment pomoću *lookup* tabele koja je generisana *off-line* pokretanjem *Matlab* koda.

Mogu se izvesti sledeći zaključci u vezi ovog načina upravljanja:

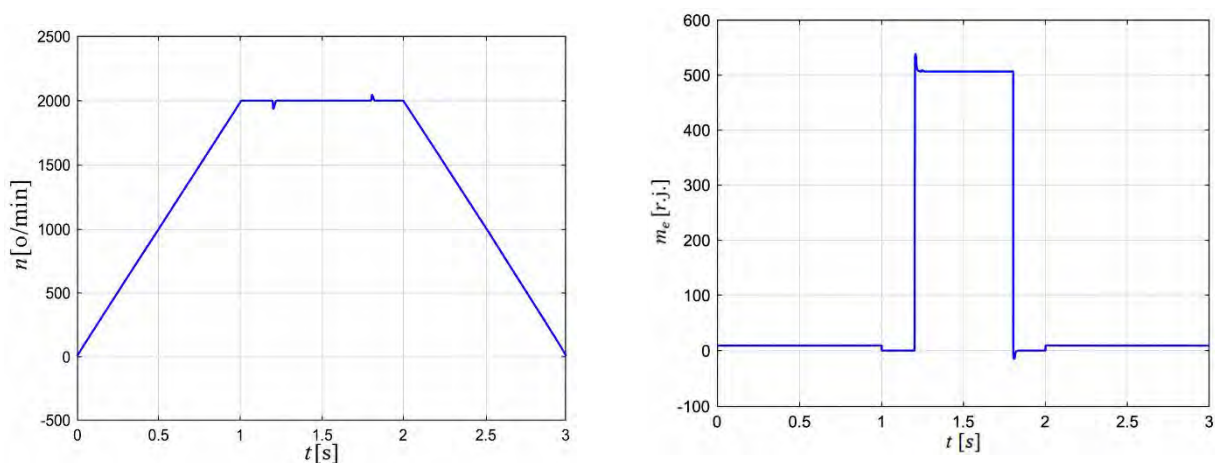
1. Maksimalni moment za zadanu brzinu (određivanje granične krive) može se odrediti *off-line*, ali nije neophodno.
2. Maksimalne gubitke snage može da ograniči ili rukovalac pogonom, ili zahtevi procesa proizvodnje.
3. Upravljačka strategija CPL može se primeniti pri bilo kom načinu upravljanja pogonom (ovde je korišćeno vektorsko upravljanje).
4. Svi parametri mašine koji su potrebni za primenu ovog načina upravljanja već postoje u upravljačkim delovima većine frekventnih pretvarača koji se primenjuju u pogonima visokih performansi.
5. Implementacija je namenjena korišćenju u realnom vremenu.



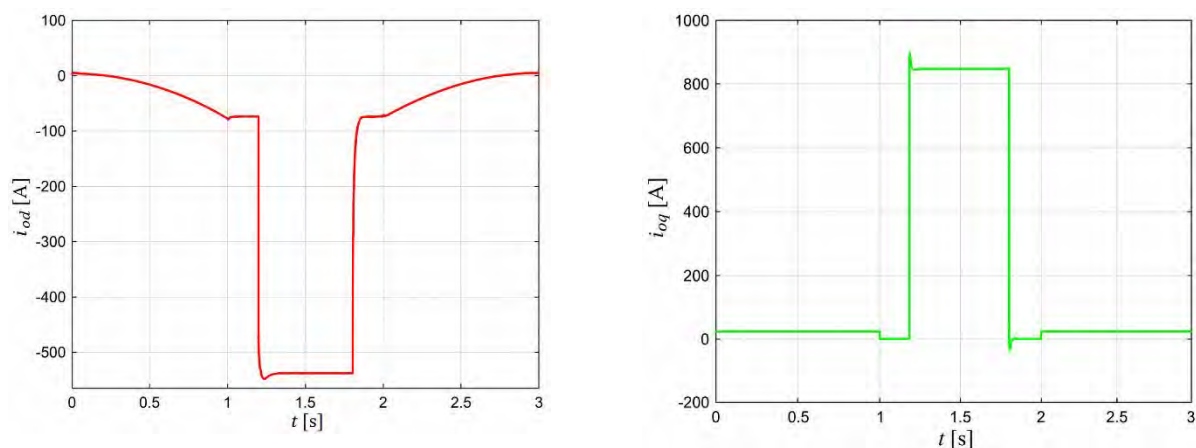
Sl. 5-75 Struja statora u funkciji brzine



Sl. 5-76 Ukupni električni gubici u funkciji vremena



Sl. 5-77 Odziv brzine (levo) i momenta (desno) u funkciji vremena za zadati putni dijagram

Sl. 5-78 Odziv d komponente (levo) i q komponente (desno) struje statora u funkciji vremena za zadati putni dijagram

Posledice primene ovog načina upravljanja:

1. Rad sa većim vrednostima struja (i do 30%) kojima se obezbeđuje veća vrednost maksimalnog momenta (za 52% veći momenat pri nultoj brzini u poređenju sa upravljanjem sa maksimalnom nominalnom strujom), pri istim zahtevima za napon.
2. Promenljivost parametara – način upravljanja zavisi od vrednosti parametara za L_d (ne menja se bitno), L_q (menja se kao posledica zasićenja magnetnog kola, ali se može estimirati dovoljno precizno u zavisnosti od struje statora) i Ψ_m (precizna estimacija zahteva kompleksne algoritme).

5.3.7 Upravljanje pri minimalnim gubicima snage ili sa maksimalnom efikasnošću pogona - LMC [79]

Za realizaciju ovog načina upravljanja potrebno je koristiti matematički model sinhronog motora sa stalnim magnetima koji uključuje i gubitke u magnetnom kolu, odnosno zamensku šemu PMSM za ustaljena stanja u dq referentnom sistemu koja uvažava gubitke u magnetnom kolu i prikazana je na Sl. 5-68.

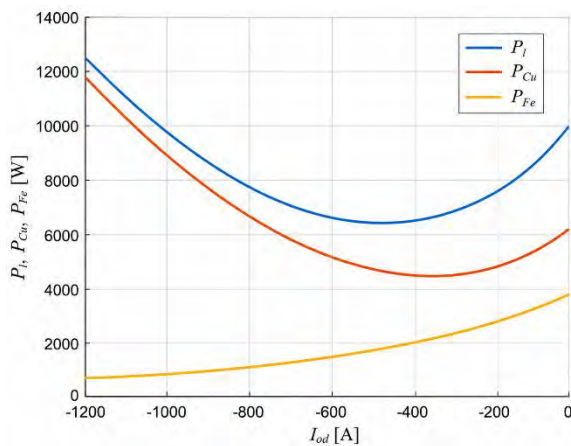
U ustaljenom stanju, moment i brzina motora su konstantni, pa tada ukupni električni gubici zavise samo od struje I_{od} . Na Sl. 5-79 prikazani su ukupni električni gubici, gubici u bakru i gubici u gvožđu kao funkcije struje I_{od} pri opterećenju od 300 Nm ($\approx 0,7M_n$) i brzini od 3000 o/min ($\approx 0,7n_n$). Može se uočiti da se minimum ukupnih električnih gubitaka ostvaruje za neku negativnu vrednost struje I_{od} (I_{od_opt}) za datu radnu tačku, odnosno za zadato M_e i n . Dakle, optimalna vrednost struje I_{od_opt} varira sa promenom opterećenja motora i sa promenom brzine motora. Važno je napomenuti da se otpornost kojom su modelovani gubici u gvožđu menja sa promenom brzine, međutim, u daljoj analizi ove strategije upravljanja ovo je zanemareno i usvojeno je da je ta otpornost konstantna i da

je određena iz oglada praznog hoda pri nominalnoj brzini. Takođe je usvojeno da su induktivnosti u d i q osi konstantne, tj. da ne zavise od struje opterećenja. Na slikama Sl. 5-80, Sl. 5-81 i Sl. 5-82 prikazane su zavisnosti P_l , P_{Cu} i P_{Fe} u funkciji struje I_{od} za više različitih vrednosti opterećenja pri nominalnoj brzini od 4275 o/min. Može se primetiti da se sa povećavanjem negativne struje I_{od} povećavaju gubici u bakru pri svim opterećenjima, dok se gubici u gvožđu smanjuju.

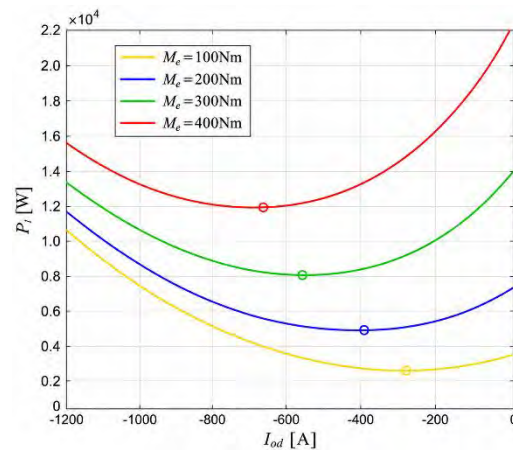
Na slikama Sl. 5-83, Sl. 5-84 i Sl. 5-85 prikazane su zavisnosti P_l , P_{Cu} i P_{Fe} od struje I_{od} za više različitih vrednosti brzina obrtanja, a pri konstantnom momentu opterećenja od 300 Nm ($\approx 0,7M_n$). Može se primetiti da se u slučaju gubitaka u bakru krive skoro poklapaju, jer ovi gubici praktično ne zavise od brzine obrtanja rotora, dok se na Sl. 5-85 jasno uočava porast gubitaka u gvožđu sa povećanjem brzine. Dakle, iz svega navedenog se može zaključiti da su pri malim brzinama dominantni gubici u bakru, dok su pri većim brzinama dominantni gubici u gvožđu.

Ukupni električni gubici se mogu izraziti kao:

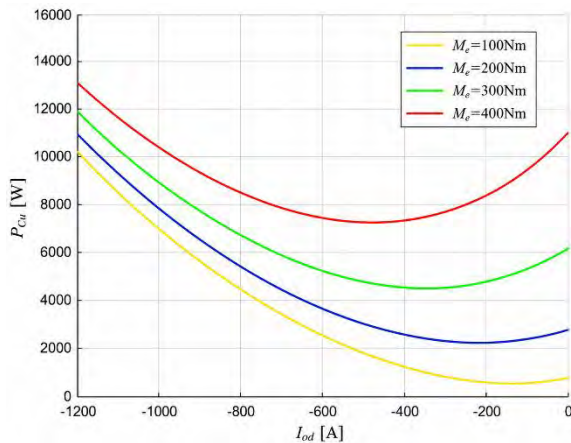
$$P_l = P_{Cu} + P_{Fe} = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) + \frac{3}{2} R_c (I_{cd}^2 + I_{cq}^2) \quad (5.3.69)$$



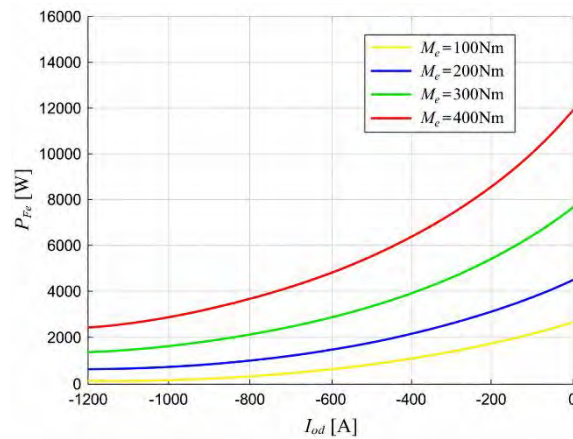
Sl. 5-79 Gubici pri opterećenju od 300 Nm ($\approx 0,7M_n$) i brzini od 3000 o/min ($\approx 0,7n_n$)



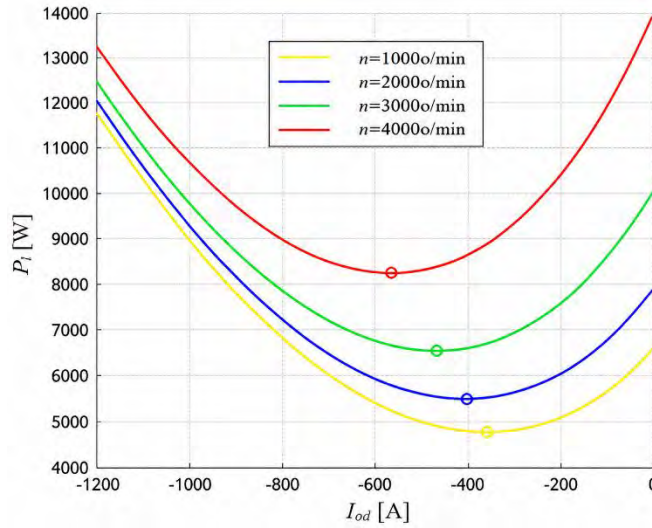
Sl. 5-80 Ukupni gubici pri različitim opterećenjima i nominalnoj brzini ($n_n=4275$ o/min)



Sl. 5-81 Gubici u bakru pri različitim opterećenjima i nominalnoj brzini ($n_n=4275$ o/min)



Sl. 5-82 Gubici u gvožđu pri različitim opterećenjima i nominalnoj brzini ($n_n=4275$ o/min)

Sl. 5-83 Ukupni gubici pri različitim brzinama i konstantnom opterećenju od 300 Nm ($\approx 0,7M_n$)

Zamenom izraza (5.3.54), (5.3.55) i (5.3.56) u (5.3.69), ukupni gubici u mašini P_l izražavaju se kao funkcija I_{od} , I_{oq} i ω .

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} R_s \left[\left(I_{od} - \frac{\omega \rho L_d I_{oq}}{R_c} \right)^2 + \left(I_{oq} + \frac{\omega (\Psi_f + L_d I_{od})}{R_c} \right)^2 \right], \quad (5.3.70)$$

$$P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega^2}{R_c} \left[(L_q I_{oq})^2 + (\Psi_f + L_d I_{od})^2 \right] \quad (5.3.71)$$

Ukupni električni gubici se mogu izraziti kao funkcija I_{od} , M_e i ω :

$$P_l = f(I_{od}, M_e, \omega) \quad (5.3.72)$$

Ako se iz izraza za elektromagnetni moment (5.3.57) izrazi I_{oq} ,

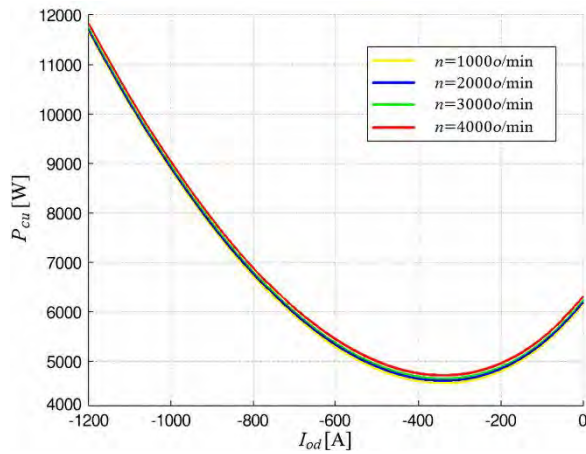
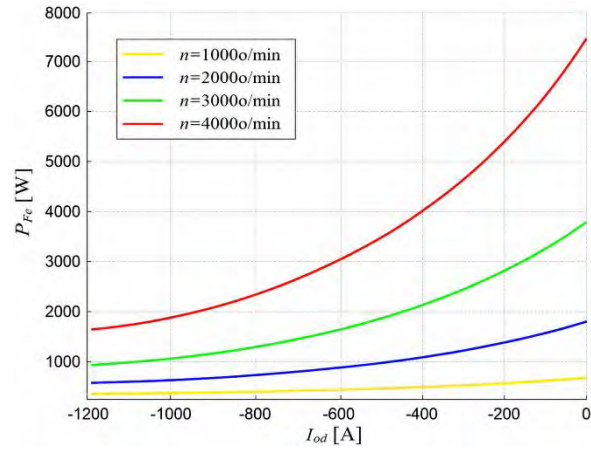
$$I_{oq} = \frac{2M_e}{3P[\Psi_f + (1-\rho)L_d I_{od}]} \quad (5.3.73)$$

a zatim uvrsti (5.3.73) u (5.3.70) i (5.3.71), dobijaju se konačni izrazi za električne gubitke:

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} R_s \left[\left(I_{od} - \frac{2M_e \omega \rho L_d}{3P[\Psi_f + (1-\rho)L_d I_{od}]} \right)^2 + \left(\frac{2M_e}{3P[\Psi_f + (1-\rho)L_d I_{od}]} + \frac{\omega (\Psi_f + L_d I_{od})}{R_c} \right)^2 \right] \quad (5.3.74)$$

$$P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega^2}{R_c} \left[\left(\rho L_d \frac{2M_e}{3P[\Psi_f + (1-\rho)L_d I_{od}]} \right)^2 + (\Psi_f + L_d I_{od})^2 \right] \quad (5.3.75)$$

$$P_l(I_{od}, M_e, \omega) = P_{Cu}(I_{od}, M_e, \omega) + P_{Fe}(I_{od}, M_e, \omega). \quad (5.3.76)$$

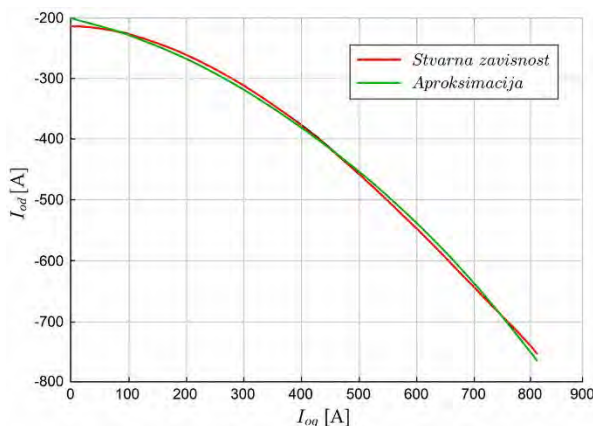
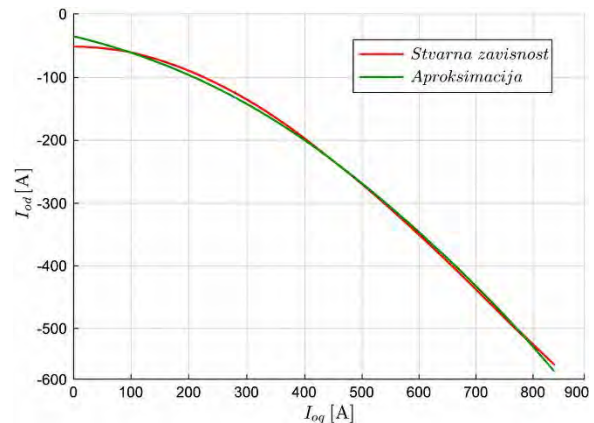
Sl. 5-84 Gubici u bakru pri različitim brzinama i konstantnom opterećenju od 300 Nm ($\approx 0,7M_n$)Sl. 5-85 Gubici u gvožđu pri različitim brzinama i konstantnom opterećenju od 300 Nm ($\approx 0,7M_n$)

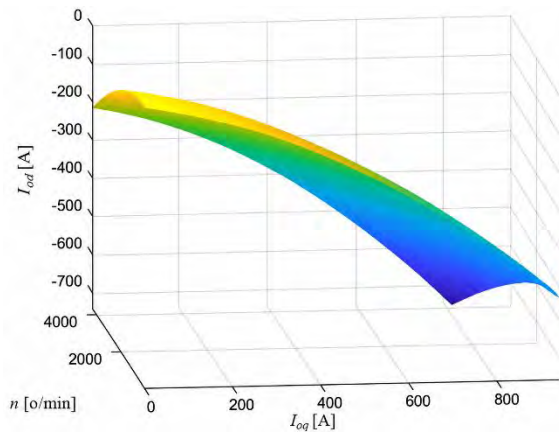
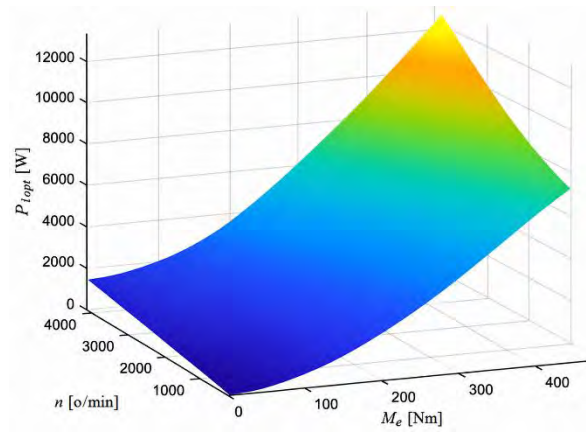
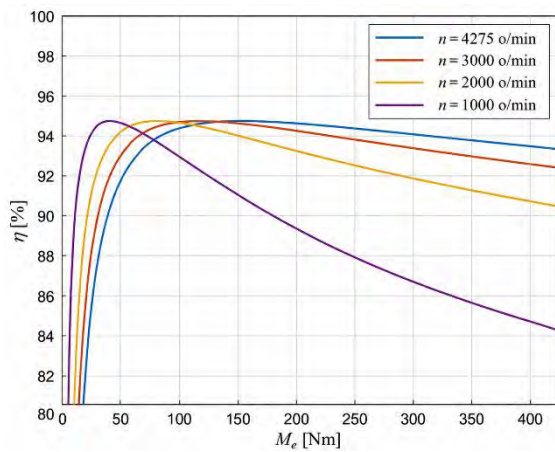
Dakle, izvodi se zaključak da je potrebno optimalnu struju I_{od_opt} izračunati u funkciji brzine i opterećenja motora. Ova funkcija se može odrediti tako što će se izračunati prvi izvod izraza (5.3.76) po I_{od} i izjednačiti sa nulom. Međutim, kada se to uradi dobija se veoma komplikovana funkcija koja nije pogodna za upravljanje u realnom vremenu. Zato mora da se pribegne drugim metodama za određivanje optimalne struje I_{od_opt} kod sinhronih motora sa unutrašnjom montažom magneta. Jedan od načina je da se pri svakoj brzini odredi stvarna zavisnost optimalne struje I_{od_opt} od I_{oq} . Tu zavisnost je potrebno aproksimirati polinomom drugog reda, izraz (5.3.77). Koeficijenti ovog polinoma imaju različite vrednosti za različite brzine i potrebno ih je sačuvati u vidu *lookup* tabele u upravljačkom delu pogona. Odstupanje aproksimirane od stvarne zavisnosti je prihvatljivo malo, što se može videti na Sl. 5-86 i Sl. 5-87.

Na Sl. 5-88 je dat 3D prikaz zavisnosti I_{od} od I_{oq} i brzine, dok je na Sl. 5-89 prikazan 3D grafik zavisnosti P_{l_opt} od opterećenja i brzine.

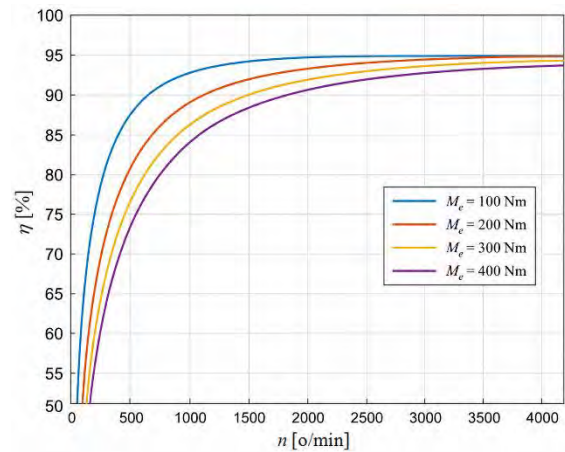
$$I_{od_opt} = C_2 I_{oq}^2 + C I_{oq} + C_0 \quad (5.3.77)$$

Zavisnost efikasnosti od promene opterećenja za različite brzine obrtanja prikazana je na Sl. 5-90. Vidi se da se sa povećanjem opterećenja efikasnost smanjuje što je najizraženije pri malim brzinama. Na Sl. 5-91 je prikazana zavisnost promene efikasnosti od promene brzine obrtanja za različite vrednosti opterećenja. Sa slike se može zaključiti da se veća efikasnost ima za manja opterećenja, naročito pri manjim brzinama, a da pri brzinama bliskim nominalnoj ove karakteristike teže istoj vrednosti.

Sl. 5-86 Zavisnost I_{od} od I_{oq} pri $n=4275$ o/minSl. 5-87 Zavisnost I_{od} od I_{oq} pri $n=2000$ o/min


Sl. 5-88 3D prikaz zavisnosti I_{od} od I_{oq} i brzine

Sl. 5-89 3D prikaz zavisnosti P_{lopt} od opterećenja i brzine


Sl. 5-90 Efikasnost u funkciji opterećenja za različite brzine obrtanja

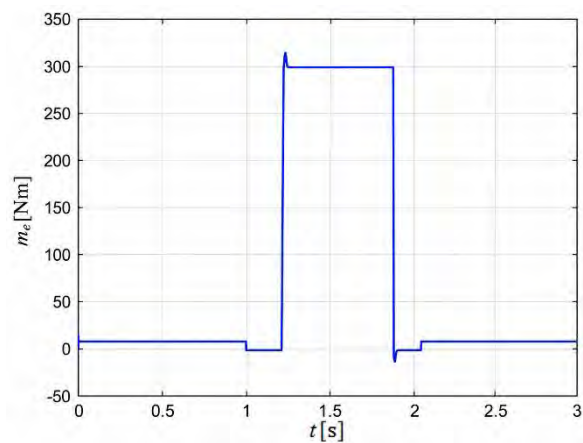
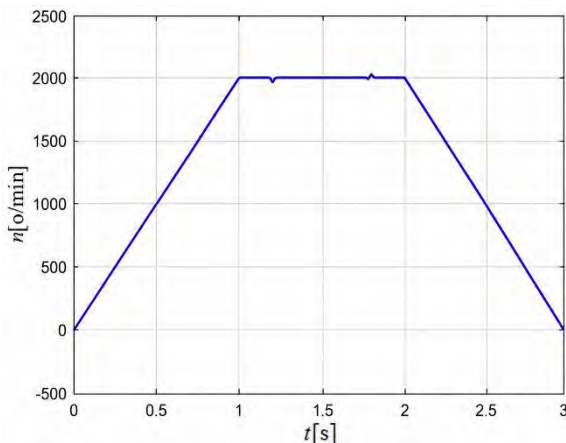


Sl. 5-91 Efikasnost u funkciji brzine za različite vrednosti opterećenja

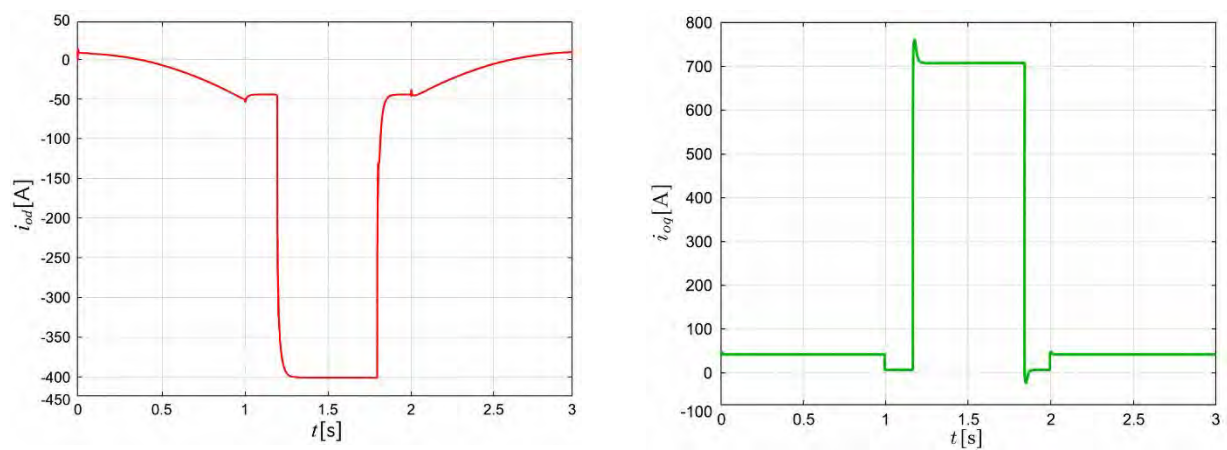
Rezultati simulacija na *Simulink* modelu, prikazani su na Sl. 5-92, Sl. 5-93 i Sl. 5-94 za sledeći putni dijagram:

1. motor se zaleće do 2000 o/min ($\approx 0,5n_n$) za 1 s;
2. po postizanju ustaljenog stanja u $t=1,2$ s opterećuje se sa 300 Nm ($\approx 0,7M_n$),
3. rasterećuje u $t=1,8$ s i
4. započinje kočenje u $t=2$ s, sa usporenjem jednakim ubrzanju po apsolutnoj vrednosti.

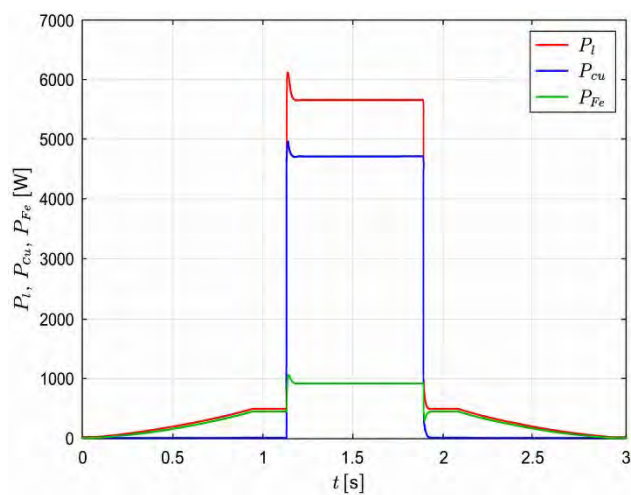
Upravljanje je realizovano implementacijom *lookup* tabela za koeficijente polinoma drugog reda (5.3.77), koje su generisane *off-line* pokretanjem *Matlab* koda.



Sl. 5-92 Odziv brzine (levo) i momenta (desno) u funkciji vremena za zadati putni dijagram



Sl. 5-93 Odziv d komponente (levo) i q komponente (desno) struje statora u funkciji vremena za zadati putni dijagram



Sl. 5-94 Ukupni električni gubici u funkciji vremena

5.4 Primena tipične strategije upravljanja pogonima sa sinhronim reluktantnim motorom i analiza energetske efikasnosti

Kao što je dobro poznato, u industrijski razvijenim zemljama elektromotorni pogoni predstavljaju najveće potrošače električne energije, pri čemu se značajan deo ukupno proizvedene električne energije pretvara u mehaničku upravo putem ovih sistema, a dominantnu ulogu imaju asinhroni motori sa kaveznim rotorom zahvaljujući svojoj jednostavnoj konstrukciji, robusnosti i mogućnosti direktnog napajanja iz mreže.

U cilju povećanja energetske efikasnosti industrijskih procesa, u mnogim primenama je neophodno da elektromotorni pogoni rade u širokom opsegu brzina, što se u savremenim sistemima najčešće ostvaruje primenom frekventnih pretvarača. Pogoni sa promenljivom brzinom rada, pored asinhronih motora, omogućavaju i primenu drugih tipova električnih mašina, kao što su sinhroni motori sa permanentnim magnetima – PMSM i sinhroni reluktantni motori (SynRM).

U poređenju sa asinhronim motorima, ove vrste mašina karakterišu zanemarljivi gubici u gvožđu rotora, zbog čega rade na nižim temperaturama i mogu razviti veći moment za istu veličinu kućišta motora [80]. Skoro potpuno odsustvo gubitaka u rotoru zbog rada na sinhronoj brzini takođe povećava verovatnoću da ove mašine zadovolje buduće standarde energetske efikasnosti pri manjim snagama, kao i savremene zahteve usmerene ka smanjenju potrošnje električne energije i emisije gasova sa efektom staklene bašte [81]. Upotreba materijala poznatih kao „retke zemlje” izaziva određene probleme zbog njihove ograničene dostupnosti, nepredvidivosti cena i poteškoća u lancima snabdevanja. Industrija eksploatacije ovih elemenata takođe se suočava sa značajnim zdravstvenim i ekološkim problemima izazvanim radioaktivnim i neradioaktivnim zagađivačima koji nastaju tokom rudarskih procesa [82]. Zbog toga su istraživanja usmerena i na sinhronu reluktantnu motore bez upotrebe ovih materijala, sa ciljem da se u pojedinim primenama zamene visokoefikasni PMSM motori. Nedavno proširenje istraživanja pogona sa SynRM motorima rezultat je upravo ovih razmatranja, pri čemu je zaključeno da ovaj tip mašine ima veliki potencijal u određenim primenama električnih vozila, projektovanim uzimajući u obzir upravljanje životnim ciklusom proizvoda [83].

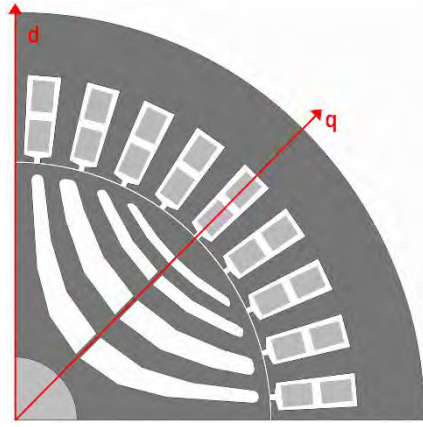
5.4.1 Model sinhronog reluktantnog motora (SynRM)

Sinhroni reluktantni motori (SynRM) koriste rotor specifičnog oblika koji obezbeđuje anizotropnu magnetnu reluktansu, dok je konstrukcija statora standardna i služi za generisanje elektromagnetnog momenta. Stator SynRM konstruisan je identično statoru asinhronog motora. Izgrađen je sa ravnomerno raspoređenim namotajima koji stvaraju obrtno magnetno polje.

SynRM generiše obrtno kretanje na osnovu reluktantnog momenta, koji nastaje kada obrtno magnetno polje statora teži da se zatvori kroz putanju najmanje reluktanse. U zavisnosti od opterećenja motora, rotor zauzima određeni položaj u odnosu na statorsko polje sa promenljivim uglom opterećenja, pri čemu se moment na vratilu javlja kao posledica nepoklapanja magnetnih osa [84, 85].

Na Sl. 5-95 prikazan je poprečni presek SynRM. Barijere magnetnog fluksa u rotoru izvedene su tako da se poveća reluktansa u q -osi čime sprečavaju formiranje fluksa u q -osi. Istovremeno, iste barijere usmeravaju fluks ka direktnoj magnetnoj osi, zbog čega je kod ove vrste mašine induktivnost u d -osi L_d veća od induktivnosti u q -osi L_q [85].

Dinamički model sinhronog reluktantnog motora je dq model u referentnom sistemu vezanom za rotor. Ovaj model je formiran posredstvom matematičkih transformacija koje trofaznu mašinu svode na ekvivalentnu dvofaznu mašinu, čije su karakteristične veličine predstavljene pomoću fazora u referentnom sistemu vezanom za rotor. Na ovaj način struje i naponi mašine se mogu predstaviti kao jednosmerne veličine koje su konstantne u ustaljenom stanju. Model sinhronog reluktantnog motora vrlo je sličan modelu PMSM, a u koordinatnom sistemu vezanom za rotor opisan je jednačinama naponske ravnoteže statora [84, 86]:

Sl. 5-95 Poprečni presek sinhronog reluktantnog motora sa označenim d i q osama

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q, \quad (5.4.1)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d, \quad (5.4.2)$$

gde su u_d , u_q , i_d , i_q i ω : napon statora u d osi, napon statora u q osi, struja statora u d osi, struja statora u q osi i ugaona (električna) brzina rotora. Za flukseve u d i q osama važi:

$$\psi_d = L_d i_d \quad (5.4.3)$$

$$\psi_q = L_q i_q. \quad (5.4.4)$$

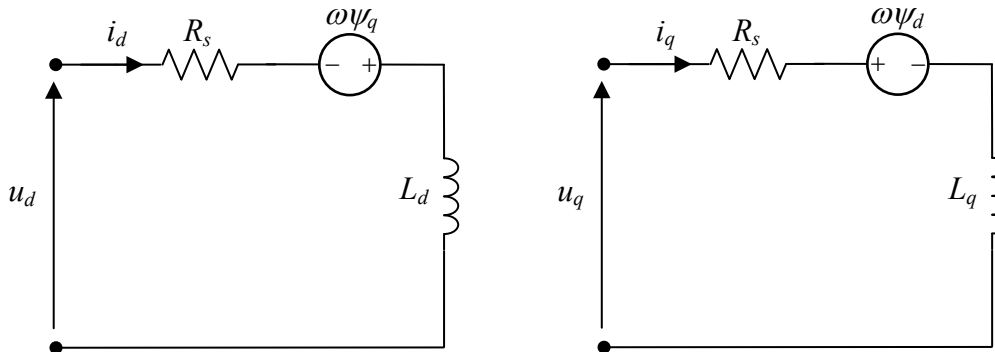
Sa L_d i L_q označene su induktivnosti u d i q osama statora koje su konstantne (ne zavise od položaja rotora) u referentnom sistemu vezanom za rotor. Dinamički model se upotpunjuje izrazom za elektromagnetni moment mašine (5.4.5),

$$m_e = \frac{3}{2} P (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (5.4.5)$$

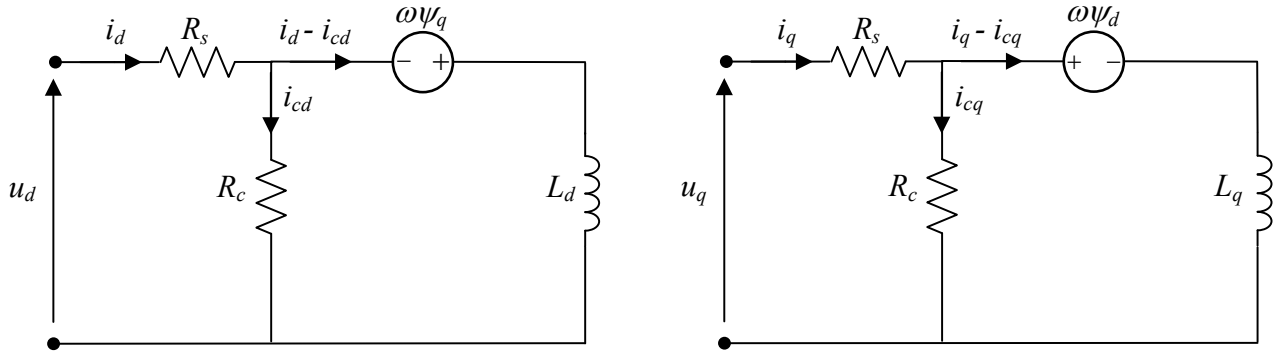
koji uvrštavanjem (5.4.3) i (5.4.4) postaje:

$$m_e = \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_d i_q, \quad (5.4.6)$$

gde je P broj pari polova. Ovaj model se može predstaviti zamenskim (ekvivalentnim) šemama, prikazanim na Sl. 5-96.

Sl. 5-96 Zamenske (ekvivalentne) šeme sinhronog reluktantnog motora po d -osi (levo) i po q -osi (desno)

Ekvivalentne šeme u dq referentnom sistemu vezanom za rotor koje uvažavaju gubitke u gvožđu prikazane su na Sl. 5-97. Za analizu gubitaka snage u mašini koriste se ove ekvivalentne šeme za stacionarno stanje [87], na osnovu kojih su izvedene jednačine za napon i fluks u d i q osama (5.4.7) - (5.4.10),



Sl. 5-97 Zamenske (ekvivalentne) šeme sinhronog reluktantnog motora po d -osi (levo) i po q -osi (desno) koje uvažavaju gubitke u gvožđu

$$U_d = R_s I_d - \omega \Psi_q \quad (5.4.7)$$

$$U_q = R_s I_q + \omega \Psi_d \quad (5.4.8)$$

$$\Psi_d = L_d (I_d - I_{cd}) \quad (5.4.9)$$

$$\Psi_q = L_q (I_q - I_{cq}) \quad (5.4.10)$$

gde su U_d i U_q naponi statora u d i q osi, I_d i I_q struje statora u d i q osi, dok se struje I_{cd} i I_{cq} koriste za modelovanje gubitaka u gvožđu i računaju se za stacionarna stanja na osnovu jednačina (5.4.11) i (5.4.12).

$$R_c I_{cd} = -\omega \Psi_q \quad (5.4.11)$$

$$R_c I_{cq} = \omega \Psi_d \quad (5.4.12)$$

Na osnovu ekvivalentnih šema, gubici snage se mogu izračunati koristeći jednačine (5.4.13) i (5.4.14),

$$P_{\gamma Cu} = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) \quad (5.4.13)$$

$$P_{\gamma Fe} = \frac{3}{2} \frac{(U_{d0}^2 + U_{q0}^2)}{R_c}, \quad (5.4.14)$$

gde je

$$U_{d0} = U_d - R_s I_d \quad (5.4.15)$$

$$U_{q0} = U_q - R_s I_q, \quad (5.4.16)$$

a faktor $3/2$ je posledica transformacije iz dq referentnog sistema u trofazni abc sistem.

Izraz za moment (5.4.6) i jednačina za fluks (5.4.17) koriste se za određivanje struja I_d i I_q , koje su potrebne za proračun gubitaka snage.

$$\Psi = (L_d I_d)^2 + (L_q I_q)^2 \quad (5.4.17)$$

5.4.2 Uporedna analiza energetske efikasnosti industrijskih pogona sa asinhronim i sinhronim reluktantnim motorom

Kao što je već pomenuto, sinhroni reluktantni motori poslednjih godina sve češće nalaze primenu u industriji zbog mogućnosti ostvarivanja veće energetske efikasnosti u odnosu na konvencionalne pogone sa asinhronim motorima. Poznato je da se u savremenim industrijskim postrojenjima dominantno koriste pogoni sa asinhronim motorima napajanim iz frekventnih pretvarača, koji omogućavaju efikasno upravljanje u širokom opsegu brzina. U skladu sa tim, a na osnovu prethodno izvedenih izraza za gubitke u sinhronom reluktantnom motoru, u ovom poglavlju su analizirane performanse standardnog industrijskog pogona u konfiguraciji sa sinhronim reluktantnim motorom i upoređene sa performansama pogona sa asinhronim motorom koji koristi algoritam optimizacije fluksa, kao i sa asinhronim motorom koji radi sa nominalnim fluksom. Cilj

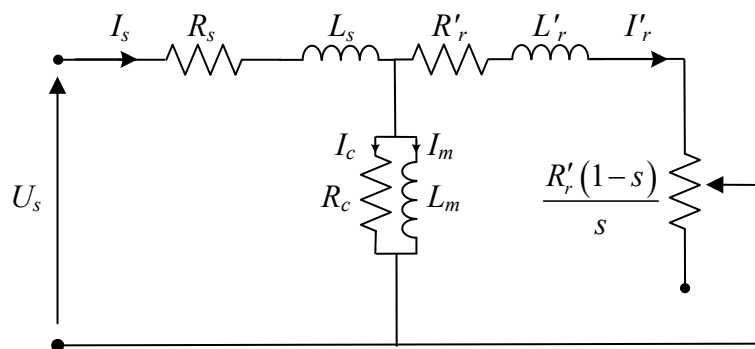
analize je eksperimentalna verifikacija prednosti sinhronog reluktantnog motora sa aspekta energetske efikasnosti.

Ako su poznati parametri ekvivalentne šeme prikazane na Sl. 5-98 za asinhroni motor kojom se uvažavaju gubici u gvožđu, mogu se na osnovu poznavanja ulaznog napona i frekvencije odrediti vrednosti struje statora I_s , struje rotora I_r' i struje I_c koja protiče kroz otpornik R_c , a pomoću kojih se modeluju gubici u gvožđu.

Gubici u asinhronom motoru računaju se na osnovu izraza

$$P_{\gamma Cu} = 3R_r' I_r'^2 + 3R_s I_s^2 \quad (5.4.18)$$

$$P_{\gamma Fe} = 3R_c I_c^2 \quad (5.4.19)$$



Sl. 5-98 Ekvivalentna šema po fazi asinhronog motora

Za poznate parametre asinhronog i sinhronog reluktantnog motora date u tabelama Tab. 5-7 i Tab. 5-8 respektivno, mogu se analitički odrediti gubici, kao i stepen korisnog dejstva svakog od motora radi poređenja. Takođe, u Laboratoriji za elektromotorne pogone, mogu se na laboratorijskim postavkama prikazanim na Sl. 5-99 eksperimentalno proveriti izvedeni proračuni i izvesti odgovarajući zaključci [85].



Sl. 5-99 Frekventni pretvarač ABB ACS880-11 sa DTC upravljanjem (levo), mehanički spregnuti motori: 1 – asinhroni motor (AM), 2 – motor za jednosmernu struju (DC motor), 3 – sinhroni reluktantni motor (SynRM), 4 – kaiš (sredina), oprema za dinamičko kočenje DC motora: 5 – otpornici, 6 – autotransformator, 7 – ampermetar (desno), 8 – prekidač (desno).

Parametri ekvivalentne šeme asinhronog i sinhronog reluktantnog motora dobijeni su automatskom procedurom identifikacije parametara motora (*ID Run*) koja je implementirana u frekventnom pretvaraču korišćenom za napajanje i upravljanje motorima u eksperimentalnoj postavci. Gubici su određeni za svaku od izabranih brzina (900, 1200 i 1500 o/min) u pet radnih

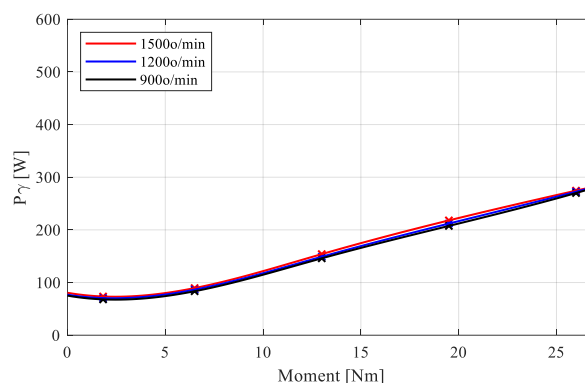
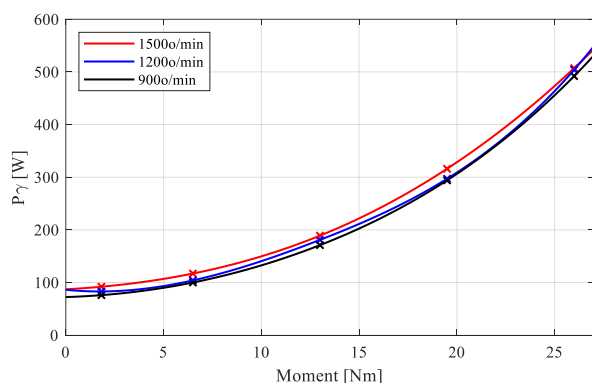
tačaka sa različitim opterećenjem, koje odgovaraju momentima motora od 7%, 25%, 50%, 75% i 100% nazivnog momenta. Prva vrednost je eksperimentalno određena kao moment koji pokriva gubitke usled trenja i ventilacije u laboratorijskoj postavci, koja se sastoji od tri motora, kao što je prikazano na Sl. 5-99. U proračunima se napon i frekvencija menjaju sa promenom brzine. Doneta je odluka da se za proračun gubitaka obrtna brzina motora fiksira, a da se frekvencija statora podešava tako da mašina proizvodi željeni moment. Ovo je realizovano numeričkim putem. Naponi korišćeni u proračunima zavise i od brzine i od opterećenja motora i odgovaraju naponima na izlazu frekventnog pretvarača za svaku radnu tačku. Analitički određene vrednosti gubitaka za oba motora prikazane su na Sl. 5-100, [85].

Tab. 5-7 Parametri asinhronog motora

Parametar	Vrednost
Nazivna snaga motora (P_n)	4 kW
Nazivni napon motora (U_n)	400 V
Nazivna struja motora (I_n)	8,2 A
Nazivna frekvencija (f_n)	50 Hz
Nazivna brzina motora (n_n)	1460 o/min
Nazivni moment motora (M_n)	26,16 Nm
Nazivni stepen korisnog dejstva (η)	86,6 %
Nazivni faktor snage ($\cos\varphi$)	0,81
Otpornost statora (R_s)	1,464 Ω
Otpornost rotora (R_r)	0,5816 Ω
Induktivnost statora i rotora ($L_s = L_r$)	15,99 mH
Magnetizaciona induktivnost (L_m)	148,4 mH

Tab. 5-8 Parametri sinhronog reluktantnog motora

Parametar	Vrednost
Nazivna snaga motora (P_n)	4 kW
Nazivni napon motora (U_n)	380 V
Nazivna struja motora (I_n)	9,4 A
Nazivna frekvencija (f_n)	50 Hz
Nazivna brzina motora (n_n)	1500 o/min
Nazivni moment motora (M_n)	25,45 Nm
Nazivni stepen korisnog dejstva (η)	8,6 %
Nazivni faktor snage ($\cos\varphi$)	0,70
Otpornost statora (R_s)	1,377 Ω
Induktivnost d -ose (L_d)	156 mH
Induktivnost q -ose (L_q)	26 mH



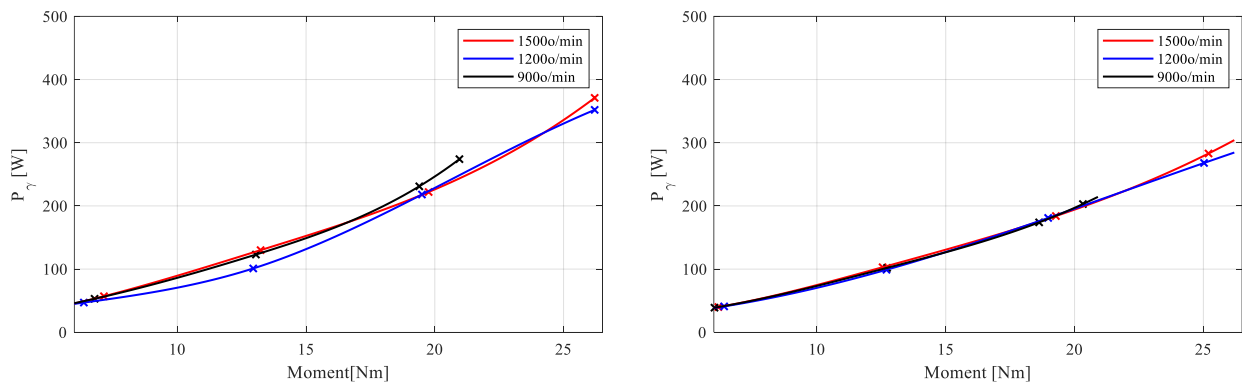
Sl. 5-100 Analitički određeni gubici snage u asinhronom motoru (AM) (levo) i sinhronom reluktantnom motoru (SynRM) (desno).

Laboratorijska postavka za eksperimentalno određivanje energetske efikasnosti pogona sa asinhronim motorom i sinhronim reluktantnim motorom prikazana je na Sl. 5-99. Ona se sastoji od industrijskog regenerativnog pogona sa promenljivom brzinom (frekventni pretvarač sa aktivnim ispravljačem i invertorom), sinhronog reluktantnog motora, asinhronog motora i motora za jednosmernu struju sa nezavisnom pobudom. U frekventnom pretvraču je primenjen algoritam direktnog upravljanja momentom - DTC za napajanje i upravljanje motorom koji se ispituje [85]. Oba motora imaju istu nazivnu snagu od 4 kW, isti nazivni stepen korisnog dejstva od 86,6% i pripadaju IE2 klasi energetske efikasnosti. Motor za jednosmernu struju radi u režimu dinamičkog kočenja kako bi obezbedio kontrolisano opterećenje ispitivanom motoru. Sva tri motora su mehanički povezana kaišnim prenosom. U svakom eksperimentu, ispitivani motor se napaja iz industrijskog

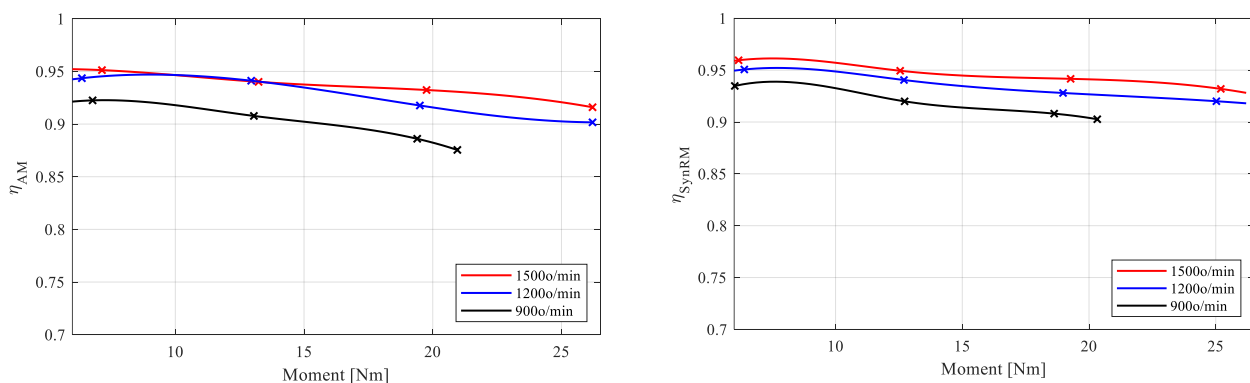
frekventnog pretvarača, DC motor se koristi kao opterećenje, dok treći motor nije priključen na izvor električne energije [85].

U konfiguraciji sa sinhronim reluktantnim motorom, industrijski pogon koristi standardni DTC algoritam sa optimizatorom energije, koji menja referencu magnetnog fluksa motora u zavisnosti od momenta opterećenja, najverovatnije na osnovu strategije maksimalnog momenta po amperu (*Maximum Torque per Ampere – MTPA*) [39, 85]. Kod pogona sa asinhronim motorom, optimizacija utrošene energije je podrazumevano isključena i korisnik je po potrebi mora ručno uključiti. Da bi se pogoni sa ova dva tipa motora pravilno uporedili, merenja su izvršena na pogonu sa SynRM uz standardno upravljanje, dok su kod pogona sa AM eksperimenti sprovedeni sa uključenom i bez uključene optimizacije utrošene energije. U odabranim konfiguracijama pogona beleže se snaga preuzeta iz mreže, izlazna snaga frekventnog pretvarača i mehanička snaga na vratilu motora, i to direktno iz industrijskog pogona pomoću softverskog alata za podešavanje i puštanje u rad [88]. Podaci se beleže i prikazuju frekvencijom od 10 vrednosti u sekundi. Merenja koja su korišćena u proračunima dobijena su usrednjavanjem podataka tokom perioda od 2 sekunde u stacionarnom stanju [85]. Gubici u motoru izračunavaju se kao razlika između izlazne snage pretvarača i mehaničke snage na vratilu motora, dok se energetske uštede određuju za konfiguracije pogona sa energetske optimalnim upravljanjem za svaki tip motora, u odnosu na izmerene gubitke kod pogona sa asinhronim motorom bez aktiviranog energetske optimalnog upravljanja.

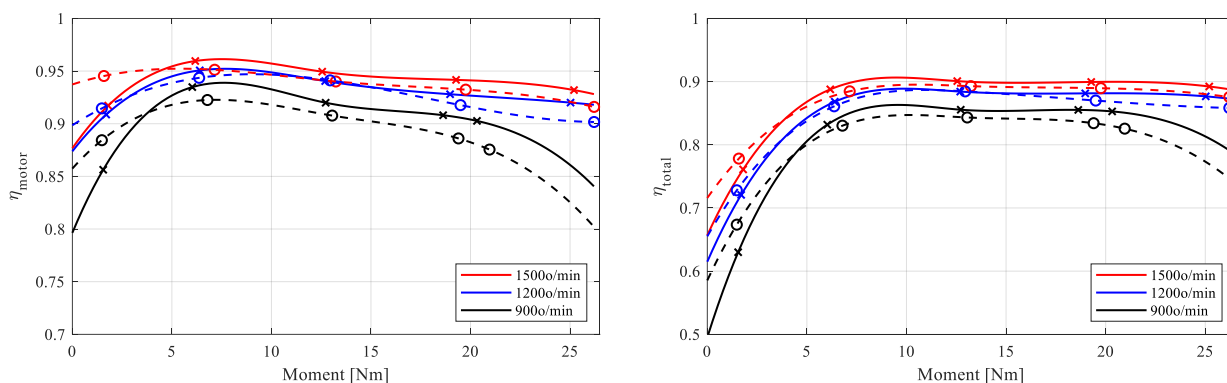
Rezultati na Sl. 5-101 prikazuju gubitke snage u AM i SynRM izmerene na laboratorijskoj postavci. Izmereni gubici AM su manji od izračunatih vrednosti, što je posledica uključene optimizacije energije tokom eksperimenta sa AM. Ovaj efekat je izraženiji pri manjim momentima opterećenja, kada algoritam optimizacije smanjuje fluks motora kako bi se smanjili gubici [85]. Na Sl. 5-102 prikazan je stepen korisnog dejstva motora AM i SynRM, dok Sl. 5-103 prikazuje ukupnu energetske efikasnost kompletnog pogona (pretvarač i motor zajedno). Na Sl. 5-104 prikazane su ostvarene uštede snage kod SynRM i AM pri 1500 o/min i 1200 o/min u poređenju sa asinhronim motorom bez aktiviranog algoritma za optimizaciju energije.



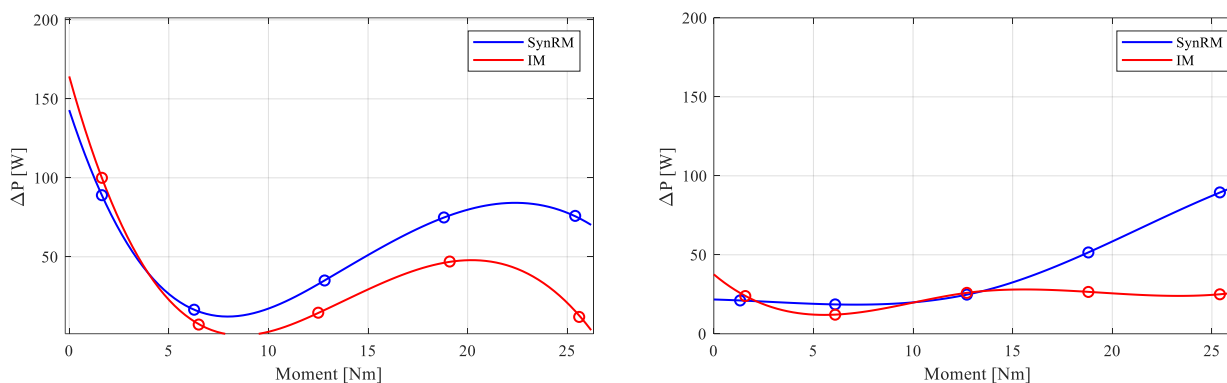
Sl. 5-101 Eksperimentalno izmereni gubici snage u asinhronom motoru (levo) i sinhronom reluktantnom motoru (desno).



Sl. 5-102 Zavisnost stepena korisnog dejstva asinhronog motora (levo) i sinhronog reluktantnog motora (desno) od momenta opterećenja.



Sl. 5-103 Stepen korisnog dejstva motora (levo) i pogona (desno) za asinhroni motor – isprekidana linija i sinhroni reluktantni motor – puna linija.



Sl. 5-104 Ostvarene uštede snage kod SynRM i AM pri 1500 o/min (levo) i 1200 o/min (desno) u poređenju sa asinhronim motorom bez aktiviranog algoritma za optimizaciju energije

Sa Sl. 5-102 do Sl. 5-104 može se uočiti da SynRM ima veću energetska efikasnost od asinhronog motora kada se optimizacija energije primenjuje na oba motora. Ovi rezultati pokazuju da, uz standardne metode optimizacije za oba motora, SynRM ima bolje performanse u pogledu gubitaka i energetske efikasnosti. Međutim, kod korišćenog pogona sa SynRM nije moguće promeniti optimalnu referencu fluksa koju DTC algoritam koristi. Iako je izvesno da algoritam optimizacije energije nije isti za različite tipove motora, poređenje performansi motora pri konstantnom fluksu nije bilo moguće izvršiti [85].

Prikazani rezultati predstavljaju sveobuhvatnu analizu gubitaka u motorima primenom analitičkog pristupa, kao i eksperimentalnu verifikaciju gubitaka snage kod asinhronog motora i sinhronog reluktantnog motora. Rezultati ukazuju na prednosti sinhronih reluktantnih motora u industrijskim primenama. Eksperiment je pokazao da je nedavni porast interesovanja za sinhronne reluktantne motore opravdan njihovom poboljšanom energetska efikasnošću [85]. Ovaj zaključak proističe kako iz analitičkih proračuna gubitaka snage motora, tako i iz merenja izvršenih na laboratorijskoj postavci.

Tokom eksperimenata sprovedenih u laboratoriji nijedan motor nije dostigao dozvoljeni porast temperature u stacionarnom stanju, jer je eksperimentalni proces bio kratkog trajanja. Međutim, usled zagrevanja rotora asinhronog motora i posledičnog povećanja otpornosti rotora, što nije slučaj kod SynRM, uštede energije kod SynRM će rasti sa temperaturom, odnosno proporcionalno vremenu rada [85]. Mogući nedostatak primene sinhronih reluktantnih motora jeste nemogućnost pokretanja direktnim priključenjem na mrežu (*line-start*), zbog čega je za njihovo napajanje neophodna upotreba frekventnog pretvarača. Ipak, upotreba frekventnih pretvarača u savremenim elektromotornim pogonima donosi brojne druge prednosti, uključujući i uštede energije u tehnološkom procesu koji se pogoni. Na osnovu izloženog može se zaključiti da primena sinhronih reluktantnih motora, kao i funkcija optimizacije energije u pogonima sa asinhronim motorima, dovodi do smanjenja gubitaka u industrijskim pogonima, što rezultuje značajnim ukupnim povećanjem energetske efikasnosti.

6 Mogućnosti za rad regulisanog elektromotornog pogona u energetske efikasnoj radnoj tački u industrijskom procesu

Fokusiranjem na funkcionalno prilagođavanje komponenti pogona u skladu sa tehnološkim zahtevima moguće je ostvariti značajne uštede energije. To podrazumeva stratešku primenu tehnologija i praksi koje optimizuju performanse i efikasnost komponenti pogonskog sistema. Rezultat nisu samo niži troškovi energije, već i povećana pouzdanost i duži radni vek opreme. Kao što je već istaknuto, najveće energetske uštede u bilo kom tehnološkom procesu mogu se postići usklađivanjem funkcionalnih karakteristika pogona sa opterećenjem, odnosno sa zahtevima tehnološkog procesa u kojem pogon učestvuje. To zahteva pronalaženje radne tačke na karakteristici opterećenja koja omogućava izvršenje tehnološkog procesa uz minimalnu potrošnju energije. Ova energetske efikasna radna tačka postiže se prilagođavanjem karakteristika pogona, podešavanjem brzine ili momenta motora, ili kombinacijom obe veličine [89].

Mogućnost izbora energetske efikasne (EE) radne tačke zavisi od:

- ✓ tipa opterećenja – razumevanje vrste opterećenja i njegovih karakteristika je od ključnog značaja. Ove informacije pomažu u podešavanju pogona tako da radi u najefikasnijoj radnoj tački za različite uslove opterećenja;
- ✓ tehnološkog procesa – svaki tehnološki proces ima specifične zahteve u pogledu brzine i momenta. Preciznim prilagođavanjem pogona tim zahtevima može se minimizovati potrošnja energije;
- ✓ radnih uslova – uslovi okoline i rada, kao što su temperatura, vlažnost i radni ciklus, utiču na performanse pogona. Prilagođavanjem pogona ovim uslovima može se dodatno povećati efikasnost;
- ✓ stepena iskorišćenja kapaciteta postrojenja – efikasno korišćenje kapaciteta postrojenja obezbeđuje da pogon radi u svom optimalnom opsegu, izbegavajući nedovoljno ili prekomerno opterećenje koje može dovesti do neefikasnosti.

6.1 Energetske efikasno upravljanje sistemom tračnih transportera

Kako je sistem tračnih transportera tipičan sistem koji ostvaruje elektromehaničku konverziju energije, unapređenje energetske efikasnosti može se postići na četiri nivoa: nivou performansi, nivou rada, nivou opreme i nivou tehnologije [64]. Nakon primene mera za povećanje efikasnosti na navedenim nivoima u svakom pojedinačnom delu pogona, i dalje je moguće ostvariti dodatne uštede energije primenom upravljanja referentnom brzinom [90], ali to ima stvarni značaj samo ukoliko se time ne uvode dodatna mehanička naprezanja u sistemu.

U poslednje vreme veoma dugi tračni transporteri (TT), dužine i po nekoliko desetina kilometara, postali su uobičajeni, naročito na površinskim kopovima. Zbog njihove dužine i potrebe za čestim prilagođavanjem trase iz tehnoloških razloga, uspostavlja se sistem više tračnih transportera, odnosno stanica tračnih transportera. Ove stanice su raspoređene duž trase kako bi se materijal više puta prenosio sa jednog transportera na drugi, sve do konačnog odredišta. Takvi transporteri zahtevaju velike snage, pa optimizacija potrošnje energije može dovesti do značajnih ušteda, što ih čini veoma atraktivnim za korisnike. Zahtevi za unapređenjem energetske efikasnosti mogu se ispuniti primenom naprednih upravljačkih algoritama u okviru savremenih regulisanih elektromotornih pogona.

Rastresiti materijal koji se transportuje tračnim transporterom može biti raspoređen duž trake na različite načine, u zavisnosti od načina na koji se materijal doprema na transporter. Količina

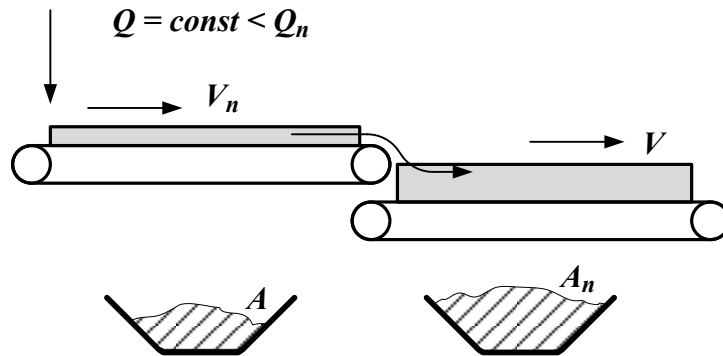
materijala koja se transportuje u jedinici vremena, odnosno zapreminski kapacitet, može se izraziti opštim izrazom:

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T A(t) \cdot v(t) dt \quad (6.1.1)$$

gde je $A(t)$ trenutna vrednost poprečnog preseka materijala na traci, a $v(t)$ trenutna brzina trake. Trenutna količina rastresitog materijala koji se transportuje tračnim transporterom zavisi od režima rada sistema u kojem se transporter koristi. U velikom broju slučajeva ova količina je promenljiva i najčešće je trenutna poprečna površina materijala na traci manja od nazivne vrednosti. Kako TT često radi sa smanjenim kapacitetom, ista količina materijala može se preneti na dva načina: pri konstantnoj nazivnoj brzini i sa manjom poprečnom površinom materijala na traci, ili sa nazivnom poprečnom površinom materijala, ali pri brzini manjoj od nazivne, kao što je prikazano na Sl. 6-1.

Pokazano je da je u praksi najčešće $A(t) < A_n$, što znači da se, ukoliko se brzina modifikuje prema izrazu (6.1.2), TT može da radi pri brzini manjoj od nazivne. Rad transportera pri brzini nižoj od nazivne prirodno dovodi do smanjenja količine energije potrebne za obavljanje transporta, što je ilustrovano na Sl. 6-2.

$$v(t) = \frac{A(t)}{A_n} v_n \quad (6.1.2)$$



Sl. 6-1 Dva tračna transportera u nizu – površina poprečnog preseka materijala na traci

Upravljanje brzinom tračnog transportera zahteva informaciju o količini materijala koja se u datom trenutku doprema na traku, odnosno neophodno je poznavati njegov trenutni zapreminski kapacitet.

Trenutni zapreminski kapacitet je:

$$Q(t) = \frac{dV(t)}{dt} = A(t) \cdot v(t) = A(t) \cdot v_{const} \sim A(t) \quad (6.1.3)$$

Brzina trake na koju se materijal doprema treba da se menja u skladu sa izrazom (6.1.2) kako bi se ispunili definisani kriterijumi upravljanja brzinom. Međutim, trenutni kapacitet se menja prilično često i nepredvidljivo. To znači da bi brzinu trebalo povećavati i smanjivati na isti način kao što se menja trenutni kapacitet, odnosno poprečni presek materijala na traci. Ovi dinamički procesi bili bi nepovoljni za mehaničke sklopove tračnog transportera, naročito za samu traku, i mogli bi dovesti do povećane potrošnje energije. Zbog činjenice da se trenutni kapacitet menja i da se te promene ne mogu unapred predvideti, upravljački algoritam mora biti takav da se brzina trake prilagođava uslovima na početku transportera, odnosno na mestu gde se meri trenutni kapacitet. Algoritam za generisanje referentne brzine pogona trake u sistemu tračnih transportera definisan je na sledeći način:

1. Teorijska brzina trake $v_t(t)$ izračunava se na osnovu jednačine (6.1.2) i može se u slučaju svakog pojedinačnog tračnog transportera u sistemu tračnih transportera izraziti na sledeći način:

$$v_t(t) = \frac{A_{ul}(t)}{A_n} v_{ul}(t) \quad (6.1.4)$$

U izrazu (6.1.4), $A_{ul}(t)$ i $v_{ul}(t)$ predstavljaju trenutnu vrednost poprečnog preseka dolaznog materijala i trenutnu brzinu prethodne trake.

Stvarna referentna brzina pogona trake $v_{ref}(t)$ izračunava se na osnovu izraza (6.1.4), u skladu sa izrazom (6.1.6), pri uslovima definisanim izrazom (6.1.5),

$$\frac{dv_t(t)}{dt} \geq 0 \quad \wedge \quad v_t(t) \geq v_{ref}(t) \quad (6.1.5)$$

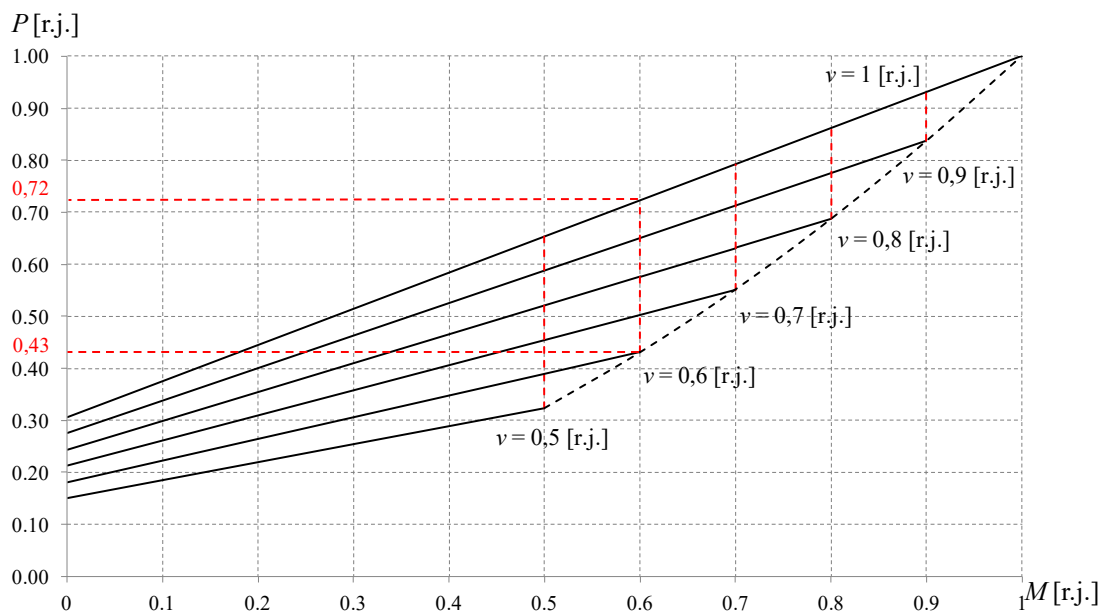
$$v_{ref}(t) = c \int (v_t(t) - v_{ref}(t)) dt + v_{ref}(t_1) \quad (6.1.6)$$

gde je t_1 trenutak u kojem su ispunjena oba uslova definisana izrazom (6.1.5), a c konstanta.

2. Kada uslovi iz izraza (6.1.5) nisu ispunjeni, stvarna referentna brzina određuje se na osnovu izraza (6.1.7),

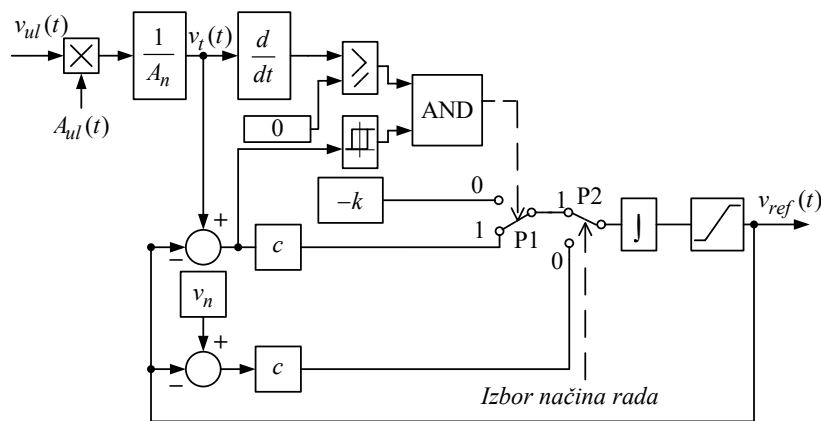
$$v_{ref}(t) = v_{ref}(t_2) - k \cdot (t - t_2) \quad (6.1.7)$$

gde je t_2 trenutak u kojem bar jedan od uslova definisanih izrazom (6.1.5) prestaje da važi, a k predstavlja usporenje (koeficijent usporenja) [90].



Sl. 6-2 Zavisnosti potrebne snage pogona od mase za različite brzine transporta (rezultati dobijeni na osnovu matematičkog modela tračnog transportera)

Blok-dijagram opisanog algoritma prikazan je na Sl. 6-3. Kada pogon tračnog transportera radi sa promenljivom brzinom, prekidač P2 nalazi se u položaju „1”. Tokom perioda u kojem se količina materijala koja dolazi na transporter povećava, referentna brzina pogona određuje se prema izrazu (6.1.6), pri čemu dolazi do ubrzavanja pogona. Konstanta c određuje dinamiku promene referentne brzine. Na ovaj način poprečni presek materijala na traci sa regulisanom brzinom se povećava, odnosno teži ka vrednosti A_n . Kada se količina dolaznog materijala smanjuje, referentna brzina se izračunava na osnovu relacije (6.1.7), tj. brzina se smanjuje sa usporenjem k . Opseg podešavanja brzine je ograničen: minimalna brzina treba da iznosi 50% nazivne brzine, dok je maksimalna brzina postavljena na 100–125% nazivne vrednosti, u zavisnosti od kapaciteta bagera i radnih uslova. Ovde se razmatra opseg regulacije brzine od 50% do 100% nazivne brzine.



Sl. 6-3 Algoritam za generisanje referentne brzine trake

Ukoliko se zahteva da tračni transporter radi pri nazivnoj brzini, tada se pomoću signala „*Izbor načina rada*” stanje prekidača P2 postavlja na „0”, a referentna brzina se određuje primenom izraza (6.1.8).

$$v_{ref}(t) = c \cdot \int (v_n - v_{ref}(t)) dt + v_{ref}(t_3) \quad (6.1.8)$$

Na Sl. 6-3, logičkim sklopom se upravlja pomoću prekidača P1 u skladu sa uslovima definisanim izrazom (6.1.5). U sistemima u kojima se koriste tračni transporteri, merenja trenutnog kapaciteta predstavljaju osnovu na kojoj se određuje proizvodnja celokupnog sistema. Kada se materijal doprema na početak trake konstantnom brzinom (v_{const}), tada je površina poprečnog preseka materijala u tački pretovara proporcionalna trenutnom kapacitetu materijala koji se doprema. U tom slučaju, tako dobijeni kapacitet proporcionalan je veličini $A_{ul}(t)$. Ukoliko to nije slučaj, odnosno ako se materijal doprema na početak trake brzinom koja nije konstantna, već je rezultat algoritma prikazanog na Sl. 6-3, tada se površina poprečnog preseka materijala u tački pretovara mora izračunati u skladu sa zakonom održanja kapaciteta, kao što je dato izrazom (6.1.3), za pretovarnu tačku između dva tračna transportera, $(i-1)$ -vog i i -tog,

$$A_{(i)ul}(t) = \frac{A_{(i-1)lz}(t)}{v_{(i)}(t)} \cdot v_{(i-1)}(t) \quad (6.1.9)$$

Prema izrazu (6.1.9), potrebno je odrediti poprečni presek materijala na kraju $(i-1)$ -ve trake. Proračun se sprovodi „praćenjem” kretanja materijala duž trake tokom vremena. To se može realizovati podelom trake na segmente konstantne dužine. Dužina ovih segmenata određuje se tako da se može smatrati da je po celoj dužini segmenta L , površina poprečnog preseka materijala stalna. Površina poprečnog preseka materijala na jednom takvom segmentu upisuje se u memoriju, odnosno u registar. Broj registara M je:

$$M = \frac{L}{L_{regi}} \in \mathbb{N} \quad (6.1.10)$$

Gornja strana trake, odnosno strana na kojoj se nalazi materijal, predstavlja se nizom koji sadrži M registara. Upis podataka u registar vrši se u skladu sa vremenom uzorkovanja, koje odgovara vremenu potrebnom da traka pređe rastojanje L_{regi} . Vreme u kojem se vrši upis podataka (trenutak uzorkovanja) određuje se pomoću logičkog bloka sa resetabilnim integratorom, u skladu sa relacijom:

$$trigger = \begin{cases} 0 & \int v(t)dt < L_{regi} \\ 1 & \int v(t)dt = L_{regi} \end{cases} \quad (6.1.11)$$

Registri su organizovani u niz tako da se u trenutku uzorkovanja ranije zabeležene vrednosti pomeraju u sledeći registar, dok se nova vrednost upisuje u prvi registar.

Konstanta k , prikazana na Sl. 6-3, određuje usporenje pogona i mora biti u skladu sa dinamičkim karakteristikama pogona. Naglo usporenje nepovoljno utiče na sve mehaničke sklopove, spojnice, ležajeve, traku itd. Pogoni tračnih transportera čija trasa nije sa nagibom koriste kočenje

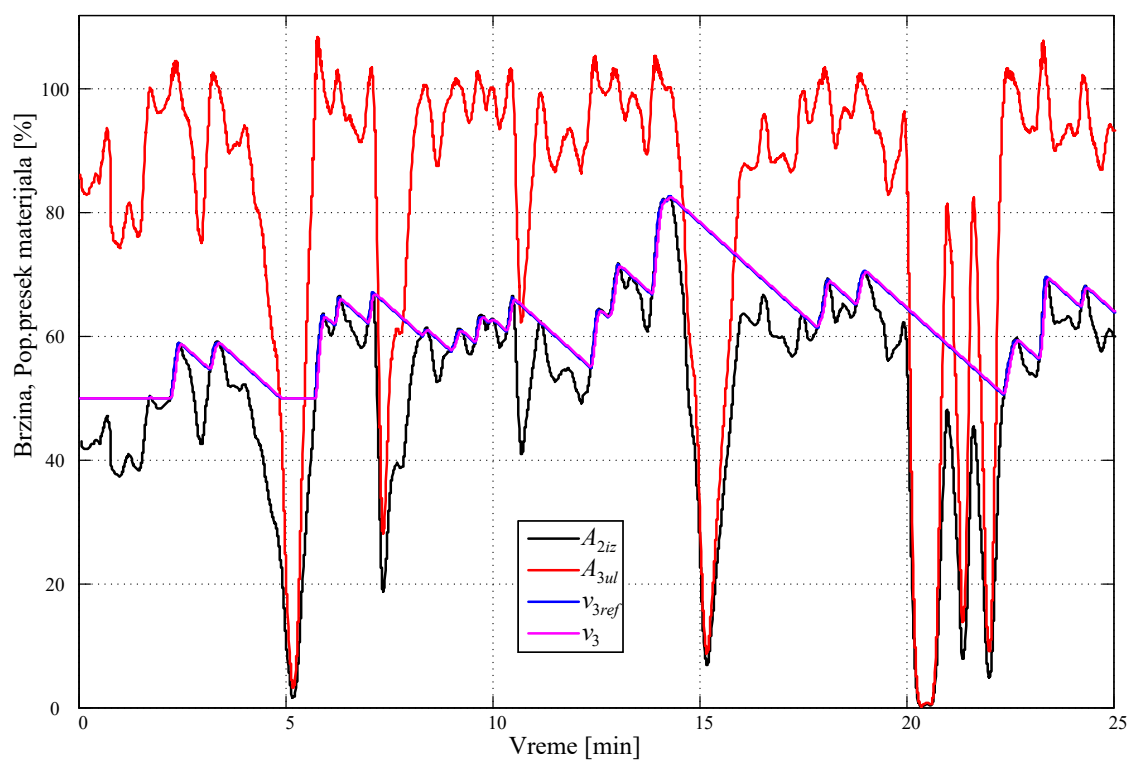
pomoću otpornika i čopera u DC kolu. Naglo usporenje dovelo bi do aktiviranja električnog sistema kočenja, pri čemu bi se energija kočenja nepotrebno pretvarala u toplotu u otpornicima. Uvažavajući ove uslove i ograničenja, vrednost konstante k određena je empirijski i primenjena u algoritmu za generisanje referentne brzine trake u sistemu od pet tračnih transportera na površinskom kopu.

Rezultati merenja izvršenih na tom sistemu prikazani su na Sl. 6-4 do Sl. 6-6. Na slikama je prikazan period zajedničkog rada treće, četvrte i pete trake sa promenom brzine u opsegu od 50% do 100%. Prva i druga traka se kreću konstantnom brzinom u skladu sa organizacijom tehnološkog procesa na površinskom kopu. Različita priroda signala koji predstavlja merenu vrednost površine poprečnog preseka materijala koji dolazi na treću traku i onog koji predstavlja vrednost površine poprečnog preseka materijala koji dolazi na četvrtu i petu traku, posledica je činjenice da se površina poprečnog preseka materijala meri samo na jednom mestu u sistemu. Na kraju druge trake nalazi se ultrazvučni senzor za merenje površine poprečnog preseka materijala na traci, a ova vrednost se koristi za izračunavanje svih ostalih vrednosti površina poprečnog preseka materijala, na svim ostalim trakama, kao što je opisano ranije. Dakle, samo je vrednost površine poprečnog preseka materijala koji dolazi na treću traku sa kraja druge trake stvarno merena veličina, dok su sve ostale vrednosti izračunavane, pa otuda proističe različita priroda ovih signala.

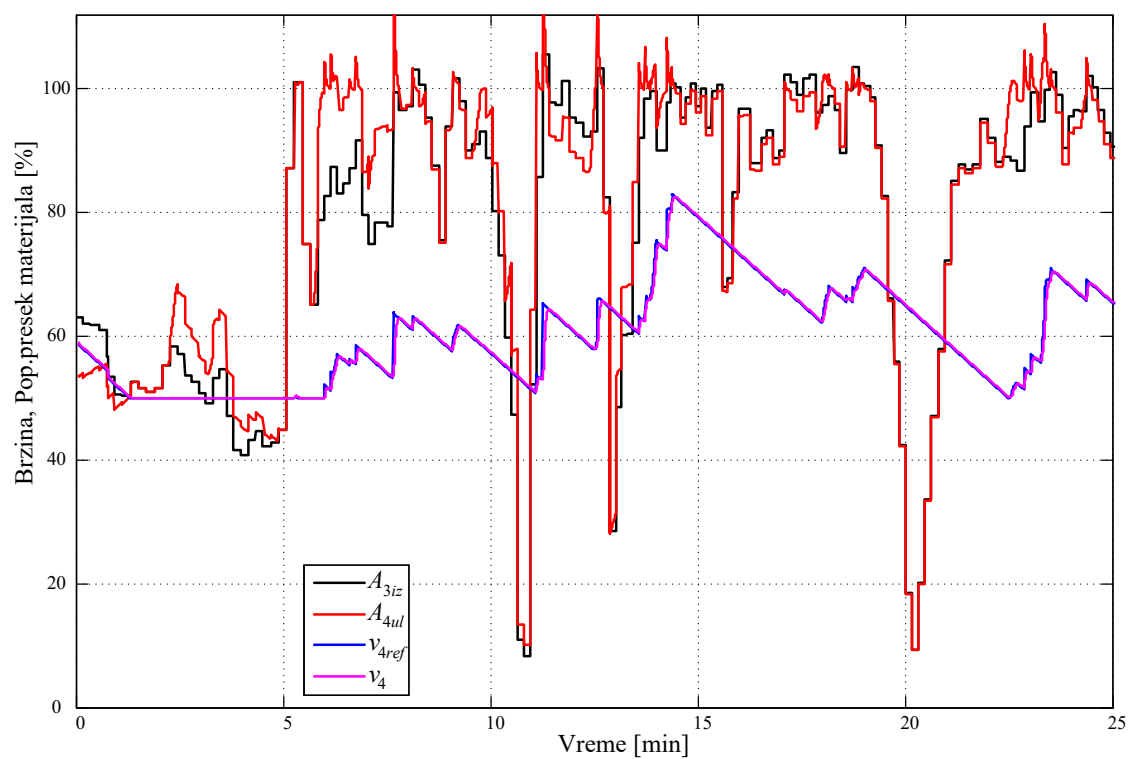
Na osnovu prikazanih rezultata mogu se izvesti sledeći zaključci:

- ✓ Teorijska brzina (v_{t4}) za četvrtu traku računa se na osnovu podatka o količini materijala iz poslednjeg registra memorijskog niza za treću traku. Teorijska brzina (v_{t5}) za petu traku računa se na osnovu podatka o količini materijala iz poslednjeg registra memorijskog niza za četvrtu traku.
- ✓ Trenutna vrednost površine poprečnog preseka materijala na početku četvrte trake, A_{ul4} , može se izraziti sledećim izrazom: $A_{ul4} = A_{iz3} \cdot v_3 / v_4$. Ako je trenutna brzina veća od teorijske brzine četvrte trake, trenutna vrednost za A_{ul4} će biti manja od trenutne vrednosti površine poprečnog preseka dolazećeg materijala sa treće trake A_{iz3} , što je naizgled u suprotnosti sa onim što želi da se postigne, a to je $A_{ul4} > A_{iz3}$. Već u sledećem trenutku, dejstvom algoritma za generisanje referentne brzine, brzina v_4 će promeniti vrednost, tako da obezbedi maksimalnu popunjenost četvrte trake, ali da ne dođe do presipanja materijala preko ivica trake. Analogno se može izvesti zaključak i za sledeću, tj. petu traku u sistemu.
- ✓ Vrednosti A_{ul4} , odnosno A_{ul5} će varirati oko maksimalne vrednosti. „Udubljenja” na vremenskom dijagramu površine poprečnog preseka materijala koji stiže sa prethodne trake, ne mogu se popuniti na sledećoj traci u sistemu upravljanjem brzinom, zbog gore navedenih ograničenja (donja granica za brzinu i konstantan koeficijent usporenja).
- ✓ Zajednička karakteristika prikazanih vremenskih dijagrama jesu kratkotrajni prebačaji trenutne vrednosti površine poprečnog preseka materijala na posmatranim trakama iznad 100% pri upravljanju brzinom, pri kojima ipak neće doći do presipanja materijala preko ivica trake, zbog načina dimenzionisanja površine poprečnog preseka materijala na traci kod tračnih transportera sa promenljivom brzinom prema važećim standardima [91]

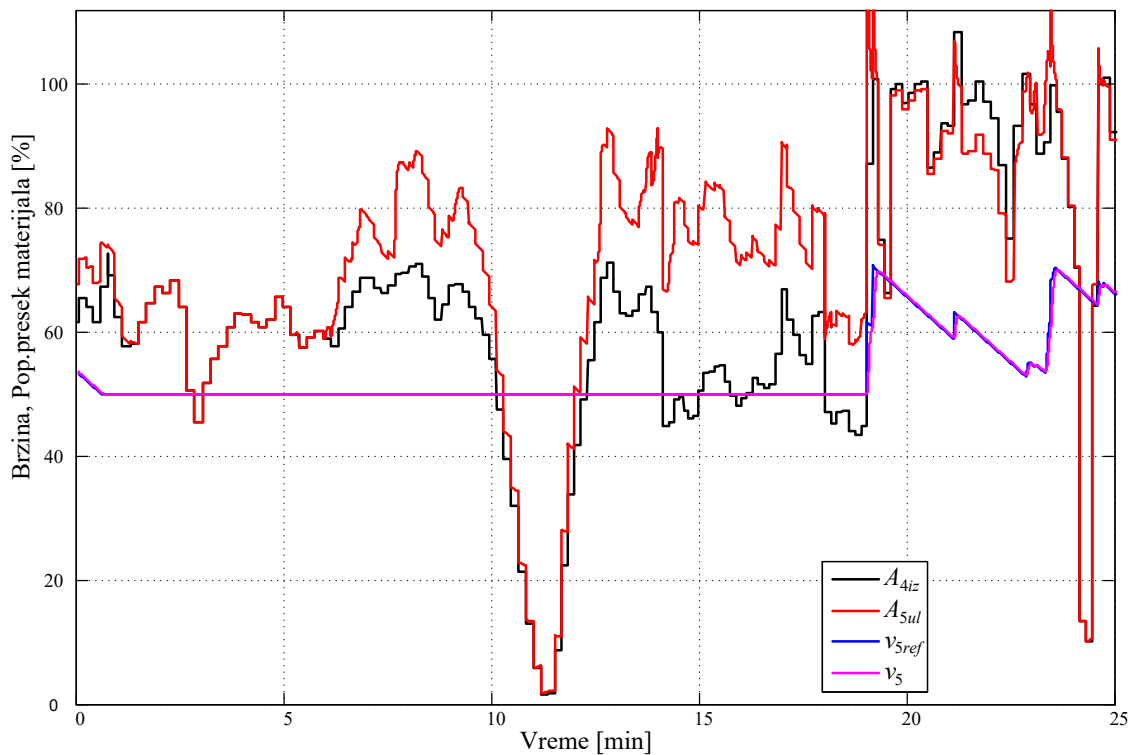
Novi algoritam koji primenjuje upravljanje zasnovano na fazi (*fuzzy*) logici, a samim tim i promenljivu vrednost konstante usporenja k , predstavljen je u [91]. Konvencionalna realizacija upravljanja zasniva se na matematičkom modelu upravljanog objekta, dok to kod fazi upravljanja nije neophodno. Ukoliko je matematički model upravljanja suviše složen ili je nepoznat, a objekat upravljanja ima definisano ponašanje, upravljanje se može vršiti na osnovu pravila po kojima se sistem ponaša. Ovakvi sistemi predstavljaju osnovu svakog sistema veštačke inteligencije i smatraju se inteligentno upravljanim [90].



Sl. 6-4 Rezultati primene upravljačkog algoritma za treći tračni transporter (TT3)



Sl. 6-5 Rezultati primene upravljačkog algoritma za četvrti tračni transporter (TT4)

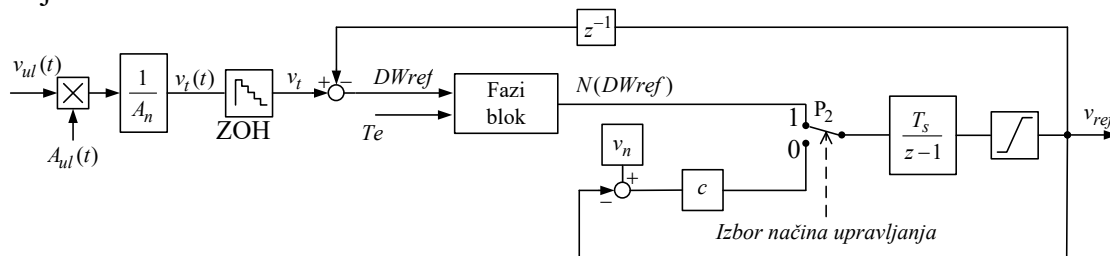


Sl. 6-6 Rezultati primene upravljačkog algoritma za peti tračni transporter (TT5)

Inteligentno upravljanje zasnovano na fazi logici uspešno je primenjeno u upravljanju električnim mašinama, liftovima, kranovima, u upravljanju aktivnim sistemima vešanja u automobilske industriji, kao i u drugim inženjerskim primenama. U slučaju sistema tračnih transportera primenjen je algoritam na bazi fazi logike (*Fuzzy Logic Control – FLC*), kako bi se rešio problem maksimizacije, odnosno kako bi se sistemom upravljalo sa maksimalnom efikasnošću, što znači transport maksimalnog poprečnog preseka materijala pri optimalnoj brzini. Algoritam na bazi fazi logike generiše optimalnu referentnu brzinu, uz određivanje ubrzanja i usporenja sa svim prethodno objašnjenim ograničenjima.

Kao što je prikazano u [91], struktura modela tračnog transportera je poznata, ali se parametri modela menjaju pod različitim spoljnim uslovima, pa njihove vrednosti u datom trenutku ne mogu biti precizno poznate. Sva iskustva i saznanja o ponašanju pogona tračnog transportera koja su bitna za posmatrani problem ugrađuju se u upravljački algoritam pomoću lingvistički izraženih pravila. FLC se koristi kao metoda za prevođenje znanja eksperata u oblik pogodan za implementaciju strategije upravljanja u PLC-u (*Programmable Logic Controller*), kako bi se pronašlo optimalno rešenje, ali bez informacija o spoljnim faktorima koji mogu uticati na usporenje sistema.

Odlučeno je da fazi upravljanje izračunava ubrzanje i usporenje na osnovu merenja tri veličine: brzine prethodnog tračnog transportera, poprečnog preseka ulaznog materijala i momenta pogonskih motora. Blok dijagram algoritma za generisanje referentne brzine sistema tračnih transportera prikazan na Sl. 6-3, modifikovan je tako da uključuje strukturu upravljanja sa FLC-om i prikazan je na Sl. 6-7.



Sl. 6-7 Algoritam na bazi fazi logike za generisanje referentne brzine pojedinačnih tračnih transportera u sistemu tračnih transportera

Kao što se može videti na Sl. 6-7, FLC ima dva ulaza: $DWref$ koji se određuje prema izrazu (6.1.12) i moment pogonskih motora Te . Zadatak održavanja momenta motora na nultoj vrednosti tokom perioda usporenja sada obavlja FLC. Na taj način se usporenje ostvaruje uz izbegavanje svih problema izazvanih promenama parametara usled spoljašnjih uslova.

$$DWref_{(n)} = v_{t(n)} - v_{ref(n-1)} \quad (6.1.12)$$

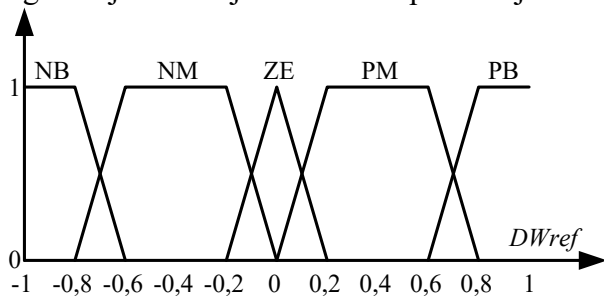
FLC ima jedan izlaz $N(DWref)$. Zasnovan je na *Mamdani* metodi zaključivanja, razvijen je korišćenjem *Fuzzy Logic Toolbox*-a [92] i integrisan u *Matlab/Simulink* dinamički model tračnog transportera, koji je predstavljen u [93]. Funkcije pripadnosti za ulaz $DWref$ prikazane su na Sl. 6-8, funkcije pripadnosti za ulaz Te na Sl. 6-9, dok su funkcije pripadnosti za izlaz $N(DWref)$ prikazane na Sl. 6-10. Izlazna promenljiva $N(DWref)$ je priraštaj referentne brzine, koji se generiše na osnovu pravila definisanih u Tab. 6-1. Vrednosti za ulazne i izlaznu promenljivu su normalizovane sa baznim vrednostima, koje su određene u skladu sa nazivnim vrednostima za motor i tračni transporter i koje su date u Tab. 6-2.

U procesu fazifikacije, univerzalni skup kome pripadaju lingvističke promenljive $DWref$, Te i $N(DWref)$ je normalizovan u referentni interval $[-1, 1]$ i podeljen na fazi skupove: negativan (N), negativan veliki (NB), negativan srednji (NM), nula (ZE), pozitivan mali (PS), pozitivan srednji (PM), i pozitivan veliki (PB). MIN-MAX kompozicija se koristi za obradu fazi pravila, odnosno određivanje izlaza modela, dok se u procesu defazifikacije koristi metoda COG - centar gravitacije, tj. centroid.

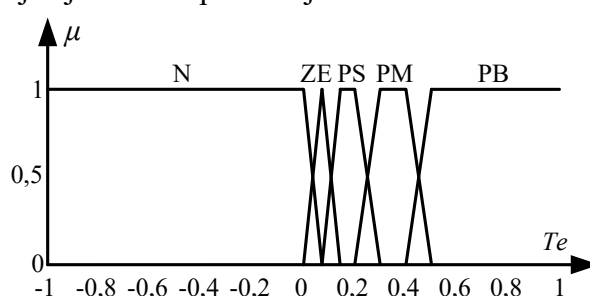
Ako se pažljivo pogleda Tab. 6-1 mogu se jasno razdvojiti tri oblasti, koje se mogu predstaviti pomoću fazi pravila na sledeći način:

- Ako je Te N (negativan) onda je $N(DWref)$ ZE (nula) (siva oblast u Tab. 6-1) - ovo praktično znači da ako je vrednost momenta pogonskih motora bliska nuli, priraštaj referentne brzine mora da teži nuli sa ciljem da se izbegne aktiviranje električnog kočenja;
- Ako je $DWref$ ZE (nula) onda je $N(DWref)$ ZE (nula) (svetlo plava oblast u Tab. 6-1) - ovo praktično znači da ako se ima mala promena referentne brzine na ulazu (nula), da će i izlazna promenljiva, novi priraštaj referentne brzine takođe težiti nuli, bez obzira na vrednost momenta pogonskih motora;
- Ako je $DWref$ PM onda je $N(DWref)$ PB ili
- Ako je $DWref$ PB onda je $N(DWref)$ PB (roze oblast u Tab. 6-1) - što praktično znači da ako se trenutna vrednost površine poprečnog preseka dolazećeg materijala na traku povećava, da pogon tračnog transportera mora da se ubrza sa odgovarajućim ubrzanjem, da bi se izbeglo presipanje materijala preko ivica trake.

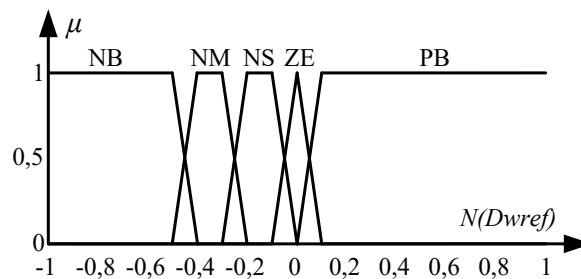
Željeni odziv sistema je ostvaren sa samo pet fazi skupova po promenljivoj, čime se značajno smanjuje veličina tabele pomoću koje su iskazana fazi pravila. Podela univerzalnog skupa na fazi skupove zavisi od potreba sistema (objekta upravljanja), a takođe njome mora da se obezbedi i odgovarajuća osetljivost izlazne promenljive na varijacije ulaznih promenljivih.



Sl. 6-8 Funkcije pripadnosti za ulaznu promenljivu $DWref$



Sl. 6-9 Funkcije pripadnosti za ulaznu promenljivu Te

Sl. 6-10 Funkcije pripadnosti za izlaznu promenljivu $N(DWref)$

Tab. 6-1 Fazi pravila

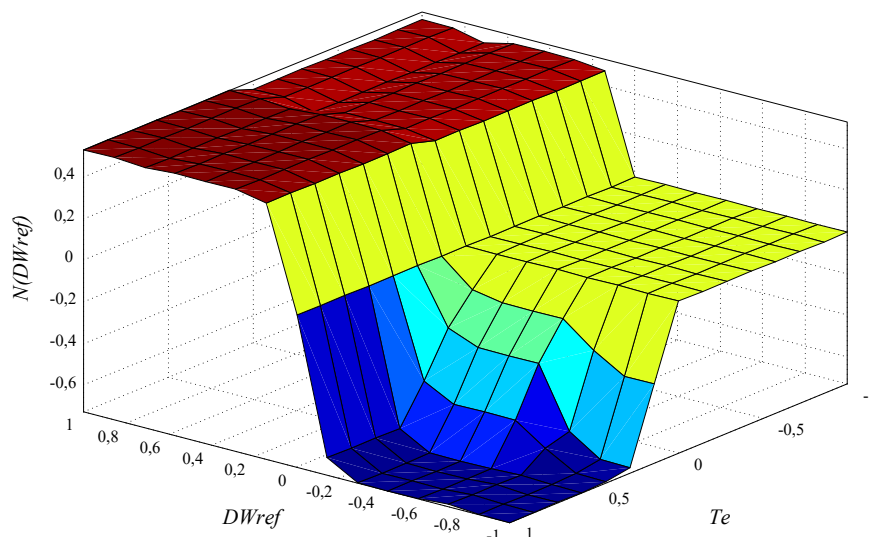
$Te \backslash DWref$	N	ZE	PS	PM	PB
NB	ZE	NS	NM	NB	NB
NM	ZE	ZE	NS	NM	NB
ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
PM	ZE	PB	PB	PB	PB
PB	ZE	PB	PB	PB	PB

Za ulaznu promenljivu Te dovoljan je samo jedan fazi skup „N”, kojim se definiše aktiviranje električnog kočenja, koje mora da se izbegne u procesu regulacije brzine. Kada je vrednost momenta pogonskih motora bliska nuli, potrebna je velika osetljivost funkcije upravljanja, zbog čega su granice odgovarajućih fazi skupova veoma strme. Za bilo koju pozitivnu vrednost promenljive Te , kada je ulazna promenljiva $DWref$ pozitivna, algoritam za generisanje referentne brzine sistema tračnih transportera na bazi fazi logike generiše veliku vrednost izlazne promenljive, u cilju izbegavanja presipanja materijala preko ivica trake. Za male promene ulazne promenljive $DWref$, odnosno kada trenutna vrednost površine poprečnog preseka dolazećeg materijala na traku malo varira, izlazna promenljiva iz fazi regulatora ne treba da ima nagle promene, što se postiže adekvatnim podešavanjem „ZE” fazi skupova. Oblik generisane funkcije upravljanja predstavlja površinu koja je prikazana na Sl. 6-11 [91].

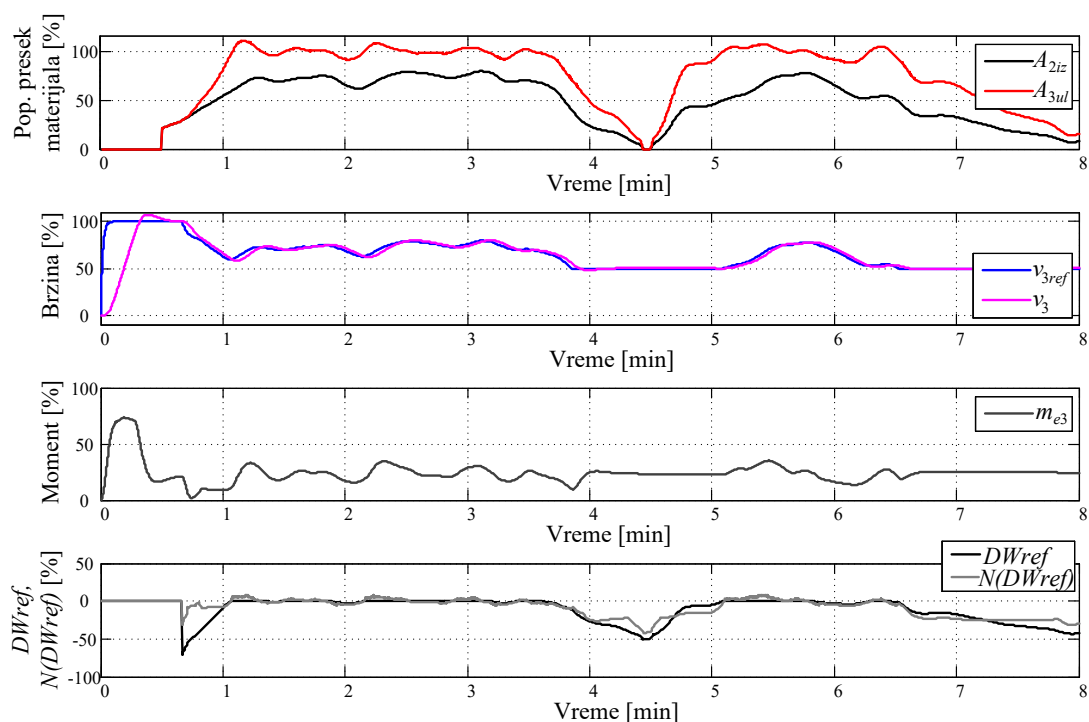
Rezultati dobijeni merenjem na prvoj veznoj traci (treća traka u VBTO sistemu, TT3), prikazani su na Sl. 6-12. Ovi rezultati su snimljeni implementacijom *lookup* tabele visoke rezolucije u PLC-u, u kontrolnom centru.

Rezultati merenja prosečne potrošnje snage na trećoj, četvrtoj i petoj stanici tračnih transportera (TT3, TT4 i TT5) u sistemu od pet tračnih transportera, pri čemu prva dva rade sa konstantnom brzinom, prikazani su na Sl. 6-13. Merenja su izvršena za rad sa konstantnom brzinom i za rad sa promenljivom brzinom (sa konstantnim usporenjem k i sa FLC). Dalje, rezultati merenja prosečne potrošnje energije po m^3 transportovanog materijala na trećoj, četvrtoj i petoj stanici – za rad sa konstantnom brzinom i za rad sa promenljivom brzinom (sa konstantnim k i sa FLC) – prikazani su na Sl. 6-14. Na osnovu prikazanih rezultata mogu se izvesti sledeći zaključci.

- ✓ prosečna potrošnja snage smanjena je za 3% do 19% pri radu sa promenljivom brzinom.
- ✓ prosečna potrošnja energije po m^3 transportovanog materijala smanjena je za 2,5% do 19% pri radu sa promenljivom brzinom.
- ✓ poboljšanje ostvareno primenom algoritma zasnovanog na *fuzzy* logici u poređenju sa algoritmom sa konstantnim usporenjem iznosi od 0% do 2%.



Sl. 6-11 Oblik generisane površine upravljanja

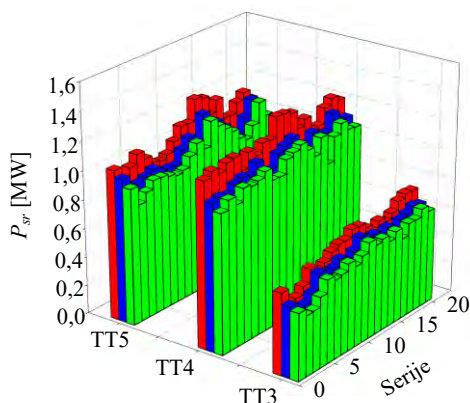


Sl. 6-12 Karakteristične veličine za prvu veznu traku (treća traka u VBTO sistemu, TT3) i ulazne i izlazne veličine iz „look-up” tabele: polazak tračnog transportera i prelazak iz rada sa stalnom brzinom u rad sa upravljanjem referentnom brzinom u opsegu od 50% do 100% v_n

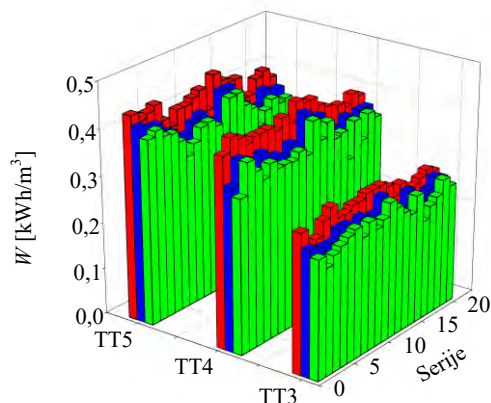
Tab. 6-2 Tehnički podaci motora i sistema tračnih transportera

Parametar	Vrednost	Parametar	Vrednost
Radni napon	690 V	Širina trake	2000 mm
Veza namotaja	Δ	Broj pogona	4
Snaga motora	1000 kW	Tip pogona	Frekventni pretvarač sa DTC upravljanjem
Nazivna brzina	995 o/min	Maksimalna dužina transportera	3,25 km
Režim rada	S1, ED 100%	Nazivna brzina trake	4,65 m/s

Parametar	Vrednost	Parametar	Vrednost
Stepen korisnog dejstva	96,50 %	Nazivni kapacitet	6600 m ³ /h
Faktor snage	0,837	Broj transportera u sistemu	5
Struja	1036 A	Ukupna instalirana snaga	20 MW
Moment	9600 Nm	Ukupna dužina sistema	7,5 km



Sl. 6-13 Potrošnja prosečne snage [MW] na TT3, TT4 i TT5: pri radu sa konstantnom brzinom i pri radu sa promenljivom brzinom uz konstantno usporenje i FLC



Sl. 6-14 Potrošnja energije po m³ [kWh/m³] na TT3, TT4 i TT5: pri radu sa konstantnom brzinom i pri radu sa promenljivom brzinom uz konstantno usporenje i FLC

Analize i istraživanja sprovedena u oblasti pogona tračnih transportera pokazala su da postoji više razloga za primenu pogona sa promenljivom brzinom (VSD) kod tračnih transportera [64, 91] kao što su:

- ✓ VSD omogućavaju pokretanje i zaustavljanje sa unapred definisanim ubrzanjem i usporenjem. Ovakav način pokretanja povoljan je za motor i mehaničke delove pogona, naročito kod tračnih transportera, imajući u vidu da je traka elastična. Trake su izložene značajnim aksijalnim istezanjima iz dva osnovna razloga: zbog svoje dužine i zbog materijala od kojeg su izrađene. Pokretanje transportera sa ubrzanjem prilagođenim njegovim karakteristikama obezbeđuje miran start bez oscilacija momenta i nepotrebnih naprezanja svih elemenata, posebno trake. Isto važi i za proces usporenja i zaustavljanja.
- ✓ Prilagođavanje brzine transportera količini materijala koji se prenosi omogućava potpuno iskorišćenje širine trake i rad sa poboljšanom energetske efikasnošću.
- ✓ Smanjenje dinamičkog naprezanja pri promeni brzine i pokretanju, kao i smanjenje habanja, doprinosi manjem broju kvarova i produženju eksploatacionog veka postrojenja.
- ✓ Upravljanje momentom pojedinačnih motora u višemotornim pogonima tračnih transportera omogućava raspodelu momenta opterećenja proporcionalno nazivnim podacima motora.
- ✓ Upravljanjem brzinom, odnosno kratkotrajnim smanjenjem brzine, može se eliminisati klizanje trake po pogonskom bubnju.

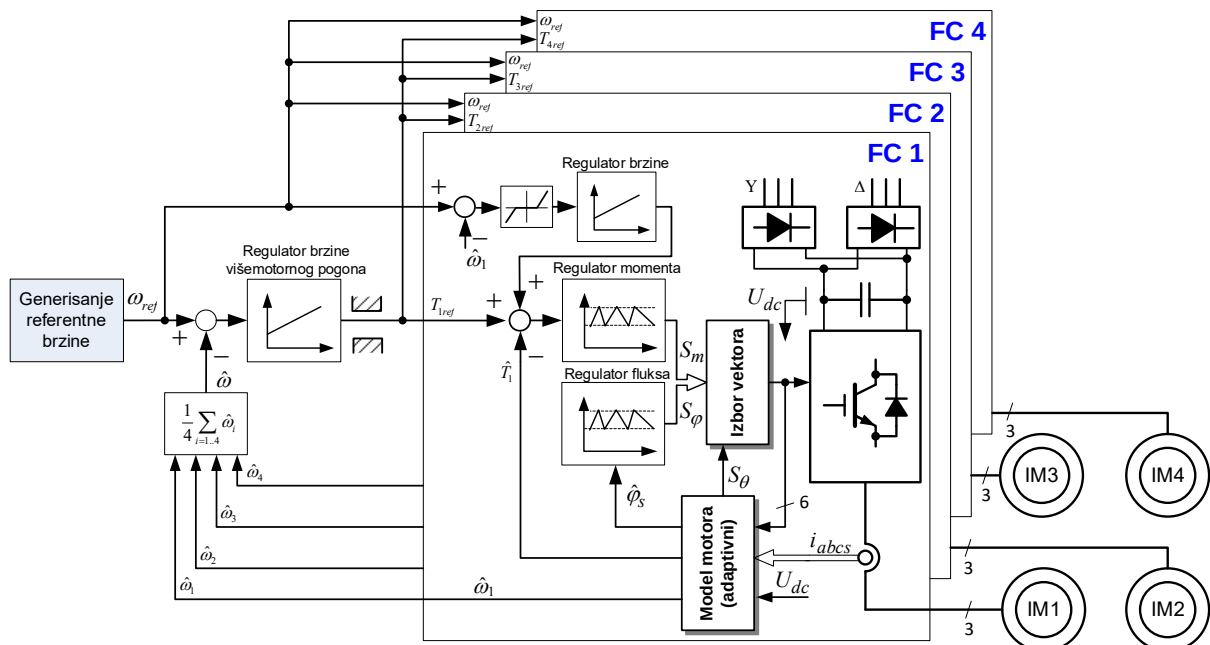
Tračni transporteri koriste dve konfiguracije frekventnih pretvarača u kojima dva 6-pulsna ispravljača koja se napajaju iz dva odvojena sekundara tronamotajnog transformatora imaju: odvojena jednosmerna kola (DC *link*-ove), u konfiguraciji koja je poznata kao „*single drive*”, ili zajedničko jednosmerno kolo u konfiguraciji koja je poznata kao „*multi-motor drive*”. Frekventni pretvarači se u prvom slučaju najčešće proizvode sa diodnim ispravljačima i tranzistorskim invertorima. Kratki tračni transporteri sa nagibom obično ne sadrže sistem kočenja koji se sastoji od modula (čopera) i otpornika za kočenje. Ukoliko je električno kočenje potrebno zbog skraćivanja vremena usporenja i/ili zbog upravljanja brzinom, čoper za kočenje i otpornik se ugrađuju u jednosmerno međukolo. Ovo je tehnički i ekonomski prihvatljivo ukoliko snaga kočenja ne prelazi približno 20% snage pogona i

ukoliko se kočenje koristi retko. Ako je potrebna veća snaga kočenja, postoje dve mogućnosti: primena aktivnog ispravljača (AFE) paralelno sa diodnim ispravljačem ili primena isključivo aktivnog ispravljača [64].

Frekventni pretvarači u konfiguraciji „*single drive*” mogu se koristiti i u višemotornim pogonima, ali se u tom slučaju koordinacija funkcija pogona ostvaruje putem nadređenog sistema upravljanja. Kada se u višemotornim pogonima koriste „*multi-motor drive*” frekventni pretvarači, oni se konfiguriraju sa odvojenim ispravljačkim i invertorskim modulima. Jedan diodni ispravljački modul i jedan AFE ispravljački modul napajaju zajedničko jednosmerno međukolo, koje potom snabdeva potrebni broj invertora i motora. Ukupna instalisana snaga ispravljača jednaka je ukupnoj instalisanoj snazi invertora. Snaga AFE ispravljača može biti manja od snage diodnog ispravljača, imajući u vidu da je kod tračnih transportera snaga kočenja po pravilu manja od snage potrebne za pogon. Prednost ove vrste konfiguracije jeste mogućnost raspodele opterećenja između pogona preko jednosmernog međukola. Međutim, kod višemotornih pogona tračnih transportera ova prednost nije neophodna, jer svi pogoni uvek rade u istom režimu [64].

Za smanjenje izobličenja struje u napojnoj mreži mogu se koristiti dva ispravljačka modula, ali to zahteva primenu transformatora sa tri namotaja, pri čemu su sekundarni namotaji povezani tako da obezbede fazni pomak sekundarnih napona od 30°. Upotreba transformatora sa tri namotaja povećava ukupnu cenu pogona kao sistema. Podela ispravljača na dva ispravljačka modula je povoljna, jer se mogu koristiti moduli manje nazivne snage, čime se smanjuje potreban broj rezervnih delova. U slučaju kvara jednog od ispravljačkih modula, rad se može nastaviti samo sa jednim modulom, ali sa ograničenim transportnim kapacitetom, odnosno ograničenom snagom pogona. Slično ispravljačima, i invertori se mogu konfigurisati sa više paralelno povezanih modula manje snage, čime se ostvaruju prednosti u pogledu jednostavne zamene, smanjenog broja rezervnih delova i povećane operativne pouzdanosti [64].

Kod višemotornih pogona tračnih transportera, pored regulacije brzine, frekventni pretvarači moraju obezbediti i ravnomernu raspodelu opterećenja. Transportni sistemi koji koriste tračne transportere sa više motora su po pravilu složeni i zahtevaju odgovarajući upravljački sistem, ne samo zbog samog pogona, već i zbog drugih tehnoloških funkcija. U te svrhe koriste se PLC uređaji, a oni koji se primenjuju u ovakvim sistemima u stanju su da realizuju deo upravljačkih funkcija za sve pogone, kao i za ceo tračni transporter. Na Sl. 6-15 prikazan je principijelni blok dijagram upravljanja tračnim transporterom sa četiri motora. Funkcija regulatora brzine implementirana je u PLC-u, gde se referentna brzina generiše u skladu sa algoritmom za unapređenje energetske efikasnosti sistema tračnih transportera u kontrolnom centru površinskog kopa. Regulator brzine tračnog transportera može biti PI ili PID tipa. Izraženo diferencijalno dejstvo treba izbegavati zbog elastičnosti trake. Vreme odabiranja od 100–150 ms je dovoljno i odgovara dinamici promene brzine. Izlazni signal regulatora brzine u vidu referentnog momenta, prosleđuje se svim frekventnim pretvaračima. U datom primeru, frekventni pretvarači su realizovani sa DTC upravljanjem. Brzine pojedinačnih pogona su estimirane vrednosti koje se dobijaju iz frekventnih pretvarača, a tačnost tih informacija je više nego dovoljna za ovu vrstu pogona. Procesor koji obrađuje signale unutar frekventnog pretvarača znatno je brži od procesora u PLC-u, jer mora da obrađuje brzo promenljive veličine, kao što su struja i moment [64].



Sl. 6-15 Blok dijagram upravljanja višemotornim pogonom tračnog transportera [64]

Prikazani primer upravljanja brzinom u sistemu tračnih transportera jasno pokazuje da se najveće energetske uštede u bilo kom tehnološkom procesu mogu ostvariti usklađivanjem funkcionalnih karakteristika pogona sa opterećenjem. Takođe, on pojašnjava na koji način strateška primena tehnologija i praksi može optimizovati performanse i efikasnost komponenti pogonskog sistema, što dovodi ne samo do smanjenja troškova energije, već i do povećane pouzdanosti i produženja radnog veka opreme.

6.2 Energetski efikasno upravljanje pogonom pumpe

Pumpni sistemi predstavljaju jednu od najvažnijih kategorija industrijskih pogona namenjenih transportu fluida. Oni su široko zastupljeni u komunalnim sistemima vodosnabdevanja, energetskim postrojenjima, procesnoj industriji, kao i u sistemima grejanja i klimatizacije zgrada. Zbog velikog broja instaliranih pumpi i njihovog dugotrajnog rada, pumpni sistemi učestvuju značajno u ukupnoj potrošnji električne energije. Upravo zbog toga razvoj efikasnih pumpi, pravilno dimenzionisanje sistema i optimizacija njihovog rada predstavljaju važan zadatak savremene energetske tehnike.

U ovom poglavlju razmatraju se osnovni principi rada pumpnih sistema i savremeni pristupi njihovom upravljanju i optimizaciji. Poglavlje je podeljeno u dva dela. U prvom delu analiziraju se osnovni tipovi pumpi, hidrauličke karakteristike pumpnog sistema i metode podešavanja performansi pumpnog sistema. Posebna pažnja posvećena je načinima kontrole protoka i pritiska fluida u pumpnim sistemima, pri čemu se razmatra regulacija promenom brzine obrtanja radnog kola pumpe. U drugom delu dat je pregled savremenih pogona pumpnih sistema sa promenljivom brzinom. Razmatra se primena frekventnih pretvarača u pogonima sa pumpama, koncept inteligentnih pumpnih sistema, kao i mogućnosti povećanja energetske efikasnosti. Takođe se obrađuje i princip rada pumpe u režimu turbine (PAT – Pump as Turbine), koji predstavlja jedno od rešenja za regeneraciju energije u hidrauličkim sistemima.

6.2.1 Pumpni sistemi

Transport fluida u tehničkim sistemima može se ostvariti na dva osnovna načina: prirodnim putem ili prinudnim putem. Prirodni transport fluida nastaje pod dejstvom gravitacije ili razlike nivoa, na primer pri slobodnom padu tečnosti između dva rezervoara različitih visina. Međutim, u većini industrijskih i komunalnih primena neophodno je obezbediti kontrolisano kretanje fluida kroz cevovode, rezervoare i procesnu opremu, zbog čega se primenjuje prinudni transport pomoću pumpi. Pumpe predstavljaju radne mašine koje obezbeđuju potrebnu razliku pritiska u sistemu i time omogućavaju transport tečnih fluida kroz cevovodnu mrežu. Njihova primena je veoma široka, a najveći broj pumpi koristi se za transport vode. Tipične oblasti primene pumpnih sistema uključuju:

- komercijalne i industrijske objekte,
- sisteme vodosnabdevanja pijaćom vodom,
- hemijsku i farmaceutsku industriju.

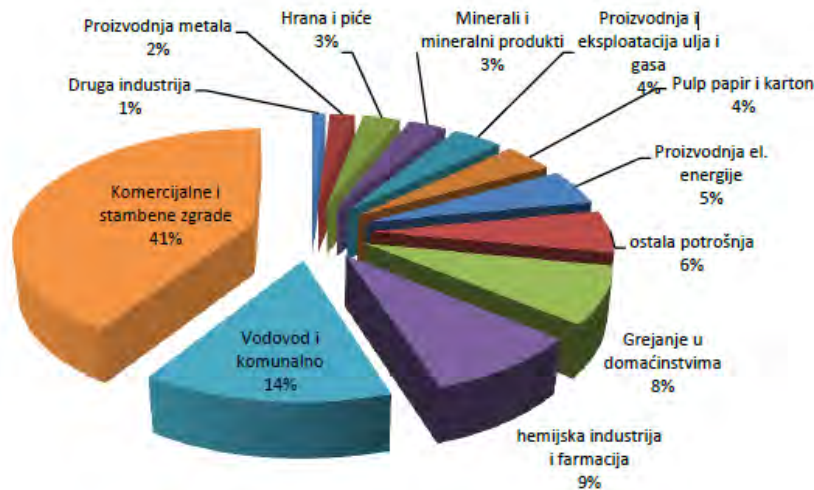
Struktura potrošnje energije u različitim sektorima primene pumpnih sistema prikazana je na Sl. 6-16, [94].

Analize potrošnje električne energije pokazuju da približno 65% električne energije koju troše elektromotori koriste pogoni pumpi, ventilatora i kompresora [95]. Zbog toga unapređenje energetske efikasnosti pumpnih sistema predstavlja jedan od važnih pravaca razvoja savremenih elektroenergetskih i industrijskih postrojenja.

Veliki udeo pumpnih sistema u ukupnoj potrošnji električne energije doveo je do povećane pažnje koja se posvećuje njihovoj energetskoj efikasnosti. Prema studijama sprovedenim za potrebe Evropske komisije, značajne uštede energije mogu se ostvariti primenom efikasnijih pumpi i optimizacijom njihovog rada.

Najvažnije preporuke odnose se na [96]:

- postepeno uklanjanje pumpi sa najnižim stepenom energetske efikasnosti iz upotrebe,
- izbor pumpi visoke energetske klase prilikom projektovanja novih sistema.



Sl. 6-16 Podela pumpnih sistema prema potrošnji po sektorima [94]

Važno je naglasiti da u velikom broju praktičnih primena pumpe rade značajan deo vremena van optimalne radne tačke, što dovodi do smanjenja ukupne efikasnosti sistema. Zbog toga se pri klasifikaciji performansi pumpi mora uzeti u obzir njihov rad u širem opsegu radnih uslova. U cilju unapređenja energetske efikasnosti razvijena je nova metodologija za definisanje nivoa efikasnosti različitih tipova pumpi, zasnovana na trodimenzionalnoj analizi performansi. Pri projektovanju pumpnog sistema najpre je neophodno pravilno dimenzionisati pumpu u odnosu na karakteristike sistema u kome će raditi, a zatim analizirati i optimizovati njenu energetske efikasnost. Posebno značajnu ulogu ima uvođenje standarda HEPs (*High Efficiency Performance*), čiji je cilj promocija pumpi visokog stepena iskorišćenja. Preporuka je da se HEP standard odnosi na pumpe koje se nalaze među 20% najefikasnijih pumpi dostupnih na tržištu.

Sa aspekta propisa i standarda u Evropskoj uniji pumpni sistemi se dele na dve osnovne grupe [94]:

1. cirkulacione pumpe za zgrade,
2. motorne pumpne sisteme.

Cirkulacione pumpe za zgrade koriste se za cirkulaciju grejnog ili rashladnog fluida u zatvorenim instalacionim sistemima. One obezbeđuju kontinualan protok fluida kroz sistem grejanja ili klimatizacije.

Postoje dva osnovna tipa cirkulacionih pumpi:

- samostalne cirkulacione pumpe, koje su odvojene od kotla ili rashladnog sistema,
- integrisane pumpe, koje su projektovane da rade zajedno sa kotlom i predstavljaju njegov sastavni deo.

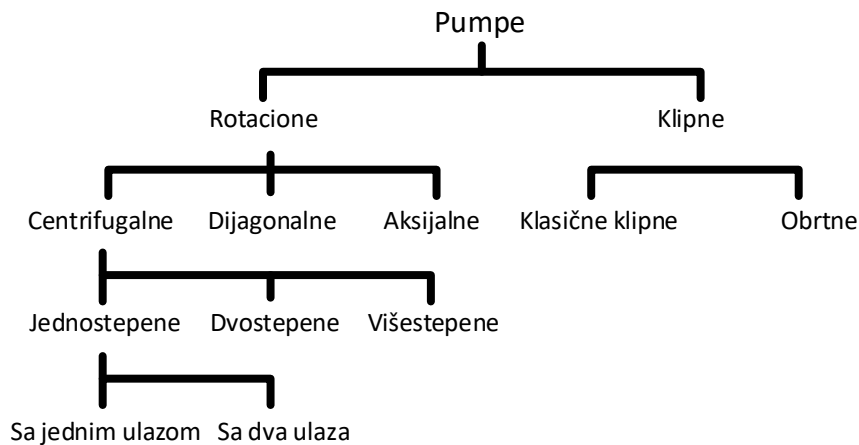
Cirkulacione pumpe imaju značajan uticaj na ukupnu potrošnju električne energije u zgradama. U praksi se često dešava da ove pumpe rade i u periodima kada cirkulacija fluida nije neophodna, zbog čega su razvijeni posebni propisi koji definišu indekse energetske efikasnosti za ovu vrstu pumpi.

Prema načinu prenosa energije na fluid, pumpe se mogu podeliti u dve osnovne grupe:

- rotacione (rotodinamičke) pumpe,
- zapreminske pumpe.

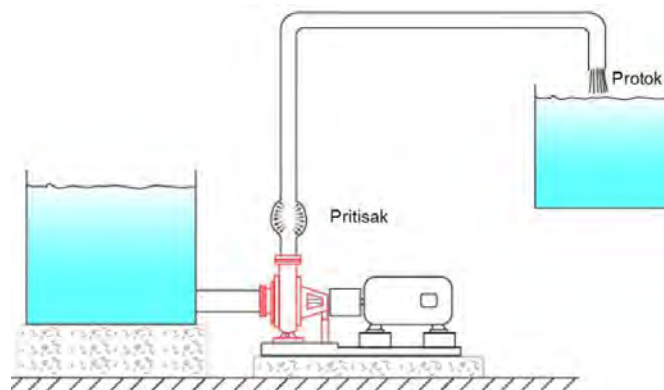
Opšta podela pumpi prema principu rada prikazana je na Sl. 6-17, [94, 96].

Kod rotodinamičkih pumpi energija se fluidu prenosi pomoću rotirajućeg radnog kola sa lopaticama. Tokom rotacije radnog kola fluid dobija kinetičku energiju koja se zatim pretvara u energiju pritiska. Sa druge strane, zapreminske pumpe funkcionišu na principu promene zapremine radne komore. Periodičnim povećanjem i smanjenjem zapremine komore određena količina fluida se usisava i potiskuje kroz sistem.



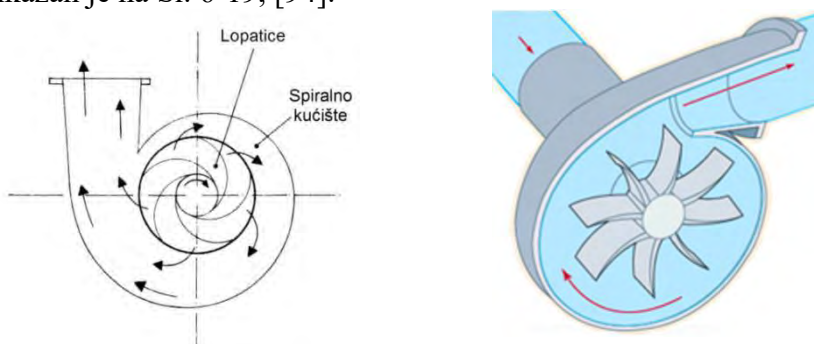
Sl. 6-17 Podela pumpi prema principu rada [94, 96]

Primer industrijskog pumpnog sistema prikazan je na Sl. 6-18, [94].



Sl. 6-18 Primer industrijskog pumpnog sistema [94]

Kod rotodinamičkih pumpi fluid ulazi u pumpu kroz usisni vod, obično pod uticajem statičkog pritiska koji potiče od nivoa fluida u rezervoaru. U radnom kolu pumpe fluid dolazi u kontakt sa lopaticama koje rotacijom menjaju pravac njegovog kretanja. Poprečni presek radnog kola rotacione pumpe prikazan je na Sl. 6-19, [94].



Sl. 6-19 Poprečni presek radnog kola rotacione pumpe [94]

U radnom kolu tok fluida se menja iz aksijalnog u radijalni pravac. Usled dejstva centrifugalne sile dolazi do povećanja brzine i pritiska fluida. Nakon izlaska iz radnog kola fluid ulazi u spiralno kućište ili difuzor, gde se deo kinetičke energije pretvara u energiju pritiska.

Prema načinu strujanja fluida kroz radno kolo rotacione pumpe dele se na:

- centrifugalne pumpe – sa dominantnom radijalnom komponentom brzine fluida,
- aksijalne pumpe – kod kojih je tok fluida gotovo potpuno aksijalan,
- dijagonalne pumpe – kod kojih su prisutne i radijalna i aksijalna komponenta strujanja.

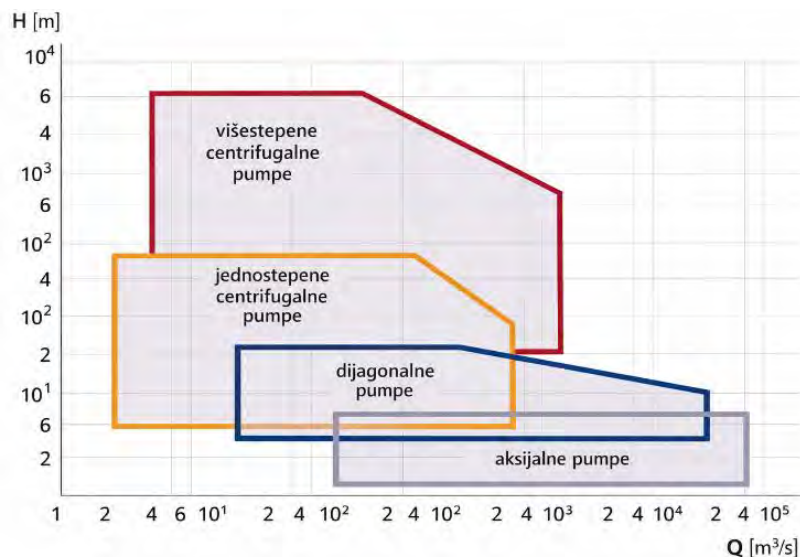
Centrifugalne pumpe predstavljaju najzastupljeniji tip pumpi u savremenim pumpnim sistemima. Njihova široka primena rezultat je brojnih prednosti, među kojima se izdvajaju:

- mogućnost transporta velikih zapremina fluida,
- relativno visok stepen efikasnosti,
- pouzdan rad,
- jednostavno održavanje,
- dostupnost u velikom broju konstrukcionih veličina.

Prema broju radnih kola centrifugalne pumpe se dele na:

- jednostepene,
- dvostepene,
- višestepene.

Oblasti primene različitih tipova pumpi u zavisnosti od visine dizanja i protoka prikazane su na Sl. 6-20.

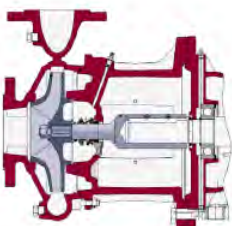


Sl. 6-20 Oblasti primene u HQ ravni kod nekih tipova pumpi [94, 97]

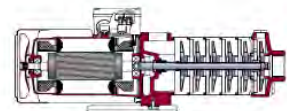
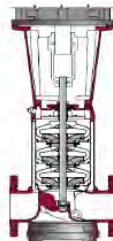
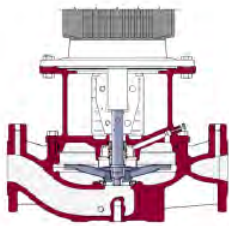
Jednostepene centrifugalne pumpe se najčešće koriste u aplikacijama gde je visina dizanja fluida manja od približno 200 m, dok se višestepene pumpe koriste u sistemima gde je potrebna znatno veća visina dizanja. Centrifugalne pumpe se takođe mogu klasifikovati prema položaju usisne i potisne cevi. Dve najčešće konstrukcije su:

- end-suction pumpe, kod kojih fluid ulazi direktno u radno kolo, a ulazna i izlazna cev su postavljene pod uglom od 90° ,
- in-line pumpe, kod kojih su ulazna i izlazna cev postavljene u istoj osi, što omogućava direktnu ugradnju u cevovodni sistem.

Primeri jednostepenih i višestepenih centrifugalnih pumpi prikazani su na Sl. 6-21 i Sl. 6-22.



Sl. 6-21 Jednostepene centrifugalne pumpe za vertikalnu i horizontalnu instalaciju [97]



Sl. 6-22 Višestepene centrifugalne pumpe za horizontalnu i vertikalnu instalaciju [97]

Klipne pumpe spadaju u grupu zapreminskih pumpi [94]. Njih karakteriše složenija konstrukcija u odnosu na rotodinamičke pumpe, ali u određenim uslovima mogu ostvariti veći stepen

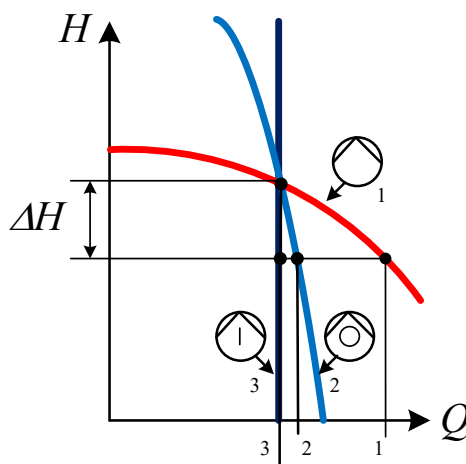
iskorišćenja. Princip rada klipnih pumpi zasniva se na pravolinijskom povratnom kretanju klipa u cilindru. Tokom kretanja klipa menja se zapremina radne komore, čime se omogućava usisavanje i potiskivanje fluida.

Klipne pumpe se mogu podeliti na:

- obrtno-klipne pumpe,
- klasične klipne pumpe sa naizmeničnim kretanjem klipa.

Kod obrtno-klipnih pumpi protok fluida u okviru jednog ciklusa nije konstantan, već ima pulsacioni karakter. Promene protoka i brzine fluida dovode do promena pritiska u sistemu, posebno usled hidrauličkih otpora u cevovodima i ventilima. Klasične klipne pumpe obezbeđuju približno konstantan protok pri konstantnoj brzini rada, nezavisno od promena pritiska u sistemu, zbog čega se često koriste u aplikacijama gde je potrebno precizno doziranje fluida ili rad pri visokim pritiscima. Jedna od osnovnih karakteristika pumpnog sistema je napor pumpe (visina dizanja ili pritisak), koji predstavlja rad izvršen nad jedinicom zapremine fluida u radnom kolu pumpe. Napor je mera razlike pritisaka između usisne i potisne cevi pumpe i obično se izražava u metrima visine fluida.

Karakteristike i performanse pumpi najčešće se prikazuju grafički pomoću $Q-H$ karakteristike, koja predstavlja zavisnost napora pumpe H (ili pritiska p) od protoka fluida Q pri konstantnoj brzini obrtanja radnog kola. Tipične $Q-H$ karakteristike različitih tipova pumpi prikazane su na Sl. 6-23. Kod centrifugalnih pumpi karakteristika ima opadajući tok, dok je kod zapreminskih pumpi protok relativno nezavisan od napora.



Sl. 6-23 HQ karakteristike za centrifugalne (1) i klipne pumpe: obrtne (2) i klasične klipne (3) [97]

Da bi se odredila radna tačka pumpe, nije dovoljno poznavati samo karakteristiku pumpe, već je potrebno poznavati i karakteristiku sistema na koji je pumpa priključena. Glavna funkcija pumpe je predavanje energije fluidu, odnosno stvaranje napora koji omogućava transport fluida kroz cevovodni sistem. Ovaj napor mora biti dovoljan da savlada sve gubitke energije u sistemu.

Karakteristika cevovoda, odnosno sistema, koji je u sprezi sa pumpom, sastoji se od statičkog i dinamičkog dela. Statički deo podrazumeva geodezijsku visinu između dve slobodne površi u potisnom i usisnom rezervoaru, a koju je potrebno savladati prilikom transporta tečnosti (Sl. 1-24). Dinamički gubici nastaju tokom trenja fluida o zidove cevovoda, kao i usled lokalnih otpora u samom sistemu poput ventila, račvi, kolena i drugih elemenata sistema tokom njegovog strujanja. Ovi gubici zavise od brzine fluida, odnosno rastu sa kvadratom protoka.

Ukupan napor koji pumpa mora da savlada može se izraziti relacijom

$$H = H_{stat} + H_f, \quad (6.2.1)$$

gde su : H_{stat} – statički napor,

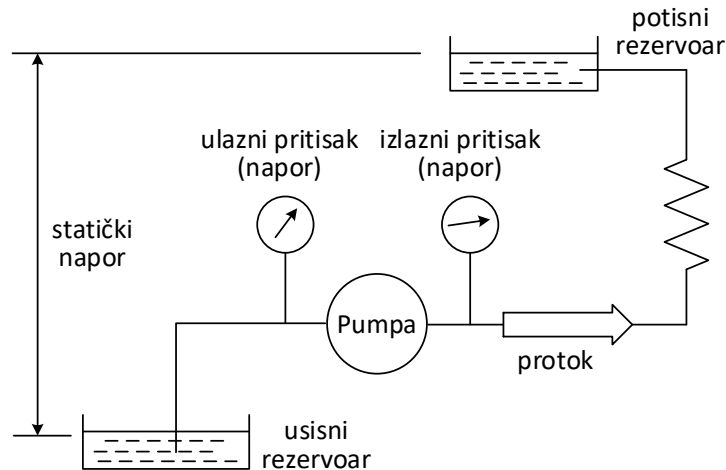
H_f – dinamički gubici u sistemu.

U zatvorenim pumpnim sistemima, u kojima nema slobodne površine na koju deluje atmosferski pritisak, statički napor ne postoji, već su prisutni samo dinamički gubici. U većini sistema u praksi, prisutna je kombinacija statičkih i dinamičkih gubitaka, kao što je prikazano na Sl. 6-25, a

njihov međusobni odnos značajno utiče na mogućnosti uštede energije primenom pogona sa promenljivom brzinom.

Rad pumpe u sistemu određen je presekom karakteristike pumpe i karakteristike sistema. Tačka preseka ove dve krive naziva se radna tačka pumpe. Protok koji pumpa generiše odgovara protoku koji sistem može da prihvati pri odgovarajućem naporu.

Kod centrifugalnih pumpi radna tačka se nalazi u preseku opadajuće $Q-H$ karakteristike pumpe i rastuće karakteristike sistema. Kod zapreminskih pumpi karakteristika pumpe je gotovo vertikalna, pa radna tačka zavisi pre svega od karakteristike sistema, Sl. 6-26. Konstrukcija radnog kola i spiralnog kućišta imaju veliki uticaj na postizanje visokog stepena iskorišćenja pumpe.



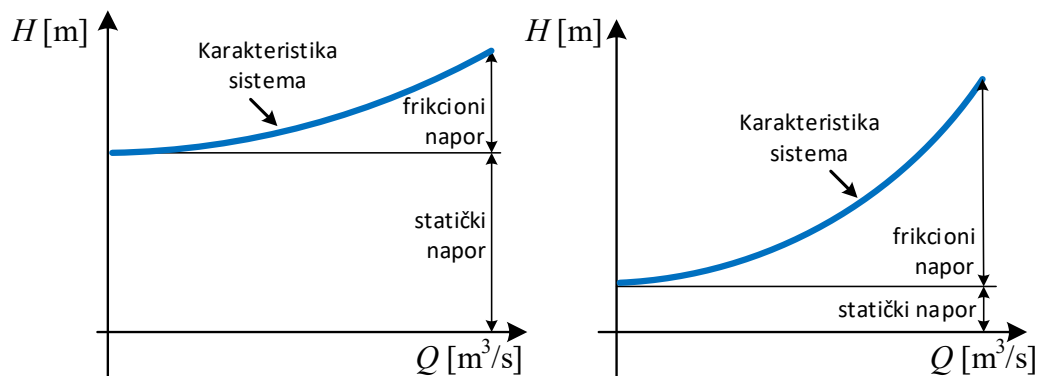
Sl. 6-24 Ilustracija otvorenog pumpnog sistema

Za pravilan i stabilan rad pumpe neophodno je obezbediti da raspoloživa kavitaciona rezerva bude veća od potrebne, odnosno da važi uslov [94, 97]

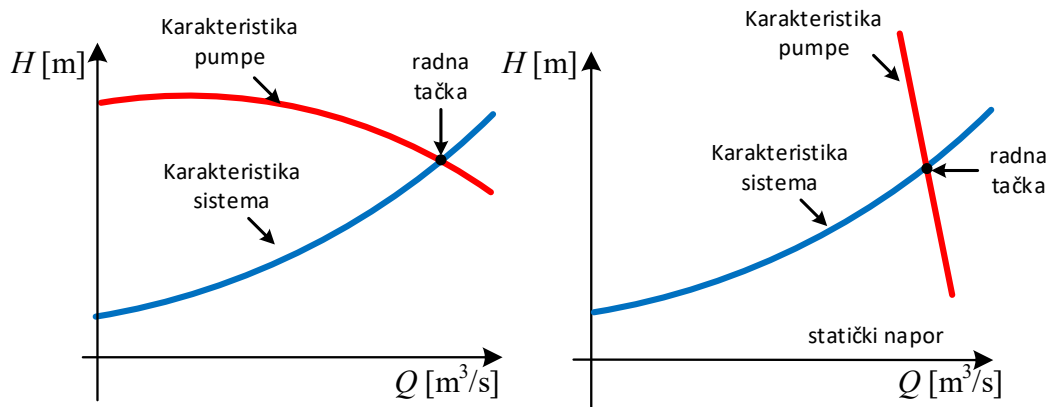
$$NPSHA > NPSHR$$

gde su:

$NPSHA$ (*Net Positive Suction Head Available*) – raspoloživa kavitaciona rezerva sistema, $NPSHR$ (*Net Positive Suction Head Required*) – potrebna kavitaciona rezerva pumpe.

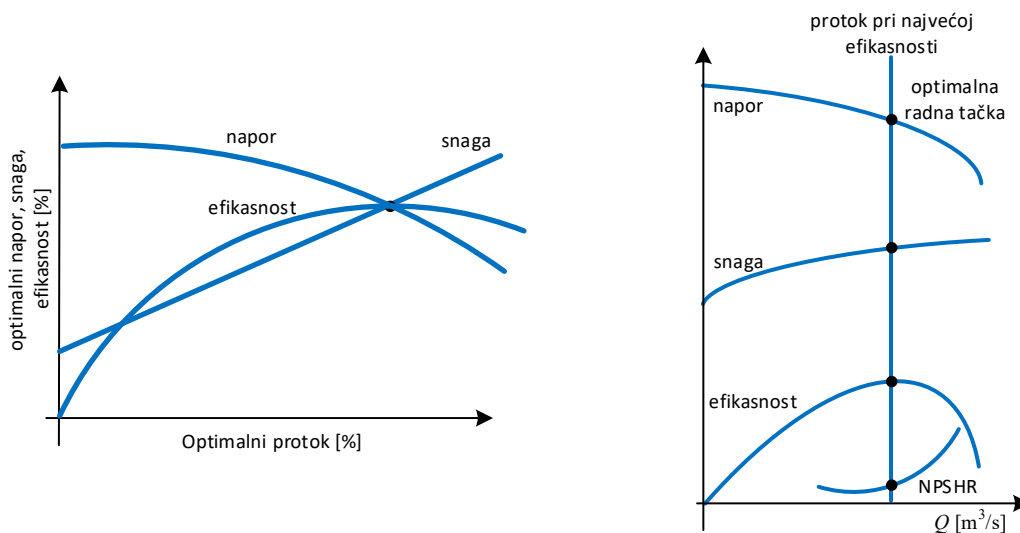


Sl. 6-25 Različiti odnosi statičkih i frikcijskih gubitaka u pumpnim sistemima



Sl. 6-26 Položaj radne tačke kod sistema sa rotacionim (levo) i klipnim pumpama (desno)

Pored osnovne Q – H karakteristike, proizvođači pumpi obično daju i zavisnosti snage pumpe, stepena iskorišćenja i potrebne kavitacione rezerve NPSHR od protoka, kao što je prikazano na Sl. 6-27.



Sl. 6-27 Zavisnosti karakterističnih veličina pumpe od protoka

Ako je pritisak tečnosti na ulazu u pumpu nedovoljno veći od pritiska zasićene pare fluida, dolazi do formiranja mehurića na usisu radnog kola. Ovi mehurići pri kretanju kroz pumpu naglo imploiraju, što dovodi do pojave poznate kao kavitacija. Kavitacija ima više neželjenih efekata, među kojima su:

- povećanje vibracija i buke,
- oštećenje površine lopatica radnog kola,
- smanjenje efikasnosti pumpe,
- smanjenje životnog veka pumpe.

Zbog toga je pri projektovanju pumpnih sistema od ključne važnosti obezbediti dovoljnu raspoloživu kavitacionu rezervu na usisnoj strani pumpe.

6.2.2 Podešavanje performansi pumpnog sistema

U praksi je često potrebno prilagoditi rad pumpnog sistema promenljivim zahtevima procesa, odnosno promenama potrebnog protoka ili visine dizanja. Podešavanje performansi pumpnog sistema može se ostvariti različitim metodama koje utiču na karakteristiku pumpe, karakteristiku sistema ili na radnu tačku sistema. Najčešće primenjivane metode podešavanja performansi pumpnog sistema su:

1. start–stop kontrola,
2. regulacija prigušnim ventilom,

3. bajpas kontrola,
4. promena prečnika radnog kola pumpe,
5. paralelni rad pumpi,
6. serijski rad pumpi,
7. regulacija promenom brzine obrtanja pumpe.

Svaka od navedenih metoda ima određene prednosti i nedostatke, a njihov izbor zavisi od zahteva sistema, potrebnog opsega regulacije i energetske kriterijuma.

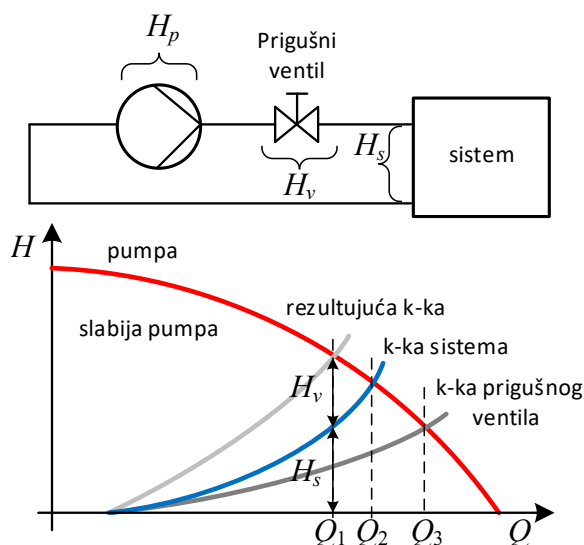
1. Start–stop kontrola [94]

Najjednostavniji način regulacije protoka u pumpnom sistemu predstavlja start–stop kontrola, kod koje se željeni protok ostvaruje periodičnim uključivanjem i isključivanjem pumpe. Da bi ovakav način rada bio moguć, u sistemu mora postojati rezervoar za skladištenje fluida. Rezervoar omogućava da tok fluida u sistemu bude kontinualan, iako pumpa radi u intermitentnom režimu.

Tokom rada pumpe rezervoar se puni, pri čemu pumpa radi u blizini svoje optimalne radne tačke. Kada se rezervoar napuni, pumpa se isključuje i ne troši električnu energiju. Zbog toga ovaj način rada može biti energetski povoljan u sistemima kod kojih je dozvoljen povremeni rad pumpe. Dodatna prednost ovog pristupa je mogućnost korišćenja perioda jeftinije tarife električne energije za punjenje rezervoara. Takođe, u nekim slučajevima moguće je koristiti pumpu manjeg kapaciteta, čime se smanjuju hidraulički gubici u cevovodu i potrošnja električne energije. Međutim, start–stop regulacija ima i određene nedostatke. Često uključivanje i isključivanje pumpe može dovesti do povećanog zagrevanja elektromotora, zbog čega je potrebno koristiti motor koji je predviđen za intermitentan rad. Pored toga, nagle promene protoka mogu izazvati hidrauličke udare u cevovodu, što povećava opterećenje sistema i troškove održavanja.

2. Regulacija prigušnim ventilom [94, 97]

Jedan od najčešćih načina regulacije protoka u pumpnim sistemima je regulacija prigušnim ventilom. U ovom slučaju ventil se postavlja na red sa pumpom i sistemom, a regulacija protoka ostvaruje se promenom otpora strujanju fluida, kao što je prikazano na Sl. 6-28.



$$H_p = H_s + H_v$$

Sl. 6-28 Podešavanje karakteristike sistema prigušnim ventilom [94, 97]

Pumpa u ovom režimu radi kontinualno, dok se prigušni ventil po potrebi otvara ili zatvara. Delimičnim zatvaranjem ventila povećava se hidraulički otpor sistema, čime se karakteristika sistema pomera naviše i ulevo. Kao rezultat toga dolazi do smanjenja protoka i pomeranja radne tačke pumpe.

Iako je ova metoda jednostavna za realizaciju, njen glavni nedostatak je energetska neefikasnost. Energija koju pumpa predaje fluidu delimično se gubi u ventilu u vidu hidrauličkih

gubitaka. U mnogim slučajevima moguće je postići isti protok korišćenjem manje pumpe, koja bi obezbedila nižu visinu dizanja i manju potrošnju električne energije.

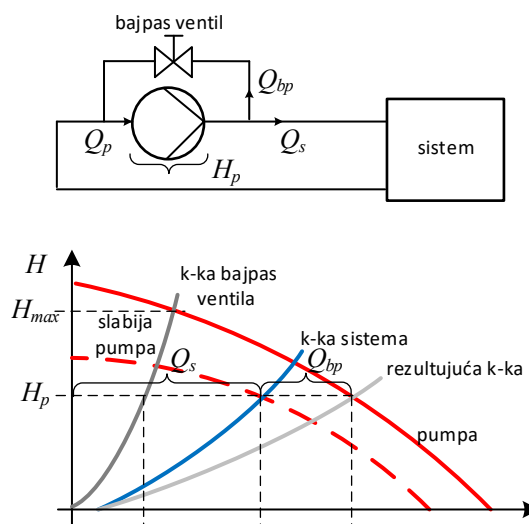
3. Bajpas kontrola [94, 97]

Bajpas kontrola predstavlja metod regulacije kod kojeg se deo fluida vraća nazad ka izvoru preko paralelnog cevovoda sa ventilom, kao što je prikazano na Sl. 6-29. Na taj način pumpa nastavlja da radi punim kapacitetom, dok se deo protoka recirkuliše. Kada je potrebno smanjiti protok kroz sistem, otvara se bajpas ventil i deo fluida se vraća ka usisnoj strani pumpe. Ukupan protok koji pumpa generiše može se izraziti kao

$$Q_p = Q_s + Q_{bp},$$

gde su: Q_p – protok pumpe, Q_s – protok kroz sistem i Q_{bp} – protok kroz bajpas.

Bajpas linije se često koriste kao zaštita pumpe od rada na suvo, jer omogućavaju minimalni protok kroz pumpu čak i kada je potrošnja fluida u sistemu mala. Međutim, kao i kod regulacije prigušnim ventilom, ovaj način regulacije dovodi do dodatnih energetskih gubitaka, jer pumpa i dalje radi sa velikom snagom dok se deo energije disipira u sistemu.



Sl. 6-29 Podešavanje karakteristike sistema bajpas ventilom [94, 97]

4. Promena prečnika radnog kola pumpe [94, 97]

Jedan od načina prilagođavanja performansi pumpe jeste smanjenje prečnika radnog kola. Ova metoda se primenjuje kada je pumpa predimenzionisana za određeni sistem. Promenom prečnika radnog kola dolazi do promene karakteristike pumpe, odnosno smanjenja protoka i visine dizanja. Odnos između karakterističnih veličina pumpe može se približno izraziti relacijama

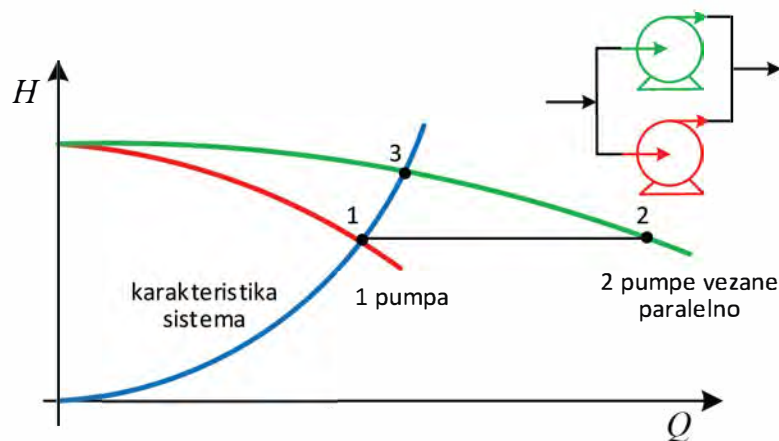
$$\frac{Q_n}{Q_x} = \left(\frac{D_n}{D_x} \right)^2, \quad \frac{H_n}{H_x} = \left(\frac{D_n}{D_x} \right)^2 \quad \text{i} \quad \frac{P_n}{P_x} = \left(\frac{D_n}{D_x} \right)^4,$$

gde je D prečnik radnog kola. Ova metoda može dovesti do smanjenja potrošnje električne energije, ali ima i određena ograničenja. Pre svega, smanjenje prečnika radnog kola nije moguće izvršiti dok pumpa radi, već je potrebno zaustaviti pumpu i izvršiti mehaničku intervenciju.

5. Paralelni rad pumpi [94, 98]

U određenim primenama pumpnog sistema može se javiti potreba za povećanjem ukupnog protoka fluida bez značajnog povećanja visine dizanja. U takvim slučajevima primenjuje se paralelno povezivanje pumpi. Kada se dve ili više pumpi povežu paralelno, njihova resultantna karakteristika

predstavlja karakteristiku sa istom visinom dizanja, ali većim protokom. Ukupan protok sistema u ovom slučaju predstavlja zbir protoka pojedinačnih pumpi pri istoj visini dizanja. Koliko će se ukupni protok povećati zavisi od karakteristike pumpnog sistema. Ako sistem ima karakteristiku statičkog tipa (dominantan statički napor), povećanje protoka biće približno proporcionalno broju uključenih pumpi. Na Sl. 6-30 prikazana je karakteristika sistema zajedno sa karakteristikama jedne pumpe i dve pumpe povezane paralelno. Može se uočiti da paralelnim radom pumpi dolazi do pomeranja radne tačke ka većim vrednostima protoka.



Sl. 6-30 Karakteristike pumpi u paralelnom radu

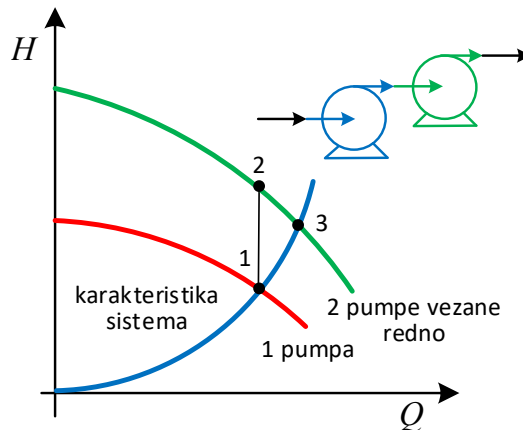
Paralelno povezivanje pumpi ima nekoliko značajnih prednosti. Pre svega, omogućava širi opseg regulacije protoka, jer se u sistem mogu uključivati ili isključivati pojedine pumpe u zavisnosti od trenutnih potreba. Takođe, moguće je povezati pumpe koje imaju različite karakteristike protoka, čime se dodatno proširuje radni opseg sistema. Još jedna važna prednost paralelnog rada pumpi jeste povećanje pouzdanosti sistema. U slučaju kvara jedne pumpe, preostale pumpe mogu nastaviti rad i obezbediti makar delimično snabdevanje sistema fluidom.

6. Serijski rad pumpi [94, 98]

Za razliku od paralelnog rada, u situacijama kada je potrebno postići veću visinu dizanja fluida, pumpe se mogu povezati serijski (na red). Kada su dve ili više pumpi povezane serijski, njihova resultantna karakteristika predstavlja karakteristiku sa istim protokom, ali većom visinom dizanja. Drugim rečima, visine dizanja pojedinačnih pumpi se sabiraju pri istom protoku. Ako karakteristika sistema ima dominantno statički karakter, tada će povećanje ukupnog pritiska u sistemu biti približno proporcionalno broju pumpi povezanih na red. Serijski rad pumpi koristi se u sistemima u kojima jedna pumpa nije u stanju da obezbedi potrebnu visinu dizanja.

Na Sl. 6-31 prikazana je karakteristika sistema zajedno sa karakteristikama jedne pumpe i dve pumpe povezane na red, pri čemu se može uočiti pomeranje radne tačke ka većim vrednostima napora (pritiska).

U praksi se češće primenjuje konstrukcija višestepenih centrifugalnih pumpi, kod kojih se više radnih kola nalazi na istoj osovini i funkcionišu kao pumpe povezane na red. Međutim, u poređenju sa višestepenim pumpama, sistemi sa odvojenim pumpama povezanim na red mogu imati određene prednosti u pogledu fleksibilnosti rada i pouzdanosti sistema, jer omogućavaju nezavisno upravljanje pojedinačnim pumpama.

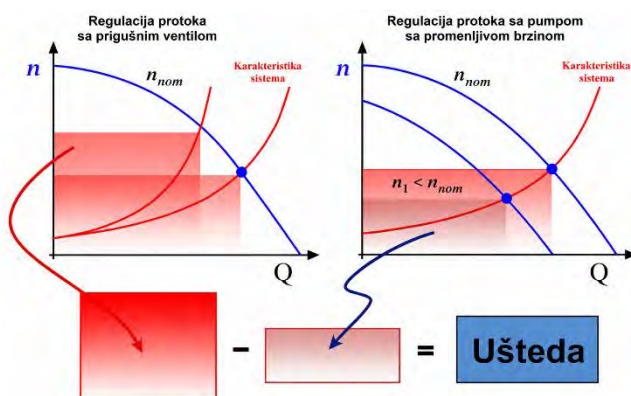


Sl. 6-31 Karakteristike pumpi u serijskom radu

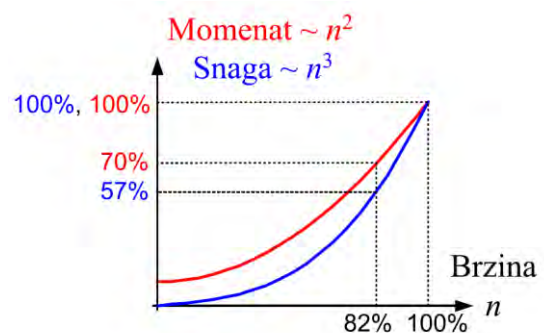
7. Regulacija promenom brzine obrtanja pumpe [94, 98]

Najefikasniji način podešavanja performansi pumpnog sistema predstavlja regulacija promenom brzine obrtanja pumpe, koja se u savremenim sistemima najčešće realizuje primenom frekventnih pretvarača. Promena brzine pumpe dovodi do promene njene karakteristike prema zakonima sličnosti pumpi opisanim relacijama u (6.2.2), gde je n brzina obrtanja pumpe. U poređenju sa regulacijom prigušnim ventilom ili bajpas kontrolom, promena brzine omogućava značajno veću energetska efikasnost pumpnog sistema, kao što je prikazano na Sl. 6-32.

Analize pokazuju da smanjenje protoka, odnosno brzine pumpe sa 100% na približno 82% može dovesti do smanjenja potrebne snage sa 100% na 57%, a potrebnog momenta sa 100% na 70% kada se koristi regulacija brzine, dok su kod drugih metoda gubici znatno veći, kao što je prikazano na Sl. 6-33. Zbog toga se u savremenim pumpnim sistemima najčešće koristi upravo regulacija promenom brzine, dok se metode kao što su prigušni ventil ili bajpas primenjuju samo u specifičnim situacijama. U slučajevima kada je potrebno povećati protok ili visinu dizanja sistema, mogu se primeniti i konfiguracije sa paralelnim ili serijskim radom pumpi.



Sl. 6-32 Ušteda energije u pogonu sa pumpom na bazi smanjenja brzine



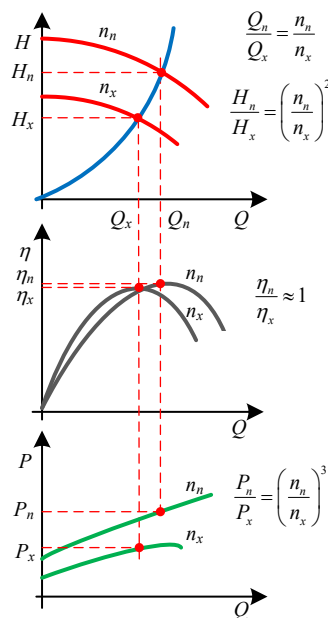
Sl. 6-33 Uticaj redukcije brzine na moment i snagu pumpe

Promena brzine pumpe utiče na osnovne hidrauličke karakteristike pumpe. Zakoni sličnosti pokazuju da smanjenje brzine pumpe dovodi do proporcionalnog smanjenja protoka, dok visina dizanja opada sa kvadratom brzine, a potrebna snaga sa trećim stepenom brzine. Zbog toga metoda regulacije protoka promenom brzine omogućava značajne energetske uštede u pumpnim sistemima a njena prednost je mogućnost kontinualnog podešavanja protoka uz relativno male energetske gubitke, kao što je prikazano na Sl. 6-34 i u (6.2.3).

Pored energetske efikasnosti, regulacija promenom brzine donosi i niz dodatnih prednosti:

- povećanje pouzdanosti rada sistema,
- pojednostavljenje cevnog sistema eliminacijom prigušnih i bajpas ventila,
- mogućnost mekog starta i zaustavljanja pumpe.

Standardne karakteristike centrifugalnih pumpi prikazuju međusobnu zavisnost protoka, visine dizanja, efikasnosti i snage, Sl. 6-34. Promenom brzine ove karakteristike se pomeraju u skladu sa zakonima sličnosti.



$$\frac{Q_n}{Q_x} = \left(\frac{n_n}{n_x} \right)$$

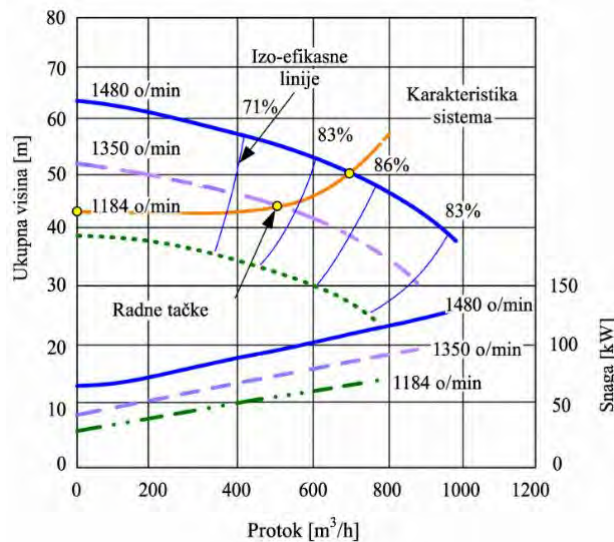
$$\frac{H_n}{H_x} = \left(\frac{n_n}{n_x} \right)^2 \quad (6.2.2)$$

$$\frac{P_n}{P_x} = \left(\frac{n_n}{n_x} \right)^3$$

$$\eta_x = 1 - (1 - \eta_n) \cdot \left(\frac{n_n}{n_x} \right)^{0.1} \quad (6.2.3)$$

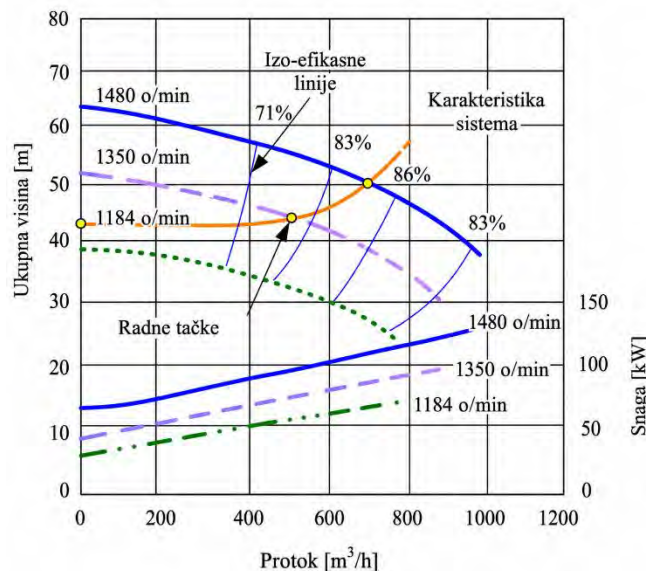
Sl. 6-34 Prilagođavanje karakteristike promenom brzine

Dakle, kontrola protoka i visine dizanja vrši se na najefikasniji način promenom brzine pumpe [94, 98]. Na prikazanim karakteristikama na Sl. 6-35 mogu se uočiti izoefikasne linije, koje povezuju tačke iste efikasnosti za različite brzine rada. Ove linije pokazuju da efikasnost pumpe ostaje približno konstantna za relativno male promene brzine.



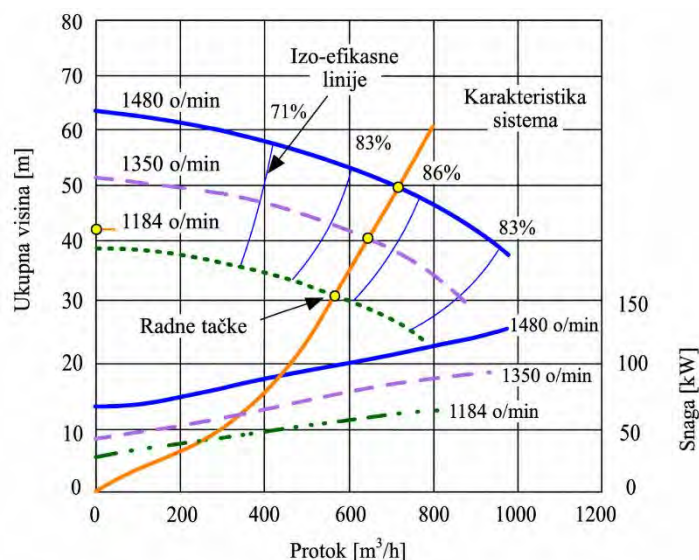
Sl. 6-35 Karakteristikama pumpe i sistema za tri različite brzine: povezane tačke iste efikasnosti predstavljaju izoefikasne linije[94, 98]

U pumpnim sistemima koji imaju značajnu statičku visinu dizanja, promena brzine pumpe može dovesti do značajnih promena radne tačke. Mala promena brzine može izazvati relativno velike promene protoka i efikasnosti. U takvim sistemima postoji mogućnost da pri manjim brzinama pumpa ne može da razvije dovoljnu visinu dizanja kako bi savladala statički napor sistema. U tom slučaju protok postaje jednak nuli, iako pumpa i dalje troši energiju (na primer pri najmanjoj prikazanoj brzini od 1184 o/min na Sl. 6-36, pumpa ne proizvodi dovoljnu visinu dizanja). Takav režim rada može dovesti do pregrevanja pumpe i njenog oštećenja, naročito ako pumpa duže vreme radi pri veoma maloj brzini.



Sl. 6-36 Promena brzine u sistemima sa statičkom visinom [94, 98]

U sistemima kod kojih su gubici dominantno posledica trenja u cevovodu (bez značajne statičke visine dizanja), promena brzine dovodi do pomeranja radne tačke duž linije približno konstantne efikasnosti, kao što je prikazano na Sl. 6-37. U takvim sistemima zakoni sličnosti važe sa velikom tačnošću, što znači da smanjenje brzine dovodi do proporcionalnog smanjenja protoka i visine dizanja, uz istovremeno značajno smanjenje potrebne snage. Zbog toga su sistemi sa gubicima usled trenja posebno pogodni za regulaciju promenom brzine.



Sl. 6-37 Promena brzine u sistemima bez statičke visine [94, 98]

Iako u sistemima sa velikom statičkom visinom dizanja može doći do određenog smanjenja efikasnosti pri nižim brzinama, regulacija promenom brzine je u većini slučajeva energetske povoljnija od regulacije ventilima. Pored energetske efikasnosti, ova metoda ima i druge značajne prednosti u pogledu mehaničkog opterećenja i pouzdanosti sistema. Hidraulički udari na radno kolo, izazvani pritiskom unutar kućišta pumpe, smanjuju se približno sa kvadratom brzine obrtanja. Zbog toga smanjenje brzine smanjuje opterećenje na mehaničke komponente pumpe. Smanjenje brzine ima pozitivan uticaj i na radni vek ležajeva, jer su sile koje deluju na njih znatno manje. Utvrđeno je da je radni vek ležajeva približno obrnuto proporcionalan sedmom stepenu brzine obrtanja, što znači da i relativno mala smanjenja brzine mogu značajno produžiti njihov radni vek [94]. Takođe, smanjenjem brzine pumpe dolazi do smanjenja vibracija i nivoa buke, dok se radni vek zaptivnih elemenata (semeringa) značajno produžava.

Dakle, pumpni sistem kod koga se vrši regulacija protoka promenom brzine predstavlja složen tehnički sistem sastavljen od više međusobno povezanih komponenti. Osnovni elementi takvog sistema su pumpa, elektromotor koji pokreće pumpu, frekventni pretvarač (VFD), kao i cevovodni sistem sa ventilima i drugim hidrauličkim elementima. Svaka od navedenih komponenti poseduje sopstveni stepen efikasnosti. Ukupna energetska efikasnost pumpnog sistema određena je proizvodom efikasnosti svih njegovih pojedinačnih elemenata. Zbog toga se analiza energetske performansi pumpnog postrojenja ne može svesti samo na efikasnost pumpe ili elektromotora, već je potrebno posmatrati ceo sistem kao jedinstvenu funkcionalnu celinu.

Ulazna snaga pumpe, odnosno snaga koju elektromotor predaje pumpi, može se izraziti u funkciji hidrauličkih veličina sistema,

$$P_{ul.pumpe} = \frac{\rho g H Q}{\eta_p} \quad (6.2.4)$$

gde je $P_{ul.pumpe}$ – ulazna snaga pumpe u (kW) i η_p – efikasnost pumpe.

Pored efikasnosti pumpe, ukupna energetska efikasnost pumpnog sistema zavisi i od drugih faktora. U slučaju da između elektromotora i pumpe postoji spojica ili drugi mehanički prenosni element, njegova efikasnost takođe utiče na ukupne gubitke u sistemu. Pored toga, značajan uticaj imaju i hidraulički gubici u cevovodnom sistemu, ventilima, kolenima i drugim elementima instalacije.

Ukupna efikasnost sistema može se posmatrati kao proizvod efikasnosti svih pojedinačnih komponenti sistema. Zbog toga optimizacija energetske performansi pumpnih postrojenja podrazumeva istovremenu analizu rada pumpe, elektromotora, frekventnog pretvarača i hidrauličkog sistema. Na Sl. 6-38 prikazan je primer poređenja konvencionalnog pumpnog sistema sa sistemom povećane energetske efikasnosti, pri čemu se može uočiti značaj primene savremenih metoda upravljanja i regulacije brzine.

U praksi postoje dva osnovna načina kontrole brzine pumpe [94]:

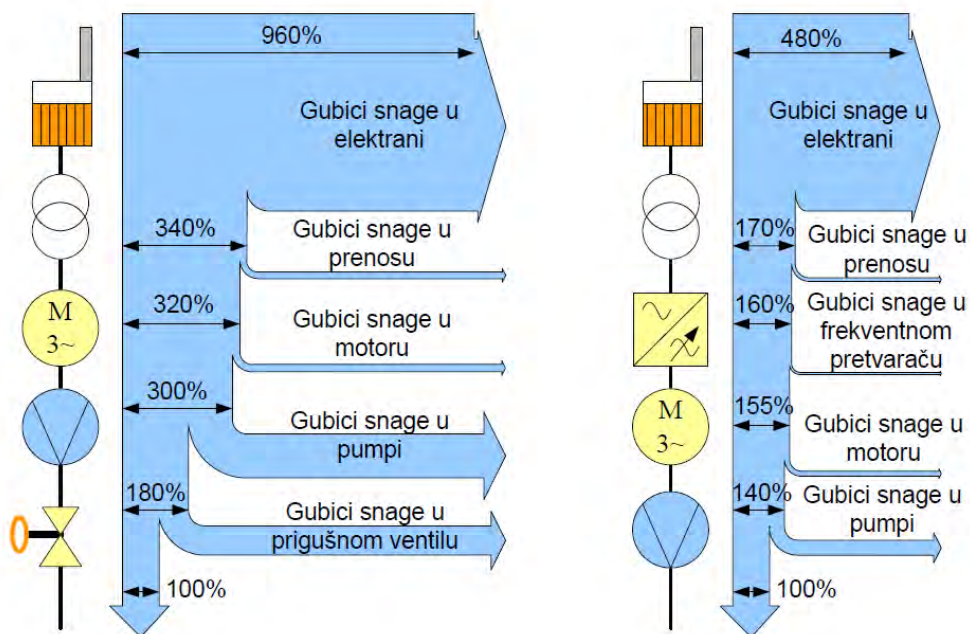
1. primenom višebrzinskih pumpi,
2. primenom uređaja sa promenljivom brzinom (*VSD – Variable Speed Drive*).

Uređaji sa promenljivom brzinom mogu biti mehanički ili električni. Mehanički VSD uređaji obuhvataju hidrauličke spojnice, kao i sisteme sa podesivim kaiševima i remenicama, kojima se mehanički menja prenosni odnos između motora i pumpe. Električni VSD uređaji obuhvataju spojnice zasnovane na principu vrtložnih struja, sisteme sa namotanim rotorom i dodatnim otpornicima, kao i uređaje sa promenljivom frekvencijom – *VFD (Variable Frequency Drive)*.

VFD uređaji su danas najrasprostranjenije rešenje za regulaciju brzine elektromotora. Oni menjaju frekvenciju i napon napajanja elektromotora, čime se direktno utiče na brzinu njegovog obrtanja. Zahvaljujući takvom načinu rada, moguće je precizno prilagoditi rad pumpe potrebama procesa, uz visoku energetska efikasnost i pouzdano upravljanje sistemom.

Regulacija brzine pumpe pomoću VFD uređaja predstavlja efikasan način prilagođavanja rada pumpe zahtevima sistema. U kombinaciji sa odgovarajućim senzorima i regulatorima, moguće je ostvariti različite načine upravljanja pumpnim sistemima. Najčešće se koriste PI regulatori koji omogućavaju regulaciju prema zadatoj vrednosti pritiska, protoka, temperature ili drugih procesnih veličina. Savremeni pumpni sistemi često integrišu i napredne metode upravljanja, koje omogućavaju autonomno funkcionisanje sistema. U takvim sistemima upravljački algoritmi prate stanje procesa i automatski prilagođavaju rad pumpe kako bi se obezbedili optimalni uslovi rada.

Projektovanje pumpnih sistema sa VFD uređajima zahteva dobro poznavanje karakteristika sistema kojim se upravlja. Detaljna analiza procesa omogućava optimizaciju rada sistema i ostvarivanje većih energetska ušteda.



Sl. 6-38 Upoređenje potrošnje energije u pogonu sa pumpom sa prigušnim ventilom i sa frekventnim pretvaračem

U pumpnim sistemima nadgledaju se različite grupe parametara:

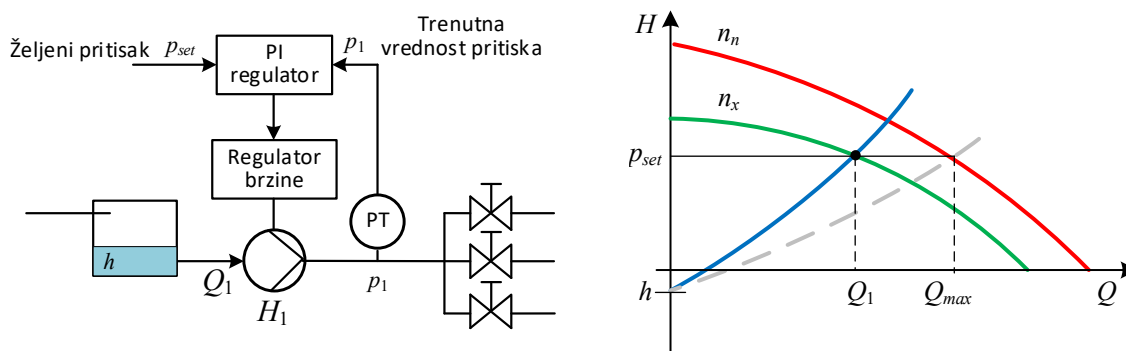
- Ulazni parametri, kao što su zahtevani pritisak ili napor, protok i njegove varijacije, željeni nivo tečnosti, temperatura ili pH vrednost.
- Izlazni parametri, koji predstavljaju ostvarene vrednosti pritiska, protoka, nivoa ili temperature u sistemu.

- Spoljašnji uticaji, kao što su promene temperature okoline, varijacije protoka, promene fizičkih osobina fluida, zapušenje ili oštećenje cevovoda, kao i promene u potrošnji fluida.

Savremeni VFD uređaji raspolažu analognim i digitalnim ulazno-izlaznim interfejsima, kao i podrškom za različite komunikacione protokole. Na taj način moguće je njihovo povezivanje sa nadzornim i upravljačkim sistemima, čime se omogućava centralizovano upravljanje i nadzor nad pumpnim postrojenjem.

A. Upravljanje pumpama prema pritisku

Jedan od najčešćih načina upravljanja pumpnim sistemima jeste regulacija prema pritisku, Sl. 6-39. U ovom slučaju regulator pritiska poredi trenutnu vrednost pritiska sa zadatom referentnom vrednošću i na osnovu razlike generiše upravljački signal za regulator brzine elektromotora. Ako je trenutni pritisak u sistemu veći od zadate vrednosti, regulator smanjuje brzinu pumpe, čime se smanjuje i protok kroz sistem. Sa druge strane, ako je pritisak manji od željenog, regulator povećava brzinu motora kako bi se obezbedio potreban pritisak u sistemu. Na ovaj način pumpni sistem može da održava približno konstantan pritisak u širokom opsegu protoka. Promene u sistemu, kao što su promene nivoa tečnosti u rezervoaru ili promene hidrauličkih otpora u cevovodu, kompenzuju se automatskim podešavanjem brzine pumpe. PI regulator obezbeđuje da stvarna vrednost pritiska uvek prati zadatu referencu [94, 97].



Sl. 6-39 Regulacija pritiska u sistemu [97]

B. Kontrola nivoa i temperature [94, 99]

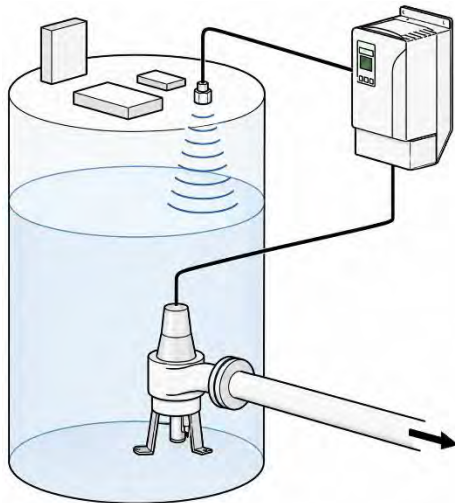
U pumpnim postrojenjima često se primenjuje i regulacija nivoa ili temperature fluida. U klasičnim sistemima nivo tečnosti u rezervoaru se često kontroliše pomoću prigušnog ventila na izlazu pumpe. U takvom slučaju protok kroz pumpu obično varira u opsegu od približno 25% do 75% nominalne vrednosti, dok se značajna količina energije troši na savladavanje hidrauličkih gubitaka na ventilu. Primena VFD uređaja omogućava efikasniji način regulacije. Umesto prigušenja protoka pomoću ventila, brzina pumpe se direktno prilagođava zahtevima sistema. Na taj način pumpa generiše samo onoliko hidrauličke energije koliko je potrebno za održavanje željenog nivoa ili temperature (Sl. 6-40 i Sl. 6-41). Ovakav način upravljanja ima nekoliko značajnih prednosti. Pored smanjenja potrošnje električne energije, produžava se i radni vek pumpe, jer se smanjuju mehanička opterećenja i habanje komponenti. Takođe se smanjuju i troškovi održavanja sistema. Regulacija nivoa tečnosti u rezervoarima može se realizovati pomoću PI regulatora koji obezbeđuje kontinualnu i stabilnu kontrolu nivoa tečnosti. Ovakav pristup je primenljiv kako u sistemima sa jednom pumpom, tako i u sistemima sa više pumpi povezanih paralelno.

C. Primena VFD uređaja u sistemima sa paralelnim pumpama

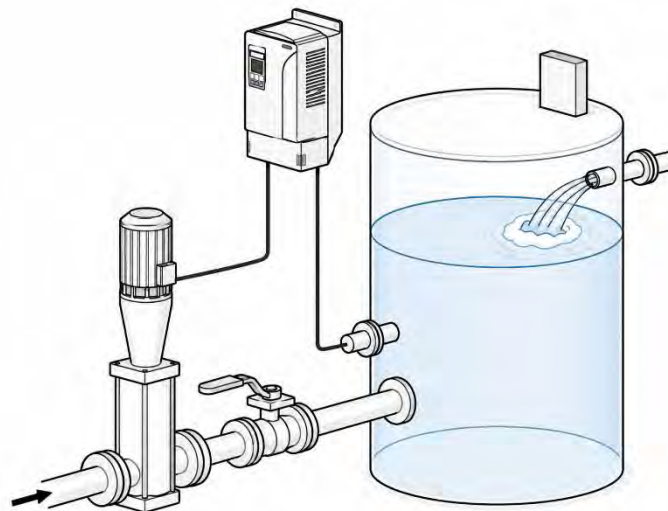
U mnogim pumpnim stanicama koristi se paralelan rad više pumpi kako bi se obezbedila potrebna pouzdanost i fleksibilnost sistema. U najjednostavnijem slučaju pumpe rade prema principu

uključenja i isključenja (ON/OFF metoda). U tom slučaju moguće je ostvariti samo ograničen broj radnih stanja sistema, na primer: obe pumpe isključene, jedna pumpa uključena ili obe pumpe uključene.

Primena VFD uređaja omogućava znatno fleksibilnije upravljanje. Regulacijom brzine jedne ili više pumpi moguće je ostvariti širok opseg protoka i preciznije prilagoditi rad sistema trenutnim zahtevima. Na taj način postiže se i značajna ušteda električne energije. Regulacija brzine takođe smanjuje broj startovanja elektromotora. Svako pokretanje motora zahteva dodatnu energiju za ubrzavanje rotora i pogonjenog mehanizma. Kod pumpi, energija potrebna za pokretanje može iznositi od 5% do 10% ukupne potrošnje energije, a u pojedinim slučajevima čak i do 40%. Pored toga, česta startovanja dovode do pojave velikih pikova struje i povećanih mehaničkih opterećenja. Primena frekventnih pretvarača smanjuje ove nepovoljne pojave i omogućava mekši start motora, čime se produžava radni vek opreme i povećava pouzdanost sistema.

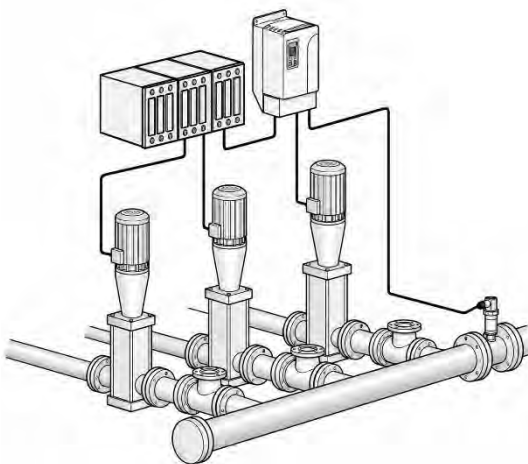


Sl. 6-40 Regulacija nivoa tečnosti [99]



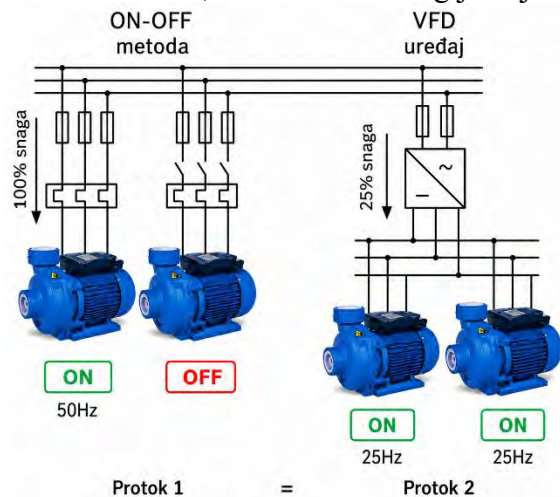
Sl. 6-41 Regulacija temperature tečnosti [99]

Primer takvog sistema može se naći u pumpnim stanicama za podizanje pritiska u vodovodnim mrežama. Jedan takav sistem sastoji se od tri paralelno povezane pumpe, na primer dve pumpe snage 75 kW i jedne pumpe snage 37 kW, kao što je prikazano na Sl. 6-42. Paralelni rad pumpi obezbeđuje visok nivo redundanse, pa u slučaju kvara jedne pumpe preostale pumpe mogu nastaviti rad bez prekida u snabdevanju.

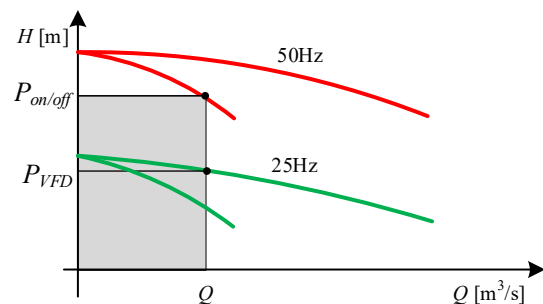


Sl. 6-42 Paralelno vezane pumpe upravljane jednim VFD uređajem [99]

Na Sl. 6-43 prikazan je slučaj kada se koristi ON/OFF metoda i kada se koristi VFD uređaj na dve pumpe. Može se videti da u prvom slučaju ne postoji veliki izbor stanja. Dve pumpe se mogu naći u četiri stanja: da su obe isključene, jedna ili druga uključena ili obe uključene i može se primeniti samo ON/OFF metoda. Nasuprot ovoj metodi, upotrebom VFD bilo na jednoj ili na obe pumpe može da se ostvari širok opseg brzina, a samim tim i protoka. Može se postići fino prilagođavanje pumpe potrebama sistema, kao i uštede energije koje su prikazane na Sl. 6-44.



Sl. 6-43 Metode upravljanja pumpama
a) ON – OFF metoda b) VFD kontrola [94]



Sl. 6-44 Ušteda primenom VFD uređaja [94]

D. Inteligentni pumpni sistemi

Razvoj savremenih pogonskih i upravljačkih tehnologija doveo je do pojave inteligentnih pumpnih sistema, koji predstavljaju sledeći korak u evoluciji pumpnih postrojenja. Ovi sistemi omogućavaju napredno upravljanje, optimizaciju rada i povećanje pouzdanosti pumpnih instalacija. Osnovu inteligentnih pumpnih sistema čine frekventni pretvarači sa implementiranim algoritmima posebno razvijenim za primenu u pumpnim aplikacijama.

Primena ovakvih sistema omogućava optimizaciju rada pumpnih postrojenja kroz automatsko prilagođavanje promenama u radnim uslovima. Inteligentni algoritmi u okviru VFD uređaja omogućavaju kontinualno praćenje rada pumpe, prilagođavanje režima rada i zaštitu sistema od različitih neregularnih i potencijalno opasnih stanja karakterističnih za pumpne sisteme. U okviru zaštitnih funkcija inteligentnih pumpnih sistema obuhvaćena su različita radna stanja i poremećaji, kao što su [100]:

- zapušanje usisne grane ili zatvoren usisni ventil,
- zapušanje izlazne grane ili zatvoren izlazni ventil,
- pojava kavitacije,
- rad pri minimalnom protoku,
- rad pumpe „na suvo“,
- kao i druga neregularna stanja, poput prekoračenja dozvoljene struje, brzine ili temperature.

U klasičnim pumpnim sistemima za nadzor rada često se koriste različiti senzori za merenje pritiska, protoka ili momenta. Međutim, primena velikog broja senzora povećava cenu i složenost instalacije. Zbog toga se u savremenim inteligentnim pumpnim sistemima često primenjuje pristup zasnovan na estimaciji procesnih veličina. Umesto direktnog merenja, određene veličine se procenjuju na osnovu parametara koji su već dostupni u sistemu i lako merljivi, čime se izbegava potreba za dodatnom mernom opremom.

Upotreba VFD uređaja omogućava merenje električnih veličina kao što su struja i napon, kao i određivanje brzine i momenta elektromotora. Na osnovu ovih veličina moguće je sa zadovoljavajućom tačnošću proceniti i hidrauličke veličine u sistemu. Na primer, protok fluida može se estimirati na osnovu poznatih vrednosti brzine i momenta motora, pri čemu tačnost procene može

dostići približno $\pm 5\%$. Takođe, na osnovu dostupnih podataka i algoritama implementiranih u frekventnom pretvaraču moguće je odrediti položaj radne tačke sistema sa zadovoljavajućom tačnošću.

Jedan od važnih problema u pumpnim sistemima predstavlja pojava kavitacije. Nizak usisni pritisak može dovesti do stvaranja mehurića pare u fluidu, što izaziva smanjenje protoka i pad efikasnosti pumpe. Dugotrajno prisustvo kavitacije može izazvati i ozbiljna oštećenja pumpe. Inteligentni pumpni sistemi omogućavaju pravovremeno prepoznavanje ovakvih stanja i preduzimanje odgovarajućih zaštitnih mera.

Pored toga, inteligentni pumpni sistemi mogu obezbediti zaštitu od sedimentacije i zapušavanja u pumpama i cevovodima. Ovo je naročito značajno u aplikacijama kao što su sistemi za tretman otpadnih voda, gde fluid često sadrži veliki broj čvrstih čestica. U takvim slučajevima inteligentni upravljački algoritmi mogu aktivirati unapred definisanu sekvencu rada pumpe: pumpa se najpre pokreće većom brzinom, zatim se zaustavlja i nakratko pokreće u suprotnom smeru, čime se postiže efekat ispiranja pumpe i cevovoda. Ova sekvencu se može ponavljati više puta i predstavlja primer preventivne zaštite pumpnog sistema.

Još jedna važna funkcija inteligentnih pumpnih sistema jeste upravljanje radom više pumpi povezanih paralelno. U mnogim slučajevima nema potrebe za dodatnim programabilnim logičkim kontrolerom, jer su odgovarajući algoritmi već implementirani u samom VFD uređaju. Na ovaj način moguće je pratiti rad svake pumpe, obezbediti ravnomerno raspoređivanje radnih sati između pumpi i upravljati pumpama na osnovu protoka, a ne samo na osnovu brzine obrtanja [101].

Pumpne stanice se često nalaze na udaljenim lokacijama u odnosu na kontrolne centre. Zbog toga savremeni pumpni sistemi mogu biti opremljeni komunikacionim modulima koji omogućavaju jednostavan pristup VFD uređajima i udaljeno praćenje rada sistema. Na ovaj način moguće je vršiti nadzor nad parametrima rada, podešavanje režima rada, dijagnostiku sistema, kao i daljinsko upravljanje pumpnim postrojenjem.

Komunikacioni sistemi omogućavaju i generisanje alarmnih stanja u slučaju pojave neregularnosti u radu pumpnog sistema. Time se prelazi sa lokalnog na distribuirano upravljanje, pri čemu se podaci o radu sistema prikupljaju i analiziraju tokom dužih vremenskih perioda. Analiza ovih podataka omogućava identifikaciju ponavljajućih pojava u sistemu i dodatnu optimizaciju rada pumpnog postrojenja.

Korišćenjem unapred definisanih režima rada moguće je ostvariti značajne uštede električne energije. Pored toga, analiza prikupljenih podataka omogućava sprovođenje preventivnog održavanja i pravovremeno reagovanje na potencijalne probleme u radu sistema. U savremenim rešenjima sve češće se primenjuju napredne metode upravljanja, kao što su fazi logika i neuralne mreže, čime se dodatno smanjuje potreba za intervencijom operatera i povećava stepen autonomije pumpnih sistema.

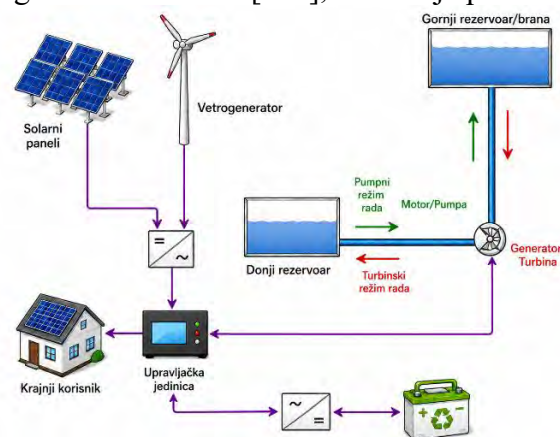
6.2.3 Pumpa kao turbina (*PAT – Pump as Turbine*)

Pumpa kao turbina – PAT predstavlja tehnologiju u kojoj se standardna pumpa može koristiti u obrnutom režimu rada kako bi se iskoristio višak protoka i pritiska u sistemu za proizvodnju električne energije. Kada fluid prolazi kroz pumpu u suprotnom smeru, on pokreće radno kolo, čime se mehanička energija pretvara u električnu energiju, a motor pumpe prelazi u generatorski režim rada. Iako je pumpa pretrpela određene konstrukcione izmene kako bi se omogućio rad u obrnutom režimu, njena efikasnost je nešto niža u odnosu na standardni režim rada pumpe, ali je razlika relativno mala i obično iznosi svega nekoliko procenata. PAT sistemi projektuju se za svaki konkretan slučaj u zavisnosti od zahteva sistema [102].

Tipični sistemi za proizvodnju električne energije koriste velike turbine, velike snage reda MW. Takve turbine mogu imati efikasnost i do 95%, ali su investicioni troškovi veoma visoki, a period povraćaja investicije iznosi približno 4–5 godina. Pored velikih investicionih troškova, ovakvi sistemi imaju složenu konstrukciju i zahtevaju skupu instalaciju, kao i visoko kvalifikovanu radnu snagu za montažu i održavanje. Nasuprot tome, sistemi pumpa-kao-turbina obično se primenjuju za manje snage. Investicioni troškovi su znatno niži, a period povraćaja investicije je relativno kratak i iznosi približno 6–12 meseci. Efikasnost ovih sistema dostiže oko 85%, dok jednostavna konstrukcija

omogućava instalaciju i održavanje uz znatno niže troškove i bez potrebe za visoko specijalizovanom radnom snagom [102]. Masovna proizvodnja centrifugalnih pumpi omogućava pokrivanje širokog opsega protoka i pritiska, uz relativno jednostavnu instalaciju. Zbog toga je njihova nabavna cena znatno niža u odnosu na turbine, dok je održavanje jednostavnije i jeftinije zahvaljujući širokoj dostupnosti rezervnih delova na tržištu. Centrifugalne pumpe takođe pokrivaju širok opseg snaga, od manje od 1 kW do više od 1000 kW [103].

Dakle, prednost PAT sistema ogleda se u jednostavnoj konstrukciji, nižim investicionim troškovima i kratkom periodu povraćaja investicije u poređenju sa klasičnim turbinama. Ova tehnologija se najčešće primenjuje u sistemima vodosnabdevanja, distributivnim mrežama, postrojenjima za tretman vode, sistemima za navodnjavanje, kao i u industrijskim instalacijama gde postoji potreba za regulacijom pritiska. Ova tehnologija je naročito pogodna za zemlje u razvoju i udaljene lokacije, gde je teško obezbediti kvalifikovanu radnu snagu i opremu potrebnu za kompleksne turbine, zbog čega su institucije uključene u snabdevanje električnom energijom ruralnih područja nedavno preporučile koncept korišćenja pumpe kao turbine u mikro mrežama, uglavnom zbog njegove ekonomske prednosti [104]. Takođe, pumpe kao turbine se mogu koristiti u hibridnim sistemima za povećanje energetske efikasnosti [105], kao što je prikazano na slici Sl. 6-45.



Sl. 6-45 Upotreba pumpe kao turbine za povećanje energetske efikasnosti hibridnog sistema [105]

Centrifugalne pumpe koje se koriste u savremenim vodovodnim postrojenjima u većini slučajeva su spojene sa asinhronim motorima. Kada se asinhroni motor sa kaveznom rotorom pokreće brzinom većom od sinhrona, on prelazi u generatorski režim rada. Iste osobine koje čine ovaj motor pogodnim u poređenju sa drugim tipovima motora čine asinhroni generator pogodnim i u poređenju sa drugim tipovima generatora, pre svega jednostavnost konstrukcije kaveznog rotora, njegova robusnost i relativno niska cena kod mašina manjih snaga. Pogonska mašina koja obezbeđuje moment i brzinu za rad asinhronog generatora iznad sinhrona brzine može biti turbina, motor sa unutrašnjim sagorevanjem, vetroturbina i slično [106].

Radne karakteristike asinhrona mašine u generatorskom režimu rada donekle se razlikuju od karakteristika u motorskom režimu. Uopšteno posmatrano, klizanje i faktor snage su manji za istu vrednost momenta. Efikasnost u velikoj meri zavisi od klase efikasnosti mašine. Mašine viših klasa efikasnosti (IE3 i IE4) postižu veću efikasnost u generatorskom režimu rada, dok mašine nižih klasa efikasnosti (IE1 i IE2) imaju veću efikasnost u motornom režimu rada. Ova tvrdnja odnosi se na mašine sa istim brojem pari polova [107].

Asinhroni motor u generatorskom režimu rada sve češće se primenjuje kao način za povraćaj energije koja bi inače bila izgubljena. Proizvedena električna energija može se potrošiti lokalno, kada se koristi asinhroni generator sa samopobudom (*Self Excited Induction Generator - SEIG*), ili se može predati elektroenergetskom sistemu, što podrazumeva da je asinhroni generator priključen na mrežu [106]. U oba slučaja, asinhroni motor povezan sa centrifugalnom pumpom može relativno lako da radi kao generator, ukoliko pumpa radi u turbinskom režimu. To je moguće u hidrauličkom sistemu sa odgovarajućom konfiguracijom i uslovima pritiska, odnosno u mikro-hidroenergetskim sistemima. Ovakav vid distribuirane proizvodnje električne energije znatno je manje invazivan po životnu

sredinu u poređenju sa klasičnim hidroelektranama i smatra se jednom od ekonomičnijih energetske tehnologije, kao i mogućim pravcem budućeg razvoja hidroenergije u situacijama kada su veliki hidroenergetski potencijali već iskorišćeni ili kada su velike hidroelektrane neprihvatljive sa stanovišta zaštite životne sredine [7].

Dosadašnja istraživanja u oblasti mikro-hidroenergetskih sistema uglavnom su bila usmerena na ispitivanje karakteristika pumpi u turbinskom režimu rada zbog regeneracije energije, ili na proizvodnju električne energije manjih snaga u udaljenim sistemima [106]. Primena asinhronih mašina u generatorskom režimu dobro je poznata u oblasti energije vetra, dok se u literaturi može naći i njihova primena u velikim hidroenergetskim postrojenjima. U primenama pumpi kao turbine, istraživanja su uglavnom fokusirana na asinhronu generatore sa samopobudom, koji se najčešće koriste za napajanje jednofaznih potrošača u izolovanim (*off-grid*) sistemima. Ovde su prikazana analitička razmatranja rada asinhronu mašine u generatorskom režimu, kao i simulacije rada asinhronu mašine priključene na elektroenergetsku mrežu i povezane sa pumpom koja radi u turbinskom režimu.

A. Eksploatacija asinhronu mašine u generatorskom režimu rada

Asinhrona mašina je u potpunosti reverzibilna i može podjednako dobro da radi i u motornom i u generatorskom režimu rada, bez potrebe za bilo kakvim konstruktivnim izmenama. Iako se tradicionalno najčešće koristila kao elektromotor, njena primena kao generatora postala je sve značajnija sa razvojem obnovljivih izvora energije, na primer u sistemima za proizvodnju energije iz vetra.

Postoje dva osnovna tipa mikro-hidroenergetskih sistema, koji se razlikuju prema načinu povezivanja generatora sa opterećenjem:

1. sistemi priključeni na mrežu (*grid-connected*)
 - a) generator direktno priključen na mrežu,
 - b) generator priključen preko frekventnog pretvarača.
2. izolovani sistemi (*remote* ili *off-grid*)
 - a) asinhroni generator sa samopobudom koji napaja trofazno opterećenje,
 - b) asinhroni generator sa samopobudom koji napaja jednofazno opterećenje.

U aplikacijama za regeneraciju energije asinhroni generator se najčešće koristi u sistemima priključenim na elektroenergetsku mrežu, jer je mrežno napajanje u postrojenjima za distribuciju i tretman vode već dostupno. U slučajevima kada se smatra da je cena frekventnog pretvarača visoka, generator se direktno priključuje na mrežu. U tom slučaju povraćaj energije moguć je samo kada postoje odgovarajući uslovi u hidrauličkom sistemu. Ovi uslovi podrazumevaju dovoljnu razliku pritisaka na priključcima pumpe koja radi u turbinskom režimu, kako bi asinhrona mašina mogla da radi u generatorskom režimu, odnosno pri brzini većoj od sinhronu brzine određene frekvencijom mreže. Upotreba pumpe povezane sa elektromotorom u sistemima za povraćaj energije predstavlja razumno rešenje, jer takve pumpe već postoje u vodovodnim sistemima i mogu se relativno jednostavno koristiti kao turbine, uz minimalne izmene u hidrauličkom sistemu [106].

U izolovanim mikro-hidroenergetskim sistemima sa asinhronim generatorom sa samopobudom brzina osovine pumpe koja radi kao turbina nije presudna za održavanje generatorskog režima rada. Međutim, da bi se inicirao proces samopobude, potrebno je na priključke generatora povezati bateriju kondenzatora za pobudu, dok u magnetnom kolu mašine mora postojati određeni nivo zaostalog magnetnog fluksa (remanentni magnetizam). Spolja priključena kapacitivna reaktansa obezbeđuje potrebnu reaktivnu energiju za uspostavljanje fluksa u vazdušnom zazoru mašine i za kompenzaciju reaktivne snage potrebne za magnetizaciju mašine i napajanje opterećenja. Vrednost generisanog napona najviše zavisi od kapaciteta pobudnih kondenzatora, magnetnih karakteristika mašine i reaktanse namotaja. Baterija kondenzatora mora biti pažljivo dimenzionisana i najčešće se priključuje na statorske priključke preko energetskeg pretvarača, pri čemu funkcioniše kao promenljiv i upravljiv izvor reaktivne energije. Pošto se u asinhronu mašini koja radi kao generator očekuje veći nivo zasićenja magnetnog kola, reaktivna komponenta struje kondenzatorskih baterija

određena je tačkom na krivoj magnećenja mašine u generatorskom režimu, tj. veći nivo zasićenja podrazumeva i veću struju magnećenja. Takođe, u slučaju trofaznog generatora koji napaja jednofazna opterećenja potrebno je obezbediti ravnomernu raspodelu opterećenja.

Primena asinhronih mašina kao generatora (*Induction Machine as Generator* - IMaG) u kombinaciji sa pumpom koja radi kao turbina u mikro-hidroenergetskim sistemima zasniva se pre svega na većoj ekonomskoj isplativosti pumpi u odnosu na klasične turbine, kao i na povoljnijim karakteristikama asinhronih generatora u odnosu na sinhronih generatore u sistemima manjih snaga. Pored toga, troškovi održavanja su značajno niži. Jedna od važnih prednosti asinhronog generatora koji je direktno priključen na elektroenergetsku mrežu u odnosu na sinhroni generator jeste jednostavnije upravljanje frekvencijom. Kod sinhronog generatora brzina mora biti precizno regulisana kako frekvencija generisanog napona ne bi odstupala od frekvencije mreže. Nasuprot tome, kod asinhronog generatora priključenog na mrežu, frekvenciju i amplitudu napona određuje sam elektroenergetski sistem, pa one nisu direktno zavisne od promene brzine rotora. Ovaj efekat samoregulacije značajno pojednostavljuje upravljački sistem [106].

1) Poređenje rada asinhronih mašina u generatorskom i motornom režimu [106]

Primena asinhronih motora u generatorskom režimu rada zahteva poseban oprez, jer maksimalna snaga koju mašina može da isporuči kao generator ne mora biti jednaka nazivnoj snazi motora u motornom režimu rada. Razlog za to leži u pojavi zasićenja magnetnog kola mašine. U generatorskom režimu indukovana elektromotorna sila veća je od priključnog napona (tipično za oko 5%), dok je u motornom režimu njena vrednost približno jednaka 90% priključnog napona. Povećanje indukovane elektromotorne sile dovodi do povećanja magnetnog fluksa, što može rezultovati izraženijim zasićenjem magnetnog kola.

Stepen zasićenja magnetnog kola u velikoj meri zavisi od svojstava magnetnog materijala od kojeg je izrađen stator i telo rotora mašine, pre svega od magnetne permeabilnosti, kvaliteta limova i koercitivnosti materijala. Pored toga, energetska efikasnost motora značajno je uslovljena kvalitetom magnetnog materijala, „mekoćom“ magnetnog kompozita, kao i materijalom i čistoćom provodnika u namotajima rotora. Standard IEC 60034-30-1 definiše pet osnovnih klasa energetske efikasnosti električnih mašina:

- IE5 – ultra premium efikasnost
- IE4 – super premium efikasnost
- IE3 – premium efikasnost
- IE2 – visoka efikasnost
- IE1 – standardna efikasnost

Motori viših klasa energetske efikasnosti (IE3–IE5) izrađuju se od magnetnih materijala visokog kvaliteta i provodnika velike čistoće koji se koriste za izradu statorskih i rotorskih namotaja. Ove mašine su projektovane tako da rade u blizini kolena histerezisne krive magnećenja, čime se postiže veća magnetna indukcija uz istovremeno smanjenje aktivne komponente struje rotora. Posledica toga su manji gubici u namotajima statora i rotora, kao i smanjeni gubici usled histerezisa i vrtložnih struja u magnetnom kolu.

Kod motora visokih klasa efikasnosti povećanje magnetnog fluksa u generatorskom režimu obično ne dovodi do značajnog zasićenja magnetnog kola. Naprotiv, u pojedinim slučajevima može doprineti povećanju ukupne efikasnosti mašine u generatorskom režimu u poređenju sa radom u motornom režimu, što je potvrđeno eksperimentalnim istraživanjima u [107].

Sa druge strane, kod mašina nižih klasa efikasnosti povećanje indukovane elektromotorne sile može dovesti do zasićenja magnetnog kola, što uzrokuje značajno povećanje gubitaka u gvožđu, kao i struje magnećenja. U takvim uslovima postoji mogućnost pregrevanja mašine čak i pri opterećenjima manjim od onih dozvoljenih u motornom režimu rada. Zbog toga je povećanje fluksa u generatorskom režimu posebno nepovoljno za motore klasa IE1 i IE2, te je prilikom njihove primene kao generatora neophodno pažljivo odrediti maksimalno dozvoljeno opterećenje [106].

2) *Granice primene asinhronne mašine u generatorskom režimu rada* [106]

Proračuni izvedeni na osnovu analitičkih razmatranja za četvoropolne asinhronne motore klase efikasnosti IE3, priključene na mrežu, pokazuju očekivane rezultate u pogledu rada mašine u generatorskom režimu. Analizirani motori imaju sledeće nazivne snage: 4 kW, 37 kW i 110 kW. Zaključci dobijeni na osnovu ovih proračuna mogu se smatrati reprezentativnim za sve motore navedene klase i tipa, a prikazani su u Tab. 6-3. Isti proračuni sprovedeni su i za dvopolne asinhronne motore, priključene na mrežu, nazivne snage 0,5 kW i 3 kW, takođe klase efikasnosti IE3, a rezultati su dati u Tab. 6-4. Simulacioni model koji je predstavljen ovde zasniva se na eksperimentalnom postrojenju u laboratoriji Mašinskog fakulteta u Beogradu [108]. Ova dva dodatna motora analizirana su kao deo pomenutog eksperimentalnog postrojenja. Sumarni rezultati proračuna prikazani u tabelama predstavljaju poređenje gubitaka snage i aktivne električne snage koje su izražene u procentima u odnosu na referentne vrednosti date u Tab. 6-5, kao i struje statora i to za sledeće radne tačke:

- nazivnu radnu tačku u motornom režimu rada,
- rad u generatorskom režimu pri negativnoj vrednosti nazivnog klizanja ($-s_n$)
- rad u generatorskom režimu pri nazivnoj (za motorni režim rada) vrednosti struje.

Tab. 6-3 Rezultati proračuna za četvoropolne asinhronne motore klase IE3

Nazivna snaga [kW]	4			37			110		
Režim rada	Motor (M_n, n_n)	Generator ($-s_n$)	Generator (I_n)	Motor (M_n, n_n)	Generator ($-s_n$)	Generator (I_n)	Motor (M_n, n_n)	Generator ($-s_n$)	Generator (I_n)
Efikasnost [%]	86,9	86,8	87	95,9	95,9	96	97,3	97,2	97,3
Gubici u bakru [%]	4,48	4,95	4,49	1,72	1,86	1,72	1,18	1,25	1,18
Gubici u gvožđu [%]	1,15	1,37	1,36	0,053	0,058	0,058	0,02	0,022	0,022
Faktor snage	0,842	0,793	0,783	0,871	0,859	0,853	0,881	0,873	0,869
Struja statora [%]	100	104,4	100	100	104	100	100	102,8	100
Aktivna snaga [%]	100	101,7	94,7	100	102,5	97,9	100	102	98,6
Struja magnetizacije [A]	3,93	4,29	4,28	25,75	26,82	26,81	68,09	70,08	70,07

Tab. 6-4 Rezultati proračuna za dvopolne asinhronne motore klase IE3

Nazivna snaga [kW]	0,5			3		
Režim rada	Motor (M_n, n_n)	Generator ($-s_n$)	Generator (I_n)	Motor (M_n, n_n)	Generator ($-s_n$)	Generator (I_n)
Efikasnost [%]	79,9	79,3	80	91	90,9	91,2
Gubici u bakru [%]	7,151	9,126	7,303	3,355	3,796	3,33

Gubici u gvožđu [%]	1,425	1,925	1,922	0,285	0,327	0,326
Faktor snage	0,852	0,769	0,744	0,812	0,777	0,762
Struja statora [%]	100	110,6	100	100	105,9	100
Aktivna snaga [%]	100	99,7	0,87	100 0,406	101,5	93,8
Struja magnećenja [A]	0,58	0,68	0,67	3,46	3,71	3,7

Tab. 6-5 Parametri asinhronih motora korišćenih u proračunima

P_n [kW]	U_n [V]	n_n [o/min]	2P	R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_{ys} [mH]	L_m [H]
4	230	1430	4	1,405	1,395	5,84	0,172
37	230	1480	4	0,082	0,05	0,72	0,027
110	230	1487	4	0,021	0,01	0,23	0,01
3	230	2900	2	1,386	1,237	7,62	0,196
0,5	230	2790	2	16,72	13,58	41,16	1,122

Napomena: U tabeli su dati parametri (nominalne vrednosti) motora koji su korišćeni u proračunima (P_n – nominalna snaga, U_n – nominalni fazni napon, n_n – nominalna brzina, R_s – otpornost statora, R_r – svedena otpornost rotora, L_{ys} – induktivnost rasipanja, L_m – induktivnost magnećenja, dok su bazne vrednosti: $U_b = U_{nf}$, $I_b = I_{nf}$, $\omega_b = 2\pi f_{sn}$, $Z_b = U_b/I_b$, $P_b = 3U_b I_b$, $M_b = P_b/(\omega_b/p)$).

Iz rezultata prikazanih u Tab. 6-3 i Tab. 6-4 može se zaključiti da je stepen korisnog dejstva asinhronne mašine približno isti u motornom i generatorskom režimu rada za analizirane radne tačke. Proračuni takođe pokazuju da je magnetni fluks veći u generatorskom režimu, kako bi se obezbedila dovoljna elektromotorna sila, što dovodi do povećanja struje magnećenja. Usled veće struje magnećenja u generatorskom režimu rada, povećava se i reaktivna snaga, odnosno faktor snage je nešto manji nego u motornom režimu rada. To znači da je, pri istoj nazivnoj vrednosti struje motora, aktivna komponenta struje u generatorskom režimu manja nego u motornom režimu, čime se smanjuje kapacitet mašine za proizvodnju aktivne snage. Proračuni takođe pokazuju da su ukupni gubici u generatorskom režimu nešto veći u odnosu na gubitke u nominalnom režimu rada motora, pri čemu mašine manje nazivne snage imaju relativno veće povećanje gubitaka u generatorskom režimu rada.

Iz dobijenih rezultata jasno se vidi da su reaktivna struja i reaktivna snaga veće u generatorskom režimu rada. Ovu činjenicu neophodno je uzeti u obzir prilikom procene količine energije koja se može generisati u određenom sistemu kada asinhrona mašina radi u generatorskom režimu (IMaG). S obzirom na to da je brzina u generatorskom režimu približno za 10% veća od nazivne brzine motora, može se proceniti da se kapacitet hlađenja povećava približno toliko da pokrije povećane gubitke pri negativnom nazivnom klizanju. Stoga se može pretpostaviti da se motori viših klasa efikasnosti (IE3 i IE4) mogu koristiti u generatorskom režimu pri struji nešto većoj od nazivne struje motora, pri čemu se gornja granica eksploatacije određuje brzinom koja odgovara negativnoj vrednosti nazivnog klizanja.

Sa druge strane, takav način opterećivanja treba izbegavati kod motora nižih klasa efikasnosti (IE1 i IE2), jer bi to dovelo do značajno veće statorske struje od nazivne vrednosti u kontinualnom generatorskom režimu, što bi gotovo sigurno izazvalo pregrevanje mašine. Zbog toga se gornja granica eksploatacije u kontinualnom generatorskom režimu za motore nižih klasa efikasnosti može definisati kao radna tačka u kojoj se u statorskim namotajima uspostavlja nazivna struja motora.

Proračuni za iste motore pokazuju da, pri manjim vrednostima klizanja, odnosno pri brzinama bliskim sinhronoj brzini u generatorskom režimu rada, ne postoje značajniji problemi u pogledu performansi mašine ili njenog hlađenja. Međutim, tada se postavlja pitanje ekonomske isplativosti, jer je pri manjim izlaznim snagama faktor snage značajno niži, pa se najveći deo strujnog kapaciteta koristi za magnetizaciju mašine. Na primer, pri generisanju snage koja iznosi oko 30% nazivne snage motora, faktor snage je obično manji od 0,5. Odnos između proizvedene energije i troškova održavanja treba da bude odlučujući faktor pri proceni da li će se pumpa koja radi kao turbina koristiti pri malim izlaznim snagama i gde će se postaviti granica rada sistema.

Problem pregrevanja može se javiti i kod izolovanih generatora koji rade pri brzinama znatno nižim od nazivne sinhronne brzine, usled većeg udela struje magnećenja u ukupnoj struji statora. U takvim uslovima struja statora raste za isto opterećenje, što dovodi do povećanja gubitaka u namotajima statora.

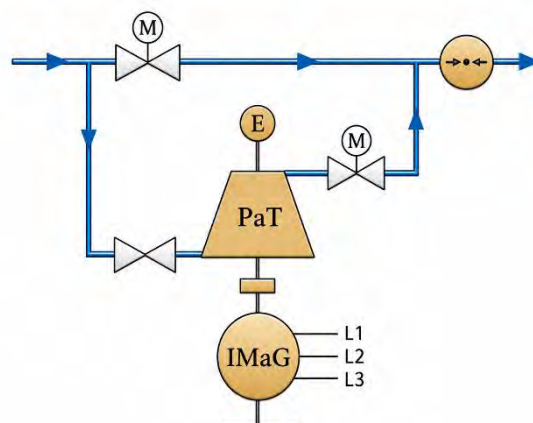
Pošto se ovde razmatraju isključivo generatori priključeni na mrežu, izvršen je još jedan proračun za mali asinhroni motor snage 0,5 kW, koji se u simulacijama koristi kao asinhroni generator i koji je dostupan u laboratoriji za buduća eksperimentalna istraživanja. Ova mašina je dvopolna i klase efikasnosti IE3, ali zaključci izvedeni na osnovu proračuna u suštini su isti kao i za veće četvoropolne mašine.

3) *Povraćaj energije u hidrauličkom sistemu sa pumpom koja radi kao turbina*

Princip instalacije i rada pumpe koja radi kao turbina u primenama regeneracije energije u sistemima za distribuciju vode relativno je jednostavan. Višak pritiska koji se može javiti u pojedinim tačkama hidrauličkog sistema, a koji se tradicionalno disipira preko ventila za rasterećenje pritiska (prigušnog ventila), preusmerava se ka PaT jedinici spregnutoj sa asinhronom mašinom koja radi kao generator - IMaG. Na taj način se deo hidrauličke energije pretvara u električnu energiju i vraća u elektroenergetsku mrežu.

PaT se obično ugrađuje u bajpas granu sistema, na mestu gde se očekuje pojava viška pritiska. Kada se utvrdi da je dostignut dovoljan pritisak za rad PaT jedinice, odgovarajućim upravljanjem ventilima protok se preusmerava na ulaz turbine. Usled razlike pritisaka na ulazu i izlazu PaT jedinice dolazi do ubrzavanja njenog vratila. Kada brzina obrtanja dostigne vrednost veoma blisku sinhronoj brzini, upravljačka logika aktivira mrežni prekidač i asinhrona mašina spregnuta sa PaT jedinicom priključuje se na mrežu u motornom režimu rada. Na taj način mašina se magnetiše u motornom režimu, dok se istovremeno i dalje ubrzava usled negativnog opterećenja na vratilu koje generiše turbina.

Kada brzina pređe sinhronu brzinu, asinhrona mašina prelazi u generatorski režim rada, pri čemu razvija elektromagnetni moment koji se suprotstavlja momentu turbine. Sistem tada dostiže ustaljeno radno stanje pri brzini većoj od sinhronne. Na Sl. 6-46 prikazan je principijelni blok dijagram za povraćaj energije u skladu sa prethodnim razmatranjem.



Sl. 6-46 Regeneracija energije u hidrauličkom sistemu sa pumpom koja radi kao turbina [106]

U slučaju da u bilo kom trenutku pritisak u sistemu padne ispod vrednosti potrebne za održavanje asinhronne mašine u generatorskom režimu rada, odnosno iznad sinhronne brzine, mašinu je potrebno isključiti sa mreže, jer je takvo radno stanje nepoželjno. Po potrebi se protok može ponovo preusmeriti u glavnu granu sistema. Kada se ponovo uspostave povoljni uslovi u pogledu pritiska, čitav proces se može automatski ponoviti.

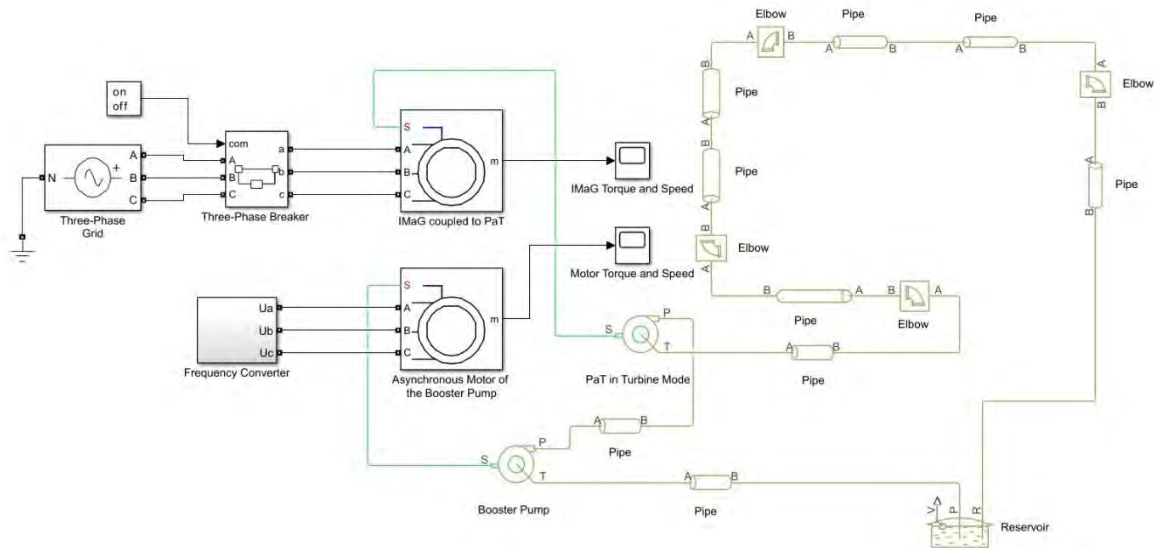
4) Rezultati simulacija na modelu u Matlab Simulink-u [106]

Simulacioni model razvijen je na osnovu eksperimentalne postavke realizovane u Laboratoriji za pumpe, hidraulične turbine, pretvarače i hidromašinsku opremu Mašinskog fakulteta Univerziteta u Beogradu [108], a prikazan je na Sl. 6-47. Kao što je već navedeno, u fazi razvoja simulacionog modela aktuelne eksperimentalne postavke u laboratoriji bilo je dostupno samo direktno priključenje na mrežu asinhronne mašine koja radi kao generator, pa je u prvoj fazi simulacije razmatrana upravo takva konfiguracija sistema.

Model sadrži tri osnovna podsistema:

1. Električni podsistem:
 - trofazna elektroenergetska mreža,
 - dvopolni asinhroni motor snage 3 kW sa blokom za meki start koji se napaja iz frekventnog pretvarača sa skalarnim upravljanjem (U/f), koji pokreće potisnu (*booster*) pumpu,
 - asinhrona mašina snage 0,5 kW koja radi kao generator i direktno je priključena na mrežu. Električni deo sistema modelovan je u okruženju *Simscape Electrical*.
2. Hidraulički podsistem:
 - potisna pumpa,
 - pumpa koja radi kao turbina,
 - cevovodi, kolena i rezervoar.
3. Upravljački podsistem, obuhvata generisanje referentnog signala za meki start i logiku za uključanje i isključanje napajanja IMAg-a u zavisnosti od trenutnih uslova sa pritiskom u sistemu. Upravljački algoritam implementiran je unutar bloka frekventnog pretvarača.

Hidraulički podsistem modelovan je u okruženju *Simscape Hydraulics*. Parametri oba motora poznati su i određeni na osnovu standardnih ispitivanja električnih mašina. Parametri hidrauličkog sistema odgovaraju konfiguraciji eksperimentalne postavke u laboratoriji, dok su karakteristike pumpe preuzete sa internet stranice proizvođača. Karakteristika PaT jedinice u turbinskom režimu rada određena je na osnovu nazivnog protoka, pritiska, stepena korisnog dejstva i hidrauličke snage u režimu rada pumpe, a zatim je interpolirana od tačke maksimalnog stepena korisnog dejstva turbine (BEP), prema postupku opisanom u [109, 110].

Sl. 6-47 Simulacioni model u *Matlab Simulink*-u [106]

Cilj modela je da što verodostojnije simulira realne radne uslove PaT jedinice u sistemu za regeneraciju energije. To podrazumeva da PaT može dostići potrebnu brzinu obrtanja. Dovoljan pritisak na njenim priključcima, potreban za ubrzavanje vratila iznad sinhronne brzine motora i prelazak u generatorski režim rada, obezbeđuje potisna pumpa. Maksimalni pritisak u sistemu postiže se radom potisne pumpe pri maksimalnoj brzini. Od samog početka simulacije protok je usmeren ka priključcima PaT jedinice u smeru rada turbine. U trenutku kada brzina vratila PaT dostigne vrednost blisku sinhronoj brzini, uključuje se napajanje asinhronne mašine koja radi kao generator. Mašina tada prolazi kroz prelazni proces opisan u prethodnom delu 3).

Nakon uspostavljanja ustaljenog stanja u generatorskom režimu rada, započinje proces generisanja električne energije koja se predaje mreži i traje sve dok su uslovi u pogledu pritiska u sistemu povoljni. Smanjenjem brzine potisne pumpe smanjuju se i protok i pritisak u hidrauličkom sistemu, tako da razlika pritiska na priključcima PaT više nije dovoljna da ubrza turbinu iznad sinhronne brzine. U tom slučaju asinhrona mašina prelazi nazad iz generatorskog u motorni režim rada, čime se ispunjava uslov za njeno isključenje sa mreže.

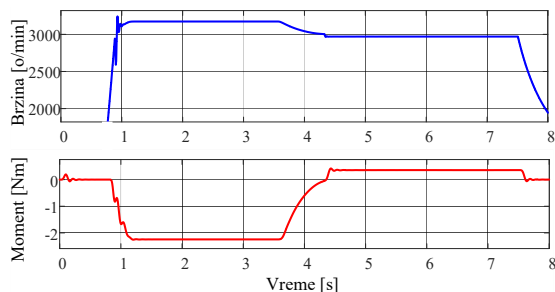
Simulirani sistem sastoji se od pumpe relativno male snage i male inercije, pa je vreme simulacije od 10 s odgovarajuće za prikaz analiziranih dinamičkih procesa. Kod većih sistema koji bi se koristili u realnim industrijskim primenama, vreme potrebno za pokretanje procesa povraćaja energije bilo bi značajno duže, proporcionalno ukupnoj inerciji sistema.

Električni i hidraulički parametri koji opisuju ponašanje sistema snimani su tokom simulacije. Od najvećeg značaja su brzina i elektromagnetni moment asinhronne mašine koja radi kao generator, protok u hidrauličkom sistemu, kao i ukupna energija koju troši motor potisne pumpe i energija koja se regeneriše radom IMaG-a. S obzirom na to da se IMaG priključuje na mrežu nakon dostizanja brzine bliske sinhronoj, neposredno pre $t = 1$ s, kao što je prikazano na Sl. 6-48, može se uočiti da je prelazni proces relativno kratak i da su oscilacije momenta i brzine male. Usled negativnog opterećenja na vratilu, mašina se brzo ubrzava i prelazi u generatorski režim rada.

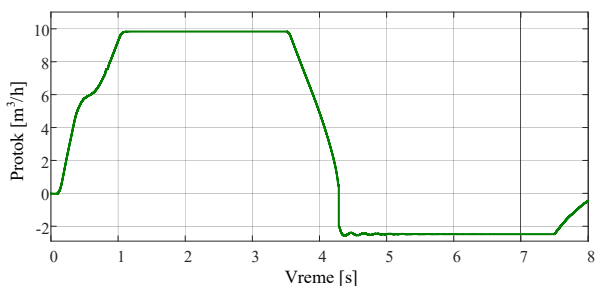
Ustaljeno stanje u generatorskom režimu uspostavlja se nakon $t = 1$ s, pri čemu brzina IMaG-a iznosi približno 3170 o/min. Nazivno klizanje u motornom režimu za ovu mašinu iznosi 0,07. Pri negativnoj vrednosti nazivnog klizanja u generatorskom režimu brzina bi iznosila približno 3210 o/min. Na osnovu razmatranja iz poglavlja 2) može se zaključiti da se ova radna tačka nalazi u bezbednom području rada mašine za kontinualni rad.

Izmerena struja statora IMaG-a u generatorskom režimu iznosi 1,26 A, što je nešto manje od nazivne struje motora u motornom režimu (1,27 A). Time se potvrđuje da je izabrana kombinacija pumpe i motora odgovarajuća za simulirani hidraulički sistem. Smanjenje brzine potisne pumpe, odnosno smanjenje protoka i pritiska u sistemu, dovodi do smanjenja brzine i momenta PaT jedinice, a samim tim i do smanjenja generisane električne snage. Kada se brzina potisne pumpe smanji na

približno 600 o/min (10 Hz), u trenutku $t = 7$ s, pritisak u sistemu opada do nivoa koji više nije dovoljan za ubrzavanje PaT jedinice iznad sinhronne brzine. Kao posledica toga, asinhrona mašina prelazi iz generatorskog u motorni režim rada, neposredno pre $t = 8$ s, i počinje da pokreće opterećenje. Ovaj prelaz može se uočiti na dijagramima brzine i momenta IMaG-a, kao i na promeni smeru protoka u hidrauličkom sistemu, koji se na kratko menja kada generator pređe u motorni režim rada. To znači da pumpa u tom trenutku više ne radi u turbinskom režimu. Kako asinhrona mašina više ne može da se koristi za povraćaj energije, njeno napajanje se isključuje u trenutku $t = 9$ s. Nakon toga PaT se usporava pod dejstvom sopstvene inercije, dok protok ponovo poprima pozitivan smer, kao što je prikazano na Sl. 6-49.

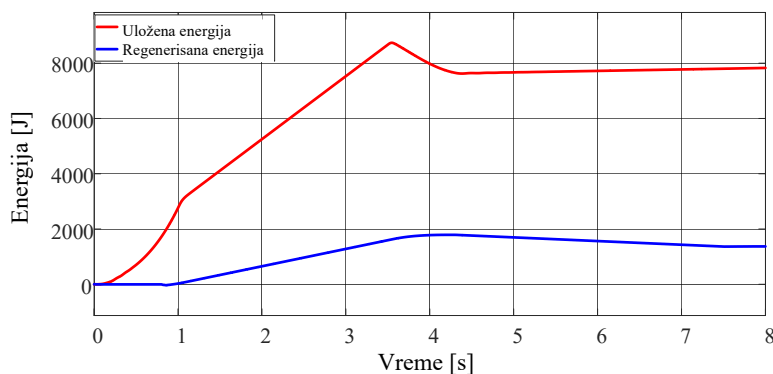


Sl. 6-48 Brzina i moment asinhronne mašine u generatorskom režimu



Sl. 6-49 Protok u hidrauličkom sistemu

Na Sl. 6-50 prikazana je energija koju troši motor potisne pumpe, koja predstavlja energiju potencijalno raspoloživu za povraćaj, kao i energija generisana radom IMaG-a, koja predstavlja ukupno regenerisanu energiju u datim hidrauličkim uslovima. U slučaju da PaT nije instalirana u sistemu, višak pritiska u mreži ne bi mogao biti iskorišćen za povraćaj energije.



Sl. 6-50 Uložena i regenerisana energija

Može se uočiti da je regenerisana energija jednaka nuli dok PaT nije uključena u rad, kao i da se ne povećava nakon njenog isključenja. Ukoliko bi se uslovi pritiska u sistemu ponovo poboljšali i PaT ponovo uključila, nova energija koja bi se generisala bi se jednostavno dodala već akumuliranoj vrednosti. U realnim primenama napajanje bi se isključivalo odmah po prelasku mašine u motorni režim rada. Za razmatrani hidraulički sistem i zadate radne uslove ukupna regenerisana energija iznosi približno 25% ukupno utrošene energije.

Na osnovu izloženog u ovom poglavlju, može se zaključiti da je zbog ograničenosti konvencionalnih izvora električne energije, neophodno razvijati nove pristupe za efikasnije korišćenje raspoloživih energetskih resursa. Potencijal za povraćaj energije primenom pumpi koje rade kao turbine a spregnute su sa asinhronim motorima koji rade kao generatori, u sistemima za vodosnabdevanje i sličnim instalacijama, potvrđen je kroz analitičke proračune i simulacije.

Pokazano je da se asinhronne mašine različitih nazivnih snaga mogu uspešno koristiti kao generatori u sistemima za povraćaj energije sa direktnim priključenjem na elektroenergetsku mrežu. Takođe su analizirane granice eksploatacije mašine u generatorskom režimu rada, što je od značaja za pravilno dimenzionisanje ovakvih sistema.

Rezultati simulacije pokazuju da u procesu rada ne dolazi do značajnih problema u električnom i hidrauličkom podsistemu, jer su prelazni procesi relativno blagi i stabilni. Istovremeno je pokazano da potencijal za uštedu energije može biti značajan, naročito imajući u vidu da sistemi za vodosnabdevanje često sadrže više tačaka sa viškom pritiska pogodnih za instalaciju sistema za regeneraciju energije.

Dalja istraživanja podrazumevaju eksperimentalna ispitivanja na laboratorijskoj postavci, kao i analizu drugih načina priključenja generatora na opterećenje.

6.3 Zaključno o primeni energetske optimalnih strategija upravljanja u industrijskim procesima

Prednosti energetske efikasne elektromotornih pogona prevazilaze okvire same uštede energije u toku rada pogona. Kako industrije sve više daju prioritet održivosti i zaštiti životne sredine, primena energetske efikasne tehnologije postaje imperativ. Smanjenjem emisije gasova sa efektom staklene bašte i ublažavanjem negativnog uticaja na životnu sredinu, energetske efikasne električne pogone usklađuju industrijske procese sa regulatornim zahtevima i korporativnim ciljevima održivosti, podstičući zeleniji i odgovorniji pristup proizvodnji.

Međutim, ostvarivanje punog potencijala energetske efikasnosti u industrijskim primenama zahteva holistički pristup koji obuhvata ne samo tehnološki napredak, već i praksu proaktivnog održavanja i adekvatnu obuku zaposlenih. Redovno održavanje i praćenje stanja opreme i procesa obezbeđuju optimalne performanse i dug vek trajanja elektromotornih pogona, sprečavaju neplanirane zastoje i omogućavaju maksimalne energetske uštede tokom celog životnog ciklusa sistema. Pored toga, negovanje kulture energetske svesti i sprovođenje programa obuke osnažuju zaposlene da prepoznaju mogućnosti za energetske optimizacije i doprinesu kontinualnom unapređenju procesa.

Integracija regulisanih elektromotornih pogona i energetske elektronike u industrijske procese dovodi do značajnih energetske uštede, smanjenja operativnih troškova, povećanja pouzdanosti sistema, unapređenja upravljanja procesima i njihove dekarbonizacije, čime se doprinosi održivim i ekološki prihvatljivim industrijskim operacijama. Primenom najnovijih dostignuća u oblasti regulisanih elektromotornih pogona i energetske elektronike, industrijska postrojenja mogu ostvariti efikasnu optimizaciju potrošnje energije, povećati produktivnost i zadržati konkurentnost u današnjem dinamičnom i zahtevnom proizvodnom okruženju.

Zaključno, energetska efikasnost elektromotornih pogona predstavlja jedan od temelja održive industrijske prakse. Korišćenjem naprednih tehnologija, preciznih strategija upravljanja i proaktivnih praksi održavanja, industrije mogu ostvariti značajne uštede energije, smanjiti negativan uticaj na životnu sredinu i povećati otpornost sistema na poremećaje u radu. Prihvatanje principa energetske efikasnosti ne samo da unapređuje ekonomsku konkurentnost, već i doprinosi stvaranju zelenije i održivije budućnosti za generacije koje dolaze.

7 Literatura:

- [1] M. Gonzalez-Torres, P. Bertoldi, L. Castellazzi, and L. Perez-Lombard, "Review of EU product energy efficiency policies: What have we achieved in 40 years?," *Journal of Cleaner Production*, vol. 421, p. 138442, 2023/10/01/ 2023, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2023.138442>.
- [2] J. Rissman *et al.*, "Technologies and policies to decarbonize global industry: Review and assessment of mitigation drivers through 2070," *Applied Energy*, vol. 266, p. 114848, 2020/05/15/ 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2020.114848>.
- [3] H.-S. Yoon, E.-S. Kim, M.-S. Kim, J.-Y. Lee, G.-B. Lee, and S.-H. Ahn, "Towards greener machine tools – A review on energy saving strategies and technologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 48, pp. 870-891, 2015/08/01/ 2015, doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.03.100>.
- [4] T. Ahmad *et al.*, "Energetics Systems and artificial intelligence: Applications of industry 4.0," *Energy Reports*, vol. 8, pp. 334-361, 2022/11/01/ 2022, doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.11.256>.
- [5] M. Ullah, A. Narayanan, A. Wolff, and P. H. J. Nardelli, "Industrial Energy Management System: Design of a Conceptual Framework Using IoT and Big Data," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 110557-110567, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3215167.
- [6] B. Jeftenić and M. Bebić, "Energetska efikasnost kod elektromotornih pogona," ed: MEEIS, 2005. .
- [7] S. Štatkić, "Harmonici i harmonijska izobličenja - uvodni deo predavanja iz predmeta "Kvalitet električne energije", " Fakultet tehničkih nauka, Kosovska Mitrovica, 2010.
- [8] B. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, *Power Quality: Problems and Mitigation Techniques*. Wiley, 2015.
- [9] F. C. D. L. Rosa, *HARMONICS AND POWER SYSTEMS, The ELECTRIC POWER ENGINEERING Series* (Distribution Control Systems). Inc. Hazelwood, Missouri, U.S.A., : Taylor & Francis Group, LLC, , 2006.
- [10] *International Electrotechnical Commission, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase), IEC 61000-3-2, Ed. 5., 2018 + Amendment 1: 2020.*
- [11] *IEEE Standard 519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, 2014. [Online]. Available: <https://standards.ieee.org/findstds/standard/519-2014.html>
- [12] *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-4: Environment – Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances, IEC 61000-2-4, Ed. 2. , I. E. Commission, 2002 + Amendment 1: 2009.*
- [13] S. Manias, "Harmonic treatment in industrial power systems," presented at the IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference PESC, Cairns, QLD, Australia, 23-27 June 2002.
- [14] M. Nedeljković and S. Srdić, *Energetski pretvarači 1 - Osnovne topologije energetskih pretvarača*. Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet, Akademska misao – Beograd , 2016.god.
- [15] N. Rašić, S. Štatkić, L. Ristić, and M. Bebić, "Poništavanje viših harmonika u višemotornom pogonu sa krutom mehaničkom vezom," presented at the 57. konferencija ETRAN Zlatibor, 2013.
- [16] D. E. Rice, "A Detailed Analysis of Six-Pulse Converter harmonic Currents," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 30, no. 2, pp. 294-304, March/April 1994.
- [17] M. Grötzbach and R. Redmann, "Line Current Harmonics of VSI-Fed Adjustable-Speed Drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 23, no. 2, pp. 683-690, March/April 2000.

- [18] ABB, "Guide to Harmonics with AC Drives, Technical Guide No. 6," ed, 2002.
- [19] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 2002.
- [20] M. Bjelić, "Spektralna analiza diskretnih signala," *Laboratorija za akustiku, predavanje po pozivu, ETF, Beograd 2019*.
- [21] S. Subotić, "Određivanje spektra signala i izračunavanje karakterističnih veličina u slučaju trofaznog diodnog mosta kao nelinearnog potrošača " *semestralni rad iz predmeta Energetski efikasni elektromotorni pogoni, ETF, Beograd, januar 2021.god*.
- [22] M. Šinik, L. Ristić, M. Bebić, S. Štatkić, D. Jevtić, N. Rašić, and B. Brković, "Primena aktivnih ispravljača u elektromotornim pogonima visoke energetske efikasnosti," presented at the III naučno-stručni simpozijum ENEF 2017, Banja Luka, Bosna i Hercegovina, 2017.
- [23] Danfoss, *Handbook | VLT® Frequency Converters: facts Worth Knowing about Frequency Converters*. www.danfoss.rs/vlt, 2014.
- [24] W. Galli, T. L. Skvarenina, B. H. Chowdhury, H. Akagi, R. A. anar, and A. K. Jain, *The Power Electronics Handbook, Chapter 17. Power Quality and Utility Interface Issues*. CRC Press 2001.
- [25] N. Paramentić, "Načini za ublažavanje harmonika u industrijskim aplikacijama sa regulisanim elektromotornim pogonima," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2020.
- [26] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. John Wiley and Sons, 2007.
- [27] S. Vukojić, S. Pavlović, and L. Ristić, "Passive, active and hybrid filters as a part of the energy efficient electrical drives curriculum," presented at the XX International Symposium on Power Electronics - Ee 2019, Novi Sad, Serbia, 2019.
- [28] R. K. a. F. B. Marian P. Kazmierkowski, *Control in Power Electronics, Selected Problems*. Academic Press - An imprint of Elsevier Science, 2002.
- [29] M. Majstorović, "Sinhronizacija izlaznog napona trofaznog invertora sa mrežnim naponom primenom fazno zatvorene petlje," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2017.
- [30] P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, and J. Prieto Thomas, "5 - Series Active Power Filters," in *Active Power Line Conditioners*, P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, and J. Prieto Thomas Eds. San Diego: Academic Press, 2016, pp. 149-187.
- [31] M. Joksimović, "Serijski aktivni energetski filteri," seminarski rad iz predmeta Energetski efikasni elektromotorni pogoni 2020.
- [32] Leposava Ristić, M. Bebić, T. Taluo, M. Šinik, I. Mihailović, D. Jevtić, and N. Rašić, "Analysis of energy efficiency and influence to the supply grid of electrical drives with active rectifier," presented at the VI Regional Conference: "Industrial Energy and Environmental Protection in South Eastern Europe, Zlatibor, Srbija, Jun, 2017.
- [33] IEC/EN 61000-3-2/A14, *Electromagnetic compatibility, part 3: Limits, section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current up to and including 16 A per phase), 4th Edition*, 2014.
- [34] Johann W. Kolar and T. Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 176 - 198, 2013, doi: DOI: 10.1109/TPEL.2012.2197867.
- [35] Branko Dokić, B. Blanuša, and Ž. Ivanović, *Energetski pretvarači u obnovljivim izvorima*. Banja Luka: Elektrotehnički fakultet, Banja Luka, Akademska misao, Beograd, 2013.
- [36] M. Majstorović, B. Brković, N. Vojvodić, L. Ristić, and A. Stanković, "Three-Phase Boost Rectifier Control Implemented Using Hardware-in-the-Loop," in *2023 IEEE Belgrade PowerTech*, 25-29 June 2023 2023, pp. 01-06, doi: 10.1109/PowerTech55446.2023.10202862.

- [37] Sam Guccione, M. M. Swamy, and A. Stankovic, "„Three-Phase Pulse-Width-Modulated Boost-Type Rectifiers”, Chapter " in „*The Power Electronics Handbook*”, T. L. Skvarenina Ed.: CRC Press, 2002.
- [38] U. Milović, "Ponašanje elektromotornih pogona sa aktivnim ispravljačem pri napajanju mrežnim naponom u prisustvu viših harmonika i nesimetrije," Katedra za energetske pretvarače i pogone, master rad, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet Beograd, 2018.
- [39] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, and J. D. Irwin, *Control in Power Electronics: Selected Problems (Academic Press Series in Engineering)*, Elsevier Science 2002.
- [40] M. Tanasić, B. Brković, M. Majstorović, and L. Ristić, "Hardware-in-the-Loop Simulation of a Virtual Synchronous Motor," in *2023 22nd International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 25-28 Oct. 2023 2023, vol. 1, pp. 1-6, doi: 10.1109/Ee59906.2023.10346157.
- [41] J. Gluščević, J. Ž, J. Dragosavac, and L. Ristić, "Enhancing Stability of Grid-Following Inverter for Renewables," in *2023 22nd International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 25-28 Oct. 2023 2023, vol. 1, pp. 1-6, doi: 10.1109/Ee59906.2023.10346158.
- [42] S. L. Sanjuan, "Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters Design, simulation and implementation of a 3-phase boost battery charger," Master of Science, Thesis in Electric Power Engineering, Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2010.
- [43] G. Majić, "Optimiranje trofaznog PWM usmjerivača s LCL filtrom s uračunatim nelinearnostima," Phd thesis, University of Split, Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval, Split, 2014. [Online]. Available: https://elearning.fesb.unist.hr/pluginfile.php/81876/mod_page/content/12/Majic_Goran_2014.pdf
- [44] Marco Liserre, F. Blaabjerg, and M. Steffan Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, 5, 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853373.
- [45] M. Šinik, "Analiza energetske efikasnosti i uticaja na napojnu mrežu elektromotornog pogona sa aktivnim ispravljačem," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2017.
- [46] T. Taluo, "Modelling of three phase boost rectifier in electrical drive with frequency converter and analysis of its operation based on simulation results," master, Power converters and drives, University of Belgrade School of Electrical Engineering, 2016.
- [47] L. Ristić, B. Brković, M. Majstorović, U. Milović, T. Taluo, and M. Bebić, "Electrical Drives with Active Rectifiers Connected to Distorted Utility Grid," in *2018 5th International Symposium on Environment-Friendly Energies and Applications (EFEA)*, 24-26 Sept. 2018 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/EFEA.2018.8617093.
- [48] M. Nemanja, R. Leposava, and Č. Jelena, "Analysis of application of power filters and digital signal processing at active rectifier," presented at the VIII Regional conference "Industrial Energy and Environmental Protection in the countries of Southeast Europe", IEEP '22, pp. 1 - 12, Thermal Society of Serbia, Belgrade, Nov, 2022, 2022.
- [49] N. Milošević, "Analiza primene energetske filtera i digitalne obrade signala kod aktivnog ispravljača," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2022.
- [50] Y. Liu, M. Hao, Y. He, C. Zang, and P. Zeng, "Review and Applications of Virtual Synchronous Machines Technologies," presented at the IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), Chengdu, China, 2019.
- [51] J. Gluščević, M. Tanasić, L. Ristić, and M. Bebić, "Upravljanje aktivnim ispravljačem kao virtuelnom sinhronom mašinom," presented at the VIII Regionalna konferencija - Industrijska energetika i zaštita životne sredine u zemljama jugoistočne Evrope IEEP'22, Nov, 2022.

- [52] Q. Zhong, "Virtual Synchronous Machines: A unified interface for grid integration," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 18-27, Dec. 2016.
- [53] M. Tanasić, "Upravljanje aktivnim ispravljačem kao virtuelnom sinhronom mašinom," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2023.
- [54] S. K. Sahoo, R. Sultana, and M. Rout, "Speed control of DC motor using Modulus Hugging Approach," presented at the International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011), Chennai, India. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1049/cp.2011.0418>.
- [55] José María Maza-Ortega, J. M. Mauricio, M. Barragán-Villarejo, and F. d. P. G. López, "SUNRISE D2.1 Report on the design of a Real-Time Power System Laboratory," University of Seville, Spain April 2023.
- [56] M. S. Team. "What are MIL, SIL, PIL, and HIL, and how do they integrate with the Model-Based Design approach?" <https://www.mathworks.com/matlabcentral/answers/440277-what-are-mil-sil-pil-and-hil-and-how-do-they-integrate-with-the-model-based-design-approach> (accessed).
- [57] K. Maksić, "Razvoj algoritma za upravljanje trofaznim aktivnim ispravljačem," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, Beograd, 2022.
- [58] D. F. de Souza, P. P. F. da Silva, I. L. Sauer, A. T. de Almeida, and H. Tatizawa, "Life cycle assessment of electric motors - A systematic literature review," *Journal of Cleaner Production*, vol. 456, p. 142366, 2024/06/01/ 2024, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2024.142366>.
- [59] E. Commission. "Energy Efficient Products: Electric Motors and variable speed drives." https://energy-efficient-products.ec.europa.eu/ecodesign-and-energy-label/product-list/electric-motors_en#:~:text=The%20energy%20efficiency%20level%20is,rated%20power%20and%20other%20characteristics. (accessed).
- [60] G.-A. Capolino, "Energy efficiency improvement for electrical machines: a challenge," presented at the EEMODS'2017, Roma, Italy, 2017.
- [61] L. Shao, A. E. H. Karci, D. Tavernini, A. Sorniotti, and M. Cheng, "Design Approaches and Control Strategies for Energy-Efficient Electric Machines for Electric Vehicles—A Review," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 116900-116913, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2993235.
- [62] M. Nikolić, L. Ristić, and M. Bebić, "Energy optimal control of induction motor drive in pump applications," presented at the VII Regionalna konferencija - Industrijska energetika i zaštita životne sredine u zemljama jugoistočne Evrope, Zlatibor, Jun 2019.
- [63] M. Nikolić, "Energetski optimalno upravljanje pogonom sa asinhronim motorom u aplikacijama sa pumpom," master rad, Katedra za energetske petvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elketrotehnički fakultet, 2018.
- [64] M. Z. Bebic and L. B. Ristic, "Speed Controlled Belt Conveyors: Drives and Mechanical Considerations," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. vol.18, no. no.1, pp. pp.51-60, 2018, doi: doi:10.4316/AECE.2018.01007.
- [65] D. Pejić, "Energetski optimalan rad elektromotornog pogona primenom modela gubitaka u motoru," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2020.
- [66] L. Stanić, "Implementacija indirektnog vektorskog upravljanja asinhronim motorom primenom FPGA kola," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2019.
- [67] Đ. Mutavdžić, "Energetski oprimalan rad pogona sa asinhronim motorom," master rad, Katerdra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2019.

- [68] A. Seizović, "Analiza i primena algoritma roja čestica za energetske optimalno upravljanje pogonom sa asinhronim motorom," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2020.
- [69] A. Seizović, N. Vojvodić, L. Ristić, and M. Bebić, "Energy efficient control of variable-speed induction motor drives based on Particle Swarm Optimization," presented at the International Symposium on Industrial Electronics and Applications (INDEL), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, 2020.
- [70] S. Lim and K. Nam, "Loss-minimising control scheme for induction motors," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, no. 4, pp. 385-397. [Online]. Available: https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa_20040384
- [71] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle Swarm Optimization," in *IEEE International Conference on Neural Networks IV*, 1995, pp. 1942-1948.
- [72] Aleksa Seizović, L. Ristić, and M. Bebić, "Energy optimal control of an induction motor drive based on PSO algorithm," presented at the VII Regionalna konferencija - Industrijska energetika i zaštita životne sredine u zemljama jugoistočne Evrope, Zlatibor, Jun 2019.
- [73] L. Stanić, Ž. Koprivica, N. Vojvodić, L. Ristić, and M. Bebić, "Energy optimal control of induction motor drive - study of two cases," presented at the VII Regional Conference - Industrial energy and environmental protection in the countries of Southeast Europe, Zlatibor, Serbia, 2019.
- [74] M. Gecić, "Energetski efikasno digitalno upravljanje sinhronim motorom sa stalnim magnetima pri velikim brzinama obrtanja," doktorska teza, Univerzitet u Novom Sadu Fakultet tehničkih nauka, 2016.
- [75] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, (1st ed.) ed. CRC Press, Taylor & Francis Group, USA, 2010.
- [76] Borislav Jeftenić, V. Vasić, and Đ. Oros, *Regulisani elektromotorni pogoni – rešeni problemi sa elementima teorije*. Akademski misao, Beograd 2004.
- [77] U. Milošević, "Projektovanje sinhronog motora sa utisnutim magnetima u rotoru i analiza metoda za njegovo upravljanje," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2022.
- [78] U. Milošević, L. Ristić, and M. Terzić, "Application of Typical Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive to Achieve Optimal Performance," presented at the VIII Regional Conference "Industrial Energy and Environmental Protection in Southeastern European Countries", IEEP '22, Belgrade, 2022.
- [79] A. Vuksanović, "Napredni algoritmi upravljanja za povećanje efikasnosti IPM pogonskog motora električnog automobila," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2023.
- [80] A. Boglietti and M. Pastorelli, "Induction and synchronous reluctance motors comparison," presented at the 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008.
- [81] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira, and G. Baoming, "Beyond Induction Motors—Technology Trends to Move Up Efficiency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 2103-2114, May-June, 2014.
- [82] N. Dushyantha *et al.*, "The story of rare earth elements (REEs): Occurrences, global distribution, genesis, geology, mineralogy and global production," *Ore Geology Reviews*, vol. 122, p. 103521, 2020/07/01/ 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.oregeorev.2020.103521>.
- [83] D. Tiwari, J. Miscandlon, A. Tiwari, and G. W. Jewell, "A Review of Circular Economy Research for Electric Motors and the Role of Industry 4.0 Technologies," *Sustainability*, vol. 13, 9668, pp. 1-19, 2021.
- [84] I. Boldea and L. Tutelea, *Reluctance electric machines: design and control*. CRC Press, 2018.
- [85] B. Čeranić, L. Ristić, M. Bebić, and S. Pavlović, "Experimental evaluation of energy efficiency in industrial drives with induction and synchronous reluctance motors," presented at the IX Regional Conference: Industrial Energy and Environmental Protection in the countries of South Eastern Europe - IEEP 2024, Belgrade, Serbia, May, 2024, 2024.

- [86] B. Čeranić, "Analiza performansi elektromotornog pogona sa sinhronim reluktantnim motorom," master rad, Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, 2024.
- [87] T. Senjyu, K. Kinjo, N. Urasaki, and K. Uezato, "High efficiency control of synchronous reluctance motors using extended Kalman filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 4, pp. 726-732, Aug. 2003.
- [88] *Drive Composer start-up and maintenance PC tool, user manual*. [Online]. Available: https://library.e.abb.com/public/4e025db00db742bb9c4eb1392ea7d3a2/EN_DriveCompPC_tool_UM_X_A4.pdf
- [89] B. Jeftenić and M. Bebić, "Energy efficiency of electrical drives," *Brochure, MEEIS, 2005 (in Serbian)*.
- [90] L. B. Ristic and B. I. Jeftenic, "Implementation of Fuzzy Control to Improve Energy Efficiency of Variable Speed Bulk Material Transportation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2959-2969, 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2169639.
- [91] L. Ristić, "Development of an algorithm for increasing the energy efficiency of belt conveyor systems in open pit mines," PhD thesis, Department of Power Electronics and Electrical Drives, University of Belgrade, School of Electrical Engineering, 2012.
- [92] S. N. Sivanandam, S. Sumathi, and S. N. Deepa, *Introduction to Fuzzy Logic using MATLAB*. Springer Berlin, Heidelberg, 2010, p. 430.
- [93] B. Jeftenić, L. Ristić, M. Bebić, S. Štatkić, I. Mihailović, and D. Jevtić, "Optimal utilization of the bulk material transportation system based on speed controlled drives," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, 6-8 Sept. 2010 2010, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608055.
- [94] Miroslav Bjekić, M. Rosić, and M. Božić, *Monografija nacionalnog značaja "Energetska efikasnost elektromotornih pogona", Poglavlja: " Pregled tipova i performansi pumpnih sistema" i "Pregled pogona pumpnih sistema sa promenljivom brzinom"*. Tehnički fakultet u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, 2012.
- [95] M. M. Kostić, *Povećanje energetske efikasnosti elektromotora u pogonima*. Elektrotehnički institut NIKOLA TESLA, 2010, p. 325.
- [96] H. Falkner, "Appendix 5: Lot 11- Water Pumps (in commercial buildings, drinking water pumping, food industry, agriculture)— European Comision, AEA Energy and Environment," February 2008.
- [97] *Grundfos Management A/S, Pump Handbook*. 2004.
- [98] *Europump and Hydraulic Institute, Variable speed pumping - a guide to successful applications* Elsevier Ltd, 2004.
- [99] *Application guide No. 2 - Using variable speed drives (VSDs) in pump applications* ABB drives.
- [100] V. Simović, "Specijalne funkcije frekventnog pretvarača za primenu u pogonima sa pumpom – Danfoss Aqua Drive FC202," semestrlni rad na predmetu Energetski efikasni elektromotorni pogoni, , Katedra za energetske pretvarače i pogone, Univerzitet u Beogradu., 2014.
- [101] *Danfoss Drives, Design Guide VLT® AQUA Drive FC 202 0.25–90 kW*. 2014.
- [102] https://www.northridgepumps.com/p_1533_north-ridge-pump-as-turbine (accessed).
- [103] Matteo Postacchini, G. Darvini, F. Finizio, L. Pelagalli, L. Soldini, and E. D. Giuseppe, "Hydropower Generation Through Pump as Turbine: Experimental Study and Potential Application to Small-Scale WDN," *Water*, vol. 12, no. 958, 2020, doi: 10.3390/w12040958.
- [104] Maxime Binama, W.-T. Su, X.-B. Li, F.-C. Li, X.-Z. Weia, and S. An, "Investigation on pump as turbine (PAT) technical aspects for microhydropower schemes: A state-of-the-art review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 79, pp. 148–179, 2017.
- [105] Armando Carravetta, S. D. Houreh, and H. M. Ramos, *Pumps as Turbines - Fundamentals and Applications*. Springer Tracts in Mechanical Engineering, 2018.
- [106] Mateja Nikolić, D. Mršević, L. Ristić, Đ. Čantrak, and N. Janković, "Induction Machine Driven Pump Applied as Turbine in Micro-hydro Power Plants," presented at the 6th

- International Symposium on Environment-Friendly Energies and Applications (EFEA), Sofia, Bulgaria, 2021.
- [107] Wim Deprez, A. Dexters, J. Driesen, and R. Belmans, "Energy Efficiency of small Induction Machines: Comparison between Motor and Generator Mode," presented at the XVII International Conference on Electrical Machines (ICEM 2006), Chania, Crete Island, Greece, 2006.
- [108] M.S. Nedeljkovic, N. Z. Jankovic, D. S. Cantrak, D. B. Ilic, and M. S. Matijevic, "Engineering Education Lab Setup Ready for Remote Operation - Pump System Hydraulic Performance," presented at the IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON), Santa Cruz de Tenerife, Canary Islands, Spain, 2018.
- [109] A. A. Williams, "Pumps as turbines for low cost micro hydro power," *Renewable Energy*, vol. 9, no. 1, pp. 1227-1234, 1996/09/01/ 1996, doi: [https://doi.org/10.1016/0960-1481\(96\)88498-9](https://doi.org/10.1016/0960-1481(96)88498-9).
- [110] Emma Frosina, D. Buono, and A. Senatore, "A Performance Prediction Method for Pumps as Turbines (PAT) Using a Computational Fluid Dynamics (CFD) Modeling Approach," *Energies* vol. 10, no. 1:103, 2017, doi: <https://doi.org/10.3390/en10010103>.

CIP – Каталогизација у публикацији
Народна библиотека Србије, Београд

621.313(075.8)(0.034.2)
62-83(075.8)(0.034.2)

РИСТИЋ, Лепосава, 1965-

Energetski efikasni elektromotorni pogoni [Elektronski izvor] /
Leposava Ristić.

- 1. elektronsko izd. - Beograd : Univerzitet, Elektrotehnički
Fakultet : Akademska misao, 2026 (Beograd : Akademska misao).
- 1 elektronski optički disk (CD-ROM) ; 12 cm

Sistemski zahtevi: Nisu navedeni. - Nasl. sa naslovne strane
dokumenta. - Tiraž 300.
- Sadrži bibliografiju.

ISBN 978-86-6200-086-6 (AM)

a) Електрични погони b) Електрични мотори

COBISS.SR-ID 199768585
