

**UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA**

**Vladimir M. Popović**

**NAPREDNO UPRAVLJANJE ASINHRONIM  
MOTOROM U SKLOPU POGONA  
ELEKTRIČNOG VOZILA**

**Doktorska disertacija**

**Novi Sad 2020.**





УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА

21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, <b>РБР:</b>		
Идентификациони број, <b>ИБР:</b>		
Тип документације, <b>ТД:</b>	Монографска публикација	
Тип записа, <b>ТЗ:</b>	Текстуални штампани примерак	
Врста рада, <b>ВР:</b>	Докторска дисертација	
Аутор, <b>АУ:</b>	Владимир М. Поповић	
Ментор, <b>МН:</b>	проф. др Дарко П. Марчетић	
Наслов рада, <b>НР:</b>	Напредно управљање асинхроним мотором у склопу погона електричног возила	
Језик публикације, <b>ЈП:</b>	српски	
Језик извода, <b>ЈИ:</b>	српски	
Земља публикавања, <b>ЗП:</b>	Република Србија	
Уже географско подручје, <b>УГП:</b>	АП Војводина	
Година, <b>ГО:</b>	2020.	
Издавач, <b>ИЗ:</b>	Ауторски репринт	
Место и адреса, <b>МА:</b>	Факултет техничких наука, 21000 Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6	
Физички опис рада, <b>ФО:</b> (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	(10/148/127/14/32/56/4)	
Научна област, <b>НО:</b>	Електротехничко и рачунарско инжењерство	
Научна дисциплина, <b>НД:</b>	Електроенергетика	
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО:</b>	електромоторни погон, електрично возило, оптимална контрола, адаптивно управљање, енергетска ефикасност, асинхрона машина	
<b>УДК</b>		
Чува се, <b>ЧУ:</b>	Библиотека ФТН, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад	
Важна напомена, <b>ВН:</b>		
Извод, <b>ИЗ:</b>	Модерни погони електричних возила захтевају напредно управљање погонском електричном машином којим се постиже робустан рад и оптималне перформансе у свим режимима рада. У дисертацији је предложен низ метода за управљање асинхроним машином које покривају већину режима рада електричног возила а представљају генерализацију конвенционалних решења надоградњом ефеката губитака у гвожђу. Проблем параметарске осетљивости контролера оријентације поља асинхроне машине специфичне конструкције је решен предлогом алгоритма заснованим на самоподешавајућем естиматору временске константе ротора. Затим је конструисан алгоритам за оптималну расподелу динамичких капацитета струје у циљу максимизације момента, применљив у динамичком режиму рада, као и алгоритам увећања енергетске ефикасности са уважавањем ефекта zasiћења и губитака у гвожђу, применљив у трајном режиму рада електричног возила. Нумеричке и експерименталне провере су извршене на модерном DSP-у.	
Датум прихватања теме, <b>ДП:</b>		
Датум одбране, <b>ДО:</b>		
Чланови комисије, <b>КО:</b>	Председник: др Веран Васић, ред. проф., ФТН Нови Сад	
	Члан: др Ђура Орос, ванр. проф., ФТН Нови Сад	
	Члан: др Петар Матић, ванр. проф., ЕТФ Бања Лука	Потпис ментора
	Члан: др Дејан Јеркан, доц., ФТН Нови Сад	
	Члан, ментор: др Дарко Марчетић, ред. проф., ФТН Нови Сад	



## KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, <b>ANO</b> :	
Identification number, <b>INO</b> :	
Document type, <b>DT</b> :	Monographic publication
Type of record, <b>TR</b> :	Textual Printed Material
Contents code, <b>CC</b> :	Ph.D. Thesis
Author, <b>AU</b> :	Vladimir M. Popović
Mentor, <b>MN</b> :	prof. dr Darko P. Marčetić
Title, <b>TI</b> :	Advanced control of induction motor in electric vehicle propulsion system
Language of text, <b>LT</b> :	serbian
Language of abstract, <b>LA</b> :	serbian
Country of publication, <b>CP</b> :	Republic of Serbia
Locality of publication, <b>LP</b> :	AP of Vojvodina
Publication year, <b>PY</b> :	2020.
Publisher, <b>PB</b> :	Author's reprint
Publication place, <b>PP</b> :	Факултет техничких наука, 21000 Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6
Physical description, <b>PD</b> : <small>(chapters/pages/ref.tables/pictures/graphs/appendixes)</small>	(10/148/127/14/32/56/4)
Scientific field, <b>SF</b> :	Electrical and computer engineering
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Electrical power engineering
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	electric drive, traction vehicle, optimal control, adaptive control, energy efficiency, induction machine
<b>UC</b>	
Holding data, <b>HD</b> :	Library of Faculty of technical sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Note, <b>N</b> :	
Abstract, <b>AB</b> :	Modern electric vehicle propulsion systems impose the necessity for robust and yet simple strategy for obtaining optimal drive performances regarding the driving conditions. In this thesis, the set of novel optimal control methods is developed to cope with the various different driving states of electric vehicle. The presented methods are designed to upgrade performances of the conventional strategies by including the effects of iron losses. Parametric uncertainty problem in FOC controller of specifically designed asynchronous machine is solved by introducing the novel self-tuning estimator of rotor time constant. Consequently, the construction of optimal controller which maximizes the torque generation mechanism, suitable for intermittent driving cycle of electric vehicle, and algorithm for enhancing the efficiency characteristic, in continuous driving mode, is provided, which include the effects of saturation and iron losses. Numerical and experimental verification is done on a modern DSP to emphasize the essential advantages of novel control strategy.
Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB</b> :	
Defended on, <b>DE</b> :	
Defended Board, <b>DB</b> :	President: dr Veran Vasić, full prof., FTN Novi Sad
	Member: dr Đura Oros, assoc. prof., FTN Novi Sad
	Member: dr Petar Matic, assoc. prof., ETF Banja Luka
	Member: dr Dejan Jerkan, assist. prof., FTN Novi Sad
	Member, mentor: dr Darko Marčetić, full prof., FTN Novi Sad
	Menthor's sign

## ZAHVALNICA

*Na ovom mestu, želeo bih da izrazim duboku zahvalnost mom mentoru, prof. dr Darku Marčetiću, za aktivno vođenje i kontinualnu podršku tokom izrade doktorske disertacije. Veoma sam impresioniran strpljenjem, entuzijazmom i ogromnim znanjem prof. Marčetića, čiji su tehnički saveti i sugestije direktno doprineli da se ova disertacija uspešno sprovede kraju.*

*Takođe, ništa manju zahvalnost dugujem i prof. dr Đuri Orosu kao mom savetniku tokom početne faze doktorskih studija. Njegovo rukovođenje i profesionalno iskustvo je doprinelo sticanju sveobuhvatnog znanja i potrebne širine iz stručne oblasti.*

*Konačno, sve ovo dugujem svojim roditeljima Momčilu i Brankici kao i mojoj budućoj supruzi Mirjani čija su mi bezgranična podrška i ljubav davali motivaciju i odlučnost da završim ovu doktorsku disertaciju.*

## SPISAK SKRAĆENICA KORIŠĆENIH U RADU

<i>AC</i>	– naizmjenična veličina ( <i>engl. Alternating Current</i> ),
<i>DC</i>	– jednosmerna veličina ( <i>engl. Direct Current</i> ),
<i>AM</i>	– asinhroni motor,
<i>SRM</i>	– sinhroni reluktantni motor,
<i>PWM</i>	– impulsno širinska modulacija ( <i>engl. Pulse Width Modulation</i> ),
<i>SVPWM</i>	– impulsno širinska modulacija prostornim vektorima ( <i>engl. Space Vector Pulse Width Modulation</i> ),
<i>CRVSI</i>	– strujno regulisan naponski inverter ( <i>engl. Current Regulated Voltage Source Inverter</i> ),
<i>VC</i>	– vektorski kontroler ( <i>engl. Vector Controller</i> ),
<i>VU</i>	– vektorsko upravljanje,
<i>DTC</i>	– direktno upravljanje momentom ( <i>engl. Direct Torque Control</i> )
<i>LMC</i>	– optimalni kontroler zasnovan na matematičkom modelu ( <i>engl. Loss Model Controller</i> ),
<i>SC</i>	– kontroler pretrage ( <i>engl. Search Controller</i> ),
<i>MRAS</i>	– referentno–adaptivni kontroler zasnovan na modelu ( <i>engl. Model Reference Adaptive System</i> )
<i>LO</i>	– Luenbarger observer,
<i>EKF</i>	– prošireni Kalman filter ( <i>engl. Extended Kalman Filter</i> )
<i>MTPA</i>	– strategija maksimalnog momenta po amperu ( <i>engl. Maximum Torque Per Amperre</i> ),
<i>MAPT</i>	– strategija minimalne struje po referenci momenta ( <i>eng. Minimum Amperre Per Torque</i> ),
<i>MTPV</i>	– strategija maksimalnog momenta po referenci napona ( <i>eng. Maximum Torque Per Volt</i> ),
<i>FOC</i>	– kontroler orijentacije polja ( <i>engl. Field Oriented Controller</i> ),
<i>I-RFOC</i>	– indirektni kontroler orijentacije polja na fluks rotora ( <i>engl. Indirect Rotor Field Oriented Controller</i> ),
<i>DFOC</i>	– direktni kontroler orijentacije polja ( <i>engl. Direct Field Oriented Controller</i> )
<i>RFOC</i>	– kontroler za orijentaciju polja na rotorski fluks ( <i>engl. Rotor Field Oriented Controller</i> ),
<i>SCC</i>	– kontroler za samopodešavanje pogona ( <i>engl. Self-Commissioning Controller</i> ),
<i>LSE</i>	– estimator najmanjih kvadrata greške ( <i>engl. Least Square Estimator</i> ),
<i>DSC</i>	– digitalni signalni kontroler ( <i>engl. Digital Signal Controller</i> ),
<i>EES</i>	– elektroenergetski sistem,
<i>SMU</i>	– sopstvena mreža uređaja,
<i>EV</i>	– električno vozilo ( <i>engl. Electric Vehicle</i> ),
<i>SUS</i>	– motorski sistemi sa unutrašnjim sagorevanjem,
<i>SAU</i>	– sistem automatskog upravljanja,
<i>IMP</i>	– princip unutrašnjeg modela ( <i>engl. Internal Model Principle</i> ),

<i>PI</i>	– proporcionalno–integralni regulator,
<i>EMS</i>	– elektromotorna sila,
<i>CCD</i>	– klasična rasprižuća šema ( <i>engl. Cross Coupling Decoupling</i> ),
<i>AFFK</i>	– amplitudno/fazno–frekventna karakteristika,
<i>GMP</i>	– geometrijsko mesto polova,
<i>AWM</i>	– mehanizam odmotavanja integralne sume ( <i>engl. Anti Wind–Up Mechanism</i> ),
<i>D/A</i>	– digitalno/analogni konvertor,
<i>DSP</i>	– digitalni signalni procesor,
<i>NR</i>	– <i>Newton–Raphson</i> iterativni postupak,
<i>NLP</i>	– optimizacija nelinearnog problema ( <i>engl. Non Linear Programming</i> ),
<i>EUHC</i>	– kategorizacija vozila po standardu Evropske Unije ( <i>engl. European Union vehicle category</i> ),
<i>LUT</i>	– tabela mapiranja ( <i>engl. Look-Up Table</i> ),
<i>SSE</i>	– suma kvadrata greške ( <i>engl. Sum of Squares due to Error</i> ),
<i>RMSE</i>	– rezidualna standardna greška ( <i>engl. Root Mean Squared Error</i> ).

## SADRŽAJ:

1. Uvod.....	1
1.1. Uvodna diskusija.....	1
1.2. Pregled literature.....	3
1.2.1. Pregled literature iz oblasti adaptacije parametra vremenske konstante rotora AM .....	4
1.2.2. Pregled literature iz oblasti optimalne kontrole pogona AM u intermitentnim režimima rada.....	7
1.2.3. Pregled literature iz oblasti optimalne kontrole pogona AM u trajnom režimu rada .....	9
1.3. Organizacija rada .....	10
2. Modelovanje asinhronne mašine .....	13
2.1. Energetski bilans.....	13
2.2. Matematički model AM sa uvažanim gubicima u gvožđu.....	15
2.3. Modelovanje u prostoru stanja.....	18
2.4. Uprošćeni model sa uvažanim gubicima u gvožđu .....	20
2.5. Vektorski model sa orijentacijom polja na fluks rotora .....	22
3. Robustan vektorski kontroler AM namenjen za primenu u električnim vozilima.....	25
3.1. Napredni adaptivni kontroler orijentacije polja.....	26
3.1.1. Analiza osetljivosti karakteristika AM na promene parametra vremenske konstante rotora .....	27
3.1.2. Modelovanje predloženog adaptivnog kontrolera vremenske konstante rotora zasnovanog na LSE .....	31
3.1.3. Praktični aspekti formulisanog LSE.....	38
3.2. Robusna kontrola struje asinhronne mašine .....	43
3.2.1. Princip unutrašnjeg modela.....	43
3.2.2. Strujni kontroler zasnovan na principu unutrašnjeg modela .....	44
3.2.3. Diskretni IMP kontroler struje.....	53
4. Metode za postizanje optimalnih performansi u intermitentnim režimima rada električnog vozila.....	57
4.1. Uticaj gubitaka u gvožđu na mehanizam uspostavljanja momenta AM .....	58
4.1.1. Generalizovana formula za momenat uvažavajući gubitke u gvožđu .....	59
4.1.2. Uprošćeni obrasci za elektromagnetni momenat .....	61
4.1.3. Analiza odstupanja aproksimativnih relacija elektromagnetnog momenta od generalne formule.....	62
4.2. Strategija optimalne kontrole u oblasti niskih učestanosti intermitentnog režima rada AM .....	63
4.2.1. MTPA strategija bez uvažavanja uticaja zasićenja magnetnog kola.....	64
4.2.2. MTPA strategija koja uključuje uticaj zasićenja magnetnog kola.....	65
4.2.3. Implementacija napredne MTPA strategije u realnom vremenu .....	66
4.2.4. Poređenje napredne MTPA strategije sa klasičnim obrascem koji zanemaruje efekte zasićenja.....	68
4.3. Strategija optimalne kontrole u oblasti srednjih i visokih učestanosti intermitentnog režima rada AM.....	70
4.3.1. MAPT optimalna strategija.....	70



4.3.2. Karakteristike performanse napredne MAPT strategije.....	73
5. Metode za postizanje optimalnih performansi u trajnom režimu rada pogona električnog vozila .....	75
5.1. Aproksimacija kontrolabilnih gubitaka AM.....	75
5.1.1. Predlog kriterijumske funkcije gubitaka .....	76
5.1.2. Analiza odstupanja estimacije kontrolabilnih gubitaka .....	77
5.2. Strategija optimalne kontrole zasnovana na modelu gubitaka AM.....	79
5.2.1. Napredni LMC kontroler .....	79
5.2.2. Analiza osetljivosti LMC strategije .....	82
5.2.3. Karakteristike performansi predložene LMC strategije .....	83
5.2.4. Dodatne analize i zakonitosti u okviru LMC optimizacionog algoritma .....	85
5.3. Strategija optimalne kontrole zasnovana na algoritmu pretraživanja.....	87
5.3.1. Kontroler pretrage zasnovan na gradijentnom metodu .....	88
5.3.2. Karakteristike performanse gradijentnog algoritma za pretraživanje .....	89
5.4. Hibridni kontroler energetske efikasnosti AM.....	91
6. Opis prototipa pogona električnog vozila i inicijalna identifikacija parametara modela .....	95
6.1. Podaci o asinhronoj mašini.....	95
6.2. Opis laboratorijskog prototipa pogona električnog vozila .....	95
6.3. Opis električnog vozila za potrebe eksperimentalne verifikacije .....	96
6.4. Procesuiranje signala povratnih sprega pogona električnog vozila.....	99
6.4.1. Merenja faznih struja .....	99
6.4.2. Merenja faznih napona.....	101
6.4.3. Procena električne snage u pogonu AM.....	102
6.4.4. Merenje temperature namotaja AM.....	103
6.5. Inicijalna identifikacija parametara ekvivalentne šeme AM.....	104
6.5.1. Opis algoritma za automatsku identifikaciju parametara AM.....	105
6.5.2. Prikaz rezultata inicijalne identifikacije parametara AM .....	106
7. Eksperimentalni rezultati.....	113
7.1. Rezultati predloženog algoritma za robusni vektorski kontroler AM.....	113
7.1.1. Rezultati naprednog LSE estimatora vremenske konstante rotora .....	113
7.1.2. Rezultati naprednog IMP kontrolera struje .....	118
7.2. Rezultati eksperimentalno snimljenih optimalnih karakteristika pogona AM.....	121
7.2.1. Optimalne karakteristike pogona AM YDQ6730 u trajnom režimu .....	121
7.2.2. Optimalne karakteristike pogona AM YDQ6730 u intermitentnom režimu..	124
7.3. Eksploatacione performanse pogona električnog vozila Excar M1S2 sa optimalnim kontrolerom .....	125
8. Zaključak .....	131
9. Literatura .....	137
10. Dodatak.....	147
10.1. Dodatak I – Natpisna pločica asinhronne mašine .....	147
10.2. Dodatak II – Karakteristika NTC termistora 47k BC-2322-615-5473 .....	147
10.3. Dodatak III – Reprezentacija krive magnećenja AM.....	148
10.4. Dodatak IV – Parametri merno-prilagodnih kola struje i napona AM.....	148



Ova stranica je namerno ostavljena praznom!



## 1. UVOD

Predmet istraživanja doktorske disertacije jeste razvoj optimalnih strategija upravljanja u sklopu pogona električnog vozila sa asinhronom mašinom. Kroz izlaganje relevantnih metodologija apostrofirano je jasan uvid na unapređenje performansi rada aplikacije kao i naučnog doprinosa i originalnosti doktorske disertacije.

### 1.1. Uvodna diskusija

Kontinuirani razvoj tehnologije je praćen konstantnom potrebom za optimalnim korišćenjem primarnih energenata. U skladu sa sve rigoroznijim tehnološkim zahtevima diktiranim rastućim tržištem ljudskih potreba, optimizacija dobija na sve većem značaju. Neosporan porast potreba za energijom u svetu dodatno daje na značaju razvoju tehnika za uvećanje efikasnosti. Danas, gotovo da ne postoji nijedan procesni sistem u kome nije implementirana neka vrsta optimalne upravljačke strategije. Samo na taj način, kroz kontinuiranu uštedu energije pri maksimiziranim zahtevima za efikasnost, je moguće pratiti sve zahtevnije tržište za energijom.

Osnov za održivi razvoj u okviru elektromotornih pogona je u korelaciji sa pojmom *pametni električni pogon*. Trenutni razvoj ove grane podrazumeva razvoj naprednih algoritama za efikasno korišćenje električne energije. Pod tim se podrazumeva niz kako upravljačkih tako i konstruktivnih akcija na postojećem pogonu. Neophodno je minimizovati ukupne gubitke energije od izvora/baterije do samog mehaničkog podsistema u jednom celokupnom radnom ciklusu uz zadovoljenje mehaničkih zahteva od strane korisnika tog sistema. Pod upravljačkim akcijama se podrazumeva optimalno postavljanje vektora električnih veličina u odnosu na magnetne flukseve u motoru kako bi se zadovoljili zahtevi za pogonskim momentom i brzinom obrtanja. Naponi i struje se prepodešavaju u skladu sa dinamičkim jednačinama na način da se zahtevana izlazna snaga u potpunosti pokrije uz minimalne gubitke pri elektromehaničkoj konverziji tj. da se isporuči minimalna ulazna snaga. Na taj način se optimalno iskorišćava električni izvor i produžava radni ciklus baterije. Slično važi i za obrnut smer energije, važno je električno kočiti, u svrhu redukovanja brzine obrtanja pogona. Višak električne energije se odvodi iz mašine ponovo u pretvarač i na posletku konvertuje u električnu akumulaciju u bateriju, ponovo produžavajući njen ciklus.

Jednako važnim se smatraju i same konstrukcijske akcije na motoru, razvijaju se specifične konstrukcije koje omogućuju manji utrošak materijala za izradu motora čineći ih lakšim i startnijim. Pribegava se raznim rešenjima za upotrebu motora, naročito naizmenične struje, specifično građenim tako da se obezbedi širok radni opseg brzina i maksimalnih momenata za ubrzavanje a koji su opet pouzdani na razne kvarove i havarijske situacije. Modifikuju se primarni naponski nivoi ovih pretvarača, sve u cilju poboljšanja stepena iskorišćenja same mašine kao i faktora snage. Menja se odnos nivoa nominalnih napona i struje tako da se usklade i pretvarači u sistemu, da se maksimalno eksploatišu strujni kapaciteti njihovih prekidačkih komponenti, pa čak i da se brojne energetske međukonverzije izostave. Razvojnim inženjerima se postavlja zadatak da pomire mnogobrojne oprečne zahteve koji se postavljaju pred takav specifičan sistem. Izazov je napraviti odgovarajući sistem a da se obezbede pouzdanost, sigurnost i efikasnost ovakvog pogona. Ipak efekti ovoga će biti vidljivi na konkretnoj primeni, ispunjenje ovih tehničkih zahteva će omogućiti

prijem i predaju električne energije određenog kvaliteta, sa visokom pouzdanošću, i performansama pogona električne vuče koji prevazilaze bilo koji konvencionalni postojeći pogon.

Najranija rešenja iz oblasti elektrotransporta podrazumevala su metodologiju gde je centralno mesto zauzimao jednosmerni motor sa rednom pobudom [I1]. Pogon automobila je bio potpuno električki sa veoma pogodnom momentnom karakteristikom idealnog menjača brzine. Ovaj elektromehanički konvertor je omogućio zadovoljenje brojnih aspekata koji se postavljaju pred pogon električnog vozila, omogućio je veliki polazni momenat, širok radni opseg brzina... Međutim, karakteristični nedostaci ove mašine u pogledu njene robusnosti i pouzdanosti na kvarove, te velikih dimenzija i inercije su ograničile primenu ovih pogona na urbani transport električnim trojelbusima i trolama.

Zatim se tokom 80-tih i 90-tih godina prošlog veka desio veliki zaokret u tehnologiji električnih vozila korišćenjem mašina naizmenične struje unutar električnih hibridnih pogona [I2]. Razvojem naprednih upravljačkih algoritama i mogućnošću njihove realizacije u realnom vremenu zajedno sa unapređenim i komercijalno razvijenim invertorskim uređajima upravo je omogućen ovaj zaokret. Počeci razvoja su se oslonili na upotrebu asinhronih mašina sa evidentnim unapređenjem u domenu robusnosti, sigurnosti i pouzdanosti [I3]–[I4]. Smanjene su dimenzije pogona, pa i inercije samog vozila omogućivši pri tome velika ubrzanja. Dobro poznata i razrađena tehnologija izrade ovih pretvarača je omogućila masovnu proizvodnju, skalabilitet itd...

Dalja unapređenja iz oblasti su išla ka upotrebi sinhronih mašina sa utisnutim magnetima i sinhronih reluktanih mašina kojima su prvenstveno omogućena veća energetska efikasnost i gustina snage [I5]. Ipak, sve do značajnijeg napretka u razvoju hemijskih izvora ovu pogoni su imali isključivo hibridni karakter [I6]. *SUS* motor sa svim nedostacima koji su ga pratili je omogućavao dopunu energije u baterijama i predavao dodatno energiju za pogon vozila. Emisija štetnih izduvnih gasova i materijala je ostala nedorečen problem iako je ovaj udeo ipak smanjen u odnosu na konvencionalne automobilske pogone. Ovi hibridni pogoni su doživeli velike mehaničke modifikacije i unapređenja, razvijala su se rešenja sa serijskim i paralelnim hibridima, pa i raznim složenim topologijama koji su koristili kombinaciju više topologija. Razvojem baterija zasnovanih na litijum–jonskoj tehnologiji, povećava se domet vozila, gustina skladištenja energije i zaokret u ovoj grani ponovo nastoji da konstruiše potpuno električni pogon vozila [I7]- [I8]. Unapređenje ponovo podrazumeva modifikaciju konstrukcije elektromehaničkog pretvarača zajedno sa razvojem optimalnih algoritama uštede energije i maksimalnog iskorišćenja strujno/naponskog kapaciteta. Koriste se sinhroni reluktatni motori (*SRM*) zbog proste konstrukcije, velike gustine momenta i omogućenja rada pri visokim brzinama. Zatim se konstrukcija unapređuje u vidu dodavanja magneteta kao *SRM* sa asistiranim magnetom, pa se vraća i trend sinhronih motora sa utisnutim magnetima gde se magnetno polje usmerava u potpunosti u vazdušni zazor, dobijajući veliku gustinu polja.

Najfleksibilnije konstrukcije ipak su napravljene sa asinhronom mašinom gde se ide u cilju potpune modifikacije konstrukcije korišćenjem motora niskog napona napajanog iz pretvarača čije je kolo direktno povezano na baterije sigurnog naponskog nivoa [I9]. Upotrebom ovog motora je poboljšan faktor snage, smanjen uticaj rasipnih flukseva, omogućen siguran rad i dobijena izvesna energetska ušteda kako u samom motoru tako i u smanjenju broja aktivnih međukonverzija energije. Ipak, specifična topologija je zaživela samo u pogonima sa vozilima malih snaga (npr. vozila za golf terene...) sa prodorom ka aplikacijama većih snaga. Mana ove tehnologije je dodatno u samom uticaju konstrukcije na postojeće upravljačke algoritme, zahteva se revizija postojećih metoda optimalnog upravljanja usled povećane osetljivosti na promenu parametara i nemodelovanu dinamiku

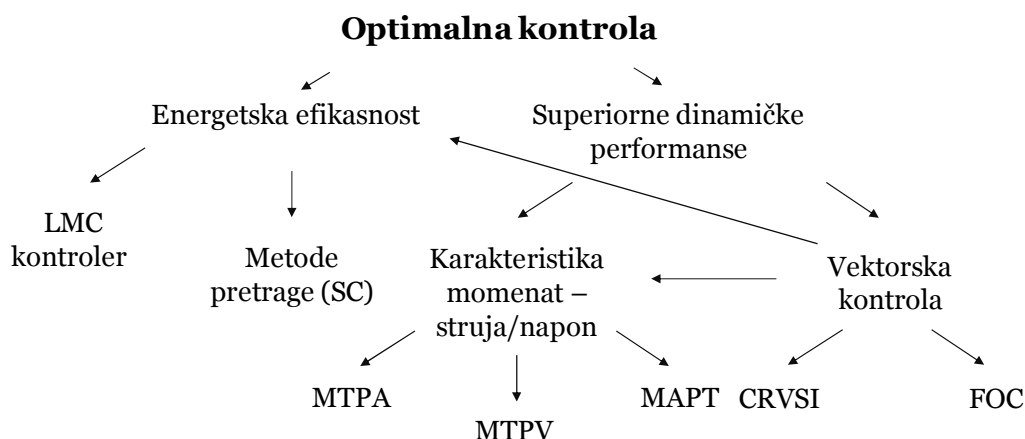
[110]. Inženjeri upravljanja ponovo preispituju upravljačko-regulacioni deo u cilju kompenzacije i poboljšanja rada.

Revizija postojećih optimalnih upravljačkih strategija usled cikličnih promena konstrukcionih paradigmi pogona električnog vozila inicira potrebu za daljim istraživanjima iz pomenute oblasti. Time je utemeljena svrha istraživanja i smisao delatnosti koji su prikazani unutar ove disertacije.

## 1.2. Pregled literature

U ovoj sekciji se daje pregled literature iz oblasti optimalne kontrole u naizmeničnom elektromotornom pogonu od interesa.

Na *Slici 1.1* prikazana je podela algoritama za optimalnu kontrolu.



*Slika 1.1. Klasifikacija algoritama optimalne kontrole u naizmeničnom elektromotornom pogonu*

Grafička ilustracija sa *Slike 1.1* opisuje kategorizaciju algoritama kojima se unapređuju upravljačko-regulacione performanse pogona. Složena aplikacija električnog vozila zahteva obezbeđenje visokih upravljačkih performansi u svim karakterističnim režimima rada. Implementacija svih aspekata optimalne kontrole stoga predstavlja ključan zahtev u slučaju razmatranja ove aplikacije.

Glavni aspekti optimalne kontrole u elektromotornom pogonu električnog vozila su energetska efikasnost i superiorne dinamičke performanse pri čemu su oni međusobno protivrečni. Navedeni aspekti predstavljaju kriterijume optimalnosti u trajnom i intermitentnim režimima rada aplikacije električnog vozila, respektivno. Zajednički imenilac za ove strategije jeste potreba za optimalnom raspodelom kapaciteta fluksa i momenta u pogonu.

U ovom poglavlju se stoga daje pregled radova iz oblasti optimalne kontrole pogona *AM* u trajnom i intermitentnom režimu rada.

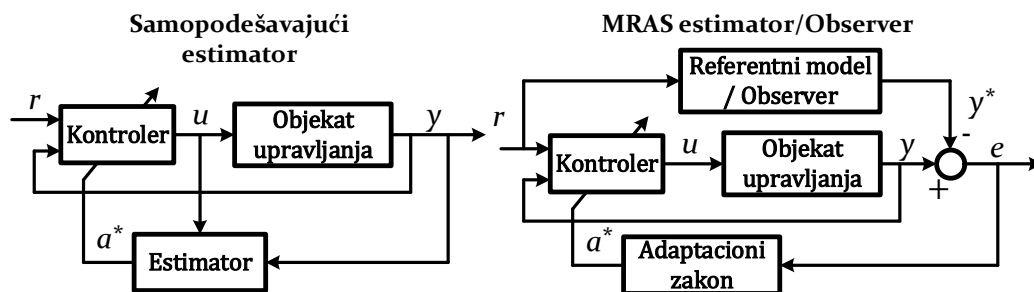
U cilju optimalnog upravljanja fluksom *AM*, neophodno ga je raspregnuti u svim režimima rada od upravljanja momentom. Raspregnuto upravljanje fluksom i momentom *AM* moguće je ostvariti korišćenjem koncepta vektorskog upravljanja, *VU*. *Slika 1.1* prikazuje povezanost vektorskog kontrolera sa ranije navedenim optimalnim konceptima. Koncept *VU* je parametarski osetljiv i zavisi od kvaliteta strujne kontrole, tako da ga je u praksi neophodno nadograditi dodatnim upravljačkim akcijama, kojima se ostvaruje optimalna kontrola *AM* u širem smislu.

U ovom poglavlju se takođe daje pregled literature iz oblasti adaptacije parametara vektorskog kontrolera  $AM$  i zaokružuje se prikaz naučne literature iz oblasti kontrole elektromotornih pogona visokih performansi sa  $AM$ .

### 1.2.1. Pregled literature iz oblasti adaptacije parametra vremenske konstante rotora $AM$

Algoritmi za adaptaciju parametara kontrolera upravljanja donose kvalitet prilikom eksploatacije elektromotornog pogona. Menjajući svoja interna pojačanja kontinuirano u vremenu, adaptivni kontroler kompenzuje negativne efekte odstupanja referentnih karakteristika pogona. Pomenuta odstupanja su posledica parametarske osetljivosti modela na koga se oslanja kontroler upravljanja.

Mehanizmi za adaptaciju kritičnih parametara u toku rada pogona se mogu podeliti u dve klase, u zavisnosti od principa obrade dostupnih ulazno/izlaznih podataka sistema. Slika 1.2 prikazuje varijante algoritama za adaptaciju parametara kontrolera objekta upravljanja [11].



Slika 1.2. Varijante adaptivnog kontrolera; samopodešavajući i MRAS kontroler/Observer

Varijanta samopodešavajućeg estimatora vrši adaptaciju skupa parametara kontrolera  $a^*$  na osnovu merenjem dostupnih signala ulaza  $u$  i izlaza  $y$  objekta upravljanja. Referentni signal  $r$  se procesuiru u kontroleru i generiše signal za pobudu objekta upravljanja  $u$ .

Nasuprot opisanoj varijanti, klasa kontrolera bazirana na *MRAS* principu (*engl. Model Reference Adaptive System*) menja kontrolerske parametre  $a^*$  putem adaptacionog zakona koga pobuđuje signal greške praćenja  $e$  između merenog  $y$  i referentnog izlaza  $y^*$ . Referentni model ima svojstvo parametarske nezavisnosti u proceni izlaza od podrazumevanog skupa  $a^*$ . Observerski mehanizam takođe vrši korekciju nepoznatog skupa parametara sistema praćenjem greške trajektorije  $e$  ali koristi transformacionu vezu između stanja koja se procenjuju i stanja čije su informacije dostupne putem merenja sa raspoloživih davača. Referentni model observera može biti identičan modelu objekta upravljanja čime se dobija observer identiteta.

Pregled se ograničava na razmatranje naučnih radova koje se bave adaptacijom parametra vremenske konstante rotora vektorskog kontrolera  $AM$  na fluks rotora u pogonu sa davačem na vratilu. Jedan takav pogon visokih performansi se razmatra u ovoj disertaciji. Podrazumeva se pregled postojećih rešenja za aplikaciju u okviru pogona električnog vozila sa  $AM$  koja uključuje raspoloživa merenja brzine/pozicije, faznih struja, napona i temperature statora. Nepristupačnost rotoru kavezne  $AM$  u električnom smislu onemogućuje jednostavnu i direktnu kompenzaciju nemodelovanih efekata u kolu rotora. Odstupanja u kolu rotora su posledica promene režima rada u pogonu što nameće potrebu za uspostavljanjem veze sa veličinama i parametrima u pristupačnim delovima statorskog podsistema  $AM$ . Stoga se efekti



odstupanja u rotorskom podsistemu kao i njihov uticaj na ostale veličine u pogonu detaljno analiziraju dok se ostali parametri modela jednostavno i direktno adaptiraju na osnovu informacija dostupnih sa raspoloživih senzora.

Prvo se navode radovi koji vrše studije parametarske osetljivosti karakteristika elektromotornog pogona sa  $AM$  [I12]–[I15]. Reference pokazuju uticaj greške vremenske konstante rotora na orijentaciju polja fluksa rotora unutar vektorskog kontrolera  $AM$ . Odstupanja parametara u kolu rotora postoje usled efekata zasićenja magnetnog kola i temperaturnih varijacija otpora namotaja rotora [I13]. Dok se efekat saturacije može jednostavno predvideti i kompenzovati putem merenja i mapiranja karakteristike induktivnosti magnećenja, problem odstupanja rotorske otpornosti zahteva složeniju strukturu za adaptaciju usled nemogućnosti direktnog merenja temperature na rotorskoj strani [I15].

U tom smeru, disertacija [I16] vrši detaljnu analizu odstupanja fluksa rotora, elektromagnetnog momenta i spoljne karakteristike brzinski regulisanog pogona  $AM$  i predlaže više varijanti za estimaciju kritičnog parametra. U zavisnosti od toga da li se razmatra pogona sa davačem ili bez davača brzine [I17], predlažu se različiti modeli malih signala za procenu parametra vremenske konstante rotora. Metod ne podrazumeva dodatne preturbacije unutar sistema i pogodan je za rad u realnom vremenu. Ipak, princip adaptacije je zasnovan na nesavršenosti tehnike impulsno–širinskog modulatora,  $PWM$  (*engl. Pulse Width Modulation*), koji unosi  $PWM$  šum u sistem. Informacija o karakteru promene parametra konstante rotora je sadržana u okviru frekventnog opsega  $PWM$  signala koga mašina u značajnoj meri potiskuje, onemogućujući robusnu estimaciju u svim režimima rada.

Većina predloženih rešenja koristi informacije o fundamentalnom harmoniku signala u sistemu. Prethodno je objašnjen princip estimacije parametara putem algoritma  $MRAS$ . Ovaj pristup je često upotrebljen u slučaju *online* procene parametara u okviru  $VU$  pogona  $AM$  [I18]–[I20]. Algoritam eksploatiše matematičke relacije koje povezuju veličine osnovnog harmonika signala  $AM$  i pokušava da adaptira nepoznati parametar. Zajedničko za metode zasnovane na  $MRAS$  principu jeste izražena parametarska osetljivost u pojedinim režimima rada pogona. Ponovo se akcent stavlja na kompenzaciju promene otpornosti rotora usled promene temperature u kolu rotora.

Rad [I18] unapređuje mehanizam procene ugrađivanjem efekata promene parametra otpornosti statora sa temperaturom kao i induktivnosti rasipanja sa promenom struje opterećenja. Kompenzuju se efekti odstupanja parametara referentnog modela i dobija se precizna procena pri malim brzinama obrtanja i u stanju kada se rotor ne obrće. Konvergenција adaptacionog procesa je jedino zadovoljena u slučaju kada postoji opterećenje pogona što predstavlja osnovni nedostatak predložene metode. Autori u [I19] definišu adaptacioni zakon na bazi energijske funkcije Ljapunova kojom se omogućava konvergenција algoritma i u slučajevima slabo opterećenog pogona. U [I20] razmatra se uticaj nesavršenosti prilikom procesiranja diskretnih signala u oblasti visokih brzina obrtanja gde se predlaže napredni proračun kojim se izbegavaju problemi usled integracije u strujnom modelu kao i fazne greške u proceni fluksa rotora referentnog modela. Ipak, ostaje problem konvergencije kada ne postoji opterećenje. Specijalna kriterijumska funkcija na bazi reaktivne snage  $AM$  iz koje se izvodi adaptivni zakon je predložena u [I21]. Procena reaktivne snage se vrši putem dostupnih merenja struje i napona statora i postiže se nulta osetljivost na promene otpornosti namotaja statora. Iako pogodna pri niskim učestanostima napajanja metoda ima komplikovani adaptivni zakon i nije pogodna u režimima sa visokim opterećenjima kada se menjaju rasipne induktivnosti namotaja.

*Slika 1.2* predstavlja ekvivalenciju forme adaptivnog estimatora zasnovanog na *MRAS* principu i observera. Umesto *MRAS* estimatora može se, za potrebe adaptacije parametra, upotrebiti i pristup sa observerom. Problemi konvergencije nepoznatog parametra se mogu izbeći ukoliko se posmatra celokupan model sistema. Parametar vremenske konstante rotora predstavlja promenljivi koeficijent vremenski varijantnog sistema koji se dobija kao sekundarni rezultat procene neke od varijabli stanja.

U literaturi su najčešće korišćena dva pristupa estimacije nepoznatog parametra vremenske konstante rotora putem mehanizma sa observerskim sistemom: deterministički Luenberger observer (*LO*) [I22]–[I23] i stohastički prošireni Kalman filter [I24]–[I26], *EKF* (engl. *Extended Kalman Filter*).

Deterministički *LO* observer stanja *AM* je predložen u [I22] koji u realnom vremenu adaptira parametar vremenske konstante rotora. Koristi se potpuni model *AM* za estimaciju čime se omogućuje procena u svim radnim uslovima. Mana pristupa je osetljivost na odstupanja ostalih parametara modela *AM* kao i neophodnost za poznavanjem brzine obrtanja rotora što ograničava algoritam na pogone sa ugrađenim senzorom na vratilu. Autori u [I23] zato koriste šemu sa tri odvojena redukovana observera stanja. Prvi observer procenjuje fluks rotora i parametar vremenske konstante kola, drugi se koristi za procenu brzine obrtanja vratila dok treći procenjuje i opterećenje na vratilu mašine. Pored prisutnog problema parametarske osetljivosti postoji problem sa podešavanjem pojačanja matrice adaptacije i propusnih opsega sistema kao i sprežnim uticajem kontura procene pojedinih estimatora.

Stohastički pristupi modelovanju pojava *AM* u [I24] omogućavaju preciznu estimaciju pojava u kolu rotora ali zahtevaju veoma mnogo procesorske snage i memorije za estimaciju u realnom vremenu. Metoda ne podrazumeva dodatno utiskivanje signala u okviru sistema i jednako se efikasno koristi prilikom samoinicijalizacije *VU* pogona kao i u toku eksploatacionog ciklusa. Metoda se oslanja na precizna merenja terminalnih veličina *AM* kao i brzine obrtanja rotora. Publikacija [I25] predlaže identifikaciju inverzne vremenske konstante rotora tretirajući je kao dodatno peto stanje sistema pored *dq* komponenti vektora statorskih i rotorski struja. Za korelisanje unutar estimatora, metoda koristi frekvencijski spektar signala koji su utisnuti usled *PWM*-a. Metoda radi pod pretpostavkom da, u slučaju promene brzine obrtanja, model postaje multivarijabilni nestacionarni sistem sa dva ulaza i dva izlaza na koje je superponiran signal belog šuma. Problemi postoje i vezani su za osetljivost na poznavanje karakteristike induktivnosti magnećenja.

Još jednom se napominje zajednička nedostatak prethodno opisanih rešenja u vidu izražene osetljivosti na odstupanja parametara modela rotora. Prikazana rešenja su dala dobre rezultate kada pogon *VU* pogona radi sa niskim specifičnim strujnim odnosima [I16]. Ukoliko se razmatra rad pogona sa orijentacijom polja na fluks rotora sa uvećanim strujnim odnosom, čak i malo odstupanje vremenske konstante rotora od idealne može rezultovati pogrešnom orijentacijom i značajnim pogoršanjem regulacionih performansi. Takve tehnike trebaju da poseduju što je moguće veći nivo robusnosti na signale šuma i značajno malu osetljivost na pojave uzrokovane nemodelovanom dinamikom i odstupanjem parametara modela. Svi opisani zahtevi se jedino mogu ostvariti posmatranjem celokupnog skupa dostupnih ulazno/izlaznih signala estimacionog modela kroz jednu ili više definisanih kriterijumskih funkcija. Samopodešavajući algoritmi koji identifikuju parametre na način da se minimizuje ili maksimizuje kriterijumska funkcija predstavljaju glavne kandidate za robusnu estimaciju u toku eksploatacije pogona. Oslanjanjem na princip *data-fitting* pomenuti mehanizmi estimacije značajno redukuju nivo mernog šuma i efikasno usrednjavaju efekte usled nesigurnosti modela.

Reference novijeg datuma za procenu vremenske konstante rotora [I27]–[I35] se upravo bave varijantama samopodešavajućeg estimatora čiji parametrizovani model prilagođavaju pojavama u kolu rotora. Koristi se linearni preparametrizovani model za estimaciju vremenske konstante rotora je predstavljen u [I27]. Estimator najmanjih kvadrata greške *LSE* (*engl. Least Square Estimator*) koristi merenja terminalnih veličina napona i struja statora, njihovih prvih izvoda u vremenu, kao i drugog izvoda struje statora. Regresorski sistem je previše komplikovan i zahteva veliku količinu memorije i procesorskog vremena za rešavanje nepoznatog skupa parametara u funkciji vremenske konstante rotora.

Autori u [I28] predlažu *offline* pristup baziran na *LSE* za detekciju kritičnog parametra. Rad opisuje specifičan pogonski ciklus *AM* gde postoje vremenski prozori kada se pogon rasterećuje. Jednostavno i efikasno procesuiranje zanemaruje uticaj sprezanja osa u kolu rotora što je smisleno jedino u specijalnom režimu rada kada se pogon nalazi u neopterećenom stanju. Metoda ne daje optimalne rezultate.

U slučaju *online* adaptacije putem *LSE* potrebno je uvažiti efekat eksponencijalnog zaboravljanja starih podataka prilikom estimacije čime se omogućuje mogućnost praćenja promene kritičnog parametra u vremenu. Interesantan pristup u [I29] predlaže upotrebu rekurzivne procesure na *Gauss–Newton* principu kojim se postiže visok nivo potiskivanja šuma uz poboljšanu konvergenciju algoritma u odnosu na klasične pristupe sa konstantnim faktorom zaboravljanja ili gradijentnim estimatorom. Strategija je međutim podesna samo za linearne sisteme.

U [I31]–[I32] predložene su varijante rekurzivnog *LSE* za estimaciju parametra vremenske konstante rotora koje koriste nelinearni parametrizovani model. Vršiti se linearizacija modela u okolini radne tačke i procenjuje skup parametara. Uvećana kompleksnost sistema kao i značajno procesorsko vreme potrebno za izračunavanje svih akcija nije pogodno za rad u realnom vremenu.

Ostali radovi od interesa su navedeni u [I33]–[I35].

Na kraju je važno napomenuti da ni jedno od predloženih rešenja nije objedinilo sve zahteve koji se postavljaju pred adaptivni sistem: korekcija vremenske konstante rotora u svim režimima rada, smanjena osetljivost na varijacije ostalih parametara, mogućnost implementacije u realnom vremenu. Adaptacija parametra vremenske konstante rotora se tako vraća u sam centar interesovanja dizajnera kontrole sistema.

### 1.2.2. Pregled literature iz oblasti optimalne kontrole pogona AM u intermitentnim režimima rada

*MAPT* upravljачka strategija (*engl. Minimum Ampere Per Torque*) minimizuje vrednost amplitude vektora struje statora za generisanje elektromagnetnog momenta koji pokriva mehaničke zahteve za ravnotežu sa momentom opterećenja.

Opisana strategija je predložena u [I36]. Strategija minimizuje strujno–momenti sačinilac *AM* i optimalno eksploatiše ograničeni strujni kapacitet invertora. Unapređenje ovog indeksa performanse je naročito važan doprinos u okviru aplikacije električnog vozila. Implementacija strategije podrazumeva adaptaciju nivoa fluksa rotora unutar *VU* pogona koja za posledicu ima i izvesno uvećanje energetske efikasnosti uz zadržavanje svojstava brzog odziva [I37]. Pomenuti dodatni doprinos je posebno analiziran i u [I38] gde strategija implementirana sa varijantom *VU* kontrolera koji direktno računa fluks rotora (*engl. Direct Field Oriented Controller*).

Pomenute strategije [I36]–[I38] imaju određene nedostatke koje se naročito ispoljavaju u režimima sa uvećanim vrednostima momenta opterećenja. Strategije ne uvažavaju uticaj zasićenja magnetnog kola koji značajno utiče na pojačanje momenta  $AM$ . Zakon optimalne distribucije baziran na ravnomernoj raspodeli kapaciteta fluksa i momenta kontrolera orijentacije polja na fluks rotora daje suboptimalne rezultate. Fluksna i momentna komponenta struje statora su tada jednake, namećući rad  $AM$  sa konstantnim klizanjem koje je jednako karakterističnoj učestanosti kola rotora.

Polazeći od razmatranja u prethodnom paragrafu, autori u [I39] daju prednost skalarnoj kontroli  $AM$  čime izbegavaju dodatne probleme odstupanja orijentacije polja ukoliko se ne očekuje rad mašine u zasićenju. Ipak, poboljšana karakteristika osetljivosti je postignuta na račun pogoršanih dinamičkih performansi pogona uz nepotpunu iskorišćenost magnetnog potencijala za generisanje fluksa.

Dalji doprinosi za unapređenje optimalnih zakona se koncentrišu na uključanju nelinearnih efekata zasićenja magnetnog kola. Strategija maksimizacije momenta pri nametnutoj referenci struje  $MTPA$  (engl. *Maximum Torque Per Ampere*) predstavlja varijantu optimalnog zakona kojom se kao ulaz u kontroler koristi amplituda struje statora [I40]. Strujni kapacitet predstavlja ulaz kojim se *a priori* može utvrditi nivo zasićenja na osnovu prethodno definisane optimalne tačke. Unapređenje postojećeg algoritma se ogleda u naprednijem procesiranju ulazne informacije čime se detaljnije bave radovi [I41]–[I42]. Rad [I41] dodatno uvažava uticaj rasipnih induktivnosti ali koristi komplikovanu analitičku zavisnost varijabli struje statora i učestanosti klizanja sa elektromagnetnim momentom. Autori u [I42] predlažu upotrebu fluksnog observera koji uvažava uticaj zasićenja za procenu promenljivog parametra induktivnosti magnećenja. Pomenuto rešenje se oslanja na preciznu procenu fluksa što se ne može garantovati u svim radnim režimima pogona  $AM$ .

Interesantni su pristupi koji implementiraju  $MTPA$  strategiju u okviru pogona električnog vozila u režimu rada kada se koristi regulator brzine [I43]. Izlaz iz regulatora brzine predstavlja strujni signal srazmeran željenom momentu  $AM$ . Algoritam koji uvažava uticaj zasićenja se analitički izvodi uz manju računsku kompleksnost u odnosu na algoritme koji koriste momenta  $AM$  kao ulaz. Ipak, dobija se nelinearna regulaciona kontura brzine koja ima promenljivo pojačanje momenta što utiče na sintezu parametar brzinskog regulatora i dinamičke performanse.

Najnovija istraživanja se koncentrišu na uvažavanje uticaja gubitaka u gvožđu na raspodelu struje zasnovanu po principu  $MTPA/MAPT$  u aplikaciji pogona električnog vozila [I44]–[I45]. Ova istraživanja su podstaknuta problemima uštede energije i povećanja dometa električnog vozila koji koristi  $AM$  kao pogonski element [I46].

Razvijaju se modeli elektromagnetnog momenta u funkciji gubitaka u gvožđu i izvode se optimalne relacije kojima se dobija preciznija raspodela kapaciteta fluksa i momenta nego u slučaju kada su efekti gubitaka u gvožđu zanemareni. Autori u [I44] uvažavaju uticaj gubitaka u gvožđu ali koriste mehanizam pretrage za optimalnu distribuciju struje. Problemi sa brzinom konvergencije pretrage onemogućuju upotrebu algoritma u specifičnim pogonskim uslovima električnog vozila kada se podrazumevaju brze i učestale promene reference momenta. Referenca [I45] koristi analitički pristup i prikazuje elektromagnetni momenta u funkciji amplitude struje statora i parametra gubitaka u gvožđu. Izvedena strujna raspodela pokazuje uvećanje energetske efikasnosti pogona u odnosu na tradicionalna rešenja raspodele.

Ostali radovi koji se bave optimizacijom pogona  $AM$  u intermitentnom režimu rada su navedeni u literaturi [I47]–[I49].

### 1.2.3. Pregled literature iz oblasti optimalne kontrole pogona AM u trajnom režimu rada

Kontrolne strategije za uvećanje energetske efikasnosti se mogu podeliti u tri kategorije: strategije zasnovane na pretraživanju, *SC* (engl. *Search Controller*), strategije zasnovane na matematičkom modelu gubitaka, *LMC* (engl. *Loss Model Controller*) i hibridne metodologije koje koriste elemente oba pristupa.

Osnovni princip rada *SC* kontrolera se ogleda u iterativnoj pretrazi optimalnog nivoa fluksa na osnovu merenja ulazne snage. Pretraga se vrši sve dok se ne postigne minimalna ulazna snaga pri zadatim referencama momenta i brzine obrtanja [I50]. Metode pretrage su neosetljive na nepreciznosti modela i uzimaju u obzir dodatne gubitke i gubitke usled invertora [I51]–[I55]. Sa druge strane, ove tehnike imaju svojstva spore konvergencije i unose oscilacije momenta u trajnom režimu rada.

Algoritam u [I51] bazira pretragu na algoritmu zlatnog preseka, ne podrazumeva poznavanje sistema *a priori* i postiže konvergenciju pretrage za minimalan broj iteracija. Osnovna mana algoritma jeste unošenje izraženih oscilacija momenta koje se ne mogu potpuno kompenzovati ni mehanizmima filtriranja reference. Autori u [I53] koriste informaciju o trećem harmoniku fluksa vazdušnog zazora, korelišu je sa ulaznom snagom i vrše pretragu. Autori u [I35] unapređuju pretragu korišćenjem *fuzzy* logike. Nabrojani algoritmi smanjuju oscilacije momenta žrtvujući brzinu konvergencije algoritma.

Metode bazirane na *LMC* principu su brze i ne zasnivaju rad na preturbacijama veličina stanja [I56]–[I77]. Na osnovu analitički izvedenih relacija modela gubitaka dobija se optimalna raspodela kapaciteta fluksa i momenta. Negativne strane ovog pristupa su parametarska osetljivost modela gubitaka kao i nepraktičnost uvažavanja svih relevantnih efekata. U brojnim referencama iz oblasti *LMC* se predlažu varijante koje koriste različite upravljačke varijable za minimizaciju gubitaka *AM*. Neki algoritmi koriste učestanost klizanja kao upravljačku varijablu [I56]–[I58], drugi komponente procenjenog fluksa rotora [I59]–[I60], zatim upravljačke varijable komponenti struje statora vektorskog pogona [I61]–[I67] kao i napon statora [I68]. Noviji literatura se uglavnom koncentriše na primenu naprednog *LMC* u aplikaciji električnih vozila i pokušava da reši svojstvene nedostatke strategije [I71]–[I77].

Detaljna studija o optimizaciji karakteristike efikasnosti skalarno upravljano pogona sa *AM* je data u [I56]. Pokazano je da se kontrolom klizanja skalarnog pogona može upravljati nivoom fluksa vazdušnog zazora i optimizovati efikasnost. Ipak dinamičke karakteristike pogona *AM* upravljano putem klizanja nisu pogodne za implementaciju u okviru pogona električnog vozila koji zahteva visoke regulacione performanse. Referenca [I57] uključuje u obzir efekte viših harmonika i saturacije i računa putem tabele optimalno klizanje za optimizaciju gubitaka *AM*. Problemi metode se ogledaju u korišćenju nepraktičnih tabela za smeštanje informacija o optimalnom klizanju kao i korišćenje početne pretrage klizanja na bazi pokušaja. Specifična metoda je uspešno implementirana samo u aplikaciji elektromotornog pogona centrifugalnih pumpi [I58].

Upravljačke varijable napona statora i učestanosti napajanja su iskorišćene za optimizaciju efikasnosti u [I66]. Uključeni su u obzir efekti zasićenja, viši harmonici i dodatni gubici prilikom konstrukcije kontrolera i izraženi gubici u funkciji napona statora. Parametarski osetljiv kontroler nije pronašao praktičnu primenu u pogonima visokih performansi s obzirom na specifičnosti karakteristike naponski napajano pogona *AM*.

Algoritmi koji vrše raspodelu fluksa rotora i/ili upravljačkih komponenti struja statora predstavljaju put ka rešenju energetski efikasnog pogona električnog vozila. Koncept  $VU$  pruža superiorne performanse regulacije dok zadržava mogućnost nadogradnje algoritmima za uvećanje efikasnosti rada. Radovi pokazuju da se komponente gubitaka mogu izraziti u funkciji upravljačkih varijabli flukseva rotora ili struja statora samo u slučaju izvesnih uprošćenja modela. Dodatna zajednička mana ovih pristupa jeste izražena parametarska osetljivost optimalnih zakona.

Efekte odstupanja parametara tokom rada  $LMC$  algoritma zasnovanog na uprošćenoj predstavi gubitaka u gvožđu  $AM$  su analizirani u [I59]. Pokazano je da se optimalna radna tačka minimalnih gubitaka u pogonu menja sa opterećenjem i brzinom obrtanja a može se postići adaptacijom reference fluksa rotora. Referenca [I60] koristi observer stanja za kompenzaciju parametarske nesigurnosti modela. Međutim, samo suboptimalne performanse su postignute s obzirom na korišćene aproksimacije prilikom konstrukcije observera stanja.

Najčešći pristup sintezi  $LMC$  u literaturi podrazumeva modelovanje gubitaka  $AM$  u funkciji upravljačkih komponenti struje statora  $VU$  pogona. U [I61] se pristupa definisanju kontrolabilnih gubitaka mašine u funkciji komponenti vektora struje statora u  $dq$  sistemu osa. Dobijena je kompaktna aproksimacija obrasca za gubitke gde su zanemareni efekti rasipanja. Iako robusna, metoda daje suboptimalne rezultate pri uvećanim opterećenjima oko nominalne radne tačke čineći pristup nezasnovanim. Sličan pristup je upotrebljen u [I62] gde je korišćen klasični model  $AM$  sa zanemarenim uticajem gubitaka u gvožđu. Dobijen je prost i brz kontroler energetske efikasnosti koji pokazuje optimalne rezultate samo pri malim učestanostima napajanja kada gubici u gvožđu nisu izraženi.

Rad [I42] izvodi novi obrazac za gubitke u funkciji svih relevantnih parametara modela  $AM$  sa gubicima u gvožđu. Na osnovu predloženog kriterijuma za optimizaciju izveden je upravljački zakon distribucije komponenti fluksa i momenta  $AM$ . Mana ovog pristupa se ogleda u komplikovanoj formi obrasca za ukupne gubitke koji nije podesan za rad algoritma u realnom vremenu. Noviji pristupi [I66]–[I67] eksploatišu dinamički model  $AM$  prilikom definisanja kriterijumske funkcije gubitaka. Uvažavaju se dinamičke relacije delimično [I66] ili uopštivosti [I67] i uopštava optimalni zakon za energetske efikasnost. Ovi zakone važi i u tranzijentnim režimima rada ali su komplikovani za upotrebu u aplikacijama koje rade u realnom vremenu.

Hibridne metode zasnivaju princip rada koristeći elemente oba strategije  $LMC$  i  $SC$ . Kombinacijom analitičkih zakona raspodele sa pretraživanjem u okolini optimalne radne tačke se predupređuju negativni efekti oba pristupa i simultano eksploatišu prednosti brze konvergencije algoritma i parametarske neosetljivosti [I69]–[I70]. Ipak, hibridni kontroler nije primenljiv u svim režimima rada elektromotornog pogona.

Autori u [I69] koriste ulaznu snagu za identifikaciju parametara kriterijumske funkcije gubitaka  $LMC$  dela i tako optimizuje nivo fluksa kojim se minimizuju gubici u mašini. Na taj način se izbegavaju problemi spore konvergencije  $SC$  dela i parametarske varijacije  $LMC$  kontrolera. Hibridizacija kontrolera energetske efikasnosti je izvršena u [I70] i postignuti su dobri rezultati pretrage uz grubo poznavanje parametara pogona.

### 1.3. Organizacija rada

Predmet naučne rasprave u ovoj tezi jeste razvoj optimalnih strategija upravljanja u sklopu pogona električnog vozila sa niskonaponskom  $AM$  kao pokretačkim organom. Iskorišćena je upravljačka strategija vektorske kontrole  $AM$  sa davačem na vratilu i

orijentacijom polja u odnosu na fluks rotora. Problemi izražene osetljivosti pomenute strategije na odstupanja parametara u kolu rotora narušavaju upravljačko–regulacione performanse odziva momenta i brzine obrtanja u pogonu. Negativni efekti se ogledaju i kroz smanjenje margine stabilnosti i neoptimalno iskorišćenje nazivnih naponsko–strujnih kapaciteta nametnutih aktuatorom i izvorom napajanja u upravljačkoj strukturi.

U tom pravcu su u tezi predložena originalna rešenja kojima se prevazilaze pomenuti problemi i unapređuju pokazatelji performansi rada. Prvo je rešen problem odstupanja referentnih karakteristika  $VU$  pogona  $AM$  prilikom promene parametara u kolu rotora definisanjem podesnog algoritma za identifikaciju kritičnog parametra vremenske konstante rotora. Zatim su postignuta unapređenja performansi odziva struje u pogonu sa naponski kontrolisanim izvorom napajanja implementacijom robusne strategije za regulaciju vektora struje statora. Oslanjajući se na pojednostavljene zakonitosti i referentne karakteristike unutar  $VU$  pogona sa  $AM$  konstruišu se napredni algoritmi za optimizaciju karakteristike momenat/struja i maksimizaciju energetske efikasnosti.

Rad se sastoji od deset poglavlja unutar kojih su uključeni spisak korišćene literature iz oblasti sa priložima.

U drugom poglavlju se daje prikaz naprednog matematičkog modela  $AM$  sa skoncentriranim parametrima koji uzima u obzir gubitke u gvožđu. Prikazuje se forma u prostoru stanja kojom se model tretira kao skup spregnutih fizičkih podsistema, sa odgovarajućim upravljačkim i izlaznim veličinama za opis procesa konverzije energije. Ovaj model se u različitim varijantama, sa ili bez uvažavanja uprošćavajućih prepostavki i nametnutim ograničenjima nadređenom  $VU$  logikom, koristi kao polazna osnova u svrhe definisanja i sinteze algoritama optimalne kontrole  $AM$ .

Treće poglavlje usmerava pažnju na unapređenje performansi upravljanja u opštem smislu, skoncentrišući se na dva glavna aspekta vektorskog pogona, kontroler orijentacije polja i strujni regulator.

Prvi aspekt predstavlja adaptaciju vremenske konstante rotora kao kritičnog parametara za pravilnu orijentaciju polja u pogonu sa davačem brzine. Analiza počinje prikazom karakteristika odstupanja u vektorskom pogonu  $AM$  sa orijentacijom polja u odnosu na fluks rotora. Zatim se daje sinteza identifikacionog algoritma za adaptaciju parametra vremenske konstante rotora  $AM$ . Korišćenjem naprednog formalizma linearizacije po povratnoj sprezi predlaže se pogodna parametrizovana forma modela za predikciju sa detaljnim opisom dispozicije ulaza i izlaza. Zatim se detaljnije definišu praktični aspekti predloženog algoritma za identifikaciju, počevši od diskretizacije modela, kroz inicijalizaciju kovarijansnih pojačanja estimatora i aspekt kvaliteta estimacije u korelaciji sa eksitacijom signala. Predlaže se rekurzivna izvedba algoritma za kontinualnu adaptaciju parametra vremenske konstante rotora u realnom vremenu kao i procedura za inicijalnu procenu parametra zasnovana na levoj pseudo–inverziji matrice podataka kada se pogon nalazi van karakterističnog radnog ciklusa.

Drugi aspekt podrazumeva robusnu regulaciju vektora struje statora kao osnovni preduslov za vektorsku kontrolu pogona  $AM$ . Posmatra se napredni mehanizam kontrole struje zasnovan na principu unutrašnjeg modela kojim se postiže željena amplitudno – fazno frekvencijska karakteristika regulacione petlje otvorenog prenosa. Uporedna analiza predložene metode sa konvencionalnim pristupima regulaciji struje je takođe prikazana u nastavku. Na kraju poglavlja, predlaže se odgovarajuća diskretna forma sa mehanizmom za sprečavanje navijanja integralne sume unutar kontrolera struje.

Naredne dve glave u tezi definišu algoritme optimalne kontrole električnog vozila u dva karakteristična režima rada pogona, intermitentni i trajni pogon.

Optimalna eksploatacija karakteristike momenat–struja je predmet rasprave u četvrtoj glavi. Analiza počinje posmatranjem momentne karakteristike  $AM$ . Izvodi se generalna formula za elektromagnetni momenat  $AM$  sa uključenim gubicima u gvožđu u funkciji upravljačkih komponenti struja. Uvođenjem odgovarajućih uprošćavajućih pretpostavki dobijaju se zamenski uprošćeni obrasci, za izvođenje optimalnih zakona  $MTPA$  i  $MAPT$  u pojedinim oblastima rada intermitentnog pogona. Preciznije, definiše se  $MTPA$  optimalna strategija u oblasti niskih učestanosti napajanja koja ne modeluje gubitke u gvožđu koji su tada zanemarivi već uvažava u obzir efekte zasićenja magnetnog kola, dok se u oblasti viših učestanosti uvažavaju u obzir gubici u gvožđu i dobija  $MAPT$  zakon. Karakteristike performansi za oba pristupa su date unutar poglavlja.

Glava pet počinje raspravom o kriterijumu optimalnosti u trajnom režimu rada pogona električnog vozila. Prednost se daje strategiji minimizacije gubitaka pogona  $AM$ . Predlaže se estimacija koonrolabilnih gubitaka na podesnom aproksimativnom modelu  $AM$  i izvodi optimalni  $LMC$  zakon raspodele kapaciteta struje za maksimizaciju efikasnosti u pogonu. Osetljivost na odstupanja u parametrima  $LMC$  strategije i nemodelovani efekti usled uprošćavajućih pretpostavki korišćenog modela se predupređuju preturbacijama upravljačkih komponenti struja. Klasični  $LMC$  pristup se unapređuje zamenom sa hibridnim kontrolerom energetske efikasnosti.

Šesto poglavlje se bavi opisom prototipa pogona električnog vozila sa niskonaponskom  $AM$ . Dat je opis celokupnog upravljačkog i energetskog dela laboratorijskog prototipa pogona sa simulaciju karakterističnog ciklusa vožnje. Verodostojnost performansi rada je verifikovana na realnom pogonu električnog vozila namenjenog za upravljanje po golf terenima, čije su specifikacije i tehnički crteži takođe priloženi. Posebna pažnja je usmerena i ka detekciji i merenju raspoloživih signala sa senzora u pogonu, na čiji se kvalitet procesuiranja snažno oslanjaju predložene optimizacione metode. Izvršena je inicijalna identifikacija parametara i odgovarajućih parametarskih karakteristika  $AM$  zasnovanih na automatskoj proceduri za samopodešavanje pogona.

Izvođenje eksperimenata za snimanje optimalnih trajektorija zasnovanih na predloženim algoritmima je prikazano u poglavlju sedam. Prvo su dati eksperimentalni rezultati rada algoritma za identifikaciju kritičnog parametra vremenske konstante rotora  $AM$ , a zatim su kroz dinamičke odzive struje statora predočene performanse regulacije robusnog kontrolera struje. U nastavku su prikazane snimljene optimalne karakteristike predloženih strategija  $MTPA/MAPT$  i hibridnog kontrolera za maksimizaciju energetske efikasnosti. Eksperimentalna verifikacija rezultata se zatvara snimanjem odziva karakterističnih veličina u pogonu električnog vozila sa  $AM$ .

U zaključnom poglavlju komentarisane su prednosti i mane predloženih optimalnih strategija, domen njihovog važenja, kao i dalji pravci istraživanja u cilju nadogradnje postojećih algoritama za optimalno upravljanje  $AM$  u pogonu električnog vozila.

Iskorišćena referenciranja na literaturu iz oblasti su navedena u poglavlju devet.

Deseto poglavlje, *Dodatak*, prikazuje priloge doktorske disertacije.



## 2. MODELOVANJE ASINHRONE MAŠINE

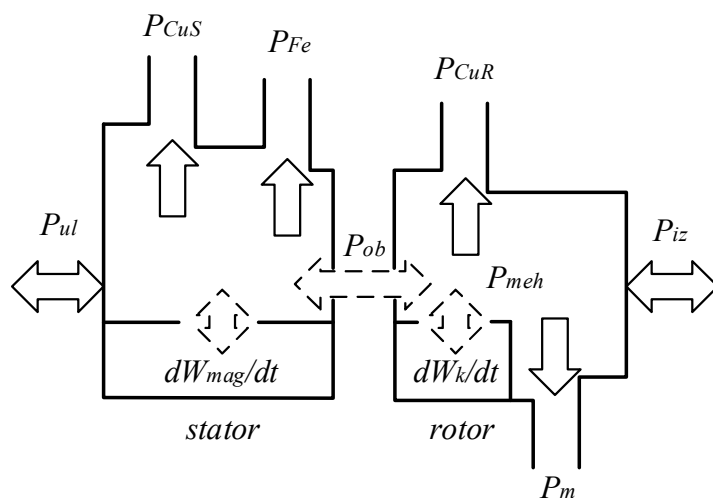
U ovom delu se daje prikaz matematičkog modela koji uvažava gubitke u gvožđu u procesu elektromehaničke konverzije asinhronne mašine (AM). Model definisan na ovaj način predstavlja polaznu osnovu za dalja razmatranja optimalne kontrole AM.

Prvi deo poglavlja se bavi protokom snage kroz AM kao i osnovnim odnosima pojedinih energetskih komponenti procesa. Zatim se definiše matematički makroskopski model AM sa skoncentrisanim parametrima koji uvažava gubitke u gvožđu. Posebna pažnja se poklanja predstavi modela u prostoru stanja sa pogodno odabranim ulazima i izlazima. Na kraju poglavlja, predlaže se i aproksimacija modela pogodna za analizu u stacionarnim režimima kao i vektorski model AM koji se koristi kao polazna osnova za definisanje algoritama optimalne kontrole AM.

### 2.1. Energetski bilans

Performanse optimalnog kontrolera AM su u direktnoj vezi sa tokom energije kroz mašinu. Kategorizacija efekata konverzije energije AM kao i njen protok kroz sistem je neophodan za analizu i sintezu optimalnih zakona upravljanja.

Na Slici 2.1 je prikazan tok energije kroz AM, [II1].



Slika 2.1. Energetski bilans AM

U centru pažnje je prenos energije sa električne ulazne na mehaničku izlaznu stranu sa posebnim naglaskom na optimizaciju ukupnih gubitaka AM,  $P_{gub}$ . Kao jednosmerna komponenta energetskog bilansa koja se odvođi iz sistema ista opisuje nepovratne procese pretvaranja energije u toplotnu. U zavisnosti od mesta nastanka gubitci se klasifikuju na gubitke u električnom kolu  $P_{cu}$ , gubitke u magnetnom kolu  $P_{Fe}$  i mehaničke gubitke  $P_m$ :

$$P_{gub} = P_{cu} + P_{Fe} + P_m \quad (2.1)$$

Gubici u električnom kolu (gubici u bakru) podrazumevaju deo energije koja se u namotajima statora i rotora AM pretvara u toplotnu energiju:

$$P_{cu} = P_{cuS} + P_{cuR} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (2.2)$$

Gubitke u magnetnom kolu (gubici u gvožđu) čine efekti histerezisa magnetnog materijala i pojava vrtložnih struja kojima se deo energije pretvara u toplotu:

$$P_{Fe} = k_h \omega \psi_m^2 + k_v \omega^2 \psi_m^2 \quad (2.3)$$

gde su  $k_h$ ,  $k_v$  koeficijenti gubitaka usled histerezisa i vrtložnih struja, respektivno.

Efekti trenja pokretnih delova i viskozne sile rashladnih fluida sačinjavaju gubitke mehaničkog podsistema *AM*. U opštem slučaju, mehanički gubici se opisuju nelinearnom funkcionalnom zavisnošću  $f$  od brzine obrtanja rotora:

$$P_m = f(\omega_m) \quad (2.4)$$

Reverzibilni energijski tokovi označeni dvosmernim strelicama na *Slici 2.1* opisuju redom korisnu električnu  $P_e$  i mehaničku snagu  $P_{mech}$  kao i promene energije sprežnih polja, magnetne  $dW_{mag}/dt$  i kinetičke  $dW_k/dt$ . Električna i mehanička korisna energija predstavljaju ulaze/izlaze sistema kao vezu *AM* sa spoljnim svetom. Sprežne energije odgovaraju lokalnim skladištima sistema putem kojih se odvija promena karaktera i razmena energija između magnetnog i mehaničkog podsistema, okarakterisana snagom obrtnog polja  $P_{ob}$ . Imajući u vidu zakon održanja energije, može se zaključiti da je dovoljno poznavati samo komponente gubitaka da bi se mogao rekonstruisati celokupan proces konverzije. Stoga daljnja razmatranja idu u pravcu obrade ovih komponenti energetskog bilansa.

Od interesa za optimalno upravljanje *AM* su isključivo kontrolabilne komponente gubitaka energije na koje se može uticati putem upravljačkih veličina sistema [II2]. Može se pokazati da se kvantitativni odnosi komponenti gubitaka u bakru i gvožđu *AM* mogu podešavati putem upravljačkih električnih veličina, koje se opet biraju u skladu sa upravljačkom filozofijom pogona. Iako je intuitivnije u slučaju električnih gubitaka, pokazuje se da se i na magnetne gubitke može uticati, indirektno, putem odgovarajućih električnih veličina (vektora napona, struja...) [II3]. Sa druge strane, gubici mehaničkog kola nisu kontrolabilni, jer zavise isključivo od mehaničkih veličina diktiranih izlaznim procesom. U tom smislu, mehanički gubici se izostavljaju iz daljih razmatranja.

Najčešći pristup modelovanju pojava vezanih za konverziju magnetne energije u električnim ekvivalentnim šemama podrazumeva uvođenje električnog otpora priključenog paralelno sa granom magnećenja [II4]. Gubici u magnetnom kolu (2.3) zavise od magnetnog fluksa  $\psi_m$  i frekvencije napajanja  $\omega$ ; drugim rečima od elektromotorne sile koja vlada na grani gde se otpor priključuje. Tretman gubitaka u gvožđu putem fiktivnog otpora je matematički postavljen ukoliko se (2.3) sredi u pogodnu formu:

$$P_{Fe} = k_h \omega \psi_m^2 + k_v \omega^2 \psi_m^2 = \frac{(\omega \cdot \psi_m)^2}{1/(k_v + k_h/\omega)} = \frac{E^2}{R_{Fe}(\omega)} \quad (2.5)$$

$$R_{Fe}(f) = \frac{1}{k_v + k_h/(2\pi f)} = \frac{1/k_v}{1 + k_h/(2\pi k_v f)} = \frac{1}{1 + f_{Fe}/f} R_{Fe sat}$$

gde su:

- $R_{Fe sat} = 1/k_v$  – saturisana vrednost parametra  $R_{Fe}$
- $f_{Fe} = k_h/(2\pi k_v)$  – karakteristična učestanost kolena krive  $R_{Fe}(f)$

Predstava gubitaka magnetnog kola (2.5) podrazumeva uvođenje adaptivnog koeficijenta  $R_{Fe}(f)$  zavisnog od frekvencije (učestanosti) napajanja  $f$ . Postignuta je prosta i precizna estimacija efekta gubitaka koja se koristi u ovom radu.

Predstava magnetnih gubitaka putem električnih parametara kao u (2.5) omogućuje pristup tretiranju problema kontrole u potpunosti sa električne strane, te otvara put ka razvoju naprednih algoritama putem modelovanja električnim šemama.

Za formiranje energetskog bilansa  $AM$  potrebno je definisati i dodatne gubitke  $P_{dod}$ . U praktičnoj primeni asinhronne mašine dodatni gubici se prikazuju kao komponenta čija vrednost zavisi od kvadrata struje opterećenja  $i$  [II5]:

$$P_{dod} = c_{dod} f^2 i^2 \quad (2.6)$$

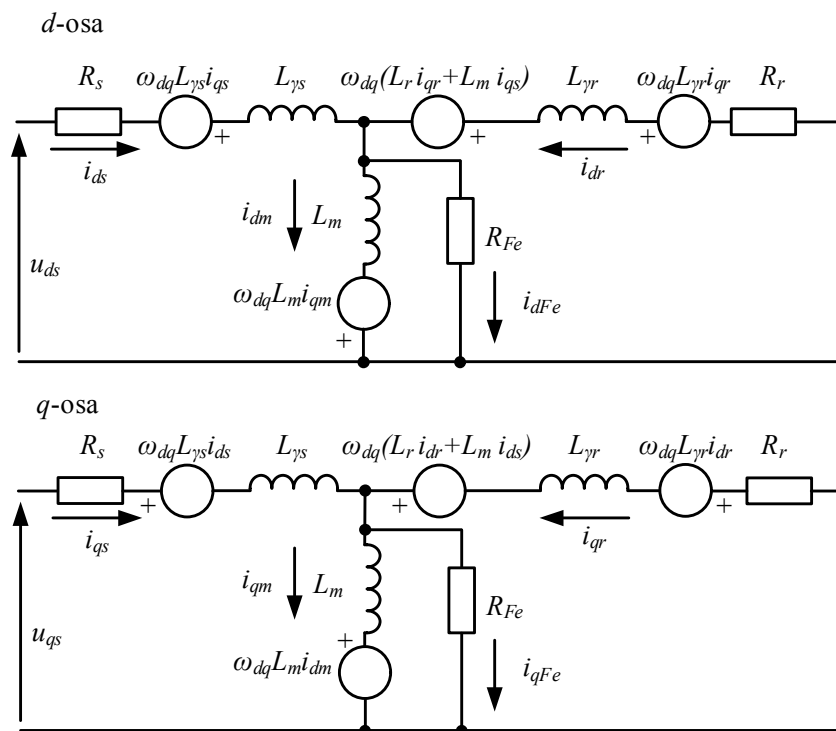
gde  $c_{dod}$  predstavlja ekvivalentni koeficijent.

Dodatni gubici nisu eksplicitno prikazani na *Slici 2.1* već se pridružuju u okviru komponente gubitaka u bakru. Ovi gubici nastaju uglavnom sličnim mehanizmima kao i gubici u gvožđu ali se njihovi efekti manifestuju u električnom kolu mašine.

Dodatni gubici nemaju značajan uticaj na opštu sliku elektromehaničke konverzije  $AM$ . Uvažavajući činjenicu da su modeli sa dodatnim gubicima gruba aproksimacija pravog mehanizma, u ovom radu njihov uticaj na odabir optimalne kontrole se zanemaruje.

## 2.2. Matematički model $AM$ sa uvaženim gubicima u gvožđu

Matematički model  $AM$  predstavlja skup algebarskih i diferencijalnih jednačina kojima se opisuje proces elektromehaničke konverzije energije [II6].



Slika 2.2. Ekvivalentna pogonska šema  $AM$  u  $dq$  domenu sa uvaženim gubicima u gvožđu

U ovoj disertaciji se koristi ekvivalentna pogonska šema  $AM$  prikazana na *Slici 2.2* u sinhrono–rotirajućem  $dq$  koordinatnom sistemu osa. Pogonska šema sa skoncentrisanim parametrima se može izvesti polazeći od predstave u originalnom  $abc$  domenu, [II7].

Kolo na *Slici 2.2* kombinuje tradicionalnu  $T$  ekvivalentnu šemu  $AM$  koja zanemaruje gubitke u gvožđu i koristi svedene rotorske veličine na stator, sa standardnim pristupom uvažavanja istih gubitaka posredstvom paralelno vezanog otpornika zajedno sa elementima grane magnetisanja [II8]. Analitičke relacije koje opisuju elektromagnetni podsistem modela  $AM$  u sinhrono–rotirajućem  $dq$  koordinatnom sistemu vezanim za obrtno polje su:

- Jednačine naponske ravnoteže namotaja statora:

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_{dq} \psi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_{dq} \psi_{ds} \end{aligned} \quad (2.7)$$

- Jednačine naponske ravnoteže namotaja rotora:

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_{dq} - \omega) \psi_{qr} = 0 \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_{dq} - \omega) \psi_{dr} = 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

- Jednačine fluksnih obuhvata namotaja statora i rotora:

$$\psi_{ds} = L_{\gamma s} i_{ds} + L_m i_{dm} \quad (2.9)$$

$$\psi_{qs} = L_{\gamma s} i_{qs} + L_m i_{qm}$$

$$\psi_{dr} = L_{\gamma r} i_{dr} + L_m i_{dm} \quad (2.10)$$

$$\psi_{qr} = L_{\gamma r} i_{qr} + L_m i_{qm}$$

- Zakon održanja električnih opterećenja:

$$\begin{aligned} i_{dm} + i_{dFe} &= i_{ds} + i_{dr} \\ i_{qm} + i_{qFe} &= i_{qs} + i_{qr} \end{aligned} \quad (2.11)$$

- Zakon održanja energije u magnetnom kolu:

$$\begin{aligned} R_{Fe} i_{dFe} &= L_m \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_{dq} L_m i_{qm} \\ R_{Fe} i_{qFe} &= L_m \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_{dq} L_m i_{dm} \end{aligned} \quad (2.12)$$

gde su redom definisane varijable:

- *komponente fazora napona statorskog i rotorskog namotaja u dq domenu:  $u_{ds}, u_{qs}$  i  $u_{dr}, u_{qr}$ , respektivno;*

- *komponente fazora struje statora, rotora, magnećenja i gubitaka u gvožđu u dq domenu:  $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, i_{dm}, i_{qm}$  i  $i_{dFe}, i_{qFe}$ , respektivno;*
- *komponente fazora fluksa statorskog i rotorskog namotaja u dq domenu:  $\psi_{ds}, \psi_{qs}$  i  $\psi_{dr}, \psi_{qr}$ , respektivno;*
- *električna ugaona brzina obrtnog polja i rotora:  $\omega_{dq}$  i  $\omega$ , respektivno*

i odgovarajući skoncentrisani parametri modela:

- $R_s, R_r$  – električne otpornosti namotaja statora i rotora svedene na statorsku stranu, respektivno;
- $L_{\gamma s}, L_{\gamma r}$  – induktivnosti rasipanja namotaja statora i rotora, svedene na statorsku stranu, respektivno
- $L_m, R_{Fe}$  – parametri grane magnećenja, redom induktivnost magnećenja i ekvivalentni aktivni otpor gubitaka u gvožđu.

Potpuni dinamički model *AM* uključuje i mehanički podsistem sa sledećim skupom jednačina:

- Jednačina mehaničkog balansa:

$$m_e - m_{opt} = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + k\omega_m \quad (2.13)$$

- Definicija momenta konverzije *AM*,  $m_e$ :

$$\begin{aligned} m_e &= \frac{3}{2} P \left( \psi_{ds} (i_{qs} - i_{qFe}) - \psi_{qs} (i_{ds} - i_{dFe}) \right) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \left( \psi_{dr} (i_{qs} - i_{qFe}) - \psi_{qr} (i_{ds} - i_{dFe}) \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

- Definicioni obrasci za mehanički i električni ugao  $\theta_m$  i  $\theta$ , i brzinu obrtanja rotora  $\omega_m$ :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega, \quad \omega = P\omega_m \quad (2.15)$$

gde su definisane sledeće varijable i parametri:

- $m_{opt}$  – komponenta momenta opterećenja nezavisna od mehaničkih koordinata
- $J_m$  – mehanički momenat inercije mašine/pogona
- $k$  – koeficijent sile trenja

Ovaj model u potpunosti odgovara pogonskoj ekvivalentnoj šemi prikazanoj na *Slici 2.2* i ne podrazumeva dodatna uprošćenja. Za razliku od standardnog modela dobro pokrivenog u literaturi, model opisan sa (2.7)–(2.15) je kompleksniji jer uvodi dve dodatne strujne diferencijalne jednačine. Uvećanje reda sistema je posledica uključivanja pomenutih efekata aktivnih gubitaka u magnetnom kolu, čiji se uticaj ne sme zanemariti prilikom konstrukcije optimalnog kontrolera upravljanja *AM*.

### 2.3. Modelovanje u prostoru stanja

Generalizovani model  $AM$  sa uvaženim gubicima u gvožđu definisan u prethodnoj sekciji, (2.7) – (2.15), se može preurediti u ekvivalentnu formu prostora stanja. Koncept prostora stanja unosi brojne pogodnosti u domenu analize sistema upravljanja. Model se tretira putem spregnutih podсистema sa odgovarajućim ulazima, stanjima i izlazima, što predstavlja pogodnu formu za numeričku analizu i simulacije [II9-II11].

Prostor stanja zahteva prikaz promenljivih sistema na način da u jednačinama modela figurišu vremenski izvodi samo jedne promenljive stanja. Ako se fluksni obuhvati osa namotaja izraze putem električnih struja moguća je predstava elektromagnetnog podсистema putem električne šeme. Ipak, u pomenutim jednačinama će se pojaviti vremenski izvodi i struje statora i magnećenja što nije u skladu sa željenom predstavom. Umetanjem (2.11) – (2.12) u (2.9) – (2.10), te smenom izvoda struje magnećenja (2.14), može se dobiti predstava modela  $AM$  putem tri međusobno spregnuta dinamička sistema u matricnoj formi prostora stanja:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_{\gamma s} & \omega_{dq} & & \mathbf{0} \\ -\omega_{dq} & -R_s/L_{\gamma s} & & \\ & \mathbf{0} & -R_r/L_{\gamma r} & (\omega_{dq} - \omega) \\ & & -(\omega_{dq} - \omega) & -R_r/L_{\gamma r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/L_{\gamma s} & 0 \\ 0 & 1/L_{\gamma s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} - \mathbf{W}_1 \quad (2.16)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{Fe}/L_m & \omega_{dq} \\ -\omega_{dq} & -R_{Fe}/L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{Fe}/L_m & 0 \\ 0 & R_{Fe}/L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} + i_{dr} \\ i_{qs} + i_{qr} \end{bmatrix} - \mathbf{W}_2 \quad (2.17)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k}{J_m} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P \\ 0 \end{bmatrix} m_e - \mathbf{W}_3 \quad (2.18)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (\psi_{ds}(i_{qs} - i_{qFe}) - \psi_{qs}(i_{ds} - i_{dFe}))$$

sa vektorima  $\mathbf{W}_1$ ,  $\mathbf{W}_2$  i  $\mathbf{W}_3$  tretiranih u vidu poremećajnih ulaza:

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_{Fe}}{L_{\gamma s}}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) \\ \frac{R_{Fe}}{L_{\gamma s}}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) \\ \frac{R_{Fe}}{L_{\gamma r}}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega \frac{L_m}{L_{\gamma r}} i_{qm} \\ \frac{R_{Fe}}{L_{\gamma r}}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega \frac{L_m}{L_{\gamma r}} i_{dm} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W}_2 = \mathbf{0}, \quad \mathbf{W}_3 = \begin{bmatrix} P/J_m \cdot m_{opt} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

uz definicije korišćenih submatrica:

$$\mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Predstava modela (2.18) – (2.20) oslikava fizički proces elektromehaničke konverzije u  $AM$ . Razlikuju se tri osnovna podсистema: električni, magnetni i mehanički podсистemi prepisani u formi prostora stanja.

Prvi podsistem je modelovan sa (2.18), i opisuje dinamiku uspostavljanja struja kroz namotaje statora i rotora  $AM$  kao vektora stanja sistema  $\mathbf{x}_1$ . Eksitacioni ulazni signal predstavlja vektor napona statora  $\mathbf{u}_1$ . Matrica sistema  $\mathbf{A}_1$  i upravljačka matrica  $\mathbf{B}_1$  su definisani u okviru (2.21). Efekti elektromagnetnog spreznjanja namotaja su izmešteni unutar sporopromenljivog poremećajnog vektora  $\mathbf{W}_1$  srazmernog elektromotornoj sili ( $EMS$ ). Izlaz iz sistema predstavlja rezultatni vektor magnetopobudne sile oba namotaja mašine  $\mathbf{y}_1$ .

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{u}_1 - \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{y}_1 &= \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{D}_1 \cdot \mathbf{u}_1\end{aligned}$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R_s/L_{\gamma s} & \omega_{dq} & & \mathbf{0} \\ -\omega_{dq} & -R_s/L_{\gamma s} & & \\ & & -R_r/L_{\gamma r} & (\omega_{dq} - \omega) \\ & \mathbf{0} & -(\omega_{dq} - \omega) & -R_r/L_{\gamma r} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} -1/L_{\gamma s} & 0 \\ 0 & 1/L_{\gamma s} \\ & \mathbf{0} & \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{x}_1 = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^T, \quad \mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_1 = \begin{bmatrix} i_{ds} + i_{dr} \\ i_{qs} + i_{qr} \end{bmatrix}$$

Dinamički procesi uspostavljanja magnetnog polja su modelovani u okviru matricnog skupa jednačina (2.22). Strujna kontura otočne grane ekvivalentne šeme sa *Slike 2.2* uključuje pojave kako reaktivne tako i aktivne prirode, sa matricama sistema i upravljanja redom,  $\mathbf{A}_2$  i  $\mathbf{B}_2$ , koje povezuju vektor struje magnećenja  $\mathbf{x}_2$  i vektor rezultatne magnetopobudne sile oba namotaja  $\mathbf{u}_2$ . Vektor izlaza podsistema (2.22),  $\mathbf{y}_2$ , identičan je vektoru stanja, čime se izlaz svodi na prostu jednačinu sa matricom izlaza  $\mathbf{C}_2 = \mathbf{I}$  i  $\mathbf{D}_2 = \mathbf{0}$ .

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{u}_2 - \mathbf{W}_2 \\ \mathbf{y}_2 &= \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x}_2 + \mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{u}_2\end{aligned}$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R_{Fe}/L_m & \omega_{dq} \\ -\omega_{dq} & -R_{Fe}/L_m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = -\begin{bmatrix} R_{Fe}/L_m & 0 \\ 0 & R_{Fe}/L_m \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\mathbf{C}_2 = \mathbf{I}, \quad \mathbf{D}_2 = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{x}_2 = \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_2 = \mathbf{y}_1 = \begin{bmatrix} i_{ds} + i_{dr} \\ i_{qs} + i_{qr} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_2 = \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix}$$

Mehanički podsistem podrazumeva relacije koje povezuju mehaničke koordinate stanja, brzine obrtanja i pozicije rotora objedinjene u vektoru stanja  $\mathbf{x}_3$ , sa referentnim ulazom elektromagnetnim momentom  $\mathbf{u}_3 = m_e$  i mehaničkim poremećajnim ulazom  $\mathbf{W}_3$ . U ovom slučaju eksitacioni vektor  $\mathbf{u}_3$  predstavlja nelinearnu zavisnost stanja prethodnih podsistema  $\mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ . Matrica sistema  $\mathbf{A}_3$  i upravljačka matrica  $\mathbf{B}_3$ , u skladu sa Njutnovim jednačinama za obrtno kretanje, karakterišu pomenute međuodnose, dok relacija izlaza sa matricom  $\mathbf{C}_3$  uzima u obzir i ugao rotora kao izlaz. Iako eksplicitna funkcionalnost pozicije  $\theta$  u matricama sva tri podsistema (2.18)–(2.20) ne postoji, ova veličina je ključna za kontrolerski deo pogona i napredni upravljački koncept  $AM$ .

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_3 &= \mathbf{A}_3 \cdot \mathbf{x}_3 + \mathbf{B}_3 \cdot \mathbf{u}_3 - \mathbf{W}_3 \\ \mathbf{y}_3 &= \mathbf{C}_3 \cdot \mathbf{x}_3 + \mathbf{D}_3 \cdot \mathbf{u}_3\end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_3 &= \begin{bmatrix} -k/J & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, & \mathbf{B}_3 &= \begin{bmatrix} P/J \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_3 &= |J|, & \mathbf{D}_3 &= \mathbf{0} \\ \mathbf{x}_3 &= \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \end{bmatrix}, & \mathbf{u}_3 &= m_e = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2), & \mathbf{y}_3 &= \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Tretman naprednog modela  $AM$  u prostoru stanja (2.21) – (2.23) omogućuje uvid u niz osobina sistema:

- Model  $AM$  sa uvaženim gubicima u gvožđu je nelinearan, osmog reda,
- Sistem je podesno definisan bez potencijalnih kontura algebarskih petlji,
- Ne postoje direktni uticaji ulaza na izlaze – direktne  $\mathbf{D}$  matrice podsistema  $\mathbf{D}_1$ ,  $\mathbf{D}_2$  i  $\mathbf{D}_3$  su nulte,
- Matrični zapis koji po formi odgovara linearnim sistemima navodi na mogućnost tretiranja pojedinih stanja kao sporopromenljivih adaptivnih parametara, čime se značajno redukuje nivo nelinearnosti i olakšava analiza i sinteza upravljanja,
- Sistem poseduje osobine potpune kontrolabilnosti i observabilnosti,
- Forma (2.23) – (2.25) je pogodna za razvoj simulacionog modela i prilagodljiva je alatima numeričke analize,
- Step en upravljačke redundancije je jedan; osobina od suštinske važnosti za definisanje problema optimalne kontrole.

## 2.4. Uprošćeni model sa uvaženim gubicima u gvožđu

Prikazani opšti matematički model predstavlja sistem koji će se koristiti u daljim razmatranjima. Za pojedine izdvojene režime rada  $AM$  može se smanjiti složenost dinamičkog opisa uvođenjem realnih pretpostavki. U tom pravcu, uobičajeno je u literaturi korišćenje uprošćenih modela. Ovi modeli daju jednostavniju predstavu rada  $AM$  i iz njih se izvode jednostavniji zakoni upravljanja.

Uprošćavajuća pretpostavka u modelu  $AM$  je bazirana na činjenici da je struja magnećenja za red veličine veća od odgovarajuće otočne aktivne struje koja potiče od efekta gubitaka u gvožđu, [II12]:

$$i_{dm} \gg i_{dFe}; i_{qm} \gg i_{qFe} \quad (2.24)$$

Uvažavanjem (2.24) sledi da se komponente  $i_{dm}$  i  $i_{qm}$  mogu aproksimirati:

$$i_{dm} \approx i_{ds} + i_{dr}; i_{qm} \approx i_{qs} + i_{qr} \quad (2.25)$$

Definisanjem komponenti vektora napona na celokupnoj grani magnećenja:

$$u_{dm} = L_m \frac{d(i_{ds} + i_{dr})}{dt} - \omega_{dq} L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.26)$$

$$u_{qm} = L_m \frac{d(i_{qs} + i_{qr})}{dt} - \omega_{dq} L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.27)$$

i zamenom (2.25) – (2.27) u naponske jednačine originalnog modela, dobija se aproksimativni električni model:



$$u_{ds} = R_s i_{ds} + L_{\gamma s} \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_{dq} L_{\gamma s} i_{qs} + u_{dm} \quad (2.28)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + L_{\gamma s} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_{dq} L_{\gamma s} i_{ds} + u_{qm} \quad (2.29)$$

$$0 = R_r i_{dr} + L_{\gamma r} \frac{di_{dr}}{dt} + \omega (L_r i_{qr} + L_m i_{qm}) - \omega_{dq} L_{\gamma r} i_{qr} + u_{dm} \quad (2.30)$$

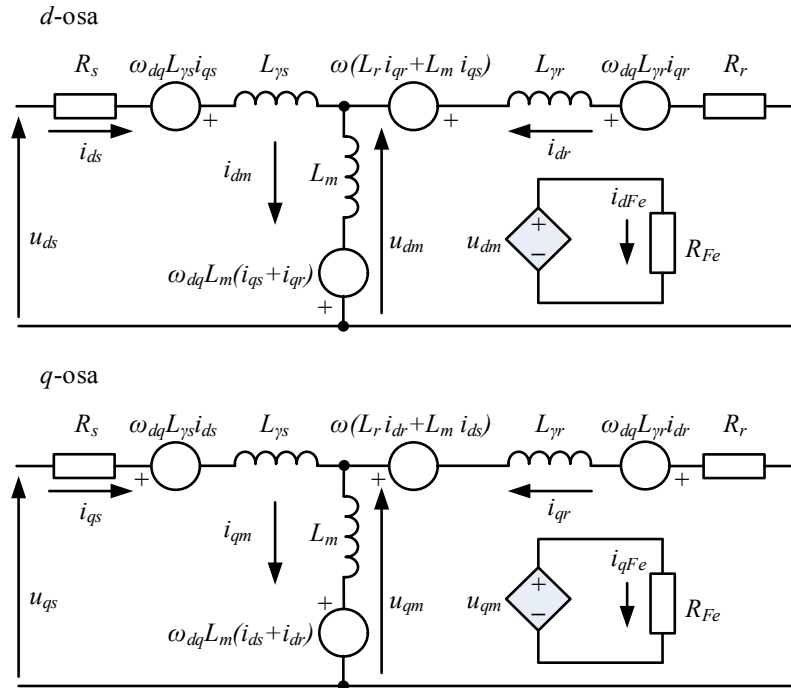
$$0 = R_r i_{qr} + L_{\gamma r} \frac{di_{qr}}{dt} - \omega (L_r i_{dr} + L_m i_{dm}) + \omega_{dq} L_{\gamma r} i_{dr} + u_{qm} \quad (2.31)$$

$$i_{ds} + i_{dr} = \frac{u_{dm}}{R_{Fe}} + i_{dm} \quad (2.32)$$

$$i_{qs} + i_{qr} = \frac{u_{qm}}{R_{Fe}} + i_{qm} \quad (2.33)$$

gde je parametar  $L_r = L_{\gamma r} + L_m$  definisan kao samoinduktivnost namotaja rotora.

Električna ekvivalentna šema koja opisuje (2.28) – (2.33) je prikazana na *Slici 2.3*.



*Slika 2.3. Predložena dinamička ekvivalentna šema uprošćenog modela AM*

Aproksimativni model elektromagnetnog podsistema (2.28) – (2.33) delimično raspoređe dinamiku efekta gubitaka u gvožđu odvajajući posmatrane konture određene naponski kontrolisanim naponskim izvorima (2.26) – (2.27) i modelovanim ekvivalentnim otporom  $R_{Fe}$  od ostatka šeme, *Slika 2.3*. Povratni uticaj struja posmatranih kontura na nadređene šeme ne postoji a snaga disipacije na  $R_{Fe}$  se podesno ubacuje u energetske bilans AM čineći model gubitaka identički istim kao i u slučaju potpunog modela. Zadržavanje kvalitativnih karakteristika ide u prilog unesenoj aproksimaciji (2.24) dok kvantitativne razlike u energetskim bilansima ipak postoje i u direktnoj su vezi sa unesenim uprošćenjem. Ovako

definisani model će se iskoristiti na mestima gde je pomenuta aproksimacija svrsishodna za uprošćenje optimalne kontrole.

## 2.5. Vektorski model sa orijentacijom polja na fluks rotora

Složenost forme matematičkog modela  $AM$  se može značajno umanjiti ukoliko kontroler nametne sledeća ograničenja:

$$\psi_{dr} = \psi_r, \quad \psi_{qr} = 0 \quad (2.34)$$

$$\omega_{dq} = \omega_k^{RFOC} + \omega, \quad \theta_{dq} = \theta_{dq0} + \int \omega_{dq} dt \quad (2.35)$$

Kontroler  $AM$  proračunava vrednost klizanja  $\omega_k^{RFOC}$  kojim se poništava pojava fluksa rotora u  $q$  osi. Celokupan fluks rotora  $\psi_r$  se posledično skoncentriše u  $d$  osu. Pozicioniranjem  $dq$  koordinatnog sistema na način opisan u (2.34), postiže se orijentacija polja na vektor fluksa rotora tzv. *RFOC* strategija (engl. *Rotor Field Oriented Control*) [II13]. Kontroler za orijentaciju tako koristi raspoloživi stepen slobode prilikom izbora  $dq$  sistema i položaja njegovih osa. Sa matematičkog stanovišta, bira se početni ugao  $\theta_{dq0}$  na način da se pokopi sa uglom vektora fluksa rotora.

Glavni efekti uključenja ograničenja (2.34) – (2.35) u (2.7) – (2.15) se ogledaju kroz izmene na spoljnoj karakteristici  $AM$  koja teži ka karakteristici mašine jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom. Ukazana sličnost je posledica delimičnog raspredanja međusobnog uticaja osa  $dq$  sistema  $AM$  koji ne postoji u slučaju  $DC$  mašine. Jednačine za modelovanje mehanizama uspostavljanja momenta i fluksa  $AM$  se transformišu u jednostavniju formu:

$$\psi_r + T_{\gamma r} \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{dm} \quad (2.36)$$

$$\omega_k^{RFOC} = \frac{L_m i_{qm}}{T_{\gamma r} \psi_r} \quad (2.37)$$

$$\frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{dm} + T_{Fe} \frac{di_{dm}}{dt} = i_{ds} + \frac{\psi_r}{L_{\gamma r}} + \omega_{dq} T_{Fe} i_{qm} \quad (2.38)$$

$$\frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{qm} + T_{Fe} \frac{di_{qm}}{dt} = i_{qs} - \omega_{dq} T_{Fe} i_{dm} \quad (2.39)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_{\gamma r}} \psi_r i_{qm} \quad (2.40)$$

gde su redom definisane vremenske konstante:

- $T_{\gamma r} = L_{\gamma r}/R_r$  – tranzijentna vremenska konstanta kola rotora
- $T_{Fe} = L_m/R_{Fe}$  – ekvivalentna vremenska konstanta gubitaka u gvožđu

Vektorski *RFOC* model (2.36) – (2.40) uvažava uticaj gubitaka u gvožđu. Diferencijalne jednačine (2.38) – (2.39) uključuju ove efekte putem parametra ekvivalentne vremenske konstante  $T_{Fe}$ . Indirektan uticaj gubitaka u gvožđu postoji na rezultatni rotorski fluks (2.36) i moment  $AM$  (2.40).

U literaturi se uticaj gubitaka u gvožđu često izostavlja ukoliko se posmatra *RFOC* vektorski model [II14]. Korišćenje pretpostavke  $T_{Fe} \rightarrow 0$  dodatno pojednostavljuje formu modela na dobro poznate jednačine veze momenta i fluksa vektorskog pogona *AM*:

$$i_{dm} = \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{ds} + \frac{\psi_r}{L_r} \rightarrow \psi_r + T_{\gamma r} \frac{d\psi_r}{dt} = L_m \left( \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{ds} + \frac{\psi_r}{L_r} \right) \quad (2.41)$$

$$\psi_r + T_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{ds}$$

$$i_{qm} = \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{qs} \rightarrow \omega_k^{RFOC} = \frac{L_m \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{qs}}{T_{\gamma r} \psi_r} \quad (2.42)$$

$$\omega_k^{RFOC} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \psi_r}$$

$$i_{qm} = \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{qs} \rightarrow m_e = \frac{L_m}{L_{\gamma r}} \psi_r \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{qs} \quad (2.43)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs}$$

gde je sa  $T_r$  definisan parametar vremenske konstante rotora:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.44)$$

Uneseno uprošćenje smanjuje red sistema za dva svodeći diferencijalne jednačine magnetnog kola (2.38) – (2.39) na algebarske. Algebarske jednačine se svode na jednačine fluksnih obuhvata klasičnog modela bez gubitaka u gvožđu. Zanemarenje dinamike u konturi grane magnećenja doprinosi potpunom dekuplovanju osa, čime se dobija standardni model gde su konture upravljanja fluksom i momentom raspregnute [II15]. Redukovane jednačine (2.41) – (2.43) verno opisuju procese uspostavljanja momenta i fluksa *AM* što ih čini pogodnim za konstrukciju optimalnih algoritama upravljanja.

Za upotpunjenje *RFOC* modela *AM* prikazane su i jednačine naponske ravnoteže namotaja statora svedene *AM* bez uvažanih gubitaka u gvožđu:

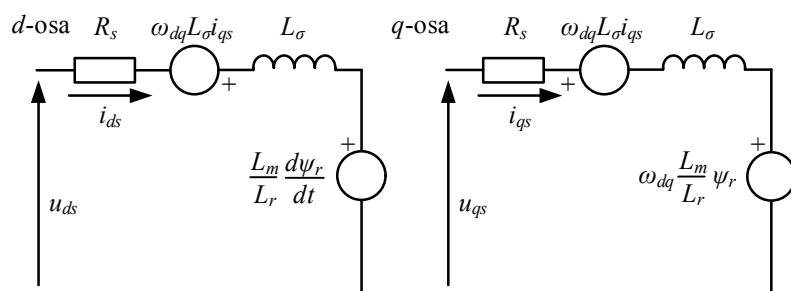
$$u_{ds} = R_s i_{ds} + L_\sigma \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_{dq} L_\sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} \quad (2.45)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + L_\sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_{dq} L_\sigma i_{ds} + \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \psi_r \quad (2.46)$$

uz parametar  $L_\sigma$  definisan kao ekvivalentna rasipna induktivnost :

$$L_\sigma = L_s \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \quad (2.47)$$

Na *Slici 2.4* prikazana je dinamička ekvivalentna šema vektorskog *RFOC* model *AM* sa zanemarenim gubicima u gvožđu.



Slika 2.4. Dinamička ekvivalentna šema vektorskog RFOC modela AM

Na kraju je potrebno naglasiti da je moguće korišćenje drugih FOC baziranih strategija u cilju unapređenja karakteristika AM [II16]. Ipak, RFOC se najčešće eksploatiše jer omogućuje najbržu kontrolu momenta od dostupnih vektorskih strategija i zahteva najjednostavniji mehanizam raspredanja osa. Mane ovog pristupa postoje i vezane su za odstupanja parametara u kolu rotora pri promeni režima rada AM.

### 3. ROBUSTAN VEKTORSKI KONTROLER AM NAMENJEN ZA PRIMENU U ELEKTRIČNIM VOZILIMA

Upravljačke akcije kojima se ostvaruje optimalna kontrola fluksa  $AM$  u cilju ostvarenja minimalnih gubitaka pri datom opterećenju predstavljaju optimalno upravljanje  $AM$  u užem smislu. Ali, da bi samo upravljanje fluksom  $AM$  bilo optimalno, neophodno ga je raspregnuti u svim režimima rada od upravljanja momentom. Teorijska razmatranja u prethodnom poglavlju pokazuju da je raspregnuto upravljanje fluksom i momentom  $AM$  moguće ostvariti korišćenjem koncepta vektorskog upravljanja. Ali,  $VU$  je parametarski osetljivo i zavisno od strujne kontrole, tako da ga je u praksi neophodno nadograditi dodatnim upravljačkim akcijama, kojima se ostvaruje optimalna kontrola  $AM$  u širem smislu.

Kategorizacija koncepta  $VU$  u domen optimalne kontrole je očigledna ako se sagledaju efekti koje ovaj koncept uvodi na spoljnu karakteristiku pogona. Kao specifičan vid distribucije vektora struje statora kojim se rasprežu regulacione konture fluksa i momenta  $AM$ ,  $VU$  unapređuje spoljnu karakteristiku pogona u odnosu na tradicionalne upravljačke tehnike  $AM$  (skalarno upravljanje, kontrola klizanja, strujno napajanje...). Dakle, u ovom poglavlju se posebno naglašava potreba za proširenjem pojma, sa ciljem da se razgraniče prethodne akcije sa pojmovima optimalnog upravljanja u užem smislu. Kod algoritama za optimalnu kontrolu u užem smislu jedan ili više definisanih kriterijuma se optimizuje eksploatacijom osobina upravljačke redundancije sistema što se suštinski razlikuje od metoda za optimizaciju upravljačkih karakteristika.

Napredno upravljanje i regulacija  $AM$  su postali mogući jedino implementacijom vektorskog kontrolera. Iako širom rasprostranjen i masovno eksploataisan, ovaj upravljački metod i dalje poseduje određena ograničenja uglavnom vezana za osetljivost na promene parametara sistema. Kao jedan od najtipičnijih predstavnika naprednog vektorskog koncepta, kontroler indirektno orijentacije polja na fluks rotora  $AM$ , pruža najbolji kompromis između složenosti implementacije i unapređenih regulacionih karakteristika. Izražena osetljivost na odstupanja parametara u kolu rotora može da potisne sve prednosti ove metode. Veliki broj adaptivnih algoritama za kompenzaciju negativnih efekata odstupanja parametara je posledično razvijen. Ipak, predložene tehnike nisu u potpunosti zaživele u industrijskim pogonima, jer nisu pružale istovremenu jednostavnost i robusnost u radu. Trend masovne proizvodnje kao i rigorozan diktat globalnog ekonomskog tržišta zateže kriterijume uvodeći potrebu za unapređivanjem konvencionalnih pristupa estimaciji parametara.

Prodor energetski efikasnih elektromotornih pogona sa  $AM$  u domenu komercijalnih aplikacija dodatno osnažava potrebu za nadogradnjom i unapređenjem postojećih tehnika estimacije parametara. Poznavanje vrednosti parametara modela je osnovni preduslov za optimalno upravljanje  $AM$ . Parametri koji modeluju inerciona svojstva u podsystemima zatim statički i dinamički ekvivalenti trenja objekata kao i pojačanja aktuatorskih elemenata u regulacionim konturama se menjaju sa promenom radnog režima. Tradicionalna rešenja koja ne uključuju tehnike adaptacije parametara ili konvencionalne adaptivne tehnike ne omogućavaju kontinuiran rad u optimalnim uslovima pri svim radnim režimima jer raspoložu sa nepotpunim informacijama o karakteru i nivou promene parametara. Takav pogon postaje tehnički nezasnovan i nekonkurentan na tržištu proizvoda.

Razvoj naprednijih identifikacionih tehnika koje omogućuju istovremenu robusnu i jednostavnu adaptaciju parametra  $T_r$  pri svim radnim režimima pogona treba da bude glavni pravac u okviru pogona sa  $AM$ . Takve tehnike trebaju da poseduju što je moguće veći nivo robusnosti na signale šuma i značajno malu osetljivost na pojave uzrokovane nemodelovanom dinamikom i odstupanjem parametara modela. Svi opisani zahtevi se jedino mogu ostvariti posmatranjem celokupnog skupa dostupnih ulazno/izlaznih signala estimacionog modela kroz jednu ili više definisanih kriterijumskih funkcija. Samopodešavajući algoritmi koji identifikuju parametre na način da se minimizuje ili maksimizuje kriterijumska funkcija predstavljaju glavne kandidate za robusnu estimaciju u toku eksploatacije pogona. Oslanjanjem na *data-fitting* princip pomenuti mehanizmi estimacije značajno redukuju nivo mernog šuma i efikasno usrednjavaju efekte usled nesigurnosti modela. Parametarska adaptacija se tako vraća u sam centar interesovanja dizajnera kontrole sistema.

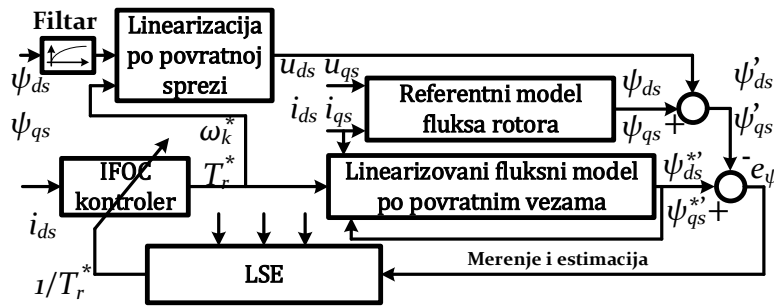
Robusni kontroler struje predstavlja potreban uslov za implementaciju  $VU$ . Strujni kontroler mora da poseduje stabilan, efektan i jednostavan algoritam za regulaciju struje statora  $AM$ . Pod time se podrazumeva akcije za istovremeno obezbeđenje nulte greške stacionarnog stanja, superiornih performansi regulacije u dinamičkim režimima uz sposobnost potiskivanja poremećaja, mernog šuma i osetljivosti na promene parametara kola. Procedure za konstrukciju strujno regulisanog izvora superiornih performansi su aktuelna tema u oblasti koja se konstantno nadograđuje modernim upravljačkim konceptima.

Nadogradnjom vektorske kontrole sa adaptivnim kontrolerom orijentacije polja i robusnim kontrolerom struje je moguće ostvariti nezavisno upravljanje fluksom  $AM$  u svim režimima rada i time je zaokružen pojam optimalne kontrole u širem smislu koji se obrađuje u ovom poglavlju.

### 3.1. Napredni adaptivni kontroler orijentacije polja

U ovom poglavlju je predloženo originalno rešenje za estimaciju parametra  $T_r$  zasnovano na naprednom rekurzivnom estimatoru najmanjih kvadrata greške (*engl. Recursive Least Square Estimator*). Predložena varijanta samopodešavajućeg estimatora se može pobuđivati kako umetanjem test signala u fluks tako i putem karakterističnih promena fluksa uzrokovanih algoritmima optimalne kontrole i slabljenja polja  $AM$ . Rešenje koristi isključivo terminalne varijable motora, statorske napone i struje, i prvenstveno je namenjeno za potrebe ugrađivanja u pogone električnih vozila visokih performansi koji uključuju senzore brzine/pozicije. Ipak, implementacija istog algoritma nije samo ograničena na pogone sa davačem na vratilu već se može lako proširiti i na pogone bez davača (*engl. Sensorless*). Korišćena metoda tako postaje univerzalna i primenljiva u svim aplikacijama koje koriste  $AM$  kao elektromehanički pretvarač.

Modifikovani  $LSE$  vrši predikciju vektora rotorskog fluksa posmatranjem linearizovanih dinamičkih strujnih jednačina kola rotora. U paraleli, vrši se estimacija istog vektora fluksa putem nezavisnog skupa relacija mašine koji obuhvata modelovane pojave u namotaju statora i jednačine fluksnih obuhvata namotaja mašine. Na taj način, estimirani izlaz referentnog modela zamenjuje nedostupno merenje fluksa rotora. Mehanizmom linearizacije po povratnoj sprezi postiže se linearno-parametrizovana forma prediktivnog modela. Pokazuje se da je takva forma pogodna za jednostavnu identifikaciju parametra  $T_r$  korišćenog unutar  $IFOC$  kontrolera. Blok dijagram opisanog  $LSE$  sa svim relevantnim blokovima je dat na *Slici 3.1*.



Slika 3.1. Blok dijagram naprednog RLSE za identifikaciju parametra  $T_r$  u pogonu AM

### 3.1.1. Analiza osetljivosti karakteristika AM na promene parametra vremenske konstante rotora

Neophodnost implementacije algoritama za adaptaciju u realnom vremenu indirektnog vektorski upravljano pogona AM se može opravdati ukoliko se sagleda uticaj kritičnog parametra vremenske konstante rotora  $T_r$  na orijentaciju polja i statičke karakteristike pogona. Definišu se mere osetljivosti karakterističnih veličina odstupanja na promenu u pomenutom parametru  $T_r$ . Analizom odgovarajućih funkcionalnih zavisnosti problem se pravilno postavlja i dobija se potrebna teoretska podloga za konstrukciju naprednog adaptivnog zakona.

Posmatra se kontroler orijentacije polja na fluks rotora realizovan indirektno i opisan skupom jednačina (2.41) – (2.43), skraćeno *I-RFOC* (engl. *Indirect Rotor Field Oriented Controller*). Kontroler koristi pretpostavku o vrednosti parametra vremenske konstante rotora  $T_r^*$  i na osnovu odnosa komponenti vektora struje statora  $i_{qs0}/i_{ds0}$  proračunava učestanost klizanja, koja u stacionarnom stanju iznosi:

$$\omega_k^* = \frac{L_m i_{qs0}}{T_r^* \psi_{r0}} = \frac{1}{T_r^*} \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}, \quad \psi_{r0} = L_m i_{ds0} \quad (3.1)$$

Parametar vremenske konstante rotora (2.44) zamenjuje brojne efekte u kolu rotora. Praktičan model koji uključuje sve relevantne efekte u rotoru ne postoji. U primenama se koristi usrednjeni model sa tretmanom pojava putem konstantnih parametara induktivnosti  $L_r$  i ekvivalentnog električnog otpora namotaja rotora  $R_r$ . Složene nelinearnosti se tako zanemaruju a korišćeni model postaje osetljiv na promene režima rada AM, konkretno:

- Temperaturu i način hlađenja rotorskog kola
- Nivo fluksa magnetnog polja usled pojave zasićenja feromagnetnog jezgra
- Učestanost rotorskih veličina i potiskivanje struja u namotaju rotora.

Zajednički imenitelj za pomenute efekte jeste odstupanje karakteristika vektora fluksa rotora i momenta od referentnih. U slučaju  $T_r^* = T_r$  postignuta je pravilna orijentacija u vektorskom pogonu i željene referentne izlazne karakteristike AM. Karakterizacija odstupanja vektora fluksa rotora i momenta AM sa promenom  $T_r$  se daje u nastavku.

#### 3.1.1.1. Osetljivost odstupanja komponenti fluksa rotora na promenu vremenske konstante rotora

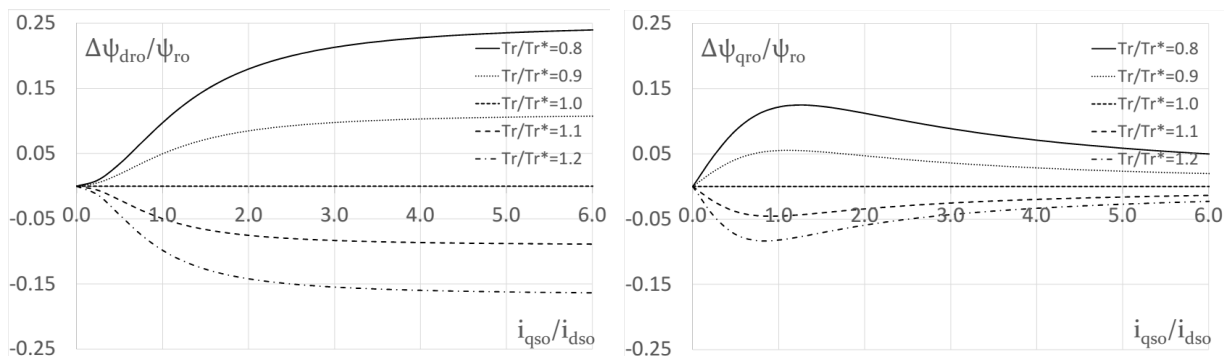
U slučaju nepoklapanja vrednosti vremenske konstante korišćene u kontroleru sa stvarnom konstantom AM, slučaj  $T_r^* \neq T_r$ , dolazi se do odstupanja stacionarnih vrednosti

komponenti vektora fluksa rotora,  $\Delta\psi_{dr0}$  i  $\Delta\psi_{qr0}$ . Funkcionalne zavisnosti relativnih odstupanja,  $\Delta\psi_{dr0}/\psi_{r0}$  i  $\Delta\psi_{qr0}/\psi_{r0}$ , se opisuju matematičkim jednačinama prikazanim u formi pogodnoj za analizu osetljivosti [13]:

$$\frac{\Delta\psi_{dr0}}{\psi_{r0}} = \left(1 - \frac{T_r}{T_r^*}\right) \frac{\left(\frac{T_r}{T_r^*}\right) \left(\frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)^2}{1 + \left(\frac{T_r}{T_r^*}\right)^2 \left(\frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)^2} \tag{3.2}$$

$$\frac{\Delta\psi_{qr0}}{\psi_{r0}} = \left(1 - \frac{T_r}{T_r^*}\right) \frac{\left(\frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)}{1 + \left(\frac{T_r}{T_r^*}\right)^2 \left(\frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)^2} \tag{3.3}$$

Familija karakteristika relativnih odstupanja (3.2) – (3.3) u funkciji strujnog odnosa  $i_{qs0}/i_{ds0}$  pri relativnoj grešci  $T_r/T_r^*$  kao funkcionalnom parametru je data na Slici 3.2.

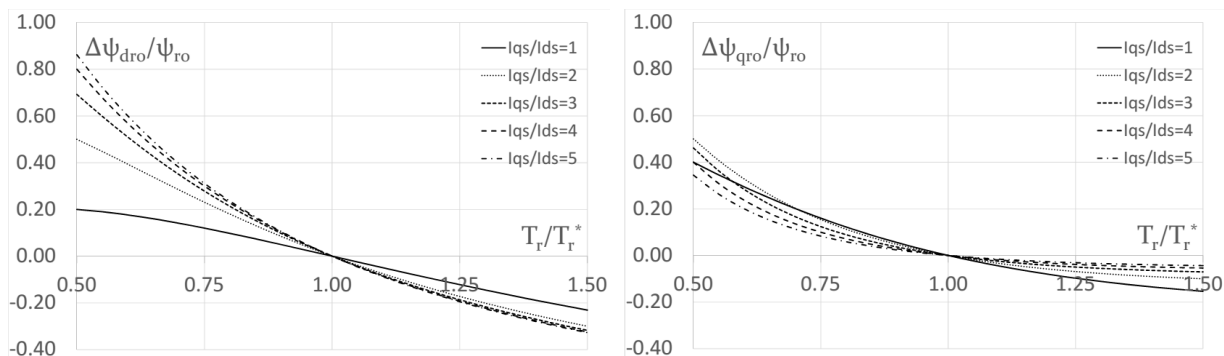


a) Odstupanje fluksa rotora u d osi

b) Odstupanje fluksa rotora u q osi

Slika 3.2. Familija karakteristika odstupanja komponenti vektora fluksa rotora u funkciji odnosa  $i_{qs0}/i_{ds0}$  pri različitim vrednostima relativnih greški  $T_r/T_r^*$

Na Slici 3.3 prikazana je takođe zavisnost relativnih odstupanja (3.2) – (3.3) od veličine relativne greške  $T_r/T_r^*$  pri više specifičnih odnosa  $i_{qs0}/i_{ds0}$ .



a) Odstupanje fluksa rotora u d osi

b) Odstupanje fluksa rotora u q osi

Slika 3.3. Familija karakteristika odstupanja komponenti vektora fluksa rotora u funkciji relativne greške  $T_r/T_r^*$  pri različitim strujnim odnosima  $i_{qs0}/i_{ds0}$



Jasno je uočljivo na osnovu funkcionalnih zavisnosti (3.2) – (3.3) i prikazanih karakteristika na *Slici 3.2* i *Slici 3.3* da je odstupanje  $d$  komponente vektora fluksa rotora veće pri većim odnosima struja. Monotono rastući trend uvećanja odstupanja u prikazanom opsegu  $i_{qs0}/i_{ds0}$  se ne uočava u slučaju  $q$  komponente vektora fluksa rotora. Ipak, odstupanja postoje a trend smanjenja  $\Delta\psi_{qr0}/\psi_{r0}$  ne utiče na poboljšanje karakteristika pri značajnim učestanostima klizanja [I16]. Učestanost klizanja (3.1) je određena strujnim odnosom i u slučaju neopterećenog pogona  $i_{qs0}/i_{ds0} \rightarrow 0$ , proračunato i stvarno klizanje postaju bliski čime greška postaje minimalna.

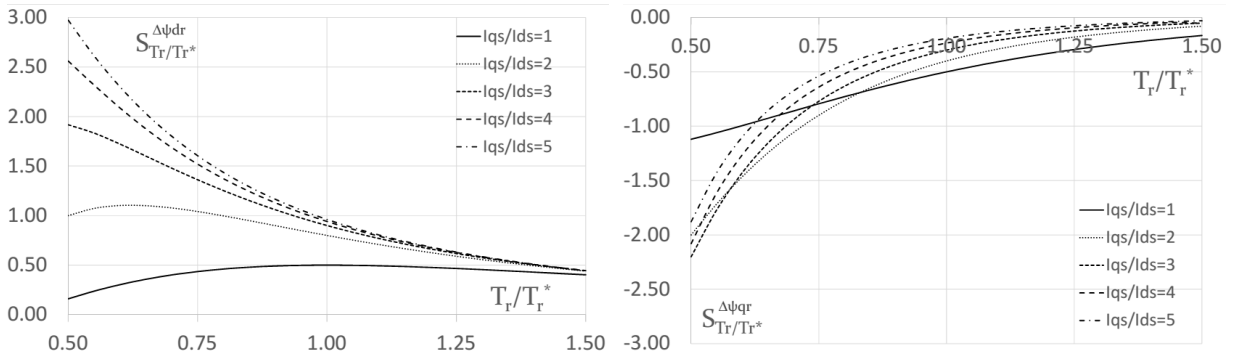
Efekti odstupanja i nepodešenosti polja su izraženiji pri većem odstupanju relativne greške  $T_r/T_r^* \neq 1$ . Samo u slučaju potpunog poklapanja,  $T_r/T_r^* = 1$ , ova odstupanja ne postoje i postižu se referentne karakteristike vektorskog pogona AM.

Funkcije osetljivosti odstupanja fluksa rotora  $S_{T_r/T_r^*}^{\Delta\psi_{dr0}/\psi_{r0}}$  i  $S_{T_r/T_r^*}^{\Delta\psi_{qr0}/\psi_{r0}}$  na promenu parametra  $T_r$  su definisane kao:

$$S_{T_r/T_r^*}^{\Delta\psi_{dr0}/\psi_{r0}} = \frac{\partial \left( \frac{\Delta\psi_{dr0}}{\psi_{r0}} \right)}{\partial \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right)} = - \left( \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}} \right)^2 \frac{\left( \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right)^2 \left( \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}} \right)^2 + 2 \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right) - 1 \right)}{\left( 1 + \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right)^2 \left( \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}} \right)^2 \right)^2} \quad (3.4)$$

$$S_{T_r/T_r^*}^{\Delta\psi_{qr0}/\psi_{r0}} = \frac{\partial \left( \frac{\Delta\psi_{qr0}}{\psi_{r0}} \right)}{\partial \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right)} = - \left( \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}} \right) \frac{\left( - \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right)^2 \left( \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}} \right)^2 + 2 \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right) \left( \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}} \right)^2 + 1 \right)}{\left( 1 + \left( \frac{T_r}{T_r^*} \right)^2 \left( \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}} \right)^2 \right)^2} \quad (3.5)$$

Na *Slici 3.4* prikazana je funkcija osetljivosti komponenti odstupanja fluksa rotora pri promeni relativne greške  $T_r/T_r^*$  za više specifičnih odnosa  $i_{qs0}/i_{ds0}$ .



a) Osetljivost fluksa rotora u  $d$  osi

b) Osetljivost fluksa rotora u  $q$  osi

*Slika 3.4. Familija karakteristika osetljivosti odstupanja komponenti vektora fluksa rotora u funkciji relativne greške  $T_r/T_r^*$  pri različitim strujnim odnosima  $i_{qs0}/i_{ds0}$*

Nelinearna funkcionalna zavisnost osetljivosti  $S_{T_r/T_r^*}^{\Delta\psi_{dr0}/\psi_{r0}}$  prikazana na *Slici 3.4* je značajno pojačana sa uvećanjem opterećenja pogona. Velike vrednosti osetljivosti iznad 0.5 su posledica značajnih učestanosti rotorskih veličina, nezavisno od veličine greške  $T_r/T_r^*$ .

Osetljivost  $S_{T_r/T_r^*}^{\Delta\psi_{qro}/\psi_{r0}}$  je uočljiva pri malim opterećenjima i ima zanemariv trend smanjenja sa uvećanjem opterećenjem pogona.

Konvencionalna rešenja za adaptaciju parametra  $T_r$  u literaturi su konstruisana za pretvarače AM kod kojih specifični odnos opterećenja ne prelazi 1,  $i_{qs0}/i_{ds0} < 1$ . Ukoliko se očekuju radni režimi sa uvećanim odnosom komponenti struja neophodno je unaprediti postojeća rešenja kako bi se omogućio optimalan rad bez obzira na radni režim pogona.

### 3.1.1.2. Osetljivost odstupanja elektromagnetnog momenta na promenu vremenske konstante rotora

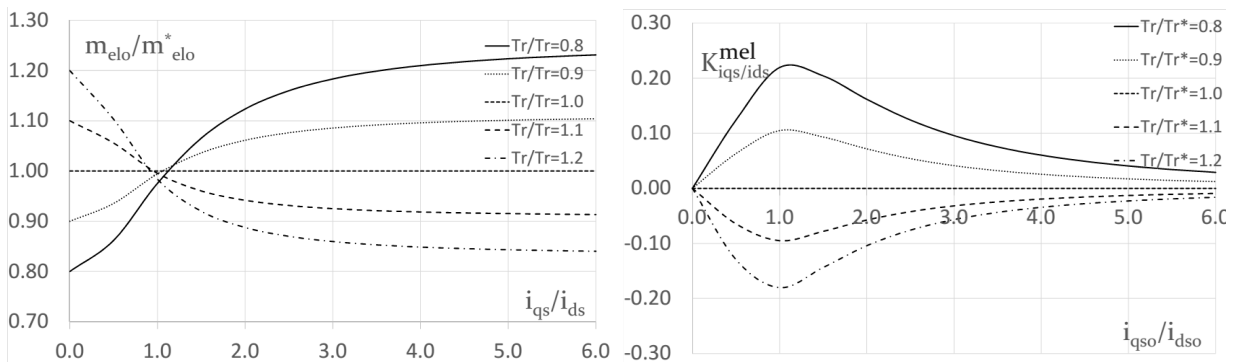
Karakteristične zavisnosti odstupanja (3.2) i (3.3) se direktno oslikavaju na promenu karakteristike momenta vektorskog pogona AM. Varijacija ostvarenog elektromagnetnog momenta u stacionarnom stanju  $m_{elo}$  u odnosu na željenu komandu  $m_{elo}^*$  unutar I-RFOC pogona se opisuje sa:

$$\frac{m_{elo}}{m_{elo}^*} = \frac{T_r}{T_r^*} \frac{\left(1 + \left(\frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)^2\right)}{1 + \left(\frac{T_r}{T_r^*} \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)^2} \quad (3.6)$$

U slučaju odstupanja vremenske konstante rotora,  $T_r/T_r^* \neq 1$ , dolazi do promene pojačanja momenta  $K_{i_{qs0}/i_{ds0}}^{m_{elo}/m_{elo}^*}$  sa promenom strujnog odnosa  $i_{qs0}/i_{ds0}$ :

$$K_{i_{qs0}/i_{ds0}}^{m_{elo}/m_{elo}^*} = \frac{\partial \left(\frac{m_{elo}}{m_{elo}^*}\right)}{\partial \left(\frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)} = \frac{2 \left(\frac{T_r}{T_r^*} \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right) \left(1 - \left(\frac{T_r}{T_r^*}\right)^2\right)}{\left(1 + \left(\frac{T_r}{T_r^*} \frac{i_{qs0}}{i_{ds0}}\right)^2\right)^2} \quad (3.7)$$

Zavisnosti (3.6) i (3.7) su grafički prikazane na Slici 3.5 pri različitim vrednostima odstupanja  $T_r/T_r^*$ .



a) Odstupanje momenta AM

b) Odstupanje pojačanja momenta AM

Slika 3.5. Familije karakteristika odstupanja momenta i osetljivosti pojačanja momenta AM u funkciji  $i_{qs0}/i_{ds0}$  pri različitim vrednostima relativne greške  $T_r/T_r^*$

Normalizovani momenat (3.6) menja karakter u okolini presečne vrednosti  $i_{qs0}/i_{ds0} \approx 1$  kada razvijeni momenat u odnosu na nametnutu komandu menja znak. U istoj

okolini postoji najveća osetljivost na promenu pojačanja. Nezavisno od vrednosti greške  $T_r/T_r^*$  dolazi do promene pojačanja momenta što se negativno odslikava na regulacione konture pogona. U pojedinim režimima rada se mogu očekivati značajna smanjenja momenta spram raspoloživog strujnog kapaciteta kao i uvećanje gubitaka u pogonu. Posledice prethodnog se ogledaju kroz umanjenje operativnog opsega kao i dalje uvećanje temperature motora. Rad pogona pri optimalnim uslovima se ne može realizovati. Izmeštanje radne tačke pogona van optimalne oblasti izaziva dalje uvećanje temperature koja intenzivira odstupanja nastala pomenutim inicijalnim efektima. Stvara se efekat pozitivne povratne sprege u sistemu što može u ekstremnim slučajevima izazvati rad na granici stabilnosti [I16].

### 3.1.2. Modelovanje predloženog adaptivnog kontrolera vremenske konstante rotora zasnovanog na LSE

Posmatra se blok dijagram predloženog *LSE* dat na *Slici 3.1*. Pažnja se koncentriše na definisanje matematičkih modela pojedinačnih blokova koji čine razmatrani *LSE*, sa ciljem da se uvide pozitivni efekti identifikacije parametra  $T_r$ .

Konkretno, prvo se navode strujni i naponsko–fluksni modeli za procenu fluksa rotora *AM* sa zanemarenim gubici u gvožđu. Zatim se karakterišu ulazno/izlazne varijable korišćene u procesu identifikacije kao i kriterijumska funkcija greške predikcije predloženog samopodešavajućeg estimatora. Na osnovu bloka baziranog na konceptu linearizacije po povratnoj sprezi definiše se modifikovana forma čije prednosti u vidu robusne i precizne identifikacije parametra  $T_r$  predstavljaju jedan od glavnih doprinosa rada.

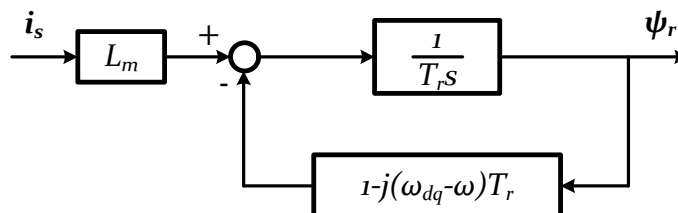
#### 3.1.2.1. Strujni model rotorskog kola za procenu fluksa rotora

Strujni model rotorskog kola *AM* sadrži informaciju o parametru  $T_r$  sto ga čini glavnim kandidatom za robusnu procenu putem unapređenog algoritma estimacije metodom minimizacije sume kvadrata greške. Ovaj model je zapisan u sinhrono–rotirajućem *dq* sistemu vezanim za obrtno magnetno polje u kompaktnoj vektorskoj notaciji i glasi:

$$T_r \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + \boldsymbol{\psi}_r + \mathbf{J}(\omega_{dq} - \omega)T_r \boldsymbol{\psi}_r = L_m \mathbf{i}_s \quad (3.8)$$

gde su sa  $\boldsymbol{\psi}_r = [\psi_{dr} \ \psi_{qr}]^T$  i  $\mathbf{i}_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$  definisani fazorski predstavnici fluksa rotora i struje statora *AM*, respektivno.

Blok dijagram strujnog estimatora fluksa rotora *AM* je prikazan na *Slici 3.6* sa tokom signala kroz odgovarajuće funkcije prenosa *Laplace*–ove promenljive *s*.



Slika 3.6. Blok dijagram estimatora rotorskog fluksa zasnovanog na strujnom modelu rotorskog kola *AM*

Doveden u odgovarajuću parametrizovanu formu, predikcioni model (3.8) se može iskoristiti u svrhe identifikacije koeficijenata modela. Ta forma treba da omogući strukturu koja će povezivati odgovarajuće, merenjem ili nezavisnom procenom dostupne, ulazne i izlazne referentne signale sa nepoznatim skupom parametara u kome figuriše vremenska konstanta rotora  $T_r$ .

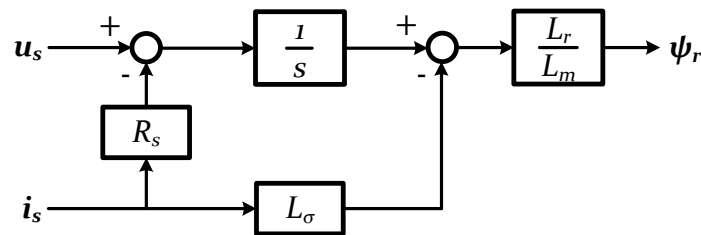
### 3.1.2.2. Naponsko–fluksni model za procenu fluksa rotora

Model koji uključuje naponske jednačine statorskog kola i jednačine fluksnih obuhvata namotaja AM za procenu fluksa rotora koristi zaseban skup dinamičkih jednačina od (3.8). Ovaj model je takođe prikazan u sinhrono–rotirajućem  $dq$  sistemu vezanim za obrtno magnetno polje i u vektorskoj notaciji glasi:

$$\boldsymbol{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left( \int (\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt - L_\sigma \mathbf{i}_s \right) \quad (3.9)$$

gde je sa  $\mathbf{u}_s = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T$  definisan fazor napona statora AM.

Blok dijagram estimatora rotorskog fluksa (3.9) je prikazan na Slici 3.7.



Slika 3.7. Blok dijagram estimatora rotorskog fluksa zasnovanog na modelu statorskog kola i jednačina fluksnih obuhvata AM

Estimator (3.9) je invarijantan na promene u parametru  $T_r$ . Takav model se može iskoristiti kao referenca za davanje informacija o vrednostima fluksa rotora kontinuirano u vremenu bez obzira na odstupanja parametra  $T_r$ . Ako se uzme u obzir da su senzori fluksa i magnetnog polja često nedostupni i nepouzdana u okviru pogona, postaje jasno da se (3.9) prirodno nameće kao punopravna alternativa za nedostupna merenja fluksa.

Nedostaci modela (3.9) su dobro poznati u literaturi i vezuju se za parametarsku nesigurnost usled termičkih varijacija otpornosti statora i za probleme sa otvorenom integracijom i nultom marginom stabilnosti estimatora. Svi navedeni efekti su posebno izraženi na brzinama obrtanja blizu nule. Ipak, značajni naponi su učinjeni za unapređenje estimacije kroz pažljiva procesuiranja signala, promene strukture estimatora i kompenzacije ovih negativnih aspekata [I17]– [I18]. Tako se dobija adekvatna informacija o vrednosti fluksa rotora koja se koristi u okviru predloženog adaptivnog mehanizma.

### 3.1.2.3. Karakterizacija signala za identifikaciju putem LSE

Pristup konstrukciji *LSE* počinje prikazom predikcionog modela (3.8) u parametrizovanoj formi. Time se karakterišu signali ulaza i izlaza modela povezani, u opštem slučaju, nelinearnom funkcionalnom zavisnošću od skupa parametara koji se procenjuje.

Model koristi pretpostavljenu vrednost vremenske konstante rotora  $T_r^*$  i merene vektore struje statora  $\mathbf{i}_s$  i nezavisne procene  $\boldsymbol{\psi}_r$  iz (3.9) pomoću kojih estimira vektor fluksa

rotora  $\boldsymbol{\psi}_r^*$ . Eksplicitna eliminacija člana sa prvim izvodom fluksa rotora se postiže umetanjem filtarskih funkcija u (3.8), prethodno transformisanu u *Laplace*-ov domen kompleksne promenljive  $s$ . Množenjem (3.8) u  $s$  domenu sa obe strane jednakosti članom  $1/(s + \omega_f)$ , dobija se nakon izvesnih preuređenja izraz u vektorskoj parametrizovanoj formi:

$$\boldsymbol{\psi}_r^*(s) = \left[ \left( 1 - \frac{1}{\omega_f T_r^*} \right) \mathbf{I} + \mathbf{J} \frac{\omega_{dq} - \omega}{\omega_f} \right] \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \boldsymbol{\psi}_r(s) + \frac{L_m}{\omega_f T_r^*} \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \mathbf{i}_s(s) \quad (3.10)$$

gde je sa  $\omega_f$  definisan propusni opseg filtriranja signala.

Posledično se mogu definisati sledeći signali:

- $\boldsymbol{\psi}_{rf}(s) = \omega_f/(s + \omega_f) \cdot \boldsymbol{\psi}_r(s)$  – Filtrirani signal vektora fluksa rotora,
- $\mathbf{i}_{sf}(s) = \omega_f/(s + \omega_f) \cdot \mathbf{i}_s(s)$  – Filtrirani signal vektora struje statora.

U vremenskom domenu (3.10) dobija prepoznatljivu parametarsku formu:

$$\boldsymbol{\psi}_r^*(t) = \left[ \left( 1 - \frac{T_f}{T_r^*} \right) \mathbf{I} + \mathbf{J}(\omega_{dq} - \omega)T_f \right] \boldsymbol{\psi}_{rf}(t) + L_m \frac{T_f}{T_r^*} \mathbf{i}_{sf}(t) \quad (3.11)$$

gde je sa  $T_f = 1/\omega_f$  definisana vremenska konstanta filtracije.

Filtrirani signali filtriranog vektora fluksa rotora  $\boldsymbol{\psi}_{rf}$  i struje statora  $\mathbf{i}_{sf}$  su redom:

$$T_f \frac{d\boldsymbol{\psi}_{rf}(t)}{dt} + \boldsymbol{\psi}_{rf}(t) = \boldsymbol{\psi}_r(t), \quad \boldsymbol{\psi}_{rf}(t) = \begin{bmatrix} \psi_{drf}(t) \\ \psi_{qrf}(t) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$T_f \frac{d\mathbf{i}_{sf}(t)}{dt} + \mathbf{i}_{sf}(t) = \mathbf{i}_s(t), \quad \mathbf{i}_{sf}(t) = \begin{bmatrix} i_{dsf}(t) \\ i_{qsf}(t) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Predikcioni model (3.11) povezuje ulaze  $\boldsymbol{\psi}_{rf}(t)$  i  $\mathbf{i}_{sf}(t)$  sa izlazom  $\boldsymbol{\psi}_r^*(t)$  putem težinske sume koeficijenata zavisnih od vremenske konstante rotora  $T_r$ . Vektorska notacija za uvaženu konstelaciju ulaza i izlaza (3.11) – (3.13) poseduje po formi svojstvo linearnosti te se može zapisati kompaktno u matričnom obliku:

$$\mathbf{y}^*(t) = \mathbf{W}(t)\mathbf{a}^*(t) \quad (3.14)$$

uz redom definisane:

- $\mathbf{y}^*(t) = \boldsymbol{\psi}_r^*(t)$  – trivijalni vektor izlaza (3.14),
- $\mathbf{W}(t) = [\boldsymbol{\psi}_{rf}(t) \quad \mathbf{i}_{sf}(t)]$  – vektorska regresiona matrica ulaza,
- $\mathbf{a}^*(t) = \left[ \left( 1 - T_f/T_r^* \right) \mathbf{I} + (\omega_{dq} - \omega)T_f \mathbf{J} \quad L_m T_f/T_r^* \mathbf{I} \right]^T$  – parametarski vektor

Nivo nesigurnosti procene izlaza primarno zavisi od nesigurnosti u proceni parametra  $T_r^*$ . Pretpostavka je da su ostali parametri objedinjeni u vektoru  $\mathbf{a}^*(t)$  poznati. Korektna estimacija parametra  $\mathbf{a}^*(t)$  u tretmanu *LSE* podrazumeva adaptaciju koja minimizuje kriterijumsku funkciju sume greške predikcije  $J$ :

$$J = \int_0^t e^{-\int_x^t \lambda(r) dr} \|\mathbf{y}(x) - \mathbf{W}(x)\mathbf{a}^*(t)\|^2 dx \quad (3.15)$$

gde je sa  $\lambda(t)$  označen, u opštem slučaju, vremenski promenljiv faktor isključenja podataka.

Faktor  $\lambda(t)$  je važno uključiti u slučaju *online* adaptacije  $\mathbf{a}^*(t)$  kada se postiže mehanizam odbacivanja informacija u trenucima koji su davno prethodili proceni.

Greška predikcije  $\mathbf{e}(t)$  je u osnovi funkcionisanja rekurzivne izvedbe *LSE* jer nosi informaciju o odstupanju parametra. Generisanje ovog signala se sprovodi poređenjem  $\mathbf{y}^*(t)$  sa odgovarajućim signalom dobijenim merenjem ili nezavisnom estimacijom  $\mathbf{y}(t)$ :

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{y}(t) - \mathbf{y}^*(t) = \mathbf{y}(t) - \mathbf{W}(t)\mathbf{a}^*(t) \quad (3.16)$$

Postoji linearna veza između signala greške predikcije  $\mathbf{e}(t)$  i odstupanja parametra  $\tilde{\mathbf{a}}(t)$ . Ukoliko se izlaz  $\mathbf{y}(t)$  izrazi u funkciji stvarnog parametra  $\mathbf{a}(t)$  dobija se:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}(t)\mathbf{a}(t) \rightarrow \mathbf{e}(t) = \mathbf{W}(t)\mathbf{a}(t) - \mathbf{W}(t)\mathbf{a}^*(t) = \mathbf{W}(t)\tilde{\mathbf{a}}(t) \quad (3.17)$$

U teoriji identifikacije sistema forma (3.14) se karakteriše kao uporedna i poželjna je za analize jer omogućuje korišćenje alata linearne algebre [III1]. Ipak, da bi identifikacija putem *LSE* bila fizički ostvariva neophodno je model posmatrati u razvijenoj formi u kojoj figurišu komponente vektora.

Tretman relevantnih vektora i odgovarajućih parametara kao zasebnih elemenata je uveden u cilju kompaktnijeg matematičkog opisa identifikacije i u ovom trenutku se napušta. Matrična notacija se zadržava ali se gubi svojstvo prikaza u uporednoj formi usled prisutnog nelinearnog efekta sprežanja osa. Definiše se nelinearna matrična funkcija  $\mathbf{f}$ , kao zavisnost između izlaznih komponenti vektora fluksa rotora i ulaznih filtriranih signala fluksa rotora i struje statora:

$$\mathbf{y}^*(t) = \begin{bmatrix} \psi_{dr}^*(t) \\ \psi_{qr}^*(t) \end{bmatrix} = \mathbf{f} \left( \begin{bmatrix} \psi_{drf}(t) & i_{dsf}(t) \\ \psi_{qrf}(t) & i_{qsf}(t) \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_f}{T_r^*} \\ \frac{T_f}{T_r^*} \\ L_m \frac{T_f}{T_r^*} \end{bmatrix} \right) \quad (3.18)$$

Nelinearna funkcija  $\mathbf{f}$  izdvaja koeficijente usled sprežnih efekata osa iz vektora parametara  $\mathbf{a}^*(t)$  i uključuje ih unutar svoje funkcionalne zavisnosti. Konstelacija ulazno/izlaznih signala je identična kao u (3.14) dok novi skup parametara postaje:

$$\mathbf{a}^*(t) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_f}{T_r^*} & L_m \frac{T_f}{T_r^*} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

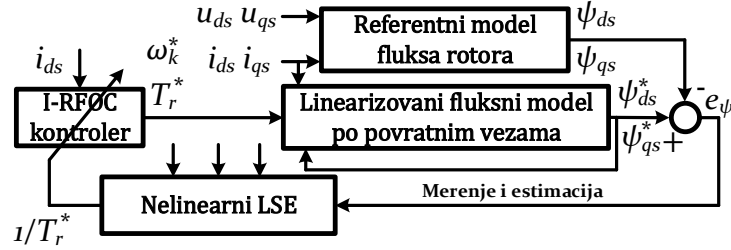
uz izmenjenu definiciju matrice regresije ulaza  $\mathbf{W}(t)$  i kriterijumsku funkciju sume greške predikcije  $J$ :

$$\mathbf{W}(t) = \begin{bmatrix} \psi_{drf}(t) & i_{dsf}(t) \\ \psi_{qrf}(t) & i_{qsf}(t) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$J = \int_0^t \|\mathbf{e}(x)\|^2 dx \quad (3.21)$$

Predikcioni model (3.18) nije moguće svesti na uporednu parametrizovanu formu a za identifikaciju  $\mathbf{a}^*(t)$  je potrebno uključiti mehanizme nelinearnog *LSE*. Takav pristup

tretiranju signala unutar *LSE* značajno otežava proces identifikacije. Blok dijagram klasičnog nelinearnog *LSE* za identifikaciju parametra  $T_r$  je prikazan na *Slici 3.8*.



*Slika 3.8. Blok dijagram klasičnog nelinearnog LSE za identifikaciju parametra  $T_r$  u pogonu AM*

### 3.1.2.4. LSE baziran na konceptu linearizacije po povratnoj sprezi

Na ovom mestu se uvodi mehanizam linearizacije po povratnoj sprezi u proces identifikacije parametra  $T_r$  putem *LSE*. Pomenuti koncept je poznat u teoriji nelinearnih sistema upravljanja a ovde se koristi u cilju linearizacije forme (3.18). Na taj način se raspoređe dinamika osa i značajno uprošćava proces identifikacije [III2].

Napredni estimator najmanjih kvadrata greške parametra  $T_r$  je prikazan na *Slici 3.1* i predstavlja unapređenje klasičnog pristupa sa *Slike 3.8*. Ubacivanjem bloka “*Linearizacija po povratnoj sprezi*” unutar *LSE* vrši se redefinicija izlaza (3.18) i pojednostavljenje forma.

$$\mathbf{y}^*(t) = \mathbf{W}(t)\mathbf{a}^*(t) + \mathbf{z}(t) \quad (3.22)$$

gde novi vektor  $\mathbf{z}(t)$  modeluje nelinearni deo (3.18):

$$\mathbf{z}(t) = \omega_k^* T_f \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{rf}(t) = \begin{bmatrix} \omega_k^* T_f \cdot \psi_{qrf}(t) \\ -\omega_k^* T_f \cdot \psi_{drf}(t) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Preuređujući  $\mathbf{y}^*(t)$  da uključi (3.23) dobija se novi modifikovani vektor izlaza  $\mathbf{y}'(t)$ :

$$\mathbf{y}'(t) = \begin{bmatrix} \psi_{dr}'(t) \\ \psi_{qr}'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{dr}^*(t) - \omega_k^* T_f \psi_{qrf}(t) \\ \psi_{qr}^*(t) + \omega_k^* T_f \psi_{drf}(t) \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

$$\mathbf{y}'(t) = \mathbf{y}^*(t) - \mathbf{z}(t) = \mathbf{W}(t)\mathbf{a}^*(t)$$

a (3.24) predstavlja u linearno-parametrizovanoj formi.

Pažljiva analiza (3.22) – (3.24) može pružiti uvid u dva dodatna efekta linearizacije po povratnoj sprezi koji su jedni od doprinosa predloženog *LSE*. Prvi se ogleda u već pomenutom rasporezanju osa čime se ukupan broj aritmetičkih operacija i kompleksnost proračuna može značajno umanjiti. Drugi efekat se uočava posmatranjem fizičkih karakteristika raspodele energije kroz ekvivalente namotaje u *dq* sistemu osa. Posmatranjem tipičnog slučaja kada je adaptirani parametar približno dobro procenjen, frekvencijski spektar signala fluksa rotora u *q* osi je osiromašen ili ga u potpunosti nema. Nezavisno od nivoa pobude u *q* osi fluksa rotora, konvergencija parametra  $T_r$  će postojati jedino ukoliko se uvaži nepraktično veliki propusni opseg estimatora. Ovim se nagoveštava mogućnost redukcije

modela čime se ne vrši predikcija  $q$  komponente fluksa rotora. Tako je konstruisan estimator minimalnog reda.

Novi izlaz modela je sveden na skalarnu veličinu:

$$\mathbf{y}^{*'}(t) = \psi'_{dr}(t) = [\psi_{drf}(t) \quad i_{dsf}(t)] \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_f}{T_r^*} \\ \frac{T_f}{T_r^*} \\ L_m \frac{T_f}{T_r^*} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

uz definicije:

$$\mathbf{W}(t) = [\psi_{drf}(t) \quad i_{dsf}(t)] \quad (3.26)$$

$$\mathbf{a}^*(t) = [1 - T_f/T_r^* \quad L_m T_f/T_r^*]^T \quad (3.27)$$

Na taj način, karakterisani su signali i napredni identifikacioni model minimalnog reda u okviru *LSE* zasnovanog na linearizaciji po povratnoj sprezi [III<sub>3</sub>].

### 3.1.2.5. Formulacija identifikacionog procesa baziranog na predloženom LSE

Vektor parametara  $\mathbf{a}^*(t)$  identifikacionog modela (3.25)–(3.27) minimizuje kriterijumsku funkciju (3.21) ako se adaptira u vremenu da zadovolji jednačinu:

$$\left[ \int_0^t (\mathbf{W}^T \mathbf{W})(x) dx \right] \mathbf{a}^*(t) = \int_0^t (\mathbf{W}^T \mathbf{y}^{*'})(x) dx \quad (3.28)$$

Rešenje (3.28) predstavlja operator leve pseudo-inverzije matrice regresije  $\mathbf{W}(t)$  linearno-parametrizovanog identifikacionog modela (3.25):

$$\mathbf{a}^*(t) = \left[ \int_0^t (\mathbf{W}^T \mathbf{W})(x) dx \right]^{-1} \int_0^t (\mathbf{W}^T \mathbf{y}^{*'})(x) dx \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} 1 - \frac{T_f}{T_r^*} \\ \frac{T_f}{T_r^*} \\ L_m \frac{T_f}{T_r^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_0^t \psi_{drf}^2(x) dx & \int_0^t \psi_{drf} i_{dsf}(x) dx \\ \int_0^t \psi_{drf} i_{dsf}(x) dx & \int_0^t i_{dsf}^2(x) dx \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \int_0^t \psi_{drf} \psi_{drf}'(x) dx \\ \int_0^t i_{dsf} \psi_{drf}'(x) dx \end{bmatrix}$$

U konkretnom linearnom slučaju pokazuje se da (3.29) predstavlja rešenje jednačine prvog izvoda kriterijumske funkcije  $J$  po parametru  $\mathbf{a}^*(t)$  izjednačenog sa nulom:

$$\frac{\partial J(\mathbf{e}(t))}{\partial \mathbf{a}^*(t)} = \left[ \int_0^t (\mathbf{W}^T \mathbf{W})(x) dx \right] \mathbf{a}^*(t) - \int_0^t (\mathbf{W}^T \mathbf{y}^{*'})(x) dx = 0 \quad (3.30)$$

čime je određena ekstremna vrednost kriterijuma (3.21).



Interpretacija drugog izvoda pored matematičkih svojstava pruža uvid i u fizičke osobine estimacije *LSE*. Uvodi se oznaka  $\mathbf{P}^{-1}(t)$  za drugi izvod funkcije  $J$  po parametru  $\mathbf{a}^*(t)$ :

$$\mathbf{P}^{-1}(t) = \frac{\partial^2 J(\mathbf{e}(t))}{\partial \mathbf{a}^*(t)^2} = \int_0^t (\mathbf{W}^T \mathbf{W})(x) dx = \begin{bmatrix} \int_0^t \psi_{drf}^2(x) dx & \int_0^t \psi_{drf} i_{dsf}(x) dx \\ \int_0^t \psi_{drf} i_{dsf}(x) dx & \int_0^t i_{dsf}^2(x) dx \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Kvadratna matrica (3.31) predstavlja meru kovarijanse merenja ulaznih podataka i od suštinskog je značaja za konvergenciju i asimptotsku stabilnost *LSE*. U praktičnim primenama je važno obezbediti osobinu pozitivne definitnosti (3.31) tj. da matrica ima pun rang. Ukoliko rang matrice odgovara broju nepoznatih parametara unutar  $\mathbf{a}^*(t)$  tada postoji inverzija (3.31) i potrebni uslovi za jednoznačnost rešenja (3.29).

Robusnost rešenja zahteva dodatne uslove koji se načelno moraju ispuniti a tiču se obezbeđenja mehanizma perzistentne eksitacije. Fizički posmatrano, (3.28) podrazumeva mehanizam “fitovanja” svih prethodno procesuiranih podataka čime potencijalno usrednjava negativne efekte prisutnog šuma u sistemu. Uključenjem većeg skupa podataka koji poseduje širok frekventni spektar postiže se perzistentna eksitacija i eksploatišu se prednosti *LSE*.

Predloženo rešenje u obliku (3.29) ima niz nedostataka, uglavnom vezanih za nepraktičnost izvedbe u realnom vremenu kao i zahteve za ogromnom količinom memorije i procesorskom snagom. Kontinuirano procesuiranje velikog skupa podataka nije moguće u toku rada pogona, ograničavajući primenu algoritma na faze samoinicijalizacije kada je pogon van karakterističnog radnog ciklusa (*engl. offline*).

U cilju memorijski efikasnijeg i za adaptaciju u realnom vremenu pogodnijeg načina realizacije, rekurzivna procedura je podesno implementirana sa uvedenim mehanizmom zaboravljanja  $\lambda(t)$ . Ova procedura se temelji na proračunu indirektno definisane matrice kovarijanse  $\mathbf{P}(t)$  i adaptacionom zakonu zasnovanom na grešci predikcije  $\mathbf{e}(t)$  čija se mera kvadratnog odstupanja (3.15) nastoji minimizovati u vremenu:

$$\frac{\partial \mathbf{P}^{-1}(t)}{\partial t} = -\lambda(t) \mathbf{P}^{-1}(t) + \mathbf{W}^T \mathbf{W}(t) \quad (3.32)$$

$$\frac{\partial \mathbf{a}^*(t)}{\partial t} = -\mathbf{P}(t) \mathbf{W}^T \mathbf{e}(t) \quad (3.33)$$

Adaptacioni zakon (3.33) direktno proizilazi diferenciranjem (3.28) uz korišćenje (3.32). Uključene modifikacije omogućuju implementaciju rekurzivnih procedura kao jedini praktični pristup u slučajevima kada je potrebno obezbediti adaptaciju u realnom vremenu. Prikazani pristup se favorizuje u odnosu na *offline* račun, bez obzira na neophodnost za inverzijom  $\mathbf{P}^{-1}(t)$ .

Dalje unapređenje numeričkog proračuna se ogleda u alternativni za račun  $\mathbf{P}^{-1}(t)$ . Korišćenjem matematičkih transformacija, rekurzivna procedura se može ostvariti na pogodniji način, izbegavanjem operacija matrične inverzije:

$$\frac{\partial \mathbf{P}(t)}{\partial t} = \lambda(t)\mathbf{P}(t) - \mathbf{P}\mathbf{W}^T\mathbf{W}\mathbf{P}(t) \quad (3.34)$$

Matrica kovarijanse  $\mathbf{P}(t)$  se tako računa direktno bez potrebe za matričnom inverzijom. Iako se na prvi pogled ne uviđaju prednosti numeričkog proračuna u odnosi na (3.32), potrebno je uvideti da se koriste samo osnovne operacije množenja sa sabiranjem. Diskretne izvedbe proračuna sa ovakvim skupom operacija se efikasno realizuju čak i na jeftinim mikrokontrolerskim platformama sa aritmetikom sa nepokretnim zarezom koje poseduju moderne računске *MAC* jedinice (*engl. Multiply and Accumulate Units*). Korišćeni skup operacija ima ugrađen mehanizam za aritmetičku saturaciju integralne sume za razliku od (3.32), čime se izbegavaju numerički singulariteti aritmetike sa nepokretnim zarezom.

Parametarska identifikacija predložena u ovom delu je pogodna kako za potrebe samoinicijalizacije pogona tako i za potrebe adaptacije u realnom vremenu. Predloženi estimator tako dobija praktičnu implementacionu vrednost uz zadržavanje mogućnosti efikasne procene parametra vremenske konstante rotora sa visokim nivoom potiskivanja šuma korišćenjem terminalnih veličina, statorskog napona i struje AM.

### 3.1.3. Praktični aspekti formulisanog LSE

Upotrebna vrednost formulisanog *LSE* se može uvideti ukoliko se razmotre aspekti praktične realizacije na kontroleru upravljanja. Konkretno, razmatraju se aspekti diskretizacije *LSE* za potrebe prilagođenja algoritma na digitalnom signalnom kontroleru kao i uticaj inicijalizacije početnih estimacionih pojačanja i širine frekventnog spektra eksitacije. Na kraju, komentariše se uticaj nemodelovanih efekata na proces identifikacije i skreće pažnja na domen važenja upotrebljenog predikcionog modela.

#### 3.1.3.1. Diskretna realizacija naprednog algoritma LSE

Implementacija predloženog algoritma *LSE* na modernim mikroprocesorskim platformama zahteva korišćenje diskretne umesto kontinualne forme estimatora.

Direktna transformacija iz kontinualnog *LSE* u diskretni ekvivalent je moguća ukoliko se upotrebi sistem zamenskih relacija:

$$\begin{aligned} T_f &\rightarrow T \\ \psi'_{dr}(t) &\rightarrow \psi'_{dr}(kT) \\ \psi_{drf}(t) &\rightarrow \psi_{dr}(kT - T) \\ i_{dsf}(t) &\rightarrow i_{ds}(kT - T) \end{aligned} \quad (3.35)$$

Upotrebom (3.35) konstanta filtracije  $T_f$  se zamenjuje periodom rada  $T$  adaptivnog *LSE*, dok diskretna matrica regresije uključuje odbirke fluksa rotora i struje statora iz prethodnog trenutka odabiranja  $kT - T$  umesto filtriranih  $\psi_{drf}$  i  $i_{dsf}$ , respektivno.

Diskretni ekvivalent izlaza *LSE* u tekućem trenutku odabiranja  $kT$  postaje:

$$\mathbf{y}^{*'}(kT) = \psi_{dr}^{*'}(kT) = [\psi_{dr}(kT - T) \quad i_{ds}(kT - T)] \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_r^*} \\ T \\ L_m \frac{T}{T_r^*} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{W}(kT) = [\psi_{dr}(kT - T) \quad i_{ds}(kT - T)] \quad (3.37)$$

$$\mathbf{a}^*(kT) = [1 - T/T_r^* \quad L_m T/T_r^*]^T \quad (3.38)$$

### 3.1.3.1.1. Diskretna offline procedura predloženog LSE

Diskretni skup sačinjen od  $k$  odbiraka (3.36) se može procesuirati *offline*:

$$\begin{aligned} \psi_{dr}'(T) &= \left(1 - \frac{T}{T_r^*}\right) \psi_{dr}(0T) + \frac{L_m T}{T_r^*} i_{ds}(0T) \\ \psi_{dr}'(2T) &= \left(1 - \frac{T}{T_r^*}\right) \psi_{dr}(1T) + \frac{L_m T}{T_r^*} i_{ds}(1T) \\ &\vdots \\ \psi_{dr}'(kT) &= \left(1 - \frac{T}{T_r^*}\right) \psi_{dr}((k-1)T) + \frac{L_m T}{T_r^*} i_{ds}((k-1)T) \end{aligned} \quad (3.39)$$

gde važi slučaj  $k \gg 2$ .

U matričnom obliku (3.39) postaje:

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr}'(1) \\ \psi_{dr}'(2) \\ \vdots \\ \psi_{dr}'(k) \end{bmatrix}_{k,1} = \begin{bmatrix} \psi_{dr}(0) & i_{ds}(0) \\ \psi_{dr}(1) & i_{ds}(1) \\ \vdots & \vdots \\ \psi_{dr}(k-1) & i_{ds}(k-1) \end{bmatrix}_{k,2} \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_r^*} \\ \frac{L_m T}{T_r^*} \end{bmatrix}_{2,1} \quad (3.40)$$

$$\mathbf{z}(kT) = \mathbf{H}(kT) \mathbf{a}^*(kT)$$

sa uvedenim pojmovima matrice observacije sistema  $\mathbf{H}(kT)$  dimenzija  $k \times 2$ :

$$\mathbf{H}(kT) = \begin{bmatrix} \psi_{dr}(0) & i_{ds}(0) \\ \psi_{dr}(1) & i_{ds}(1) \\ \vdots & \vdots \\ \psi_{dr}(k-1) & i_{ds}(k-1) \end{bmatrix}_{k,2} \quad (3.41)$$

i vektora regresije izlaza  $\mathbf{z}(kT)$  dimenzija  $k \times 1$ :

$$\mathbf{z}(kT) = [\psi_{dr}'(1) \quad \psi_{dr}'(2) \quad \cdots \quad \psi_{dr}'(k)]_{k,1}^T \quad (3.42)$$

Skup  $k$  jednačina sa dve nepoznate promenljive objedinjene unutar (3.38) se rešava korišćenjem operacije leve pseudo-inverzije matrice observacije  $\mathbf{H}(kT)$ . Množenjem (3.40) sa transponovanom matricom observacije  $\mathbf{H}^T(kT)$  dobija se:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \psi_{dr}(0) & \psi_{dr}(1) & \cdots & \psi_{dr}(k-1) \\ i_{ds}(0) & i_{ds}(1) & \cdots & i_{ds}(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr}^{*'}(1T) \\ \psi_{dr}^{*'}(2T) \\ \vdots \\ \psi_{dr}^{*'}(3T) \end{bmatrix} \\
& = \begin{bmatrix} \psi_{dr}(0) & \psi_{dr}(1) & \cdots & \psi_{dr}(k-1) \\ i_{ds}(0) & i_{ds}(1) & \cdots & i_{ds}(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr}(0) & i_{ds}(0) \\ \psi_{dr}(1) & i_{ds}(1) \\ \vdots & \vdots \\ \psi_{dr}(k-1) & i_{ds}(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_r^*} \\ \frac{L_m T}{T_r^*} \end{bmatrix} \quad (3.43)
\end{aligned}$$

što se skraćeno zapisuje:

$$\mathbf{H}^T \mathbf{z}(kT) = \mathbf{H}^T \mathbf{H} \cdot \mathbf{a}^*(kT) \quad (3.44)$$

Zadovoljenjem uslova perzistentne eksitacije postiže se pun rang matrice  $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$ , što je potreban i dovoljan uslov za jednoznačnost rešenja (3.43). Množenjem obe strane jednakosti (3.43) sa  $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}$  dobija se rešenje po skupu  $\mathbf{a}^*(kT)$ :

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_r^*} \\ \frac{L_m T}{T_r^*} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{k-1} \psi_{dr}^2(i) & \sum_{i=0}^{k-1} \psi_{dr}(i) i_{ds}(i) \\ \sum_{i=0}^{k-1} \psi_{dr}(i) i_{ds}(i) & \sum_{i=0}^{k-1} i_{ds}^2(i) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{k-1} \psi_{dr}(i) \psi_{dr}^{*'}(i+1) \\ \sum_{i=0}^{k-1} i_{ds}(i) \psi_{dr}^{*'}(i+1) \end{bmatrix} \\
\mathbf{a}^*(kT) &= [(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T] \mathbf{z}(kT) = \left( \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{W}^T \mathbf{W} \right)^{-1} \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{W}^T \mathbf{y}^{*'} \quad (3.45)
\end{aligned}$$

Matrična relacija (3.43) predstavlja diskretnu zamenu za (3.28) a diskretni algoritam (3.45) omogućuje pronalaženje parametra  $T_r$  po kriterijumu minimizacije diskretne sume greške predikcije.

### 3.1.3.1.2. Diskretna online procedura za rekurzivni LSE

Rekurzivna izvedba predloženog *LSE* pogodna za adaptaciju u realnom vremenu se bazira na proračunu matrice (3.31). U diskretnom domenu, račun se transformiše u:

$$\mathbf{P}^{-1}(kT) = \mathbf{H}^T \mathbf{H} = \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{W}^T \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{k-1} \psi_{dr}^2(i) & \sum_{i=0}^{k-1} \psi_{dr}(i) i_{ds}(i) \\ \sum_{i=0}^{k-1} \psi_{dr}(i) i_{ds}(i) & \sum_{i=0}^{k-1} i_{ds}^2(i) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Diskretne procedure za adaptaciju parametarskog vektora  $\mathbf{a}^*(kT)$  i direktan račun matrice kovarijanse  $\mathbf{P}(kT)$  u posmatranom trenutku odabiranja se oslanjaju na (3.33) i (3.34), respektivno. Zamenjujući vremenski izvod operacijom diferenciranja odbiraka razmaknutih u vremenskom intervalu između dva odbirka  $T$  dobija se:

$$\mathbf{P}(kT) = \mathbf{P}(kT - T) - T \cdot \lambda \mathbf{P}(kT - T) - T \mathbf{P}(kT - T) \cdot \mathbf{W}^T \mathbf{W} \cdot \mathbf{P}(kT - T) \quad (3.47)$$

$$\mathbf{a}^*(kT) = \mathbf{a}^*(kT - T) - T \mathbf{P}(kT - T) \mathbf{W}^T \mathbf{e}(kT - T) \quad (3.48)$$

Potpun diskretni model se zaokružuje uključujem diskretnih ekvivalenata greške predikcije  $\mathbf{e}(kT)$  i referentnog izlaznog signala  $\mathbf{y}'(kT)$  u tekućem trenutku odabiranja  $kT$ :

$$\mathbf{e}(kT) = \mathbf{y}'(kT) - \mathbf{y}^*(kT) \quad (3.49)$$

$$\mathbf{y}'(kT) = \psi_{dr}(kT) - T \omega_k^* \psi_{dr}(kT) \quad (3.50)$$

Prikazana diskretna izvedba rekurzivnog *LSE* se može direktno realizovati na mikroprocesorskom sistemu od interesa u realnom vremenu.

### 3.1.3.2. Formalizam perzistentne eksitacije i odabir početne kovarijanse

Perzistentna eskitacija u sistemu predikcije po metodi najmanjih kvadrata je neophodan preduslov za obezbeđivanje konvergencije nepoznatog parametra vremenske konstante rotora. U ovom slučaju podrazumeva se pobuđivanje gde se forsira promena fluksa rotora i inicira dinamički režim. Injektovanjem učestanosti u širokom pojasu promene obezbeđuje pun rang matrice sume (3.46) što povlači za sobom postojanje inverzije kovarijanse sistema.

Eksitacija u pogonu *AM* se može inicirati veštački, putem utiskivanja test signala ali može biti inicirana i ugrađenim algoritmima upravljanja specifičnim za aplikaciju u kojoj se pogon koristi. Algoritmi optimalne kontrole *AM* menjaju nivo fluksa sa promenom momenta opterećenja u cilju poboljšanja efikasnosti i eksploatacije strujno/naponskih kapaciteta. Česte promene momenta opterećenja u aplikacijama električne vuče omogućuju da se generišu komponente učestanosti fluksa koje pobuđuju predikcioni algoritam. U slučajevima kada eksitacija nije odgovarajućeg nivoa za obezbeđenje osnovnih parametara konvergencije podleže se utiskivanju signala reference fluksa (struje statora).

Odskočni signal odgovarajuće amplitude i učestanosti oscilovanja se utiskuje u *d* osu statora u vidu strujnog signala osiguravajući širok spektar učestanosti za eksitovanje.

$$T_{step} < 3T_{rinit} \quad (3.51)$$

Relacija (3.51) označava gornji limit za period odskočnog signala  $T_{step}$  koja obezbeđuje minimalan nivo informacije za iniciranje predikcione greške. Adaptivno pojačanje filtarske strukture (3.48) se značajno redukuje ako se odabere perioda učestanosti test signala barem za jedan red veličine manja od (3.51). Potiskivanje učestanosti poremećaja na viši frekventni opseg u spektru učestanosti zajedno sa obezbeđenjem konvergencije i filtriranja šuma je tako obezbeđeno formalizmom perzistentne eksitacije [III4].

Još jedan važan praktični aspekt u okviru predloženog estimatora na koga je neophodno obratiti pažnju jeste definisanje inicijalne vrednosti kovarijanse sistema. Sa stanovišta identifikacije parametara sistema putem mehanizma predikcije neophodno je obezbediti manji ili veći broj ulaznih podataka koji su povezani određenim skupom relacija. Brzina konvergencije i sposobnost potiskivanja mernog šuma su u direktnoj korelaciji sa ukupnim brojem podataka koji učestvuju u predikciji te i sa izborom početne kovarijanse [III5]. Manja inicijalna kovarijansa je nametnuta potrebom za velikim brojem ulaznih podataka te sporijom konvergencijom algoritma. Međutim, nivo potiskivanja šuma je u

značajnoj meri uvećan čime je uvećana i robusnost na poremećaje. Važi i obrnuta analiza za slučaj velike početne kovarijanse. Optimalan izbor nivoa početne kovarijanse je stoga kompromis između kvaliteta procesuiranja, odabiranja signala i sensorike sa jedne strane i performansi konvergencije estimatora sa druge strane. Kao i uobičajeno takav problem je empirijske prirode a za analitičku predstavu i kvantifikaciju zahteva ozbiljnu analizu koja se često zbog kompleksnosti izostavlja.

Ipak neki elementarni odnosi za konkretan slučaj se mogu dati i shodno tome komentarisati. Dinamika uspostavljanja greške se može izraziti u funkciji početne kovarijanse merenja  $\mathbf{P}(0)$ :

$$\tilde{\mathbf{a}}(kT) = \left[ \mathbf{I} + \mathbf{P}(0) \sum_0^{nT} \mathbf{W}^T \mathbf{W} \right]^{-1} \tilde{\mathbf{a}}(0) \quad (3.52)$$

gde matrica  $\mathbf{I}$  reprezentuje jediničnu matricu identičnih dimenzija kao i matrica kovarijanse.

Inspekcijom matrice ulaza (3.46) se mogu dobiti određene smernice za inicijalizaciju. Dijagonalni elementi u  $\mathbf{P}(kT)$  reprezentuju mere varijacije rotorskog fluksa i struje statora. Inicijalna varijansa merenja struje zavisi od propusnog opsega i klase tačnosti senzora struje. Kvalitetni i precizni senzori struje u električnim pogonima su često upotrebljeni te merna nesigurnost u struji se može smatrati da je mala. Stoga je pogodno početnu varijansu struje odabrati da se obezbedi brža konvergencija algoritma. Varijansa fluksa sa druge strane, pored merenja struje obuhvata i merne nesigurnosti u konturi za procesuiranje napona, temperature itd... Problemi sa procesuiranjem napona i adaptacije parametara naponskog modela zahtevaju u određenim radnim režimima da se početna kovarijansa odabere tako da se smanji brzina konvergencije zarad efekta potiskivanja mernih nesigurnosti. Ipak, pažljivo procesuiranje u pogonima visokih performansi, kao što je to pogon električne vuče, podrazumeva da varijanse fluksa i struje neće biti izražene u značajnom meri te se mogu podesiti da ne budu veće od 5% nominalne vrednosti. Vandijagonalni elementi predstavljaju međuvarijansne fluksa i struje, a s obzirom na stohastički karakter merenja terminalnih veličina smisleno ih je podesiti na nulte vrednosti.

### 3.1.3.3. Uticaj nemodelovanih pojava na estimaciju

Analizom forme predloženog *LSE* može se doći do zaključka o potencijalnoj mogućnosti identifikacije parametra induktivnosti magnećenja  $L_m$ . Identifikacioni model *LSE* je drugog reda, vektor (3.48) sadrži informaciju o vrednostima dva adaptivna koeficijenta u funkciji nepoznatih parametara  $L_m^*$  i  $1/T_r^*$  te teorijski dozvoljava njihovu jednoznačnu estimaciju u vremenu:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_r^*} \\ \frac{L_m^* T}{T_r^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{aligned} \frac{1}{T_r^*} &= \frac{1 - a_1}{T} \\ L_m^* &= \frac{a_2}{1 - a_1} \end{aligned} \quad (3.53)$$

Ipak, performanse *LSE* se mogu značajno narušiti u slučaju njihove istovremene procene. Pristup (3.53) nije podesan a glavni razlog leži u samoj prirodi modelovanog parametra  $L_m$  koji simulira nelinearne fenomene magnetisanja unutar *AM*. Zamenom nelinearnih dinamičkih pojava skoncentrisanih u okviru promenljivog parametra  $L_m$  dozvoljava se upotreba jednostavnijeg pristupa zasnovanog na korišćenju ulazno/izlaznog predikcionog modela nižeg reda. Takav pod-dimenzionisan model ne može omogućiti tačnu

procenu istog parametra već može samo dati usrednjenu estimaciju. Posmatrano sa stanovišta strukture  $LSE$  kao adaptivnog filtra, svaki pokušaj praćenja promene  $L_m$  nije moguć jer predloženi  $LSE$  unosi značajna slabljenja u frekvencijskom spektru učestanosti koje nose informacije o posmatranoj promeni.

Poznata je činjenica iz teorije identifikacije sistema da nije moguće pravovremeno praćenje onih parametara predikcionog modela koji zamenjuju uticaje nemodelovanih pojava. Analiza na konkretnom primeru se takođe eksplicitno ne navodi već se samo daju komentari i navodi se na odgovarajuću literaturu [III1]. Mogućnost jednostavne i precizne *offline* identifikacije parametra  $L_m$  sa nivoom magnetisanja  $i_{ds}$  dodatno osnažava predloženi pristup tretmanu promenljivog parametra i korišćenju prostije forme modela predikcije unutar  $LSE$ .

Poznavanjem karakteristike  $L_m(i_{ds})$  može se dobiti robusna procena parametra  $1/T_r^*$  korišćenog unutar  $I-RFOC$  kontrolera:

$$\begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{T_r^*} \\ \frac{L_m(i_{ds})T}{T_r^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \rightarrow \frac{1}{T_r^*} = \frac{1 - a_1 + a_2/L_m(i_{ds})}{2T} \quad (3.54)$$

### 3.2. Robusna kontrola struje asinhronne mašine

Robusni kontroler struje  $AM$  koji se predlaže u ovom delu uključuje značajna poboljšanja u odnosu na klasične pristupe regulaciji struje [III6]. Aspekti u kojima se ogledaju unapređenja su:

- Napredna šema za robusno raspredanje dinamike osa  $AM$
- Unapređeni mehanizam odmotavanja integralnih suma (*engl. Anti Wind-Up Mechanism*)
- Jednostavna parametarska sinteza bazirana na kriterijumu definisanja propusnog opsega konture

Kombinovanjem nabrojanih aspekata unutar naprednog kontrolera struje obezbeđuju se unapređenja performansi pogona  $AM$ , zaokružuje celina i postiže praktični doprinos.

#### 3.2.1. Princip unutrašnjeg modela

U teoriji  $SAU$  kontrola zasnovana na principu unutrašnjeg modela (*engl. Internal Model Principle*) se smatra robusnom jer omogućuje praćenje signala reference  $r(t)$  pri kompenzovanim poremećajima.  $IMP$  kontroler tako postaje glavni kandidat za regulaciju struje u pogonu  $AM$  visokih performansi.

U osnovi  $IMP$  je sledeći iskaz:

Da bi se otklonio poremećaj i/ili obezbedilo praćenje signala reference bez greške u stacionarnom stanju kontroler mora unutar funkcije prenosa  $G_R(s)$  da uključi element sa funkcijom prenosa koja odgovara kompleksnom liku reference  $r(s)$ .

U Tabeli I su dati predlozi matričnih funkcija prenosa  $IMP$  kontrolera u tipičnim koordinatnim sistemima upravljanja pogona  $AM$ . Karakteristično za oba primera jeste da kontroler obezbeđuje beskonačno pojačanje u stacionarnom stanju i svodi grešku na nulu.

*Tabela I. Primeri  $IMP$  kontrolera u koordinatnim sistemima upravljanja od interesa*

<i>stacionarni <math>\alpha\beta</math> koordinatni sistem</i>	<i>sinhrono-rotirajući <math>dq</math> koordinatni sistem</i>
$r(s) = \mathcal{L}\{\sin \omega_c t\} = \frac{s^2}{s^2 + \omega_c^2}$ $\mathbf{G}_R(s) = \mathbf{f}\left(\frac{s^2}{s^2 + \omega_c^2}\right)$	$r(s) = \mathcal{L}\{h(t)\} = \frac{1}{s}$ $\mathbf{G}_R(s) = \mathbf{f}\left(\frac{1}{s}\right)$

Funkcionalna zavisnost  $\mathbf{f}$  mora obuhvatiti potrebne mehanizme za kompenzaciju poremećaja u regulacionoj strukturi. Konstrukcija *IMP* je uslovljena potrebom za otklanjanjem pomenutih negativnih efekata. Pažnja se tako usmerava na karakterizaciju ove funkcije na konkretnom primeru modela strujnog kola AM.

$$\begin{aligned}
 s \rightarrow j\omega, \quad \alpha\beta: \lim_{s \rightarrow j\omega_c} s^2/(s^2 + \omega_c^2) &\rightarrow \infty \\
 dq: \lim_{s \rightarrow j0} 1/s &\rightarrow \infty
 \end{aligned} \tag{3.55}$$

### 3.2.2. Strujni kontroler zasnovan na principu unutrašnjeg modela

Posmatra se model strujnog kola AM opisan sa (2.45) – (2.47). Predloženi kontinualni model predstavlja zadovoljavajuću aproksimaciju dinamičkih pojava u kolu statora AM i glavni je kandidat za predstojeću analizu. Prikazan u sinhrono-rotirajućem  $dq$  koordinatnom sistemu sa učestanošću obrtanja  $\omega_{dq}$ , model dozvoljava upotrebu klasičnih regulatora proporcionalno-integralnog tipa (*PI*) sposobnih da regulišu *AC* veličine sa nultom greškom stacionarnog stanja [III7]. Performanse dinamičkog odziva se narušavaju pri izraženijim učestanostima napajanja usled efekta sprezanja osa nastalog posredstvom obrtnih transformacija koordinata. U tom pravcu, eksploatiše se koncept *IMP* kojim se kompenzacije opisana nelinearnost.

Transformacijom (2.45) – (2.47) u *Laplace*-ov domen kompleksne promenljive  $s$ , uz tretman učestanosti napajanja  $\omega_{dq}$  kao parametra modela, dobija se:

$$u'_{ds}(s) = u_{ds}(s) - \frac{L_m}{L_r} s \psi_r(s) = (R_s + L_\sigma s) i_{ds}(s) - \omega_{dq} L_\sigma i_{qs}(s) \tag{3.56}$$

$$u'_{qs}(s) = u_{qs}(s) - \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \psi_r(s) = (R_s + L_\sigma s) i_{qs}(s) + \omega_{dq} L_\sigma i_{ds}(s) \tag{3.57}$$

Novodefinisani skup upravljačkih promenljivih  $\mathbf{U}(s) = [u'_{ds}(s) \quad u'_{qs}(s)]^T$  obuhvata komponente obrtne *EMS* u funkciji fluksa rotora  $\psi_r(s)$ , kao sporopromenljiv poremećaj. Izlaz modela  $\mathbf{I}(s) = [i_{ds}(s) \quad i_{qs}(s)]^T$  predstavlja vektor struje statora AM. Prikaz u matričnom obliku se direktno dobija iz (3.56)–(3.57):

$$\begin{bmatrix} u'_{ds}(s) \\ u'_{qs}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma s & -\omega_{dq} L_\sigma \\ \omega_{dq} L_\sigma & R_s + L_\sigma s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}(s) \\ i_{qs}(s) \end{bmatrix} \tag{3.58}$$

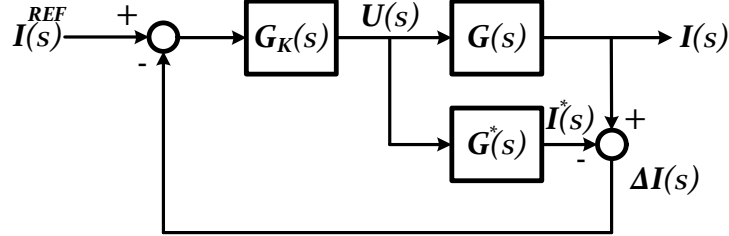
Predstava u formi matrične funkcije prenosa  $\mathbf{G}(s)$  od ulaza  $\mathbf{U}(s)$  do izlaza  $\mathbf{I}(s)$  glasi:

$$\mathbf{I}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{U}(s) \rightarrow \mathbf{G}(s) = \frac{1}{\det|\mathbf{G}^{-1}(s)|} \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma s & \omega_{dq} L_\sigma \\ -\omega_{dq} L_\sigma & R_s + L_\sigma s \end{bmatrix} \tag{3.59}$$



gde je  $\det|\mathbf{G}^{-1}(s)| = L_\sigma^2 s^2 + 2L_\sigma R_s s + R_s^2 + \omega_{dq}^2 L_\sigma^2$  determinanta  $\mathbf{G}^{-1}(s)$ .

Uticaj sprezanja osa je objedinjen unutar vandijagonalnih elemenata matrice funkcije prenosa i tretira se kao deo  $\mathbf{G}(s)$  pre nego kao odvojen poremećajni ulaz. Negativni efekti sprezanja ostaju prisutni a njihova kompenzacija je glavni cilj naprednog *IMP* kontrolera.



Slika 3.9. Regulaciona petlja struje AM sa *IMP* kontrolerom

Na Slici 3.9 prikazana je struktura kontrolne petlje zasnovane na *IMP* principu. Unutrašnji model strujnog kola predstavlja blok  $\mathbf{G}^*(s)$  koji u paraleli procenjuje izlaz  $\mathbf{I}^*$  korišćenjem procene parametara strujnog kola  $R_s^*$  i  $L_\sigma^*$ . Poređenjem izlaza  $\mathbf{I}$  sa procenom  $\mathbf{I}^*$  definiše se signal povratne sprege  $\Delta\mathbf{I} = \mathbf{I} - \mathbf{I}^*$  koji učestvuje u adaptaciji ulaznog signala kontrolera  $\mathbf{G}_K(s)$ . Ukoliko se zadovolji uslov:

$$\mathbf{G}_K(s) = \mathbf{G}^{*-1}(s) = \mathbf{G}^{-1}(s) = \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma s & -\omega_{dq} L_\sigma \\ \omega_{dq} L_\sigma & R_s + L_\sigma s \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

poništava se signal povratne sprege,  $\Delta\mathbf{I} = 0$ , uz postignutu jediničnu matricnu funkciju spregnutog prenosa  $\mathbf{W}_s(s) = \mathbf{I}$ .

*IMP* kontroler (3.60) predstavlja idealan kompenzator dinamičkih pojava u strujnom kolu AM; postiže potpuno raspredanje osa  $dq$  sistema i obezbeđuje odziv bez slabljenja amplitude i faznog kašnjenja u harmonijskom spektru signala. Korišćenjem ekvivalencije formalizama slobodnih vektora i kompleksnih brojeva može se konstatovati da je kontroler (3.60) *stabilan* jer nameće kompleksnu nulu  $p$  pozicioniranu u levoj poluravni promenljive  $s$ :

$$p = -\frac{R_s}{L_\sigma} + j\omega_{dq} \quad (3.61)$$

koja kompenzuje kompleksni pol  $\mathbf{G}(s)$ .

Superiorne performanse ovog kontrolera se ne mogu eksploatisati u praktičnim primenama. Problemi vezani za osetljivost usled nepoznavanja parametara strujnog kola, nagli udari upravljačke promenljive  $\mathbf{U}(s)$  pri promenama reference  $\mathbf{I}^{REF}(s)$  kao i fizička neostvarivost idealnog diferencijalnog dejstva ograničavaju domen primene kontrolera.

Uslov (3.60) se ublažava unošenjem filterских normativnih funkcija kojima se postiže kompromis između superiornih performansi *IMP* i praktičnih nedostataka. Filterска funkcija prenosa  $\mathbf{F}(s)$  se ubacuje unutar  $\mathbf{G}_K(s)$ :

$$\mathbf{F}(s) = \text{diag} \left\{ \frac{v_d^n}{(s + v_d)^n}, \frac{v_q^n}{(s + v_q)^n} \right\} \rightarrow \mathbf{G}_K(s) = \mathbf{F}(s)\mathbf{G}^{-1}(s) \quad (3.62)$$

U konkretnom slučaju (3.62), unosi se normativna funkcija filtra niskopropusnika  $n$ -tog reda  $F_n(s)$  sa propusnim opsezima pojedinačnih kontura  $v_d$  i  $v_q$ . Kompromisna funkcija spregnutog prenosa menja prvobitno definisanu u (3.60) i glasi:

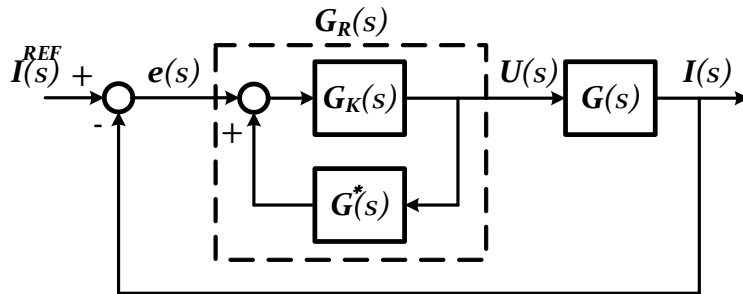
$$W_s(s) = F_n(s) \quad (3.63)$$

Parametarska sinteza *IMP* kontrolera se svodi na definisanje jedinstvenog parametra propusnog opsega upravljačkih kontura čime se značajno pojednostavljuje proces podešavanja regulacionih parametara.

### 3.2.2.1. Praktična realizacija *IMP* kontrolera

Idejna konstrukcija prikazana u prethodnoj sekciji daje uvid u osnovna svojstva *IMP*.

Obezbeđenje *IMP* principa se može postići korišćenjem klasične regulacione strukture sa zanemarenim kašnjenjem pretvarača energetske elektronike, prikazane na *Slici 3.10*. Prikazana struktura predstavlja generalniji slučaj strukture sa *Slike 3.9* što je glavni razlog za masovnu eksploataciju u analizama petlji regulacije [III8].



Slika 3.10. Regulaciona petlja struje AM sa regulatorom  $G_R(s)$

Standardan mehanizam generisanja greške regulacije  $e(s) = I^{REF} - I$  pogoni regulator funkcije prenosa  $G_R(s)$  unutar koga se, lokalno, procesuiraju signali u cilju postizanja karakteristike (3.63).

Referentnu integratorsku funkciju otvorenog prenosa:

$$W(s) = G_R(s)G(s) = \text{diag} \left\{ \frac{v_d}{s}, \frac{v_q}{s} \right\} \quad (3.64)$$

može omogućiti regulator matrične funkcije prenosa:

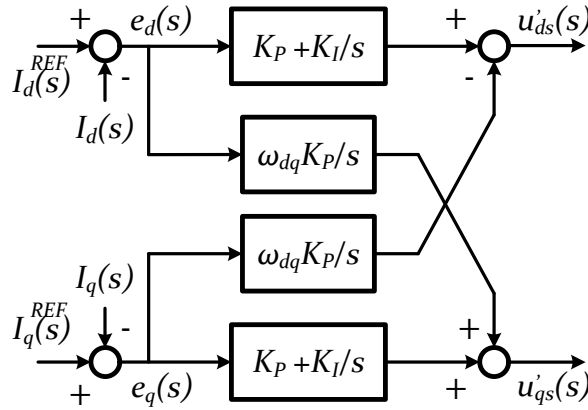
$$G_R(s) = W(s)G^{-1}(s) = \begin{bmatrix} v_d L_\sigma \left(1 + \frac{1}{T_\sigma s}\right) & -\omega_{dq} \frac{v_d L_\sigma}{s} \\ \omega_{dq} \frac{v_q L_\sigma}{s} & v_q L_\sigma \left(1 + \frac{1}{T_\sigma s}\right) \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

Praktični aspekti se dodatno afirmišu ukoliko se uzme  $v_d = v_q = v$ , što svodi funkciju prenosa na karakterističan oblik:

$$K_P = vL_\sigma, \quad K_I = vR_s$$

$$G_R(s) = f\left(\frac{1}{s}\right) = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} K_P s + K_I & -\omega_{dq} K_P \\ \omega_{dq} K_P & K_P s + K_I \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

sa definisanim pojačanjima  $K_P$  i  $K_I$  u funkciji željenog propusnog opsega  $v$  konture.



Slika 3.11. Realizacija regulatora struje AM baziranog na IMP

Slika 3.11 prikazuje realizaciju regulatora struje AM baziranog na IMP (3.66). Dijagonalni elementi matrice funkcije prenosa (3.66) predstavljaju akcije klasičnog PI regulatora u odgovarajućim osama  $dq$  sistema kojim se kompenzuju dominantni realni polovi  $G(s)$ . Integratorski vandijagonalni članovi promenljivog pojačanja  $\omega_{dq}K_P$  kombinuju informaciju celokupnog vektora greške  $e(s)$  unutra obe ose. Unakrsni uticaj pomenutih akcija ima za efekat raspredanje međusobnog uticaja osa  $dq$  sistema.

EksPLICITNO izdvojen integratorski element  $1/s$  karakteriše pomenutu funkciju  $f$  definisanu u skladu sa IMP iskazom. Poređenjem (3.66) sa (3.60) zaključuje se da astaticni element prvog reda regulatora doprinosi generisanju realnog pola unutar  $W_s(s)$ :

$$W_s(s) = [I + W(s)]^{-1}W(s) = F_1(s) = \text{diag}\{v/(s + v), v/(s + v)\} \quad (3.67)$$

Dinamika uspostavljanja struja unutar klasične izvedne regulacione strukture sa Slike 3.10 odgovara dinamici normativne filtarske karakteristike prvog reda  $F_1(s) \rightarrow n = 1$  što je u skladu sa IMP principom (3.63). Propusni opseg  $v$  definiše lokaciju pola funkcije spregnutog prenosa i odgovoran je za dinamičke performanse odziva. Specifikacijom vremena uspona  $t_r$  i/ili smirenja  $t_s$  može se dobiti vrednost potrebnog propusnog opsega:

$$t_r = \frac{\ln 9}{v}, \quad t_s = \frac{(3 \div 5)}{v} \quad (3.68)$$

### 3.2.2.2. Uporedna analiza IMP kontrolera sa klasičnim pristupima regulacije struje

Kontroler raspolaže informacijom o parametrima strujnog kola AM,  $L_\sigma^*$  i  $R_s^*$  koji se, u opštem slučaju, ne moraju poklapati sa odgovarajućim ekvivalentima u pogonu. Karakteristična pojačanja regulatora odstupaju od idealnih:

$$K_P = vL_\sigma^*, \quad K_I = vR_s^* \quad (3.69)$$

dok matična funkcija otvorenog prenosa dobija opštiji oblik:

$$W(s) = G_R(s)G(s) = \frac{1}{s} \begin{bmatrix} a/d & + b/d \\ - b/d & a/d \end{bmatrix} = \quad (3.70)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{(K_P s + K_I)(L_\sigma s + R_s) + \omega_{dq}^2 K_P L_\sigma}{s(L_\sigma^2 s^2 + 2L_\sigma R_s s + R_s^2 + \omega_{dq}^2 L_\sigma^2)} & \frac{(K_P s + K_I)\omega_{dq} L_\sigma - (L_\sigma s + R_s)\omega_{dq} K_P}{s(L_\sigma^2 s^2 + 2L_\sigma R_s s + R_s^2 + \omega_{dq}^2 L_\sigma^2)} \\ \frac{(L_\sigma s + R_s)\omega_{dq} K_P - (K_P s + K_I)\omega_{dq} L_\sigma}{s(L_\sigma^2 s^2 + 2L_\sigma R_s s + R_s^2 + \omega_{dq}^2 L_\sigma^2)} & \frac{(K_P s + K_I)(L_\sigma s + R_s) + \omega_{dq}^2 K_P L_\sigma}{s(L_\sigma^2 s^2 + 2L_\sigma R_s s + R_s^2 + \omega_{dq}^2 L_\sigma^2)} \end{bmatrix}$$

sa definicijama  $a$ ,  $d$  i  $b$  u funkciji Laplace-ove promenljive  $s$ :

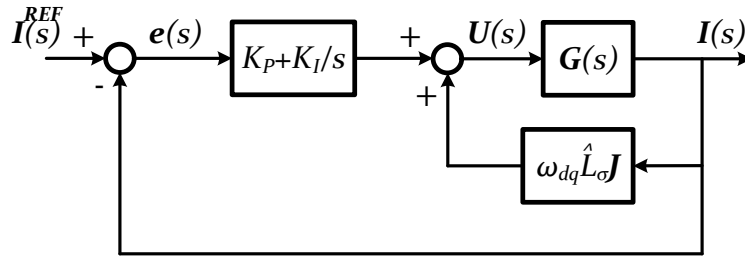
$$\begin{aligned} a &= (K_P s + K_I)(L_\sigma s + R_s) + \omega_{dq}^2 K_P L_\sigma \\ &= L_\sigma^* L_\sigma s^2 + (R_s^* L_\sigma + L_\sigma^* R_s) s + R_s^* R_s + \omega_{dq}^2 L_\sigma^* L_\sigma \\ d &= L_\sigma^2 s^2 + 2L_\sigma R_s s + R_s^2 + \omega_{dq}^2 L_\sigma^2 \end{aligned} \quad (3.71)$$

$$b = (K_P s + K_I)\omega_{dq} L_\sigma - (L_\sigma s + R_s)\omega_{dq} K_P = v\omega_{dq}(R_s^* L_\sigma - L_\sigma^* R_s)$$

Posledično, i funkcija spregnutog prenosa  $\mathbf{W}_s(s)$  odstupa od referentne (3.67):

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_s(s) &= [\mathbf{I} + \mathbf{W}(s)]^{-1} \mathbf{W}(s) \\ &= \begin{bmatrix} \frac{(K_P s + K_I)(L_\sigma s^2 + (K_P + R_s)s + K_I)}{(L_\sigma s^2 + (K_P + R_s)s + K_I)^2 + \omega_{dq}^2 (L_\sigma s + R_s)^2} & \frac{-\omega_{dq}(K_P s + K_I)(L_\sigma s + R_s)}{(L_\sigma s^2 + (K_P + R_s)s + K_I)^2 + \omega_{dq}^2 (L_\sigma s + R_s)^2} \\ \frac{\omega_{dq}(K_P s + K_I)(L_\sigma s + R_s)}{(L_\sigma s^2 + (K_P + R_s)s + K_I)^2 + \omega_{dq}^2 (L_\sigma s + R_s)^2} & \frac{(K_P s + K_I)(L_\sigma s^2 + (K_P + R_s)s + K_I)}{(L_\sigma s^2 + (K_P + R_s)s + K_I)^2 + \omega_{dq}^2 (L_\sigma s + R_s)^2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.72)$$

Uporedna analiza karakteristika performansi se sprovodi na primerima predložene regulacione petlje *IMP* opisane sa (3.69) – (3.72) i petlje zasnovane na standardnom pristupu upotrebe šeme za direktno raspredanje osa *dq* sistema (*engl. Cross Coupling Decoupling*). Regulaciona petlja zasnovana na principu *CCD* je prikazana na *Slici 3.12*. Kontroler koristi standardan regulator *PI* tipa u direktnoj grani i povratni blok  $\omega_{dq} \hat{L}_\sigma \mathbf{J}$  kojim adaptira izlaz regulatora na način da kompleksni pol mašine pozicionira na unesenu realnu nulu  $-K_I/K_P$  [III9].



Slika 3.12. Realizacija klasičnog regulatora struje AM baziranog na CCD

Potrebno je naglasiti da regulaciona struktura prikazana na *Slici 3.12* predstavlja generalniji slučaj prostije šeme koja ne koristi povratni blok za raspredanje osa. Ukoliko se uzme  $\hat{L}_\sigma = 0$  dobija se nekompensujući slučaj, dok se korišćenjem procene  $\hat{L}_\sigma = L_\sigma^*$  razmatra pristup sa *CCD*:

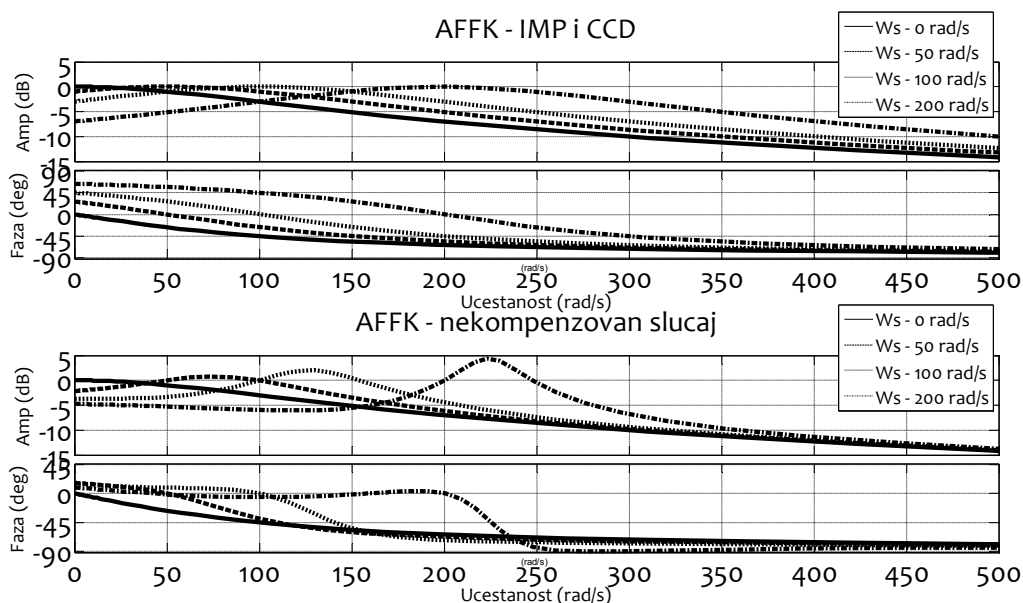
$$\hat{L}_\sigma = \begin{cases} \text{kompenzovan slučaj CCD:} & L_\sigma^* \\ \text{nekompensovan slučaj:} & 0 \end{cases} \quad (3.73)$$

Matrične funkcije prenosa za opisane slučajeve petlje sa *Slike 3.12* nisu navedene u cilju skraćenja teksta. Obrasci za pomenute funkcije prenosa su dati u *Dodatku* ovog rada.

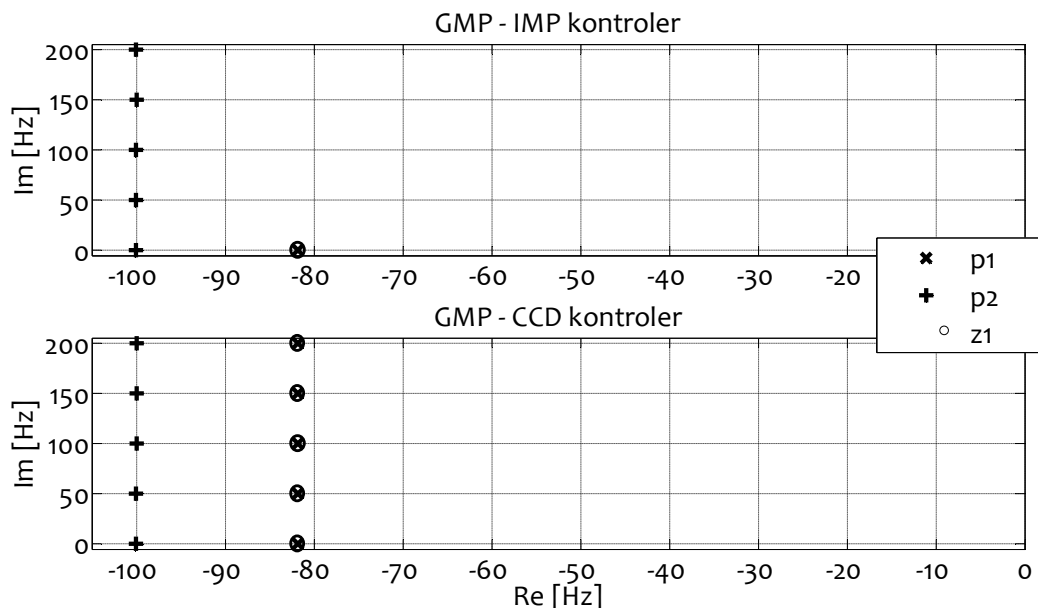
Analiza počinje razmatranjem idealnog slučaja kada kontroler upravljanja raspolaže tačnim informacijama o parametrima motora,  $L_\sigma^* = L_\sigma = 55 \mu H$  i  $R_s^* = R_s = 4.5 m\Omega$ . Vrednosti parametara su uzete iz skupa podataka AM korišćenog u simulacionim analizama, nabrojanih u *Tabeli IX*. Na *Slici 3.13* se posmatraju familije amplitudno/fazno frekventnih karakteristika (*AFFK*) regulacionih struktura *IMP*, *CCD* i klasičnog regulatora koji ne kompenzuje efekat sprežanja osa. Familije su prikazane za više učestanosti napajanja  $\omega_{dq}$  pri odabranom propusnom opsegu petlje  $v = 100 Hz$ . Izabrana je linearna skala učestanosti koja je pogodnija od logaritamske za posmatranje vektorskih *AFFK* jer može da obuhvati slučajeve negativnih učestanosti kada se vektori obrću u suprotnu stranu.

U slučajevima *IMP* i *CCD* postižu se identične *AFFK* koje odgovaraju funkciji spregnutog prenosa (3.70). Matrična funkcija otvorenog prenosa (3.70) postaje integrator,  $a = d$ , sa vandijagonalnim elementima jednakim nuli,  $b = 0$ . Familija karakteristika ima nulta slabljenja amplitude bez faznog kašnjenja na centralnim učestanostima napajanja  $\omega_{dq}$ . Posmatrane u sinhrono – rotirajućem *dq* sistemu, signali na centralnim učestanostima postaju *DC* veličine koje se regulišu sa nultom greškom stacionarnog stanja. Uvećanjem  $\omega_{dq}$  *AFFK* se pomera udesno sa centralnom učestanošću koja prati vrednost  $\omega_{dq}$ .

Odstupanja od referentne filtarske *AFFK* se imaju u slučaju kada se koristi klasični pristup koji ne kompenzuje efekte sprežanja osa. Iako obezbeđuje nulto slabljenje i fazno kašnjenje pri svim učestanostima napajanja  $\omega_{dq}$ , *AFFK* ne poseduje referentnu funkcionalnu zavisnost (3.67) u okolini  $\omega_{dq}$ . Odstupanja su izraženija sa uvećanjem  $\omega_{dq}$  čime se karakterišu pomenuta inferiorna dinamička svojstva klasičnog pristupa.

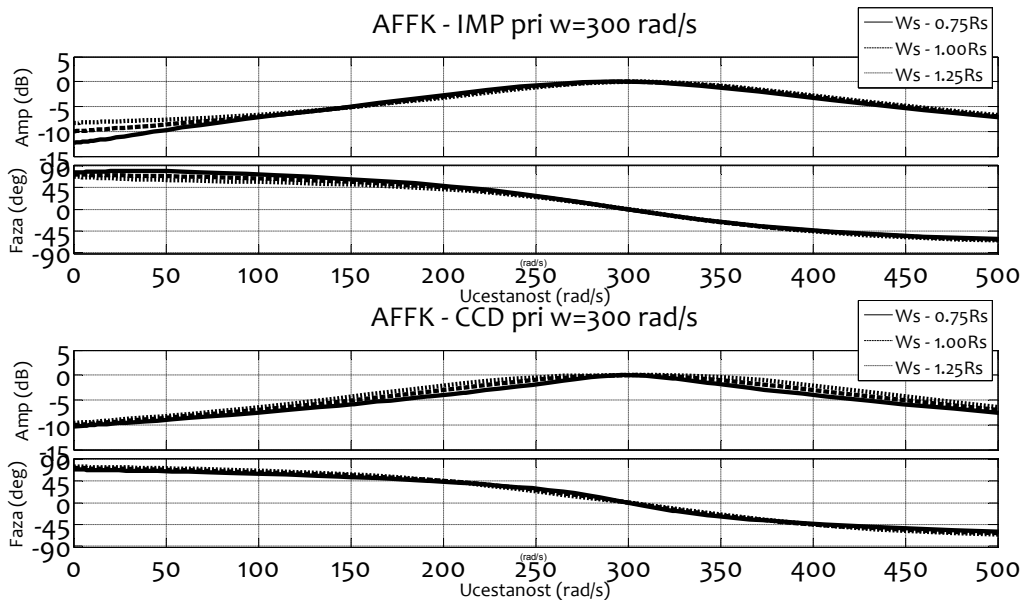


*Slika 3.13.* Uporedna analiza *AFFK* za *IMP*, *CCD* i nekompenzovan kontroler pri učestanosti propusnog opsega  $v = 100 Hz$  za slučaj  $L_\sigma^* = L_\sigma$  i  $R_s^* = R_s$



Slika 3.14. Uporedna analiza GMP za IMP i CCD kontroler pri učestanosti propusnog opsega  $\nu = 100$  Hz za slučaj  $L_{\sigma}^* = L_{\sigma}$ ,  $R_s^* = R_s$  i  $-R_s/L_{\sigma} = 81.8$  Hz

Nadalje se razmatraju samo slučajevi regulacionih struktura sa *IMP* i *CCD*. Analiza se zadržava na specijalnom slučaju kada kontroler raspolaže tačnom informacijom o parametrima pogona. Na Slici 3.14 su uporedno prikazana geometrijska mesta polova (*GMP*) za konture zasnovane na *IMP* i *CCD* za definisan propusni opseg regulacione petlje  $\nu = 100$  Hz, sa ciljem da se objasne razlike u primenjenim mehanizmima za postizanje referentnih *AFFK*.



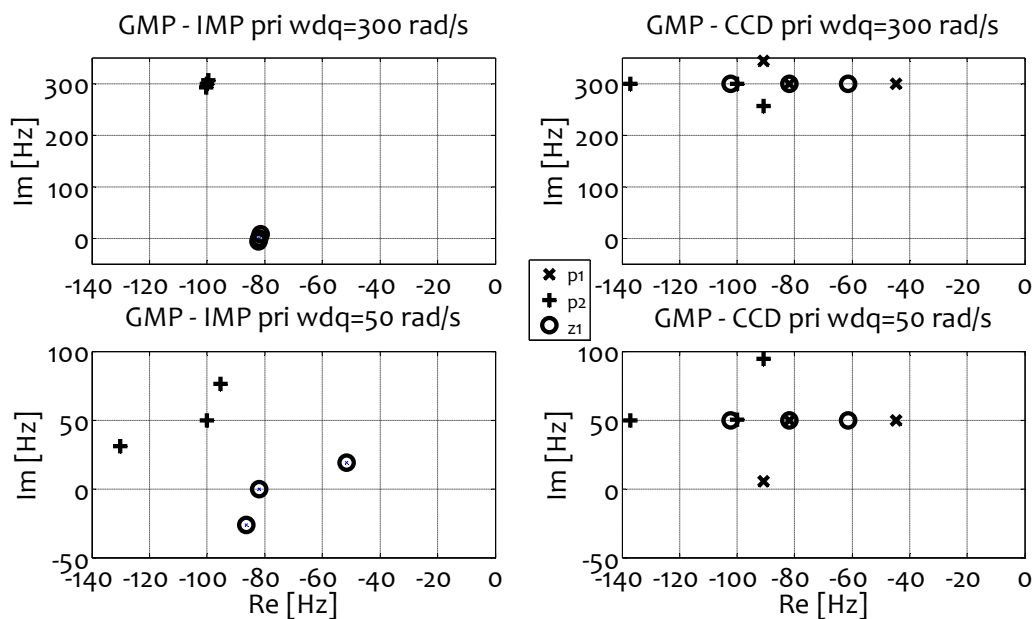
Slika 3.15. Uporedna analiza odstupanja *AFFK* u funkciji parametra  $R_s$  za *IMP* i *CCD* kontroler pri učestanosti propusnog opsega  $\nu = 100$  Hz

*IMP* kontroler unosi kompleksnu nulu  $o$  u konturu regulacije čime se kompenzuje kompleksni pol  $\times$  objekta upravljanja  $G(s)$ , dok *CCD* kontroler menja karakter pola  $G(s)$  kako bi se njegov uticaj kompenzovao realnom nulom regulatora. U idealnom slučaju na

*Slici 3.14* se postiže željeno skraćivanje, dipolna struktura  $o - \times$  ne utiče na performanse odziva a nastali pol označen sa  $+$  diktira performanse odziva.

Različiti mehanizmi generisanja dipolnih struktura se različito ponašaju u slučajevima kada postoje parametarska odstupanja. Uporedna analiza odstupanja *AFFK* u funkciji parametra  $R_s$  za *IMP* i *CCD* pri učestanosti propusnog opsega  $\nu = 100 \text{ rad/s}$  i  $\omega_{dq} = 300 \text{ rad/s}$  je data na *Slici 3.15*. Parametar ekvivalentnog otpora namotaja statora se menja sa promenom temperature statora, i ako kontroler ne raspolaže povratnom informacijom o nivou zagrevanja, dolazi se do uobičajenog slučaja kada postoji odstupanje  $R_s^* \neq R_s$ . Familije *AFFK* za granične slučajeve procene  $R_s^* = \{0.75, 1.00, 1.25\} \cdot R_s$  pokazuju da postoji manja osetljivost na odstupanja kod *IMP* nego *CCD* pristupa. Ovo je u direktnoj vezi sa lokalitetom dipolnih struktura koje se kod *IMP* nalaze na pogodnijem mestu u *GMP* ravni.

Reprezentativniji uvid u prethodne konstatacije daje uporedna analiza odstupanja *GMP* prikazana na *Slici 3.16*, za dva karakteristična slučaja  $\omega_{dq} = 300 \text{ rad/s}$  i  $\omega_{dq} = 50 \text{ rad/s}$ . Skup od tri pola sa oznakom  $+$  i tri strukture sa delimično kompenzovanim parom nula  $o$  i polova  $\times$  su prikazane za slučajeve kada je procena uzeta iz skupa vrednosti  $R_s^* = \{0.75, 1.00, 1.25\} \cdot R_s$ . Slučaj *GMP* sa *CCD* nije povoljan kada postoji odstupanje u parametru. Posledica je postojanje delimično kompenzovanog sporog pola  $\times$  kada je  $R_s^* = 0.75R_s$  ili generisanje para nekompensovanih kompleksnih polova kada je  $R_s^* = 1.25R_s$ . Sa druge strane, *IMP* kontroler pokazuje značajno umanjena odstupanja lokaliteta polova pri izraženijim  $\omega_{dq}$  i manju osetljivost na promenu parametara. U opsegu umanjениh učestanosti  $\omega_{dq}$ , performanse osetljivosti *IMP* nisu superiorne i približavaju se performansama *CCD*. Ipak, *IMP* obezbeđuje dipolnu strukturu  $o - \times$  koja poništava uticaj sporog pola dok izraženije odstupanje *nedominantnog* pola može da se toleriše.



*Slika 3.16.* Uporedna analiza odstupanja *GMP* u funkciji parametra  $R_s$  za *IMP* i *CCD* kontroler pri učestanosti propusnog opsega  $\nu = 100 \text{ Hz}$

Odstupanja *GMP* za slučajeve regulacionih struktura *IMP* i *CCD* se analitički opisuju funkcijama relativne matrice osetljivosti. Relativna matrica osetljivosti se definiše kao mera promene funkcije otvorenog prenosa sistema  $W(s)$  izazvane promenom jednog ili više parametara. Pokazuje se da se funkcije osetljivosti analiziranih struktura svode na relativne

parcijalne izvode inverzne funkcije prenosa objekta  $\mathbf{G}^{-1}(s)$  po parametima iz skupa  $\{R_s, L_\sigma\}$ . [III10]. Funkcije osetljivosti  $\mathbf{S}_R^{IMP}$  i  $\mathbf{S}_R^{CCD}$  su redom:

$$\mathbf{S}_R^{IMP} = R_s \mathbf{G}(s) \frac{\partial \mathbf{G}^{-1}(s)}{\partial R_s} = \frac{1}{T_\sigma^2 s^2 + 2T_\sigma s + 1 + \omega_{dq}^2 T_\sigma^2} \begin{bmatrix} 1 + T_\sigma s & \omega_{dq} T_\sigma \\ -\omega_{dq} T_\sigma & 1 + T_\sigma s \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

$$\mathbf{S}_R^{CCD} = R_s \mathbf{G}(s)_{\omega_{dq}=0} \frac{\partial \mathbf{G}^{-1}(s)}{\partial R_s} = \frac{1}{1 + T_\sigma s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

gde  $T_\sigma = L_\sigma/R_s$  definiše parametar ekvivalentne vremenske konstante kola statora.

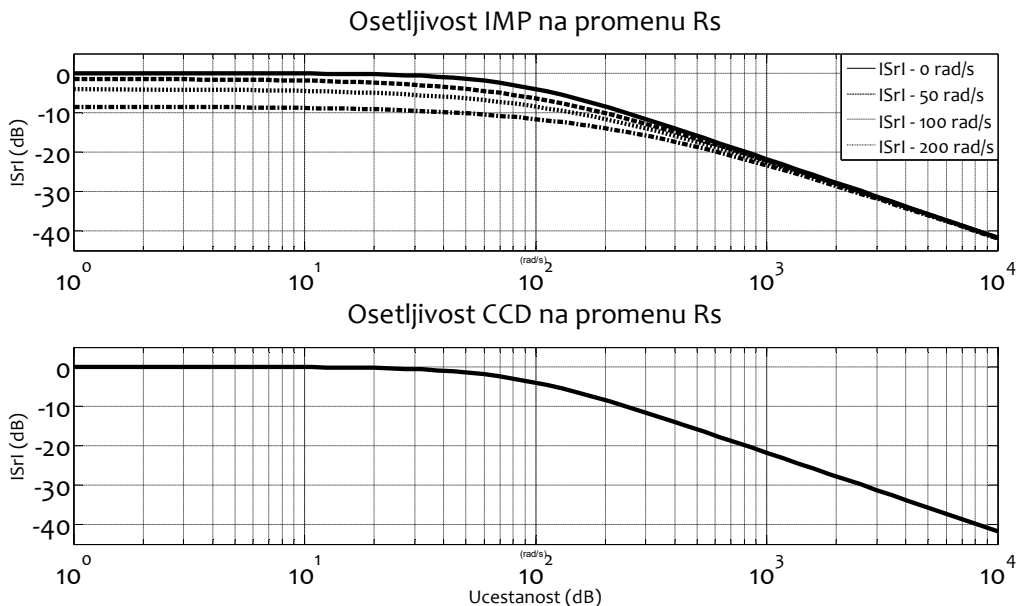
Matrične osetljivosti (3.74) i (3.75) su u potpunoj saglasnosti sa skupom *GMP* predstavljenih na *Slici 3.16*. Dijagonalna funkcija osetljivosti  $\mathbf{S}_R^{CCD}$  nagoveštava da se lokalitet polova i nula strukture *CCD* menja po horizontalnoj pravoj određenoj sa  $I_m = \omega_{dq}$  dok je, nakon kritičnog slučaja  $R_s^* = k_R R_s$ :

$$k_R = \frac{1}{v} \frac{(K_P + R_s)^2}{4R_s L_\sigma} \quad (3.76)$$

kretanje polova za  $k > k_R$  grupisano po vertikalnoj pravoj  $R_e = (v + R_s/L_\sigma)/2$ .

Funkcija osetljivosti  $\mathbf{S}_R^{IMP}$  ima složeniji karakter usled postojanja nenulnih vandijagonalnih elemenata zavisnih od  $\omega_{dq}$ . Specifična nelinearna funkcionalna zavisnost svih elemenata matrične osetljivosti  $\mathbf{S}_R^{IMP}$  doprinosi značajnom smanjenju uticaja odstupanja *GMP* pri promeni vrednosti parametra  $R_s$ .

Na *Slici 3.17* je predstavljena familija karakteristika pojačanja matrica osetljivosti  $|\mathbf{S}_R^{IMP}|$  i  $|\mathbf{S}_R^{CCD}|$  u *dB* pri promeni  $R_s$ .



Slika 3.17. Uporedna analiza osetljivosti struktura *IMP* i *CCD* na promenu  $R_s$

Za prikaz karakteristika je izabrana logaritamska skala učestanosti. Karakteristični slučajevi poređenja *IMP* i *CCD* pokazuju poklapanja funkcija osetljivosti pri nižim  $\omega_{dq}$ :



$$\mathbf{S}_R^{CCD} = \lim_{\omega_{dq} \rightarrow 0} \mathbf{S}_R^{IMP} \quad (3.77)$$

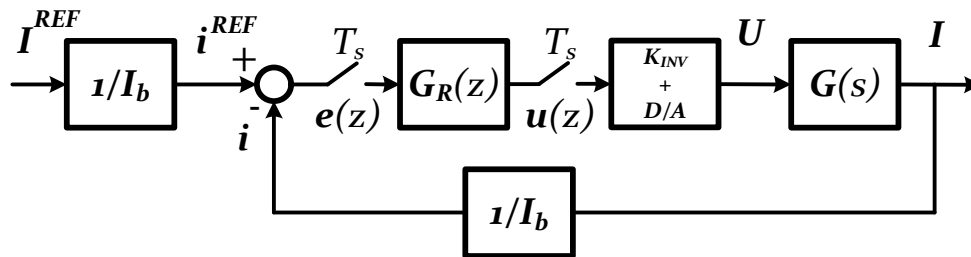
dok se prednosti *IMP* pristupa u vidu značajne redukcije  $|\mathbf{S}_R^{IMP}|$  eksploatišu pri izraženijim vrednostima  $\omega_{dq}$ .

Uporedna analiza osetljivosti posmatranih kontura na promene u parametru  $L_\sigma$  pruža slične zaključke kao i u predstavljenom slučaju odstupanja na  $R_s$ . Ova analiza osetljivosti nije sprovedena iz dodatnog razloga što parametar  $L_\sigma$  ne pokazuje izražene zavisnosti od terminalnih veličina u pogonu *AM* [III11]. Inicijalna vrednost parametra  $L_\sigma$  dobijena u fazi inicijalizacije *AM* predstavlja preciznu estimaciju stvarnog parametra i nezavisna je od režima rada *AM*. Kontroler upravljanja koristi potpunu informaciju o parametru induktivnosti rasipanja čineći analizu odstupanja irelevantnom.

### 3.2.3. Diskretni IMP kontroler struje

Realizacija *IMP* kontrolera (3.66) na digitalnom mikroprocesorskom sistemu zahteva upotrebu digitalnih implementacionih tehnika. U tom pravcu se uvažavaju koeficijenti skaliranja usled pojačanja pretvarača kao i normalizacije signala posredstvom procesuiranja senzora u povratnoj sprezi. Ovi elementi se nisu eksplicitno razmatrali unutar prethodnih analiza a na ovom mestu se uvode kako bi se dobile vrednosti praktičnih pojačanja regulatora koja se upisuju u relevantne registre korišćenog mikroprocesora.

Regulaciona petlja struje sa digitalnim regulatorom  $\mathbf{G}_R(z)$  i blokovima za normalizaciju signala  $1/I_b$  i pojačanje  $K_{INV} + D/A$  je prikazana na *Slici 3.18*. Pomenuta struktura predstavlja generalizaciju petlje sa *Slike 3.10* jer bliže opisuje tokove signala u procesu regulacije struje *AM*.



*Slika 3.18. Regulaciona petlja struje AM sa digitalnim regulatorom  $\mathbf{G}_R(z)$*

Digitalni normalizovani signal greške struje  $\mathbf{e}(z) = \mathbf{i}^{REF}(z) - \mathbf{i}(z)$  se odabira sa periodom rada  $T_s$  i procesuiru unutar digitalnog regulatora  $\mathbf{G}_R(z)$ . Signal na izlazu regulatora  $\mathbf{u}(z)$  se prosleđuje na pretvarač koji ga pojačava i pretvara iz digitalnog u analogni (*D/A*). Pretvoreni signal  $\mathbf{U}$  pobuđuje analogno strujno kolo funkcije prenosa  $\mathbf{G}(s)$  i daje vektor struje  $\mathbf{I}$ . Ovaj signal se procesuiru kroz elemente povratne sprege čime nastaje odgovarajući normalizovani ekvivalent  $\mathbf{i}$ . Zajedno sa normalizovanom referencom struje  $\mathbf{i}^{REF}$ , signal  $\mathbf{i}$  se koristi unutar diskriminatora greške čime se zatvara regulacioni krug.

Definisanjem skaliranih diskretnih pojačanja  $K_{Pd}$  i  $K_{Id}$  i uz upotrebu *levi-Euler* aproksimativnog obrasca za zamenu  $s$  promenljive kompleksnom  $z$  promenljivom [III12], dobija se digitalna jednačina *IMP* kontrolera:

$$s \rightarrow \frac{1 - z^{-1}}{z^{-1}T_s}, \quad K_{Pd} = vL_\sigma^*/K_{PS}, \quad K_{Id} = vR_s^*/K_{PS} \quad (3.78)$$

$$\mathbf{u}(z) = \begin{bmatrix} K_{Pd} & 0 \\ 0 & K_{Pd} \end{bmatrix} \mathbf{e}(z) + \frac{z^{-1}T_s}{1-z^{-1}} \begin{bmatrix} K_{Id} & -\omega_{dq}K_{Pd} \\ \omega_{dq}K_{Pd} & K_{Id} \end{bmatrix} \mathbf{e}(z)$$

$$\mathbf{u}(z) = z^{-1}\mathbf{u}(z) + \begin{bmatrix} K_{Pd} & 0 \\ 0 & K_{Pd} \end{bmatrix} (1-z^{-1})\mathbf{e}(z) + T_s \begin{bmatrix} K_{Id} & -\omega_{dq}K_{Pd} \\ \omega_{dq}K_{Pd} & K_{Id} \end{bmatrix} z^{-1}\mathbf{e}(z)$$

Faktor skaliranja diskretnih pojačanja  $K_{PS} = K_{INV}/I_b$  predstavlja koeficijent direktnog pojačanja regulacione petlje.

Korišćenjem sledeće zamene u digitalni zakon (3.74):

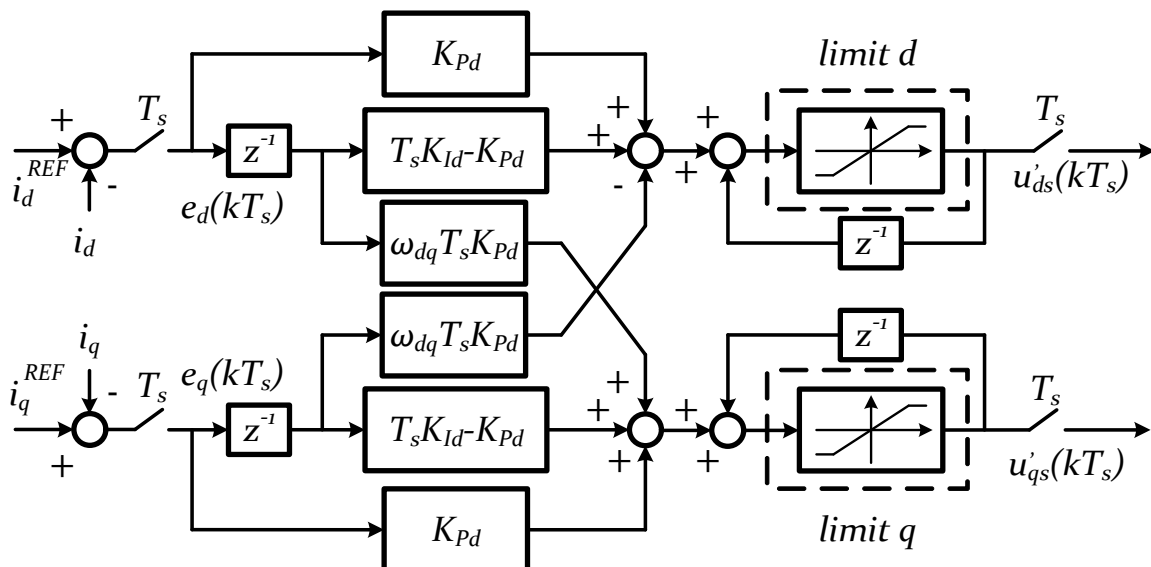
$$\begin{aligned} \mathbf{x}(z) &\rightarrow \mathbf{x}(kT_s) \\ z^{-1}\mathbf{x}(z) &\rightarrow \mathbf{x}(kT_s - T_s) \end{aligned} \quad (3.79)$$

uz kompaktnu univerzalnu oznaku  $\mathbf{x}$  za varijable iz skupa  $\mathbf{x} \in \{\mathbf{u}, \mathbf{e}\}$ , dobija se diskretna rekurzivna jednačina *IMP* kontrolera:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(kT_s) = \mathbf{u}(kT_s - T_s) &+ \begin{bmatrix} K_{Pd} & 0 \\ 0 & K_{Pd} \end{bmatrix} (\mathbf{e}(kT_s) - \mathbf{e}(kT_s - T_s)) + \\ &+ T_s \begin{bmatrix} K_{Id} & -\omega_{dq}K_{Pd} \\ \omega_{dq}K_{Pd} & K_{Id} \end{bmatrix} \mathbf{e}(kT_s - T_s) \end{aligned} \quad (3.80)$$

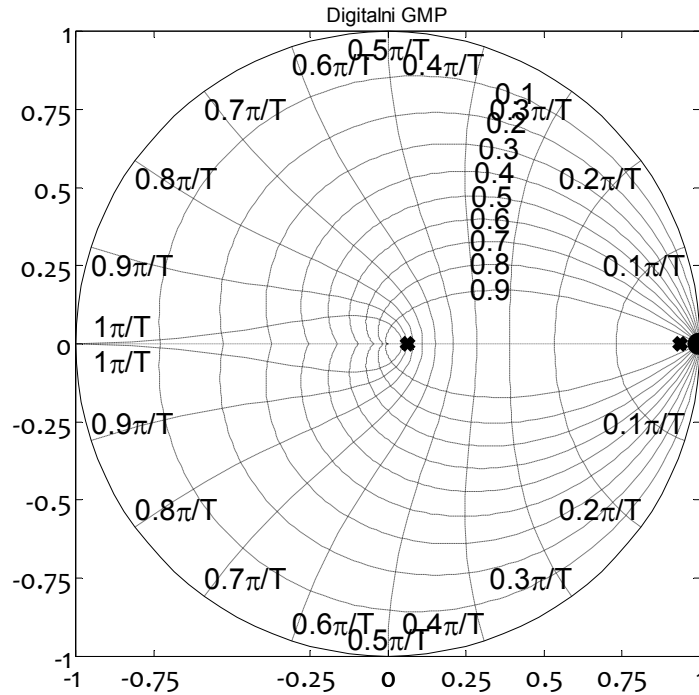
Rekurzivna jednačina *IMP* kontrolera (3.80) je realizovana u inkrementalnoj formi. Na stanje odbirka izlaza u trenutku odabiranja koje prethodi tekućem  $\mathbf{u}(kT_s - T_s)$  se dodaje inkrementalna suma u funkciji odbiraka nove i stare greške,  $\mathbf{e}(kT_s)$  i  $\mathbf{e}(kT_s - T_s)$ , respektivno. Ubacivanjem funkcije zasićenja stanja na izlazu regulatora  $\mathbf{u}(kT_s)$  obezbeđuje se *AWM*, i trenutna reakcija regulatora nakon izlaska iz limita.

Blok dijagram realizovanog diskretnog *IMP* regulatora struje je prikazan na *Slici 3.19*.



*Slika 3.19. Realizacija diskretnog IMP regulatora struje AM YDQ6730*

Geometrijsko mesto polova diskretne regulacione petlje struje *AM YDQ6730* sa predloženim *IMP* regulatora za slučaj izbora učestanosti propusnog opsega  $\nu = 1000 \text{ Hz}$  je prikazano na *Slici 3.20*. Perioda odabiranja regulatora struje iznosi  $T_s = 66 \mu\text{s}$ .



$$\begin{array}{llll}
 z_1 = 0.936, s_1 & z_2 = 0.995 & z_3 = 0.0641 & p_1 = 0.995 \\
 = \frac{1}{T_s \ln z_1} & s_2 = \frac{1}{T_s \ln z_2} & s_3 = -\frac{1}{T_s \ln z_2} & p_1 = \frac{1}{T_s \ln p_1} \\
 = -1002 \text{ Hz} & = -76 \text{ Hz} & \approx -41 \text{ kHz} & = -76 \text{ Hz}
 \end{array}$$

Slika 3.20. GMP strukture IMP regulatora struje AM YDQ6730 za  $v = 1000 \text{ Hz}$

Digitalni *GMP* pokazuje dispoziciju diskretnih polova  $\times$  i nula  $o$  petlje sa *Slike 3.18*. Stabilna regulaciona petlja ima polove i nule unutar jediničnog kruga kompleksne  $z$  ravni, sistem je minimalne faze.

Uticaj diskretnog rada petlje sa unesenim odabiračima i invertorom modelovanim kao *D/A* konvertorom se može analizirati posmatranjem lokaliteta polova i nula u kompleksnoj  $z$  ravni. Konačna nula  $p_1$  skraćuje prirodni pol konture  $z_2$  dok parametarska sinteza po (3.78) generiše brz pol izborom visokog propusnog opsega  $v = 1000 \text{ Hz}$  u odnosu na prirodnu učestanost petlje  $R_s/L_\sigma = 81.8 \text{ Hz}$ . Uočava se kompenzacija unesene nule i prirodnog pola pomena u odnosu na analogni slučaj sa geometijskog mesta  $-R_s/L_\sigma = -81.8 \text{ Hz}$  na  $s_2 = -76 \text{ Hz}$ . Novogenerisani dominantni pol se nalazi na učestanosti koja je bliska željenom propusnom opsegu  $|s_1| \approx v$ . Prigušenje pomenutih polova iznosi 1, što navodi na zaključak da je odziv petlje sistema u skladu sa referentnom normativnom funkcijom (3.67).

Razlog za odstupanja diskretnih polova u odnosu na analogni slučaj leži u činjenici da nisu modelovani efekti diskretnog rada petlje kao da je upotrebljena aproksimacija integratora  $(1 - z^{-1})/(z^{-1}T_s)$ . U konkretnom analognom slučaju, *GMP* prikazuje dva pola i jednu konačnu nulu, dok se kod diskretnog *GMP* generiše parazitni brzi pol  $z_3 \approx 0$ . Pojava ovog pola je takođe posledica diskretnog rada petlje. Ovaj pol se može zanemariti prilikom analize odziva jer se eksituje pri izrazito visokim učestanostima  $|s_3| \approx 41 \text{ kHz}$ . Digitalno procesuiranje u pomenutom opsegu nije adekvatno jer nije u skladu sa *Niquist*-ovom teoremom odabiranja, važi da je  $|s_3| > 1/T_s$ .

Zaključuje se da sinteza parametara (3.69) primenjena u slučaju diskretne petlje sa *Slike 3.18* ne menja karakter odziva niti daje značajna odstupanja željenog propusnog opsega.

Ova činjenica se opaža i u slučajevima kada se zahtevaju visoke vrednosti propusnog opsega, višestruko veće spram prirodne učestanosti objekta upravljanja u petlji. Prikazana sinteza parametara se stoga koristi u svrhe podešavanja parametara osa *IMP* regulatora.

## 4. METODE ZA POSTIZANJE OPTIMALNIH PERFORMANSI U INTERMITENTNIM REŽIMIMA RADA ELEKTRIČNOG VOZILA

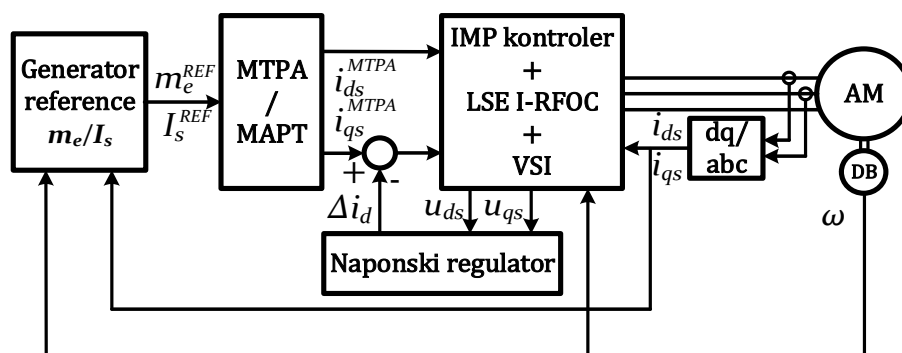
Metode za postizanje superiornih upravljačkih performansi pogona električnog vozila u intermitentnim režimima rada se prevashodno skoncentrišu ka optimalnoj eksploataciji karakterike momenat/struja pogona  $AM$ . Algoritmi nastoje da, odgovarajućom distribucijom raspoloživog kapaciteta vektora struje statora, postignu sledeće karakteristike:

- Intenziviranje mehanizama za generisanje momenta  $AM$ , strategija  $MTPA$  (engl. *Maximum Torque Per Ampere*),
- Minimizacija potrebne strujne reference diktirane ograničenjem po momentu opterećenja  $AM$ , strategija  $MAPT$  (engl. *Minimum Ampere Per Torque*).

Sušтина nabrojanih strategija se ogleda u uvođenju dodatnih kriterijuma kojima se jednoznačno određuju rešenja za pojedinačne vrednosti dve reference, momenta i fluksa  $AM$ , pri nametnutim ograničenjem u jednačini mehaničke ravnoteže. Iskorišćava se osobina upravljačke redundancije sistema i optimizuju performanse odziva u režimima naglih i čestih promena opterećenja i/ili brzine obrtanja pogona. Upravo na primeru pogona električnog vozila kao predstavnika tipičnog intermitentnog sistema se zahteva implementacija algoritama optimalne kontrole baziranih na principima  $MTPA/MAPT$ .

U ovoj disertaciji se predlaže napredna strategija upravljanja  $AM$  zasnovana na principima  $MTPA/MAPT$  koja uvažava uticaje gubitaka u gvožđu i zasićenja magnetnog kola u okviru mehanizma za uspostavljanje elektromagnetnog momenta  $AM$ . Neinvazivna strategija se oslanja na jednačine stacionarnog stanja matematičkog modela  $AM$ , ne podrazumeva dodatne permutacije fluksa i momenta, upotrebljava jednostavnu analitičku formu i pogodna je za realizaciju upravljačkog algoritma u realnom vremenu. Pristup u radu polazi od uopštenije relacije za elektromagnetni momenat  $AM$  u odnosu na klasičan tretman koji ne uključuje efekte gubitaka u gvožđu i efektivnije raspodeljuje strujni kapacitet  $AM$ . Dobija se upotrebna vrednost algoritma naročito značajna u okviru pogona električnog vozila gde se nametnuti strogi zahtevi za uštedom energije i kapaciteta baterijskog izvora.

Na *Slici 4.1* je prikazano mesto predloženog optimalnog  $MTPA/MAPT$  bloka u okviru hijerarhijske strukture vektorskog kontrolera upravljanja  $AM$ .



*Slika 4.1.* Blok dijagram vektorskog pogona  $AM$  sa naprednim blokom  $MTPA/MAPT$  za optimalnu distribuciju strujnih komponenti fluksa  $i_{ds}^{MTPA}$  i momenta  $i_{qs}^{MTPA}$

U nastavku poglavlja se detaljnije posvećuje pažnja strukturi optimalnog bloka *MTPA/MAPT* kao i odnosima između referentnih ulaza bloka  $m_e^{REF}/I_s^{REF}$  i izlaznih signala referenci fluksa  $i_{ds}^{MTPA}$  i momenta  $i_{qs}^{MTPA}$ . Pre toga, razmatra se uticaj gubitaka u gvožđu na mehanizam uspostavljanja momenta *AM* i izvodi se uopštena formula za elektromagnetni momenat koja uvažava pomenute efekte.

#### 4.1. Uticaj gubitaka u gvožđu na mehanizam uspostavljanja momenta *AM*

U pravcu istraživanja uticaja gubitaka u gvožđu na mehanizam uspostavljanja elektromagnetnog momenta *AM*, kreće se od jednačina potpunog modela *AM* sa uvažanim gubicima u gvožđu prikazanog na *Slici 2.2*.

Odabrane su i ponovo prikazane one jednačine koje su u direktnoj vezi sa veličinama u izrazu za elektromagnetni momenat *AM*:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr}(i_{qs} - i_{qFe}) - \psi_{qr}(i_{ds} - i_{dFe})) \quad (4.1)$$

$$\psi_{dr} = L_{\gamma r} i_{dr} + L_m i_{dm}, \quad \psi_{qr} = L_{\gamma r} i_{qr} + L_m i_{qm} \quad (4.2)$$

$$i_{dm} + i_{dFe} = i_{ds} + i_{dr}, \quad i_{qm} + i_{qFe} = i_{qs} + i_{qr} \quad (4.3)$$

$$R_{Fe} i_{dFe} = L_m \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_{dq} L_m i_{qm} \quad (4.4)$$

$$R_{Fe} i_{qFe} = L_m \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_{dq} L_m i_{dm} \quad (4.5)$$

Pretpostavljajući da kontroler *AM* obezbeđuje algoritme optimalnog upravljanja u širem smislu definisane u *Poglavljju III*, (4.1)–(4.5) se transformišu u:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_{\gamma r}} \psi_r i_{qm} \quad (4.6)$$

$$i_{dr} = 0, \quad i_{qr} = -\frac{L_m}{L_{\gamma r}} i_{qm} \quad (4.7)$$

$$i_{dFe} = i_{ds} - i_{dm}, \quad i_{qFe} = i_{qs} - \frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{qm} \quad (4.8)$$

$$-\frac{R_{Fe}}{\omega_{dq} L_m} i_{dFe} = i_{qm} \quad (4.9)$$

$$\frac{R_{Fe}}{\omega_{dq} L_m} i_{qFe} = i_{dm} \quad (4.10)$$

Skup jednačina stacionarnog stanja (4.6)–(4.10) podrazumeva implementirane napredne algoritme vektorske kontrole i koristi se kao polazna osnova za izvođenje nove, generalizovane formule za elektromagnetni momenat *AM* sa uvažanim gubicima u gvožđu. Formula je predstavljena u obliku pogodnom za izvođenje zakona optimalne kontrole jer je

izražena u funkciji isključivo upravljačkih varijabli, komponenti vektora struje statora  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$ .

#### 4.1.1. Generalizovana formula za moment uvažavajući gubitke u gvožđu

Polazeći od izraza za elektromagnetni moment vektorskog pogona  $AM$  sa uključenim gubicima u gvožđu (4.6), može se dobiti:

$$\begin{aligned}
 m_e &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_{\gamma r}} \psi_r i_{qm} = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_{\gamma r}} i_{dm} i_{qm} = -\frac{3}{2} P \frac{R_{Fe}^2}{\omega_{dq}^2 L_{\gamma r}} i_{dFe} i_{qFe} = \\
 &= -\frac{3}{2} P \frac{R_{Fe}^2}{\omega_{dq}^2 L_{\gamma r}} \left( i_{ds} i_{qs} + \frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{dm} i_{qm} - \left( \frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{ds} i_{qm} + i_{dm} i_{qs} \right) \right) \\
 &= -\frac{3}{2} P \frac{L_m^2 \beta^2 L_{\gamma r}}{L_r} \left( i_{ds} i_{qs} + \frac{L_r}{L_m^2} m_e - \left( \frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{ds} i_{qm} + i_{dm} i_{qs} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

gde je koeficijent  $\beta$ :

$$\beta = \frac{L_r}{L_{\gamma r}} \frac{R_{Fe}}{\omega_{dq} L_m} \tag{4.12}$$

Uvođenjem definicije za grupu članova u kojima figurišu komponente  $i_{dm}$  i  $i_{qm}$  i označavajući je kao  $I$ , može se dobiti funkcionalna zavisnost novodefinisanog člana od  $m_e$ :

$$I = \frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{ds} i_{qm} + i_{dm} i_{qs} = \frac{1}{k_m} m_e \left( \frac{\beta^2 \frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}{\beta^2 \frac{L_{\gamma r}}{L_r}} \right) + i_{ds} i_{qs} \tag{4.13}$$

uz konstantu  $k_m$  kao koeficijent pojačanja momenta  $AM$ :

$$k_m = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} \tag{4.14}$$

Identičnim manipulacijama kao u prethodnom slučaju se dalje eksploatiše funkcionalna zavisnosti  $I$ :

$$\begin{aligned}
 I &= -\frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{ds} \frac{R_{Fe}}{\omega_{dq} L_m} i_{dFe} + i_{qs} \frac{R_{Fe}}{\omega_{dq} L_m} i_{qFe} = \\
 &= -\beta i_{ds} (i_{ds} - i_{dm}) + \frac{R_{Fe}}{\omega_{dq} L_m} i_{qs} \left( i_{qs} - \frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{qm} \right) \\
 &= -\beta i_{ds}^2 + \beta \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{qs}^2 + \beta (i_{ds} i_{dm} - i_{qs} i_{qm}) = -\beta i_{ds}^2 + \beta \frac{L_{\gamma r}}{L_r} i_{qs}^2 + \beta K
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

na način da se izrazi kao funkcija nove varijable  $K$ , takođe zavisne od komponenti  $i_{dm}$  i  $i_{qm}$ .

Ponovnim preuređivanjem, ovoga puta varijable  $K$ , može se uvideti efekat cikličnog ponavljanja generisane grupe članova zavisne od  $i_{dm}$  i  $i_{qm}$ , što posledično navodi na mogućnost zamene iste grupe sa prvobitno definisanim  $I$  u (4.13):

$$\begin{aligned} K &= i_{ds}i_{dm} - i_{qs}i_{qm} = i_{ds}\frac{R_{Fe}}{\omega_{dq}L_m}i_{qFe} + i_{qs}\frac{R_{Fe}}{\omega_{dq}L_m}i_{dFe} = \\ &= i_{ds}\frac{R_{Fe}}{\omega_{dq}L_m}\left(i_{qs} - \frac{L_r}{L_{\gamma r}}i_{qm}\right) + i_{qs}\frac{R_{Fe}}{\omega_{dq}L_m}(i_{ds} - i_{dm}) = \\ &= 2\beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}i_{ds}i_{qs} - \beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}\left(\frac{L_r}{L_{\gamma r}}i_{ds}i_{qm} + i_{dm}i_{qs}\right) = 2\beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}i_{ds}i_{qs} - \beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}I \end{aligned} \quad (4.16)$$

Ubacivanjem  $K(I)$  u (4.15):

$$I = \beta i_{ds}^2 + \beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}i_{qs}^2 + \beta\left(2\beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}i_{ds}i_{qs} - \beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}I\right) \quad (4.17)$$

dobija se zavisnost  $I$  isključivo od komponenti struje statora  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$ :

$$I = \frac{2\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}i_{ds}i_{qs} + \frac{\beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}\left(i_{qs}^2 - \frac{L_r}{L_{\gamma r}}i_{ds}^2\right) \quad (4.18)$$

Konačno, izjednačujući (4.18) sa (4.13):

$$I\frac{2\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}i_{ds}i_{qs} + \frac{\beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}\left(i_{qs}^2 - \frac{L_r}{L_{\gamma r}}i_{ds}^2\right) = \frac{1}{k_m}m_e\left(\frac{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r}}\right) + i_{ds}i_{qs} \quad (4.19)$$

može se dobiti fundamentalna relacija kojom se elektromagnetni momenat  $m_e$  izražava u funkciji raspoloživih upravljačkih komponenti vektora struje statora i parametra gubitaka u gvožđu  $\beta$ ,  $m_e = f(i_{ds}, i_{qs}, \beta)$ :

$$m_e = \frac{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}k_m\left[\frac{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} - 1}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}i_{ds}i_{qs} + \frac{\beta\frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2\frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1}\left(i_{qs}^2 - \frac{L_r}{L_{\gamma r}}i_{ds}^2\right)\right] \quad (4.20)$$

Izraz (4.20) predstavlja prirodnu generalizaciju relacije za elektromagnetni moment vektorskog pogona  $AM$  gde efekti gubitaka u magnetnom kolu nisu zanemareni. Evidentno je da se elektromagnetni momenat sastoji, ne samo od dominantnog člana usled unakrsnog proizvoda komponenti struja  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$ , već takođe i od dodatnih komponenti zavisnih od kvadrata pojedinačnih komponenti struja  $i_{ds}^2$  i  $i_{qs}^2$ . Zajedno sa težinskim faktorima u funkciji parametra  $\beta$ , novogenerisani članovi opisuju kvalitativno i kvantitativno efekte smanjenja momenta zbog postojanja gubitaka u gvožđu uvećavajući naučni doprinos rada.



#### 4.1.2. Uprošćeni obrasci za elektromagnetni momenat

Formula za elektromagnetni momenat (4.20) nije podesna za izvođenje praktičnih obrazaca za optimalnu kontrolu  $AM$  po načelu  $MTPA/MAPT$ . U ovoj sekciji se razmatraju uprošćeni izrazi za elektromagnetni momenat  $AM$  bazirani na pomenutoj generalizovanoj formuli. Dobijene zavisnosti su pogodnije za dobijanje jednostavnijih zakonitosti upravljanja, naročito primenljivih pri specifičnim režimima rada pogona  $AM$ .

U tom pravcu se detaljnije analizira priroda koeficijenta  $\beta$  definisanog u (4.12).

Adaptivni koeficijent  $\beta$  je funkcija učestanosti napajanja  $\omega_{dq}$  i primarno je okarakterisan odnosom otpornosti gubitaka u gvožđu  $R_{Fe}$  i induktivnosti magnećenja  $L_m$ . Isti predstavlja meru potencijalnog isključenja efekata gubitaka u gvožđu u mehanizmu uspostavljanja elektromagnetnog momenta  $AM$  [IV1]. Očevidno je da će izraz (4.20) konvergirati u dobro poznatu formulu za elektromagnetni momenat  $AM$  sa zanemarenim gubicima u gvožđu ukoliko se dozvoli da koeficijent  $\beta \rightarrow \infty$ :

$$m_{e1} = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{\beta^2 \frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2 \frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1} k_T \left[ \frac{\beta^2 \frac{L_{\gamma r}}{L_r} - 1}{\beta^2 \frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1} i_{ds} i_{qs} + \frac{\beta \frac{L_{\gamma r}}{L_r}}{\beta^2 \frac{L_{\gamma r}}{L_r} + 1} \left( i_{qs}^2 - \frac{L_r}{L_{\gamma r}} i_{ds}^2 \right) \right] = k_T i_{ds} i_{qs} \quad (4.21)$$

Zaključuje se na osnovu granične relacije (4.21) da je sve opravdanije zanemariti uticaj gubitaka u gvožđu što je veći koeficijent  $\beta$ . Česti pristupi u oblasti koja se bavi ovom problematikom podrazumevaju da se efekti zanemariju zbog same prirode veličine parametra  $\beta$ , naročito pri nižim učestanostima napajanja [IV2]. Klasični obrazac za elektromagnetni momenat  $m_{e1}$  opisan sa (4.21), tako postaje legitimni kandidat za izvođenje optimalnih  $MTPA$  relacija pri nižim učestanostima napajanja.

Uvećanjem učestanosti napajanja se posledično uvećava uticaj gubitaka u gvožđu u bilansu snage  $AM$  (2.1)–(2.4). Ta činjenica se preslikava i kroz redukciju pomenutog faktora  $\beta$  u izrazu za elektromagnetni momenat  $AM$  (4.20). U radnim režimima uvećanih brzina obrtanja manje je intuitivan pristup zanemarenju gubitaka u gvožđu jer se uvećavaju efekti histerezisa i izraženije su pojave usled vrtložnih struja. Samim tim, neophodno je istaći da relacije za poboljšanje performansi upravljanja bazirane na (4.21) predstavljaju u određenoj meri samo suboptimalne zakone.

U ovom radu se predlaže sledeća aproksimativna formula za elektromagnetni momenat  $AM$   $m_{e2}$ , koja dovoljno kvalitetno opisuje uticaj gubitaka u gvožđu:

$$m_{e2} \approx k_T \left( i_{ds} i_{qs} - \frac{L_r}{\beta L_{\gamma r}} i_{ds}^2 \right) = k_T (i_{ds} i_{qs} - \alpha i_{ds}^2) = k_T i_{ds} (i_{qs} - \alpha i_{ds}) \quad (4.22)$$

sa definicijom novog parametra  $\alpha$  kao dodatnom merom zamene uticaj gubitaka u gvožđu:

$$\alpha = \frac{L_r}{\beta L_{\gamma r}} = \frac{\omega_{dq} L_m}{R_{Fe}} = \omega_{dq} T_{Fe} \quad (4.23)$$

Zasnovana na generalnom obrascu (4.20), uprošćena formula (4.22) uvažava najznačajniji deo sveukupnog uticaja gubitaka u gvožđu. Redukcija momenta  $m_e$  je prebačena na redukciju  $q$  komponente vektora struje statora. Upoređivanjem (4.22) sa (4.21),

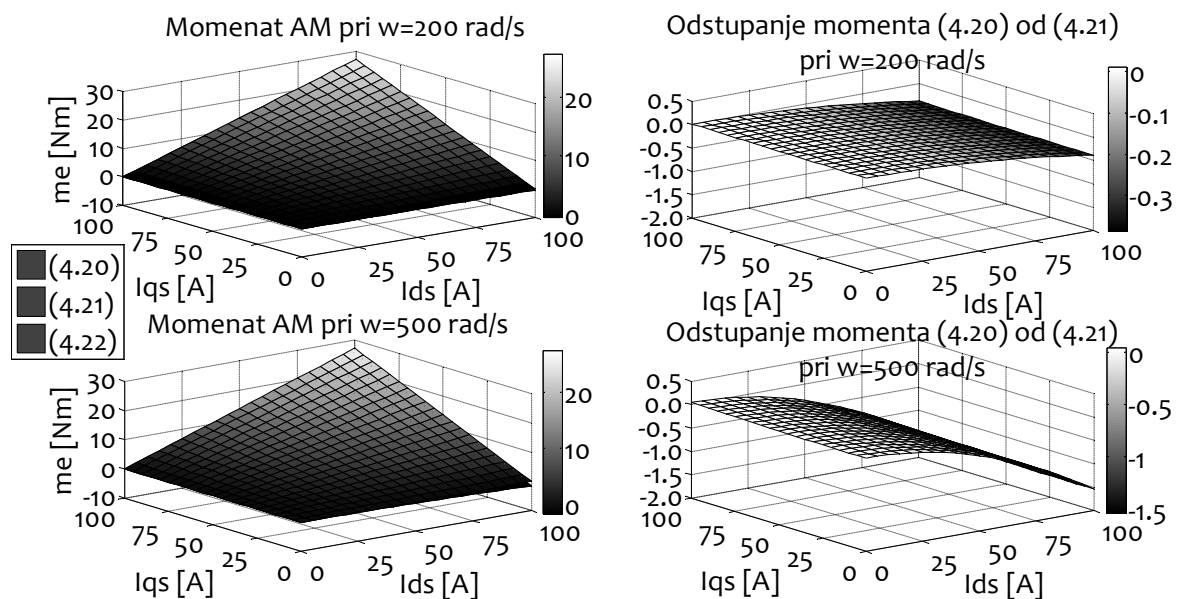
evidentna je potreba za drugačijom raspodelom strujnih resursa po upravljačkim  $dq$  osama  $AM$  kako bi se postigla optimizacija po  $MTPA/MAPT$  principu.

#### 4.1.3. Analiza odstupanja aproksimativnih relacija elektromagnetnog momenta od generalne formule

U prethodnim razmatranjima nisu precizno definisane granice pojedinačnih brzinskih opsega u kojima je neophodno uključiti efekte gubitaka u gvožđu ili dovoljno kvalitetno opisati zavisnost momenta  $AM$  njegovim aproksimativnim obrascima. Na ovom mestu se prikazuje analiza odstupanja relacija elektromagnetnog momenta  $AM$  koja kvantitativno precizira domen važenja predloženih aproksimacija.

Odstupanja momenta se definišu kao razlika vrednosti zamenskih kandidata od uopštenog obrasca u funkciji komponenti vektora struje statora i adaptivnih parametara gubitaka u gvožđu zavisnih od  $\omega_{dq}$ .

Na *Slici 4.2* su prikazane funkcionalne zavisnosti kandidata za relaciju elektromagnetnog momenta  $AM$  (4.20) – (4.22) kao i odstupanja (4.20) od (4.21) pri učestanostima napajanja  $\omega_{dq} = 200 \text{ rad/s}$  i  $\omega_{dq} = 500 \text{ rad/s}$ . Iskorišćeni su ponovo parametri modela  $AM$  nabrojani u *Tabeli IX*.

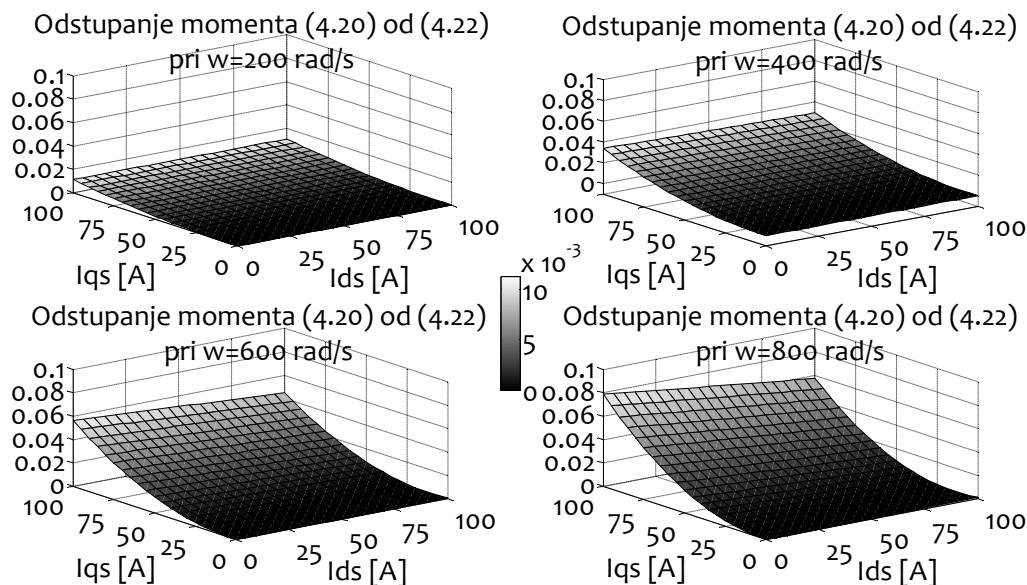


*Slika 4.2. Funkcionalne zavisnosti kandidata elektromagnetnog momenta  $AM$  (4.20) – (4.22) i odstupanja momenta (4.20) od (4.21) pri različitim učestanostima napajanja*

Uočljiva su izvesna odstupanja momenta (4.20) od (4.21) koja su intenzivirana sa uvećanjem učestanosti napajanja  $\omega_{dq}$ . Negativne vrednosti odstupanja momenta u celokupnom opsegu referenci struja ističu da klasični obrazac (4.21) precenjuje vrednost momenta spram (4.20) jer ne uvažava u obzir gubitke u gvožđu. Pri učestanosti napajanja  $\omega_{dq} = 200 \text{ rad/s}$  uočava se da relativno odstupanje u odnosu na maksimalnu vrednost momenta pogona ( $\approx 30 \text{ Nm}$ ) ne prelazi 1%. Za veće učestanosti napajanja,  $\omega_{dq} = 500 \text{ rad/s}$ , relativno odstupanje prelazi vrednost 5% i zahteva određena uvažanja. Posledično, proglašava se opseg  $|\omega_{dq}| < 200 \text{ rad/s}$  za korišćeni model  $AM$  kao opseg niskih učestanosti gde obrazac (4.21) ima odstupanje manje od 1% maksimalnog momenta. U tom opsegu se koristi uprošćena formulacija za momenat  $m_{e1}$  koja ne uvažava u obzir

gubitke u gvožđu pri izvođenju zakona za optimalnu distribuciju komponenti vektora struje statora.

Dalja analiza se prenosi na razmatranje efekata odstupanja pri učestanostima napajanja  $|\omega_{dq}| > 200 \text{ rad/s}$ , koji se u tom slučaju proglašava za opseg srednjih i visokih učestanosti. Kandidat za zamenu generalnog izraza postaje aproksimacija (4.22). Na *Slici 4.3* su prikazane funkcionalne zavisnosti odstupanja (4.20) od (4.22) za više vrednosti učestanosti napajanja iz posmatranog opsega.



*Slika 4.3. Funkcionalne zavisnosti odstupanja momenta (4.20) od (4.22) pri različitim učestanostima napajanja*

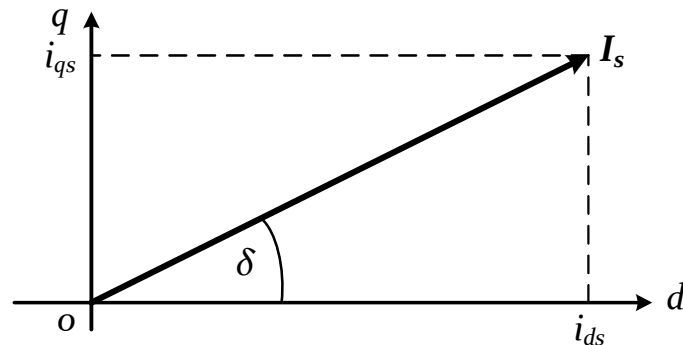
Trend uvećavanja odstupanja momenta sa uvećanjem  $\omega_{dq}$  je prisutan i u slučaju poređenja aproksimativnog izraza (4.22) sa opštim (4.20). Razlike u odnosu na slučaj sa *Slike 4.2* se uočavaju u promeni znaka odstupanja kao i kvantitativnim odnosima odstupanja. Posmatrani aproksimativni kandidat estimira elektromagnetni momenat u celokupnom opsegu struja na niže vrednosti u odnosu na (4.20). Ipak, relativna odstupanja ispod 1% u svim prikazanim slučajevima opravdavaju zasnovanost aproksimacije, proglašavajući je za punopravog kandidata za zamenu u okviru izvođenja optimalnih zakona u opsegu srednjih i visokih učestanosti napajanja.

## 4.2. Strategija optimalne kontrole u oblasti niskih učestanosti intermitentnog režima rada AM

*MTPA* upravljački zakon predstavlja svrsishodan izbor strategije optimalne kontrole u oblasti niskih učestanosti napajanja intermitentnog režima rada pogona električnog vozila sa *AM*. Specifičan režim rada diktira potrebu za maksimizacijom reference momenta za utisnuti fazor struje [IV<sub>3</sub>]. Intenziviranjem pojačanja momenta u regulacionoj strukturi pogona *AM* utiče se na uvećanje stabilnosti pogona, poboljšanje statičkih i dinamičkih karakteristika regulacije.

*Slika 4.4* opisuje mehanizam uspostavljanja elektromagnetnog momenta u pogonu *AM*. Strujni vektor modula  $I_s$  posmatran u sinhrono-rotirajućem *dq* koordinatnom sistemu osa se postavlja relativno u odnosu na referentnu *d* osu fluksa sa uglom  $\delta$ . Opisanom

manipulacijom se raspodeljuje kapacitet struje i posledično generiše momenat konverzije  $AM$ .



Slika 4.4. Mehanizam uspostavljanja momenta u pogonu  $AM$

#### 4.2.1. MTPA strategija bez uvažavanja uticaja zasićenja magnetnog kola

Izvođenje optimalnog  $MTPA$  zakona koji se predlaže u radu počinje od uprošćenog slučaja kada se zanemaruju efekti zasićenja magnetnog fluksa u magnetnom kolu.

U skladu sa mehanizmom uspostavljanja momenta opisanim na Slici 4.4, komponente upravljačkog vektora struje statora u  $dq$  sistemu iznose:

$$i_{ds} = I_s \cdot \cos \delta, \quad i_{qs} = I_s \cdot \sin \delta \quad (4.24)$$

Elektromagnetni momenat  $AM$  je funkcija modula  $I_s$  i ugla  $\delta$  vektora struje statora:

$$m_e = \pm k_m I_s \cos \delta I_s \sin \delta = \pm \frac{1}{2} k_m I_s^2 \sin 2\delta \quad (4.25)$$

uz razmatranje oba režima rada mašine, motorskog sa pozitivnim znakom momenta i generatorskog sa negativnim znakom momenta.

Optimizacija karakteristika performansi po  $MTPA$  principu se svodi se na rešavanje jednačine:

$$\frac{dm_e}{d\delta} = 0 \rightarrow \pm k_m I_s^2 \cos 2\delta = 0 \quad (4.26)$$

Jednačina posmatra nivo promene momenta  $m_e$  sa promenom ugla  $\delta$  uz uslov konstantnog modula  $I_s$  i traži ekstremnu tačku  $m_e(\delta)$ . Ekstremna vrednost predstavlja maksimalnu vrednost momenta za datu strujnu referencu a  $m_e(\delta)$  se proglašava za optimalnu tačku po  $MTPA$  uslovu.

Rešavanjem (4.26) dobija se optimalni ugao vektora struje statora u pojedinim režimima rada mašine kao i njegove  $dq$  komponente:

$$\delta_{MTPA\ 1,2} = \begin{cases} mot - 45^\circ \\ gen - 135^\circ \end{cases}, \quad i_{ds\ MTPA} = I_s/\sqrt{2}, \quad i_{qs\ MTPA} = \pm I_s/\sqrt{2} \quad (4.27)$$

dok karakteristični  $MTPA$  odnos,  $k_M$ , postaje:

$$k_M = \frac{i_{ds}}{i_{qs}} = \pm 1 \quad (4.28)$$

Dobijena relacija (4.28) predstavlja klasičnu *MTPA* strategiju *AM* u odsustvu efekata zasićenja magnetnog kola i gubitaka u gvožđu. Iako po formi jednostavna, ova relacija se ne može praktično upotrebiti jer daje suboptimalne performanse u režimima rada pogona *AM* sa uvećanim momentima opterećenja i fluksevima.

#### 4.2.2. *MTPA* strategija koja uključuje uticaj zasićenja magnetnog kola

Uvažavanje efekta zasićenja magnetnog kola *AM* je neophodno u slučajevima uvećanih referenci momenta  $i_{qs}$  kada kontroler, projektovan u skladu sa *MTPA* zakonom (4.28), treba obezbediti uvećanu komandu fluksa  $i_{ds}$ . Na ovom mestu se eksploatiše kandidat za analitički opis karakteristike magnećenja  $L_m(i_{ds})$  kako bi se dobio uopšteniji optimalni *MTPA* zakon upravljanja koji u svetlu prethodnih konstatacija vernije karakteriše raspodelu struja. Predloženi pristup predstavlja unapređenje u odnosu na (4.28) kao i na tretmane koji napuštaju promenu reference fluksa nakon kritičnog nivoa.

Pristup podrazumeva da se zavisnost  $L_m(i_{ds})$  aproksimira tangentom sa nagibom  $L'_m$  u okolini  $L_{m0}(i_{d0})$  kao i da se zanemari uticaj rasipnih flukseva unutar pojačanja momenta  $k_T$ :

$$L_m(i_{ds}) = L_{m0} + L'_m(i_{ds} - i_{d0}), \quad k_m \approx \frac{3}{2} PL_m \quad (4.29)$$

Ukoliko se skup uprošćenja (4.29) ubaci u izraz za momenat *AM*, i ponove koraci (4.24) – (4.26), može se dobiti kubna polinomska jednačina koju je potrebno rešiti po  $\cos \delta$ :

$$3L'_m I_s^3 \cos^3 \delta + 2(L_{m0} - L'_m i_{d0}) I_s^2 \cos^2 \delta - 2L'_m I_s^3 \cos \delta - (L_{m0} - L'_m i_{d0}) I_s^2 = 0 \quad (4.30)$$

Leva strana (4.30) ima fizičku interpretaciju rezidualne energije magnetnog polja. Pojam se karakteriše odstupanjem postignute magnetne akumulacije od minimalne moguće realizovane sa referencom  $I_s$ . Ukoliko se obezbedi rad u optimalnoj *MTPA* tački rezidualna energija polja postaje nula pri čemu je obezbeđena konverzija momenta sa minimumom magnetne akumulacije.

Zamenom  $I_s^2 = i_{ds}^2 + i_{qs}^2$  i  $i_{ds} = I_s \cos \delta$  dobija se takođe polinomska jednačina trećeg reda sa parametrom  $i_{qs}$  koja se rešava po  $i_{ds}$ :

$$L'_m i_{ds}^3 + L_{m0} i_{ds}^2 - 2L'_m i_{qs}^2 i_{ds} - L_{m0} i_{qs}^2 = 0 \quad (4.31)$$

Rešenje jednačine predstavlja optimalnu *MTPA* tačku sa uvažanim efektom zasićenja magnetnog kola. Optimalni *MTPA* odnos u posmatranom slučaju se može dobiti preuređenjem (4.31) na oblik:

$$\frac{i_{ds}}{i_{qs}} = k_M \cdot \sqrt{1 + \frac{L'_m i_{ds}}{L'_m i_{ds} + L_{m0} - L'_m i_{d0}}} = k_M \sqrt{\frac{L_m(i_{ds}) + L'_m i_{ds}}{L_m(i_{ds})}} \quad (4.32)$$

Očigledno je da predložena *MTPA* strategija (4.32) ima opštiji oblik u odnosu na klasični pristup (4.28) kao i da se svodi na isti ukoliko se efekat zasićenja zanemari  $L'_m = 0$ .

Definiše se faktor zasićenja  $k_L$  kao funkcija reference fluksa  $i_{ds}$  koji opisuje novu preraspodelu kapaciteta momenta i fluksa.

$$k_L = \sqrt{\frac{L_m(i_{ds}) + L'_m i_{ds}}{L_m(i_{ds})}} \quad (4.33)$$

Ukoliko se iskoristi činjenica da nagib krive magnećenja takođe zavisi od  $i_{ds}$ ,  $L'_m(i_{ds})$ , može se postići preciznija preraspodela kapaciteta u pogonu *AM*.

#### 4.2.3. Implementacija napredne MTPA strategije u realnom vremenu

Praktični aspekti napredne *MTPA* strategije se ogledaju u izboru odgovarajuće procedure za rešavanje (4.31) pogodno za implementaciju na mikroprocesorskom sistemu u realnom vremenu.

Analitički pristupi rešavanju kubne jednačine daju složena rešenja i ne predstavljaju logičan izbor za mikroprocesorsku realizaciju. Najjednostavniji pristup za rešavanje ove jednačine jeste putem upotrebe numeričkih postupaka čime se dobija aproksimacija rešenja kao dobar kompromis između zahteva brzim pronalaženjem rešenja i njegove tačnosti. Činjenica koja ide u prilog izboru numeričke metode za posmatrani slučaj jeste što je uvek moguće naći dobru početnu aproksimaciju rešenja ako se iskoristi specijalni *MTPA* slučaj (4.28). Posmatranjem aproksimacije rešenja  $i_{ds} \approx i_{qs}$  skraćuje se broj iteracija, vreme traženja rešenja kao i ukupan broj aritmetičkih operacija unutar proračunskih jedinica mikroprocesora.

U ovom radu se koristi iterativna *Newton – Raphson* procedura (*NR*) za rešavanje nelinearne jednačine trećeg reda (4.31). Iterativni *NR* proces podrazumeva da se u  $h$ -toj instanci, za datu referencu momenta,  $i_{qs}$ , i aproksimaciju rešenja  $i_{ds}^h$  proračuna vrednost nelinearne funkcije  $f_h$ :

$$f_h(i_{ds}^h) = L'_m(i_{ds}^h)^3 + L_{m0}(i_{ds}^h)^2 - 2L'_m i_{qs}^2(i_{ds}^h) - L_{m0} i_{qs}^2 = f_h \quad (4.34)$$

Linearizacijom oko posmatrane radne tačke –  $(i_{ds}^h, f_0(i_{ds}^h))$  dobija se aproksimacija funkcije sa prva dva člana *Taylor*-ovog reda:

$$f \approx f_h(i_{ds}^h) + \frac{\partial f(i_{ds}^h)}{\partial i_{ds}} \Delta i_{ds}^h \rightarrow \frac{\partial f(i_{ds}^h)}{\partial i_{ds}} = 3L'_m(i_{ds}^h)^2 + 2L_{m0}(i_{ds}^h) - 2L'_m i_{qs}^2 \quad (4.35)$$

gde je  $\Delta i_{ds}^h$  priraštaj  $i_{ds}$  u početnoj iteraciji.

Ovaj priraštaj odgovara korekciji tekuće aproksimacije rešenja i računa se kao:

$$\Delta i_{ds}^h = \frac{0 - f(i_{ds}^h)}{\partial f(i_{ds}^h)/\partial i_{ds}} \quad (4.36)$$

Nova vrednosti promenljive  $i_{ds}^{h+1}$  predstavlja približniju aproksimaciju rešenja, dobijenu korekcijom  $i_{ds}^h$ :

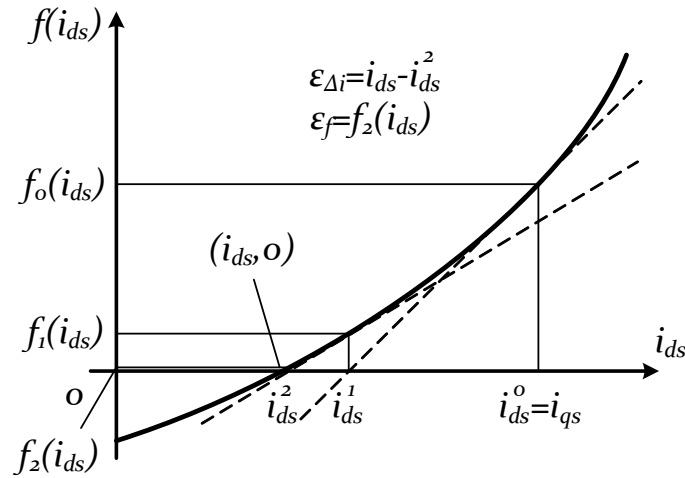
$$i_{ds}^{h+1} = i_{ds}^h + \Delta i_{ds}^h \quad (4.37)$$

Ponavljanjem postupka može se izračunati naredna približnija aproksimacija rešenja. Iterativna procedura se prekida u trenutku kada rešenje u tekućoj instanci zadovolji kriterijume konvergencije u vidu nejednčina u kojima se definišu dozvoljena odstupanja rešenja:

$$|\Delta i_{ds}^h| \leq \varepsilon_{\Delta i}, \quad |f(i_{ds}^{h+1}) - 0| \leq \varepsilon_f \quad (4.38)$$

Na izbor vrednosti konstanti konvergencije, odstupanja struje  $\varepsilon_{\Delta i}$  i reziduala magnetne energije  $AM$   $\varepsilon_f$ , utiče sama oblast primene algoritma kao i uticaj šuma u procesuiranju signala i ostale nepreciznosti i aproksimacije prilikom modelovanja.

Grafička predstava *NR* iterativnog postupka za rešenje problema *MTPA* koji uključuje u obzir efekte zasićenja magnetnog kola je prikazana na *Slici 4.5*.



*Slika 4.5.* Grafička predstava *NR* iterativne procedure za rešenje problema *MTPA* zasnovanog na (4.31)

Nelinearna funkcija (4.34) se konstruiše koristeći parametre iz *Tabele IX* modela *AM* za slučaj  $i_{qs} = 100 \text{ A}$ . Uočava se konvergencija algoritma u dve iteracije ukoliko se koristi početna aproksimacija rešenja  $i_{ds}^0 = i_{qs}$  sa definisanim kriterijumima konvergencije:

$$\varepsilon_{\Delta i} = 1 \text{ A}, \quad \varepsilon_f = |f(\varepsilon_{\Delta i}) - 0| = 1 \text{ mJ} \quad (4.39)$$

Konvergencija *NR* algoritma je osigurana ukoliko početna aproksimacija rešenja  $i_{ds}^0$  zadovolji sledeću nejednakost:

$$\frac{\partial^2 f(i_{ds})}{\partial i_{ds}^2} = 6L'_m(i_{ds}^{lim}) + 2L_{m0} \leq 0 \rightarrow i_{ds}^{lim} \leq -\frac{L_{m0}}{3L'_m} \quad (4.40)$$

Ukoliko je aproksimacija manja od vrednosti rešenja  $i_{ds}^{lim}$  u prevojnoj tački nelinearne funkcije  $f$ , garantuje se da je znak prvog izvoda  $f(i_{ds})$  pozitivan u celokupnom opsegu (4.40):

$$\frac{\partial f(i_{ds}^{lim})}{\partial i_{ds}} = -\frac{L_{m0}}{3L'_m} - 2L'_m i_{qs}^2 = \frac{L_{m0}^2}{3|L'_m|} + 2|L'_m| i_{qs}^2 > 0 \quad (4.41)$$

Korekcija rešenja (4.36) je negativna, a nova, približnija aproksimacija rešenja ostaje unutar posmatranog opsega čime se postiže stabilnost iterativnog postupka.

Pouzdana konvergencija sa minimalnim brojem koraka iteracije se postiže ukoliko se početna aproksimacija rešenja izabere po kriterijumu:

$$i_{ds}^0 = \min\{i_{qs}, i_{ds}^{lim}\} \quad (4.42)$$

#### 4.2.4. Poređenje napredne MTPA strategije sa klasičnim obrascem koji zanemaruje efekte zasićenja

Efiksasnija raspodela kapaciteta struje upravljačkog zakona (4.32) u odnosu na (4.28) se definiše merom relativnog stepena optimalnosti  $\sigma$ :

$$\sigma = \frac{(m_e/I_s)_{(4.32)}}{(m_e/I_s)_{(4.28)}} - 1 \quad (4.43)$$

Posmatraju se momentni sačinioi MTPA strategija definisani odnosima vrednosti uspostavljenog momenta konverzija i struje statora. Karakteristični odnosi reprezentuju specifičnu gustinu momenta

U Tabeli II i Tabeli III su redom prikazani karakteristični MTPA odnosi strategija raspodele (4.28) i (4.32) 5kW AM oznake YDQ 6730 korišćenog u simulaciji.

Tabela II. Karakteristični MTPA odnosi klasične strategije raspodele struja (4.28)

MTPA (4.28)						
Redni broj	ids A	Lm mH	iqs A	Is A	me Nm	me/Is [Nm/A]
1	98.7	0.685	98.7	139.6	20.0	0.144
2	92.9	0.711	92.9	131.4	18.4	0.140
3	87.1	0.736	87.1	123.2	16.8	0.136
4	81.3	0.763	81.3	115.0	15.1	0.131
5	75.5	0.789	75.5	106.8	13.5	0.126
6	69.7	0.815	69.7	98.5	11.9	0.120
7	63.9	0.841	63.9	90.3	10.3	0.114
8	58.1	0.865	58.1	82.1	8.7	0.107
9	52.3	0.888	52.3	73.9	7.3	0.098
10	46.5	0.908	46.5	65.7	5.9	0.089
11	40.6	0.926	40.6	57.5	4.6	0.080
12	34.8	0.939	34.8	49.3	3.4	0.069
13	29.0	0.948	29.0	41.1	2.4	0.058
14	23.2	0.951	23.2	32.8	1.5	0.047
15	17.4	0.947	17.4	24.6	0.9	0.035
16	11.6	0.935	11.6	16.4	0.4	0.023
17	5.8	0.914	5.8	8.2	0.1	0.011
18	0.0	0.881	0.0	0.0	0.0	0.000

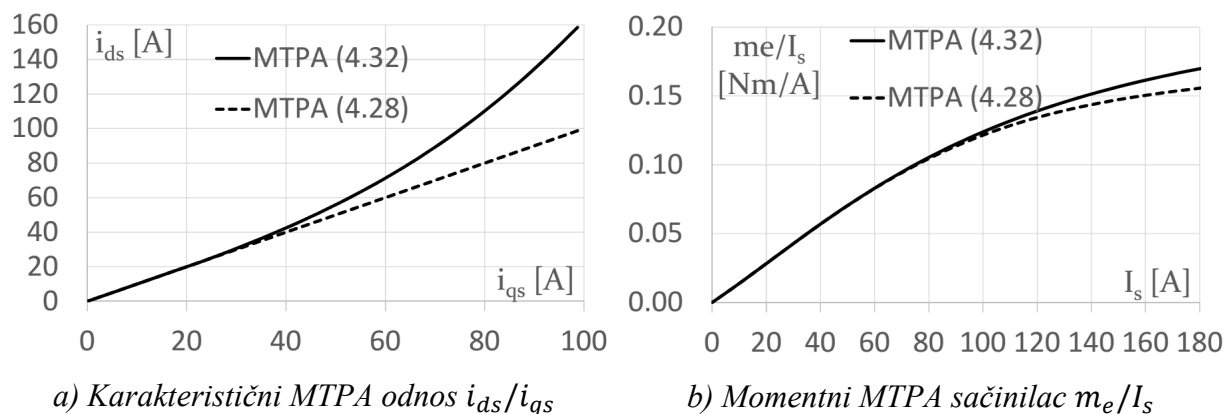
Tabela III. Karakteristični MTPA odnosi napredne strategije raspodele struja (4.32)

MTPA (4.32)						
Redni broj	ids A	Lm mH	iqs A	Is A	me Nm	me/Is [Nm/A]
1	98.7	0.685	158.6	186.8	32.2	0.172



MTPA (4.32)						
Redni broj	ids	Lm	iqs	Is	me	me/Is
	A	mH	A	A	Nm	[Nm/A]
2	92.9	0.711	142.3	169.9	28.2	0.166
3	87.1	0.736	127.1	154.1	24.5	0.159
4	81.3	0.763	113.1	139.3	21.0	0.151
5	75.5	0.789	100.3	125.5	17.9	0.143
6	69.7	0.815	88.6	112.7	15.1	0.134
7	63.9	0.841	77.9	100.7	12.5	0.125
8	58.1	0.865	68.1	89.5	10.3	0.115
9	52.3	0.888	59.2	78.9	8.2	0.104
10	46.5	0.908	50.9	68.9	6.4	0.094
11	40.6	0.926	43.3	59.4	4.9	0.082
12	34.8	0.939	36.2	50.2	3.6	0.071
13	29.0	0.948	29.5	41.4	2.4	0.059
14	23.2	0.951	23.2	32.8	1.5	0.047
15	17.4	0.947	17.4	24.6	0.9	0.035
16	11.6	0.935	11.6	16.4	0.4	0.023
17	5.8	0.914	5.8	8.2	0.1	0.011
18	0.0	0.881	0.0	0.0	0.0	0.000

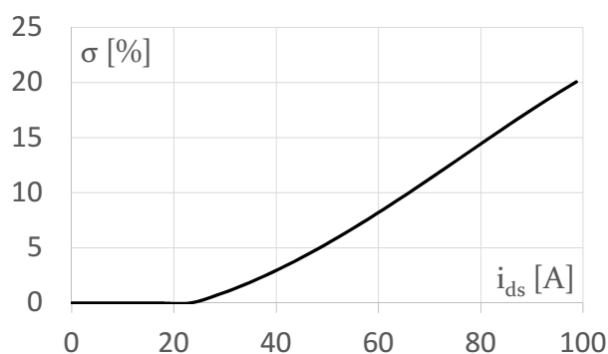
Na *Slici 4.6* su grafički prikazani karakteristični strujni odnosi  $i_{ds}/i_{qs}$  i momentni sačinioi  $m_e/I_s$  MTPA strategija (4.28) i (4.32) na osnovu podataka korišćenih iz *Tabele II* i *Tabele III*.



*Slika 4.6. Uporedna predstava naprednog MTPA zakona sa klasičnim obrascem AM YDQ 6730 korišćene u simulacijama*

Poklapanje funkcionalnih zavisnosti je evidentno u opsegu umanjениh vrednosti referenci struja dok se razilaženja uočavaju sa njihovim intenziviranjem. Odstupanje MTPA zakona (4.32) u vidu zasićenja karakteristike  $i_{ds}/i_{qs}$  je posledica efekta zasićenja magnetnog kola pri uvećanim referencama fluksa. Grafička zavisnost funkcija momentnih sačinilaca pokazuje veću specifičnu gustinu momenta prilikom korišćenje strategije (4.32).

Reprezentativnija mera relativnog stepena optimalnosti  $\sigma$  izražena u procentima je prikazana u funkciji reference fluksa  $i_{ds}$  na *Slici 4.7* za pomenutu AM. Značajne procentualne vrednosti mere efikasnosti se eksploatišu korišćenjem napredne MTPA strategije u oblasti niskih učestanosti napajanja u odnosu na klasične pristupe. Uporedna analiza prikazana u ovoj sekciji jasno prikazuje doprinos nove napredne metode MTPA.



Slika 4.7. Stepen relativne optimalnosti predložene *MTPA* strategije u odnosu na klasični obrazac *AM YDQ 6730*

Analiza uprošćavajućih pretpostavki (4.29) i njihov uticaj na preraspodelu struja se vrši na prikladnom mestu u okviru eksperimentalne verifikacije pogona električnog vozila sa *AM*.

### 4.3. Strategija optimalne kontrole u oblasti srednjih i visokih učestanosti intermitentnog režima rada *AM*

Kriterijum optimalnosti u oblasti srednjih i visokih učestanosti takođe podrazumeva maksimizaciju momentnog sačionioca *AM*. Ipak, postoji izvesna razlika pristupa u odnosu na prikazanu *MTPA* strategiju u oblasti niskih učestanosti. Razlika se prvenstveno ogleda u zameni mesta veličina na ulazu i izlazu optimalnog bloka. Potreba za minimizacijom vektora struje statora pri nametnutom ograničenju po momentu opterećenja definiše momenat  $m$  kao ulaz u optimalni blok. Posmatrani blok na izlazu raspodeljuje komponente vektora struje statora  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$ , minimizuje njegovu amplitudu kao i većinsku komponentu gubitaka u bakru energetskog bilansa *AM*. Dobija se zakon raspodele baziran na principu *MAPT*. Optimizovana raspodela struje za generisanje momenta i uvećanje stepena iskorišćenja *AM* predstavljaju kvalitete koji se uvode nadogradnjom klasičnog upravljačkog zakona sa predloženim *MAPT*.

Analiza *MAPT* strategije uključuje u obzir efekte gubitaka u gvožđu prilikom proračuna raspodele upravljačkih komponenti struja. Razmatranjem efekata gubitaka u gvožđu u okviru *MAPT* dobija se uopšteniji zakon raspodele što predstavlja unapređenje performansi pogona *AM* i glavni naučni doprinos ove disertacije. Efekti zasićenja magnetnog kola se izostavljaju iz posmatrane analize, što je uobičajena praksa kada se razmatraju opsezi rada električnog vozila na visokim brzinama obrtanja i učestanostima napajanja [IV4-IV5].

#### 4.3.1. *MAPT* optimalna strategija

*MAPT* optimalna strategija definisana u prethodnom paragrafima se može zapisati u pogodnoj matematičkoj formi oslanjajući se na alate iz oblasti optimizacije nelinearnih problema, *NLP* (engl. *Non Linear Programming*). Definiše se *NLP* sa ograničenjima:

$$\begin{aligned} \min \{ I_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \} \\ k_m(i_{ds}i_{qs} - \alpha i_{ds}^2) \mp m = 0 \\ i_{ds} \geq 0 \end{aligned} \quad (4.44)$$

Veličina za optimizaciju u okviru predloženog *NLP* je amplituda vektora struje statora  $I_s$  izražena u funkciji upravljačkih varijabli  $VU$  pogona  $AM$ ,  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$ . Istu je neophodno minimizovati uz zadovoljenje uslova ravnoteže elektromagnetnog momenta  $AM$  i momenta opterećenja  $m$ . Znak  $\mp$  unutar uslova jednakosti *NLP* opisuje redom motorski i generatorski režim rada pogona  $AM$  i opisuje karakter momenta u pomenutim režimima rada. Dogovor u okviru definisanja *NLP* jeste da je elektromagnetni momenat  $m$  uvek pozitivna veličina nezavisno od režima rada  $AM$ . Kandidat za opis mehanizma uspostavljanja elektromagnetnog momenta  $AM$  jeste aproksimacija (4.22) koja uključuje gubitke u gvožđu. Uslovi tipa nejednakosti ograničavaju problem na pozitivne vrednosti fluksa u pogonu.

Koristi se metoda *Lagrange*-ovih množitelja za rešavanje problema *NLP* definisanog u (4.44) [IV<sub>4</sub>]. Konstruiše se kriterijumska *Laplasijan* funkcija  $\mathcal{L}$  zavisna od upravljačkih varijabli  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$  i *Lagrange*-ovog koeficijenta  $\lambda_1$ :

$$\mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_1) = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} + \lambda_1 [k_m(i_{ds}i_{qs} - \alpha i_{ds}^2) \mp m] \quad (4.45)$$

Koeficijent  $\lambda_1$  se fizički interpretira kao mera promene vrednosti optimizacione veličine  $I_s$  kada se menja vrednost ograničenja  $m$ . U osnovi ovaj koeficijent predstavlja inverznu vrednost momentnog sačinioca i biće iskorišćen za definisanje stepena optimalnosti predložene *MAPT* strategije.

Nalaženjem vektora gradijenta  $\mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_1)$  i izjednačavanjem istog sa nulom:

$$\nabla \mathcal{L} = \mathbf{0} \rightarrow \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_1)}{\partial i_{ds}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_1)}{\partial i_{qs}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_1)}{\partial \lambda_1} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4.46)$$

dobija se razlaganjem komponenti (4.46) sledeći sistem jednačina:

$$i_{ds} / \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} + \lambda_1 k_m (i_{qs} - 2\alpha i_{ds}) = 0 \quad (4.47)$$

$$i_{qs} / \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} + \lambda_1 k_m i_{ds} = 0 \quad (4.48)$$

$$k_m (i_{ds}i_{qs} - \alpha i_{ds}^2) \mp m = 0 \quad (4.49)$$

čije jednoznačno rešenje po nepoznatim  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  i  $\lambda_1$  predstavlja tačku preseka  $\mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_1)$  sa tangencijalnom ravni:

$$i_{ds} = \frac{|k_M|}{\sqrt{|k_M - \alpha k_M^2|}} \sqrt{\frac{m}{k_m}}, \quad i_{qs} = \pm \frac{1}{\sqrt{|k_M - \alpha k_M^2|}} \sqrt{\frac{m}{k_m}} \quad (4.50)$$

$$\lambda_1 = -1/\sqrt{2m \cdot k_m \left| \frac{k_M(1+k_M^2)}{2(1-\alpha k_M)} \right|}$$

Motorski režim rada uzima za rešenje (4.50) sa predznakom +, dok je generatorski režim rada predstavljen predznakom –.

Definiše se koeficijent  $k_M$  kao karakteristični *MAPT* odnos u funkciji parametra gubitaka u gvožđu  $\alpha$ :

$$k_M = \frac{i_{ds}}{i_{qs}} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 + 1} \quad (4.51)$$

Rešenje (4.50) označava optimalnu raspodelu struja po principu *MAPT* definisanim korišćenjem *NLP*. Pre detaljnije analize (4.51) pogodno je razmotriti specijalni slučaj  $\alpha = 0$ . Isključenjem efekata gubitaka u gvožđu u okviru *MAPT* zakona znači da se strujni kapacitet jednoliko raspodeljuje na ose *dq* sistema, dajući rešenje:

$$i_{ds} = \sqrt{\frac{m}{k_m}}, \quad i_{qs} = \pm \sqrt{\frac{m}{k_m}} \quad (4.52)$$

$$\lambda_1 = -1/\sqrt{2mk_m}$$

Karakteristični *MAPT* odnos se svodi na odnos struja identičan kao i kod *MTPA* strategije korišćene pri radu u opsegu niskih učestanosti:

$$k_M = \frac{i_{ds}}{i_{qs}} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \left( -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 + 1} \right) = 1 \quad (4.53)$$

Uvažavanjem gubitaka u gvožđu, razmatra se opštiji slučaj kada je neophodno implementirati drugačiju raspodelu strujnih resursa po upravljačkim *dq* osama za minimizaciju amplitude struje. Upravo rešenje (4.50) određuje željenu raspodelu dajući izvestan prioritet uvećanju *q* komponente struje u odnosu na referencu u *d* osi. Zaključak o modifikaciji rešenja se mogao uvideti analizom prvobitne formule za momenat (4.22) u kojoj figuriše komponenta redukcije momenta srazmerna kvadratu struje *d* ose. Uvećanjem učestanosti napajanja uvećava se koeficijent  $\alpha$  i intenzivira pomenuti efekat.

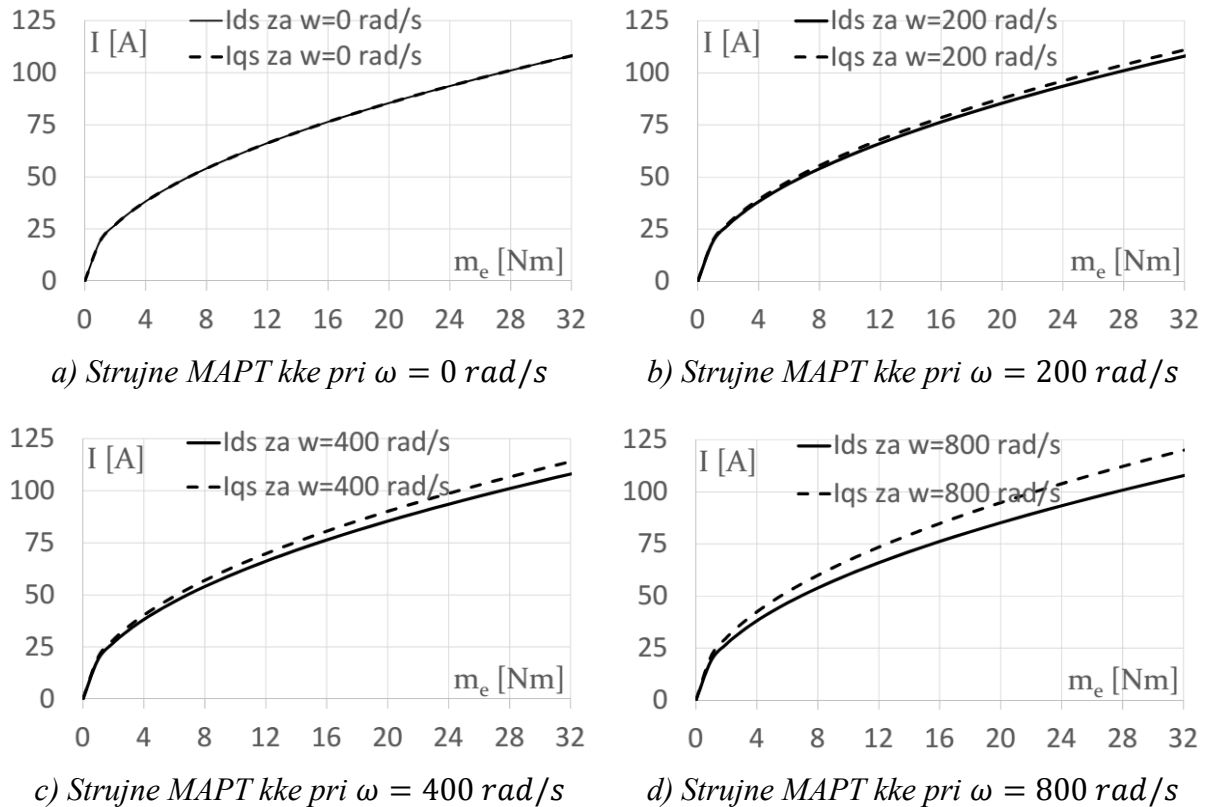
Na kraju analize, definiše se mera relativnog stepena optimalnosti *MAPT* strategije u odnosu na slučaj  $\alpha = 0$ ,  $\sigma$ . Upotrebljavaju se *Lagrange*-ovi množitelji (4.50) i (4.52) kao relevantne mere specifične raspodele struja za ograničenje po momentu obe *MAPT* strategije:

$$\sigma = \frac{\lambda_{1(4.50)}}{\lambda_{1(4.52)}} - 1 = \sqrt{\frac{2(1-\alpha k_M)}{k_M(1+k_M^2)}} - 1 \quad (4.54)$$

Uzimajući u obzir definicije promenljivih koeficijenata  $\alpha$  i  $k_M$  može se analitički dokazati da je (4.54) pozitivna, rastuća funkcija te da se može upotrebiti kao validna mera optimalnosti napredne *MAPT* u odnosu na klasičnu verziju koja ne razmatra gubitke u gvožđu.

### 4.3.2. Karakteristike performanse napredne MAPT strategije

Slika 4.8 prikazuje familiju zavisnosti komponenti vektora struje statora u funkciji nametnutog elektromagnetnog momenta napredne MAPT strategije pri različitim vrednostima učestanosti napajanja. Funkcionalne veze su dobijene eksploatacijom rešenja (4.50) sa parametrima modela AM YDQ 6730. Uzet je u razmatranje motorski režim rada pogona AM.



Slika 4.8. Familija zavisnosti komponenti struja statora u funkciji elektromagnetnog momenta MAPT strategije za AM YDQ 6730

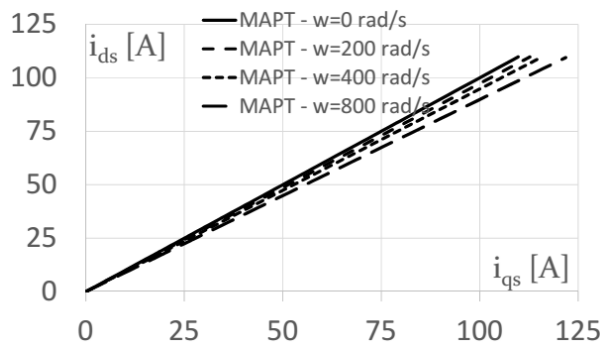
Potpuno poklapanje vrednosti komponenti struja pri svim vrednostima elektromagnetnog momenta je uočljivo na nultoj učestanosti napajanja, što ujedno karakteriše specijalan slučaj MAPT strategije koja ne uvažava u obzir gubitke u gvožđu. Uvećanjem učestanosti napajanja dolazi do odstupanja zavisnosti komponenti struja, naročito pri uvećanim vrednostima momenta AM. Odstupanja karakteristika su izraženija na većim učestanostima napajanja  $\omega_{dq} > 200 \text{ rad/s}$  kada je posebno od interesa uvažiti pomenute efekte.

Na Slici 4.9 je prikazana familija strujnih karakteristika predložene MAPT strategije za vrednosti učestanosti iz celokupnog radnog opsega.

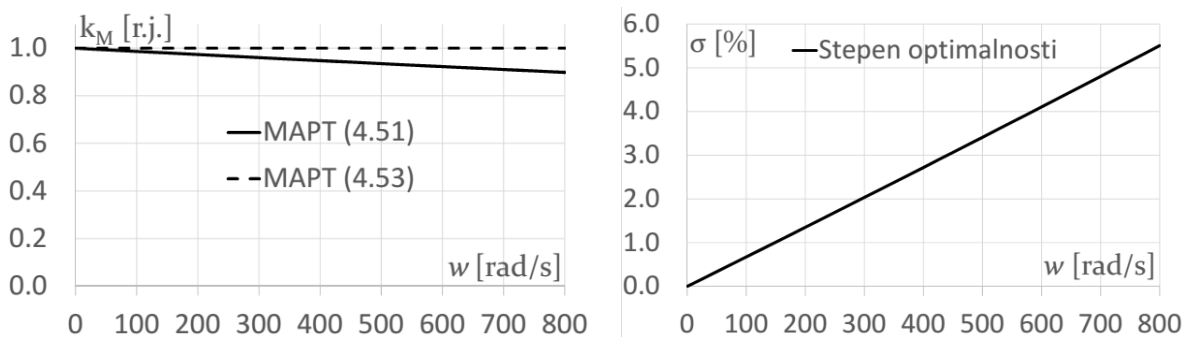
Smanjenje nagiba krive  $i_{ds} = f(i_{qs})$  sa uvećanjem učestanosti napajanja ide u prilog ranije iznesenoj konstataciji o preraspodeli struja sa akcentom na intenziviranju kapaciteta struje u  $q$  osi.

Karakteristični MAPT odnos (4.51) u funkciji učestanosti napajanja AM YDQ 6730 je predstavljen grafički na Slici 4.10. Uočljiv je trend smanjenja vrednosti koeficijenta  $k_M$  sa uvećanjem učestanosti napajanja koji se u posmatranom radnom opsegu može kvalitetno opisati linearnom opadajućom funkcijom:

$$k_M = \frac{i_{ds}}{i_{qs}} \approx -\alpha \pm 1 = \pm 1 - \omega_{dq} T_{Fe} \tag{4.55}$$



Slika 4.9. Familija strujnih karakteristika MAPT strategije uz parametar učestanosti napajanja za AM YDQ 6730



a) Karakteristični MAPT odnosi strategija (4.51) i (4.53)

b) Stepen optimalnosti napredne MAPT strategije

Slika 4.10. Uporedna analiza karakterističnih MAPT odnosa strategija (4.51) i (4.53) i stepen relativne optimalnosti MAPT za AM YDQ 6730

Statistička mera relativnog odstupanja aproksimativnog MAPT odnosa (4.55) se definiše za najkritičniji slučaj kada je  $\omega_{dq} = 800 \text{ rad/s}$  i iznosi u motorskom režimu:

$$\varrho [\%] = \left( \frac{k_M (4.53)}{k_M (4.55)} - 1 \right) \cdot 100 = \frac{\sqrt{\alpha^2 + 1} - 1}{-\alpha + 1} \cdot 100 = 0.64 \% \tag{4.56}$$

Izračunata vrednost za  $\varrho$  (4.56) definiše meru kvaliteta opisa strujnog MAPT odnosa putem aproksimativnog obrasca (4.55) i sugeriše na mogućost jednostavnijeg računa za adaptaciju strujnog odnosa sa učestanošću napajanja korišćenog modela AM YDQ 6730.

Slika 4.10 dodatno prikazuje stepen relativne optimalnosti predložene MAPT strategije (4.51) u odnosu na (4.53) za posmatrani model AM. Mera efikasnije raspodele struje se uvećava sa porastom učestanosti čime kvantitativno karakteriše doprinos nove MAPT strategije u opsegu srednjih i visokih učestanosti napajanja posmatranog modela AM.

## 5. METODE ZA POSTIZANJE OPTIMALNIH PERFORMANSI U TRAJNOM REŽIMU RADA POGONA ELEKTRIČNOG VOZILA

Pogonom električnog vozila je neophodno optimalno upravljati u toku karakterističnog ciklusa rada sa konstantnom brzinom i obrtnim momentom. Potreba za postizanjem radne tačke sa konstantnom izlaznom snagom definiše trajni režim rada aplikacije. Željena izlazna radna tačka pogona sa  $AM$  se može obezbediti na proizvoljan broj načina, utiskivanjem odgovarajućeg upravljačkog vektora struje statora. Specifičnim odabirom upravljačkog vektora se jednoznačno određuje tok energije u pogonu, veličine fluksnih obuhvata namotaja i ulazna snaga kojom se proces napaja iz izvora. Minimizacijom kontrolabilne komponente gubitaka  $AM$  kao kriterijuma za optimizaciju u posmatranom režimu rada postiže se eksploatacija pogona sa minimalnim utroškom ulazne energije. Radni ciklus izvora napajanja kao i domet električnog vozila se efektivno produžuju jer pogon radi sa maksimalnim stepenom iskorišćenja.

U ovoj disertaciji se definiše nova, robusna metoda za minimizaciju ukupnih gubitaka pogona električnog vozila sa  $AM$  koja optimizuje performanse u trajnom režimu rada. Predložena metoda kombinuje pristupe zasnovane na matematičkom modelu gubitaka,  $LMC$  (*engl. Loss Model Controller*), i metodi pretraživanja,  $SC$  (*engl. Search Controller*) obezbeđujući maksimalan stepen iskorišćenja za proizvoljnu radnu tačku unutar operativne oblasti pogona. Precizna estimacija optimalne radne tačke uz smanjenje stepena osetljivosti na odstupanja u parametrima predstavlja najvažniji doprinos predložene hibridne metode.

U nastavku poglavlja se detaljno analizira strategija optimalne distribucije vektora struje zasnovana na predloženoj hibridnoj metodi. Pre toga se detaljnije razmatra potreba za uvođenjem mehanizama pretraživanja kao i njena povezanost sa aproksimativnim obrascima za kontrolabilne gubitke  $AM$ .

### 5.1. Aproksimacija kontrolabilnih gubitaka $AM$

Hibridne metode za minimizaciju gubitaka  $AM$  koriste informaciju o matematičkom modelu i daju procenu raspodele strujnih kapaciteta. Ova procena ne odgovara idealnoj jer nisu uvažene u obzir parametarska nesigurnost i svi efekti unutar korišćenog modela. Preciznost u proceni i smanjenje osetljivosti na odstupanja modela se jedino mogu preduprediti preturbacijama upravljačkih varijabli. Obezbeđenjem stabilne pretrage, radna tačka se izmešta u referentnu optimalnu i postiže se robusnost algoritma. Negativni uticaj preturbacija na talasnost momenta  $AM$  postoji i u direktnoj je vezi sa unesenim aproksimacijama modela.

Kontrolabilni gubici  $AM$  sačinjavaju kriterijumsku funkciju za optimizaciju performansi rada pogona u ovom poglavlju. U svetlu prethodne diskusije mora se naglasiti da kompletan mehanizam gubitaka  $AM$  bez uvažavanja određenih uprošćavajućih pretpostavki ima visok stepen složenosti. To predstavlja otežavajuću okolnost prilikom modelovanja i sinteze optimalnih algoritama upravljanja.

U poglavlju II su detaljno opisani mehanizmi uspostavljanja gubitaka  $AM$ , naglašena mesta nastanka pojedinih komponenti unutar energetskog bilansa kao i uvedeni karakteristični parametri koji određuju njihove međusobne odnose. Pregledni radovi iz

pomenute oblasti se usaglašavaju sa konstatacijama da ne postoji praktično upotrebljiv obrazac koji detaljno opisuje sve relevantne efekte [V1]. U tom smeru, koriste se pretpostavke modela energetskog bilansa *AM*.

Predlog aproksimativnog modela je dat u *Poglavlju II* dok se na ovom mestu prikazuju jednačine stacionarnog stanja (2.26)–(2.33) koje su u direktnoj vezi sa veličinama u izrazima za pojedinačne gubitke:

$$P_{cu} = P_{cuS} + P_{cuR} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (5.1)$$

$$P_{Fe} = k_h \omega \psi_m^2 + k_v \omega^2 \psi_m^2 = \frac{E^2}{R_{Fe}} = \frac{u_{dm}^2 + u_{qm}^2}{R_{Fe}} \quad (5.2)$$

$$u_{dm} = -R_r i_{dr} - \omega(L_r i_{qr} + L_m i_{qm}) + \omega_{dq} L_{\gamma r} i_{qr} \quad (5.3)$$

$$u_{qm} = -R_r i_{qr} + \omega(L_r i_{dr} + L_m i_{dm}) - \omega_{dq} L_{\gamma r} i_{dr} \quad (5.4)$$

Veličina *EMS* u slučaju aproksimativnog modela se definiše kao  $E^2 = u_{dm}^2 + u_{qm}^2$ .

Pokazuje se da aproksimacija (5.1)–(5.4) daje pogodnu reprezentaciju gubitaka za sintezu optimalnih zakona u specijalnom slučaju kada su nametnuta ograničenja nadređenim *VU* kontrolerom:

$$i_{dr} = 0; i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (5.5)$$

$$\psi_{dr} = \psi_m = L_m i_{ds}$$

Ubacivanjem (5.5) u (5.3) – (5.4) izražavaju se komponente *EMS*:

$$u_{dm} = -\omega_{dq} L_{\gamma r} \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (5.6)$$

$$u_{qm} = \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} (L_{\gamma r} i_{ds} + \psi_{dr}) = \omega_{dq} L_m i_{ds} \quad (5.7)$$

što navodi na mogućnost predstave zavisnosti (5.1)–(5.2) u funkciji isključivo upravljačkih varijabli pogona *AM*  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$

Skup jednačina (5.1)–(5.7) koristi se kao polazna osnova za izvođenje aproksimativnog obrasca za kontrolabilne gubitke *AM*.

### 5.1.1. Predlog kriterijumske funkcije gubitaka

Kriterijum za definisanje problema optimalne kontrole čine kontrolabilni gubici aproksimativnog modela *AM*  $P_{gub}^{kon}$ :

$$P_{gub}^{kon} = P_{cu} + P_{Fe} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) + \frac{u_{dm}^2 + u_{qm}^2}{R_{Fe}} \quad (5.8)$$

Uvrštavanjem (5.5)–(5.7) u (5.8) dobija se funkcionalna zavisnost  $P_{gub}^{kon}(i_{ds}, i_{qs})$ :



$$P_{gub}^{kon} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{qs}^2 + \frac{\omega_{dq}^2 L_m^2}{R_{Fe}} \left( i_{ds}^2 + \frac{L_{\gamma r}^2}{L_r^2} i_{qs}^2 \right) \quad (5.9)$$

Grupisanjem komponenti gubitaka po kvadratima komponenti  $dq$  struja:

$$P_{gub}^{kon} = \left( R_s + \frac{\omega_{dq}^2 L_m^2}{R_{Fe}} \right) i_{ds}^2 + \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + \frac{\omega_{dq}^2 L_m^2 L_{\gamma r}^2}{R_{Fe} L_r^2} \right) i_{qs}^2 \quad (5.10)$$

dobija se kompaktna forma:

$$P_{gub}^{kon} = R_d(\omega_{dq}) i_{ds}^2 + R_q(\omega_{dq}) i_{qs}^2 \quad (5.11)$$

sa definicijama adaptivnih koeficijenata:

$$R_d(\omega_{dq}) = R_s + \frac{\omega_{dq}^2 L_m^2}{R_{Fe}} \quad (5.12)$$

$$R_q(\omega_{dq}) = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + \frac{\omega_{dq}^2 L_m^2 L_{\gamma r}^2}{R_{Fe} L_r^2}$$

Koeficijenti (5.12) simbolizuju fiktivne otpore koji modeluju gubitke  $AM$  raspodeljene po osama  $dq$  sistema. Sa stanovišta postavke optimalnog problema isti predstavljaju težinske faktore koji određuju analitičku deo hibridnog kontrolera za proračun strujnih komponenti. Kompaktna forma estimiranih gubitaka (5.11) se koristi za izvođenje zakona optimalne raspodele zasnovane na modelu  $AM$ , skraćeno  $LMC$ .

### 5.1.2. Analiza odstupanja estimacije kontrolabilnih gubitaka

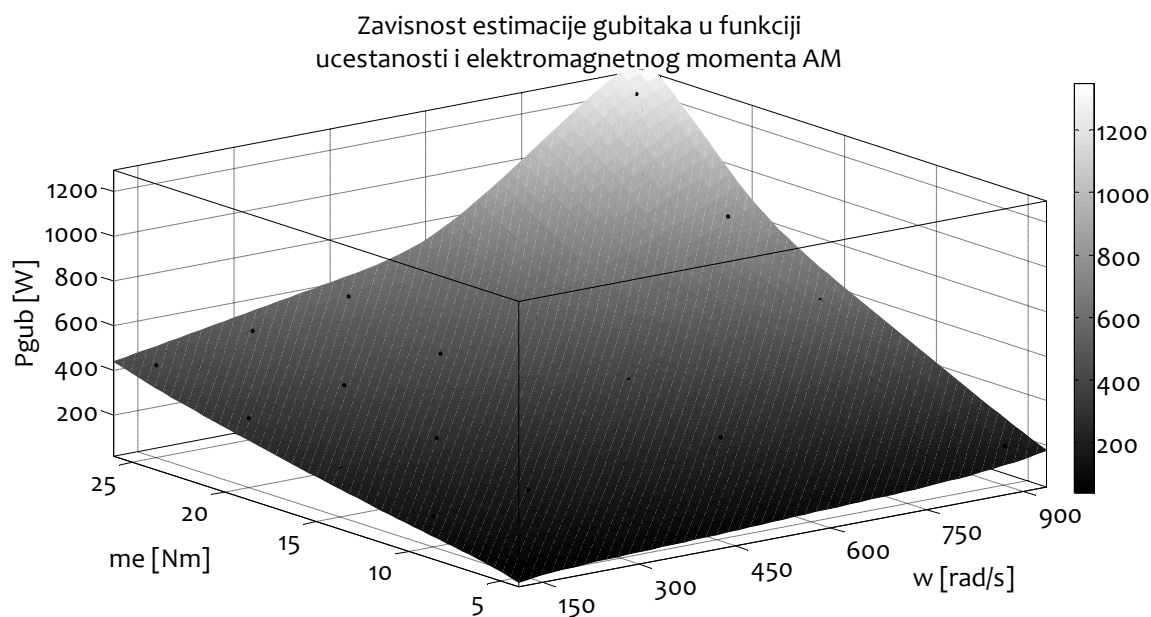
Zakon upravljanja koji minimizuje gubitke  $AM$  u ovom radu se oslanja na estimaciju kontrolabilnih gubitaka (5.10). Stoga je neophodno izvršiti analizu odstupanja (5.10) od gubitaka kompletnog modela  $AM$  kako bi se moglo doći do zaključaka o stepenu suboptimalnosti dela algoritma izvedenog na osnovu modela.

Na *Slici 5.1* je prikazana zavisnost estimiranih gubitaka (5.10) od radne tačke opisane elektromagnetnim momentom  $m_e$  i učestanošću napajanja  $\omega_{dq}$  za korišćeni model  $AM$  YDQ6730.

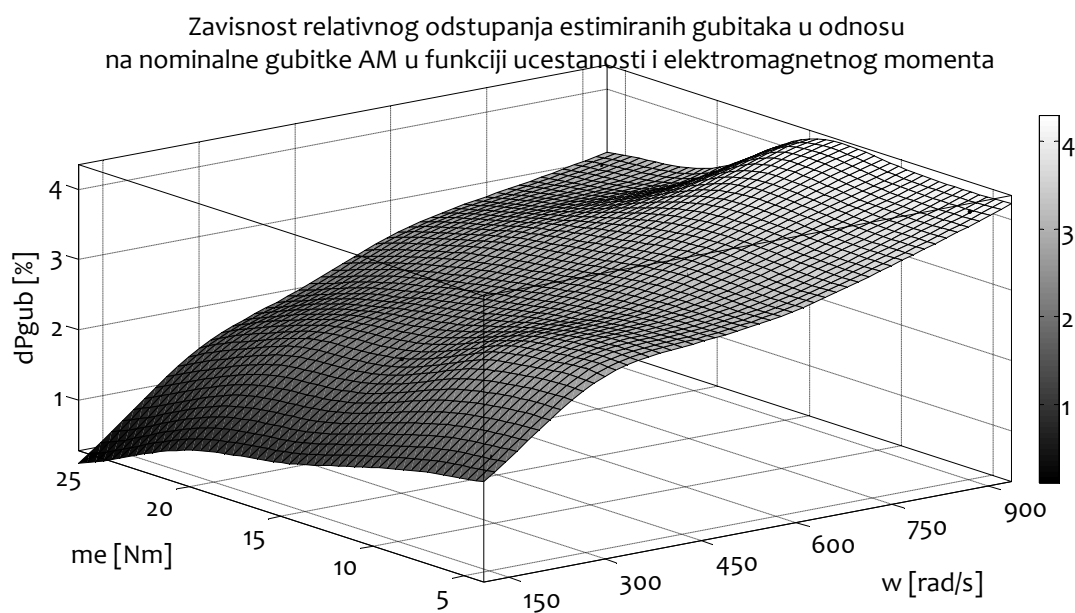
Prikazana zavisnost je dobijena korišćenjem klasične upravljačke strategije kada je fluks  $AM$  nepromenljiv i odgovara nominalnoj vrednosti sračunatoj na osnovu podataka sa natpisne pločice YDQ 6730 (*Dodatak*). Oblik funkcije gubitaka odgovara slučaju kada bi se posmatrala zavisnosti gubitaka potpunog modela. Ukoliko se posmatraju trajektorije zavisnosti sa momentom kao konstatnim parametrom vidi se da uvećanjem učestanosti napajanja  $\omega_{dq}$  kvadratno raste komponenta gubitaka u gvožđu. Gubici u bakru nisu zavisni od učestanosti napajanja već se menjaju isključivo sa opterećenjem  $AM$ . Promenom momenta se kvadratno menjaju gubici u bakru  $q$  ose.

*Slika 5.2* pokazuje udeo aproksimacija (2.24)–(2.25) modela sa *Slike 2.3* na energetski bilans  $AM$  YDQ6730 u celokupnom radnom opsegu. Definiše se relativno odstupanje estimiranih gubitaka od gubitaka potpunog modela  $AM$ ,  $\Delta P_{gub}$ , koje odgovara odstupanju stepena iskorišćenja motora. Gubici potpunog modela su izračunati numeričkim postupcima i upoređeni sa estimacijom (5.10).

Funkcionalna zavisnosti odstupanja  $\Delta P_{gub}$  je izraženija pri manjim opterećenjima kada većinski deo ulazne snage sačinjavaju upravo gubici električne energije. Uvećanjem opterećenja  $AM$  odstupanja postaju manja i imaju minimalne vrednosti pri nultim učestanostima napajanja. Direktna funkcionalna korelacija postoji kod odstupanja gubitaka sa učestanošću napajanja. Uvećanjem učestanosti napajanja efekti gubitaka u gvožđu postaju izraženiji što direktno utiče na uvećanje odstupanja. Uvedena aproksimacija (2.24) postaje manje zasnovana pri uvećanim vrednostima učestanosti napajanja što navodi na potrebu za adaptacijom optimalnih zakona upravljanja izvedenih na osnovu aproksimacije (5.10).



Slika 5.1. Kontrolabilni gubici (5.10) u funkciji elektromagnetnog momenta  $m_e$  i učestanosti napajanja  $\omega_{dq}$  modela AM YDQ 6730

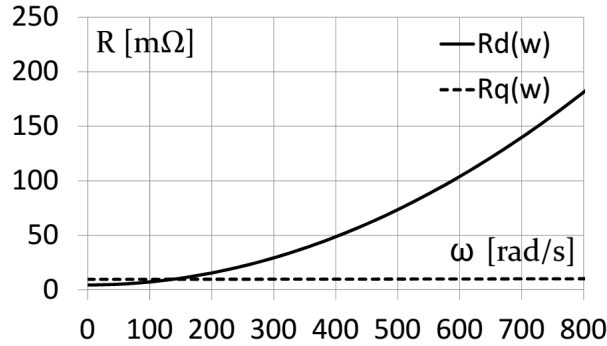


Slika 5.2. Relativno odstupanje estimiranih gubitaka (5.10) od gubitaka potpunog modela AM YDQ6730 u celokupnog radnom opsegu

## 5.2. Strategija optimalne kontrole zasnovana na modelu gubitaka AM

Sinteza optimalne strategije električnog vozila sa *AM* u trajnom režimu rada počinje posmatranjem odnosa koeficijenata (5.12). Kao težinski faktori kriterijumske funkcije gubitaka (5.11), njihov specifični odnos određuje raspodelu kapaciteta struje po optimalnom kriterijumu minimizacije gubitaka.

Slika 5.3 prikazuje funkciju fiktivnih otpora za modelovanje gubitaka u *dq* osama sistema (5.12) u celokupnom opsegu učestanosti napajanja za *AM* YDQ6730. Izražena kvadratna zavisnost sa učestanošću  $\omega_{dq}$  je prisutna kod fiktivnog otpora u *d* osi  $R_d$  dok *q* komponenta otpora  $R_q$  ne pokazuje značajnu osetljivost na pomenutu promenljivu.



Slika 5.3. Zavisnost fiktivnih otpora *dq* osa sa učestanošću napajanja *AM* YDQ6730

U saglasnosti sa prethodnim činjenicama dovoljno je konstatovati da se gubici u gvožđu uglavnom generišu usled direktnih komponenti fluksnih obuhvata vazdušnog zazora. Ovaj fluks je sačinjen od većinske komponente fluksa rotora u *d* osi i preostalog manje izraženog fluksa rasipanja u *q* osi. Specifičnim odnosom  $L_{\gamma r}^2/L_r^2 \approx 0$  se kvantitativno određuje pomenuti odnos *dq* komponenti gubitaka u gvožđu u korist uvećanih gubitaka u *d* osi. Ova analiza je nezavisna od tipa *AM* i važi u svim režimima rada [V2].

Na osnovu prethodnih zaključaka, predlaže se uprošćenija aproksimacija (5.12) koja izostavlja komponentu gubitaka u gvožđu u ekvivalentnoj *q* osi:

$$R_d(\omega_{dq}) = R_s + \frac{\omega_{dq}^2 L_m^2}{R_{Fe}} \quad (5.13)$$

$$R_q(\omega_{dq}) = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}$$

### 5.2.1. Napredni LMC kontroler

Izvođenje *LMC* optimalnog zakona *AM* počinje definisanjem *NLP* sa ograničenjima:

$$\min\{P_{gub}(i_{ds}, i_{qs}) = R_d(\omega_{dq})i_{ds}^2 + R_q(\omega_{dq})i_{qs}^2\}$$

$$k_m(i_{ds}i_{qs} - \alpha i_{ds}^2) \mp m = 0 \quad (5.14)$$

$$i_{ds} \geq 0$$

Pristup sintezi optimalnog *LMC* kontrolera je sličan kao i u *Poglavljju IV* sa razlikom u izmenjenoj definiciji za nelinearnu kriterijumsku funkciju koja u konkretnom slučaju

uvažava celokupan mehanizam gubitaka  $AM$ . Kompaktna forma (5.11) predstavlja celokupan bilans gubitaka u funkciji upravljačkih komponenti struja statora  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$  dok težinski faktori (5.13) određuju prioritet u raspodeli gubitaka po referentnim osama. Ponovo je ograničavajući faktor jednačina balansa momenata  $AM$ , uz razmatranje radnih tačaka sa pozitivnim vrednostima flukseva.

Ponovo se iskorišćava metoda *Lagrange*-ovih množitelja za rešavanje sada novog problema  $NLP$  (5.14). *Laplasijan* funkcija  $\mathcal{L}$  je zavisna od upravljačkih varijabli  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$  i *Lagrange*-ovog koeficijenta  $\lambda_2$  za modelovanje sačinioaca gubitaka  $AM$  u ovom slučaju:

$$\mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_2) = R_d i_{ds}^2 + R_q i_{qs}^2 + \lambda_2 [k_m (i_{ds} i_{qs} - \alpha i_{ds}^2) \mp m] \quad (5.15)$$

Nalaženjem vektora gradijenta  $\mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_2)$  i izjednačavanjem istog sa nulom:

$$\nabla \mathcal{L} = \mathbf{0} \rightarrow \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_2)}{\partial i_{ds}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_2)}{\partial i_{qs}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda_2)}{\partial \lambda_1} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (5.16)$$

dobija se razlaganjem komponenti sistem jednačina:

$$2R_d i_{ds} + \lambda_2 k_T (i_{qs} - 2\alpha i_{ds}) = 0 \quad (5.17)$$

$$2R_q i_{qs} + \lambda_2 k_T (i_{ds}) = 0 \quad (5.18)$$

$$k_m (i_{ds} i_{qs} - \alpha i_{ds}^2) \mp m = 0 \quad (5.19)$$

sa optimalnim strujnim odnosom  $k_G$ :

$$k_G = \frac{i_{ds}}{i_{qs}} = -\alpha \frac{R_q}{R_d} \pm \sqrt{\left(\alpha \frac{R_q}{R_d}\right)^2 + \frac{R_q}{R_d}} \quad (5.20)$$

Motorski režim rada podrazumeva rešenje sa pozitivnim predznakom ispred kvadratnog korena dok generatorski režim rada uzima negativni predznak.

Slični mehanizmi za sintezu i raspodelu strujnih kapaciteta definisani za dva karakteristična režima rada  $AM$  u ovoj disertaciji, trajnog režima definisanog u ovom poglavlju sa (5.20) i intermitentnog režima (4.51) u poglavlju *IV*, mogu dati neke generalne zaključke.

Sličnost optimalnih strujnih odnosa (5.20) i (4.51) je evidentna ukoliko se uvaži sličnost forme kriterijumskih funkcija (5.14) i (4.44) unutar odgovarajućih  $NLP$ . Optimalni odnos strujnih komponenti  $k_G$  se svodi na odnos  $k_M$  u slučaju optimalne  $MAPT$  strategije ukoliko se unutar zavisnosti  $R_d$  i  $R_q$  uvaži da  $R_r \rightarrow 0$  i  $R_{Fe} \rightarrow \infty$ :

$$k_M = -\alpha \left( \lim_{\substack{R_r \rightarrow 0 \\ R_{Fe} \rightarrow \infty}} \frac{R_q}{R_d} \right) \pm \sqrt{\left( \alpha \lim_{\substack{R_r \rightarrow 0 \\ R_{Fe} \rightarrow \infty}} \frac{R_q}{R_d} \right)^2 + \lim_{R_{Fe} \rightarrow \infty} \frac{R_q}{R_d}} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 + 1} \quad (5.21)$$

Razmatranjem (5.21) se efektivno izbacuju iz kriterijumske funkcije (5.10) komponente usled gubitaka u bakru rotora i gubitaka u gvožđu i posmatra se samo komponenta gubitaka u bakru.

Razlika u strategijama se ogleda u specifičnom odnosu komponenti fiktivnih otpora, što je očevidno ukoliko se posmatra specijalni slučaj rešenja bez uvažavanja efekata gubitaka u jednačini ograničenja po momenta, slučaj  $\alpha \rightarrow 0$ :

$$i_{ds} = \sqrt[4]{\frac{R_q}{R_d}} \sqrt{\frac{m}{k_m}}, \quad i_{qs} = \pm \sqrt[4]{\frac{R_d}{R_q}} \sqrt{\frac{m}{k_m}} \quad (5.22)$$

$$k_G = \frac{i_{ds}}{i_{qs}} = \sqrt{\frac{R_q}{R_d}}$$

Poređenjem specijalnog slučaja *LMC* strategije (5.22) sa analognim slučajem u *MAPT* strategiji (4.52) jasno se uočava da optimalna distribucija upravljačkih komponenti struja nastoji da izjednači vrednosti kriterijumske funkcije po  $d$  i  $q$  osi. Identičan udeo u mehanizmu za generisanje momenta imaju obe komponente vektora struje statora te je optimalnost obezbeđena bez obzira na vrednost težinskih koeficijenata. Ovo nije karakteristično za opštiji slučaj kada je  $\alpha \neq 0$  kod koga gubici u gvožđu efektivno umanjuju mehanizam generisanja momenta usled  $q$  komponente struje.

Za dalju analizu se koristi pogodniji oblik predstavljanja:

$$k_{G \alpha \rightarrow 0} = \frac{\sqrt{\frac{R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}}{R_s}}}{\sqrt{\frac{R_s + \frac{\omega_{dq}^2 L_m^2}{R_{Fe}}}{R_s}}} = C_G \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}} \quad (5.23)$$

sa uvedenim definicijama koeficijenata:

$$C_G = \sqrt{1 + \frac{R_r L_m^2}{R_s L_r^2}} \quad (5.24)$$

$$T'_{Fe} = \frac{L_m}{\sqrt{R_s R_{Fe}}} = T_{Fe} \sqrt{\frac{R_{Fe}}{R_s}} \quad (5.25)$$

Konstanta  $C_G$  određuje optimalni odnos strujnih komponenti  $k_G$  u slučaju da su gubici u gvožđu izostavljeni iz posmatrane analize *LMC*,  $R_{Fe} \rightarrow \infty$ . Takođe, konstanta predstavlja granični slučaj predložene *LMC* strategije kada  $\omega_{dq} \rightarrow 0$ , tj. kada se imaju nulti gubici u

gvožđu. Vremenska konstanta  $T'_{Fe}$  određuje graničnu učestanost napajanja pri kojoj su izraženiji efekti gubitaka u gvožđu i gde se odstupa od odnosa  $C_G$  u korist struje u  $q$  osi.

### 5.2.2. Analiza osetljivosti LMC strategije

Predložena LMC strategija poseduje niz problema, uglavnom vezanih za parametarsku nesigurnost modela gubitka:

- Ne uvažava se u obzir uticaj zasićenja magnetnog kola prilikom izvođenja optimalnih relacija. Efekti zasićenja su enkapsulirani unutar parametra induktivnosti magnećenja koji figuriše u oba izraza za elektromagnetni momenat i ukupne gubitke  $AM$ . Egzaktna strategija sa uvažanjem uticaja zasićenja magnetnog kola ima komplikovan karakter i ne može se rešiti analitičkim putem [V3],
- Parametar gubitaka u gvožđu ima promenljiv karakter sa učestanošću napajanja i pogrešna procena zavisnosti  $R_{Fe}(\omega_{dq})$  daje suboptimalne rezultate,
- Parametar otpornosti namotaja statora  $R_s$  se menja sa promenom temperature u mašini. Efekti ovog odstupanja se kompenzuju adaptacijom vrednosti parametra  $R_s$  sa merenjem temperature putem preciznog senzora na statoru u okviru korišćenog pogona električnog vozila visokih performansi, *Poglavlje VI*,
- Parametar otpornosti namotaja rotora  $R_r$  se menja sa promenom temperature u rotorskom kolu mašine. Efekti ovog odstupanja se kompenzuju adaptacijom vrednosti parametra  $T_r$  putem naprednog LSE detalno opisanog u *Poglavlju III*.

U tom pravcu daju se funkcije osetljivosti LMC algoritma po parametrima  $L_m$  i  $R_{Fe}$ .

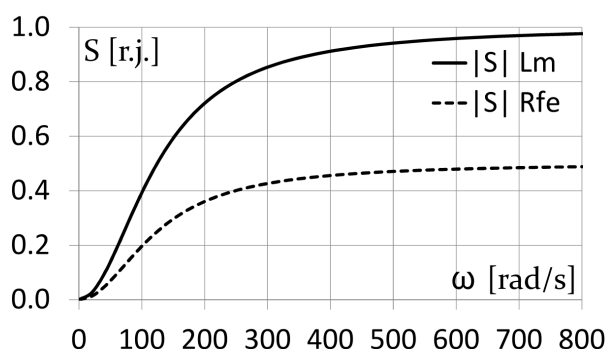
Funkcija relativne osetljivosti  $S_{L_m}$  optimalnog odnosa struja  $k_G$  na odstupanja u parametru induktivnosti magnećenja  $L_m$  je izvedena pod pretpostavkama da je odnos  $L_m/L_r \approx 1$  unutar  $C_G$  kao i da efekti gubitaka u gvožđu ne utiču na smanjenje elektromagnetnog momenta,  $\alpha \rightarrow 0$ . Paralelno se daje i relativna osetljivost  $S_{R_{Fe}}$  na odstupanje u parametru  $R_{Fe}$  izvedena pod sličnim idealizacijama:

$$S_{L_m} \approx \frac{\left(\frac{\partial k_G}{\partial L_m}\right)}{\left(\frac{k_G}{L_m}\right)} = -\frac{(\omega_{dq}L_m)^2}{R_s R_{Fe} + (\omega_{dq}L_m)^2} = -\frac{(\omega_{dq}T'_{Fe})^2}{1 + (\omega_{dq}T'_{Fe})^2} \quad (5.26)$$

$$S_{R_{Fe}} \approx \frac{\left(\frac{\partial k_G}{\partial R_{Fe}}\right)}{\left(\frac{k_G}{R_{Fe}}\right)} = \frac{(\omega_{dq}L_m)^2}{2(R_s R_{Fe} + (\omega_{dq}L_m)^2)} = \frac{1}{2} \frac{(\omega_{dq}T'_{Fe})^2}{1 + (\omega_{dq}T'_{Fe})^2} \quad (5.27)$$

Funkcionalne zavisnosti relativnih osetljivosti na promene u parametrima  $L_m$  i  $R_{Fe}$  sa učestanošću napajanja su prikazane na *Slici 5.4* za slučaj  $AM$  YDQ 6730.

Nelinearne karakteristike apsolutne osetljivosti pokazuju značajna odstupanja optimalnog odnosa  $k_G$  pri uvećanim učestanostima  $\omega_{dq}$ . Osetljivost na odstupanja u parametru  $L_m$  je dvostruko izraženija u odnosu na odstupanje u parametru  $R_{Fe}$  u celokupnom opsegu učestanosti i konvergira ka jedinici. Negativan predznak  $S_{L_m}$  naznačava da je odnos  $k_G$  manji od optimalnog kada se uvaži pretpostavka o induktivnosti veća od stvarne vrednosti u pogonu. To je u suprotnosti sa slučajem kada se posmatra  $S_{R_{Fe}}$  gde pozitivan predznak funkcije nagoveštava da se strujni odnos uvećava u odnosu na optimalni ukoliko se ima precenjena estimacija parametra.

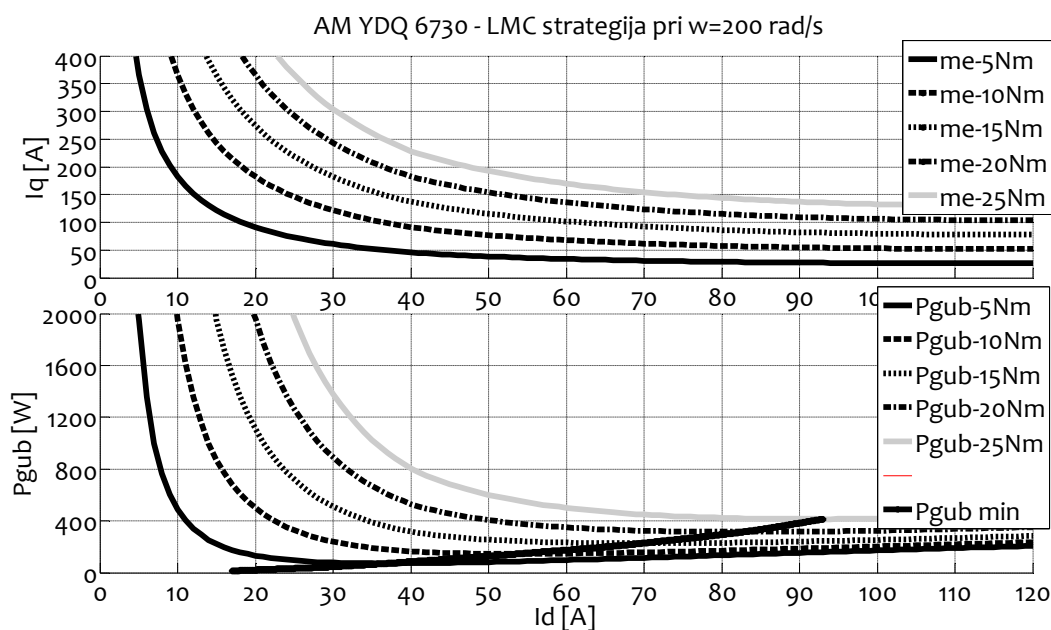


Slika 5.4. Relativne osetljivosti na promene u parametrima  $L_m$  i  $R_{Fe}$  AM YDQ 6730

Nepovoljna funkcionalna zavisnost osetljivosti dodatno osnažava potrebu za uvođenjem adaptacije strujne raspodele zasnovane na algoritmima pretraživanja minimuma gubitaka u pogonu sa *AM*.

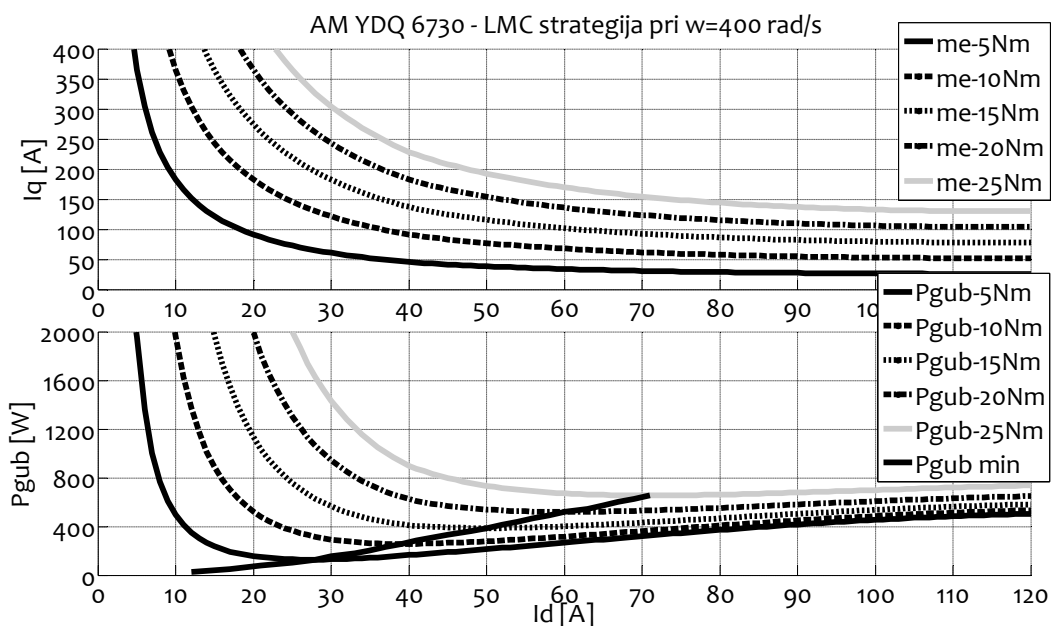
### 5.2.3. Karakteristike performansi predložene LMC strategije

Grafički prikaz relevantnih karakteristika za opis napredne strategije *LMC* je dat na Slikama 5.5–5.7 za tri karakteristične vrednosti učestanosti napajanja,  $\omega_{dq} \in \{200, 400, 600\}$  AM YDQ6730. Predstavljeni rezultati uključuju nelinearne efekte zasićenja magnetnog kola i simulirani su na aproksimativnom modelu *AM*.

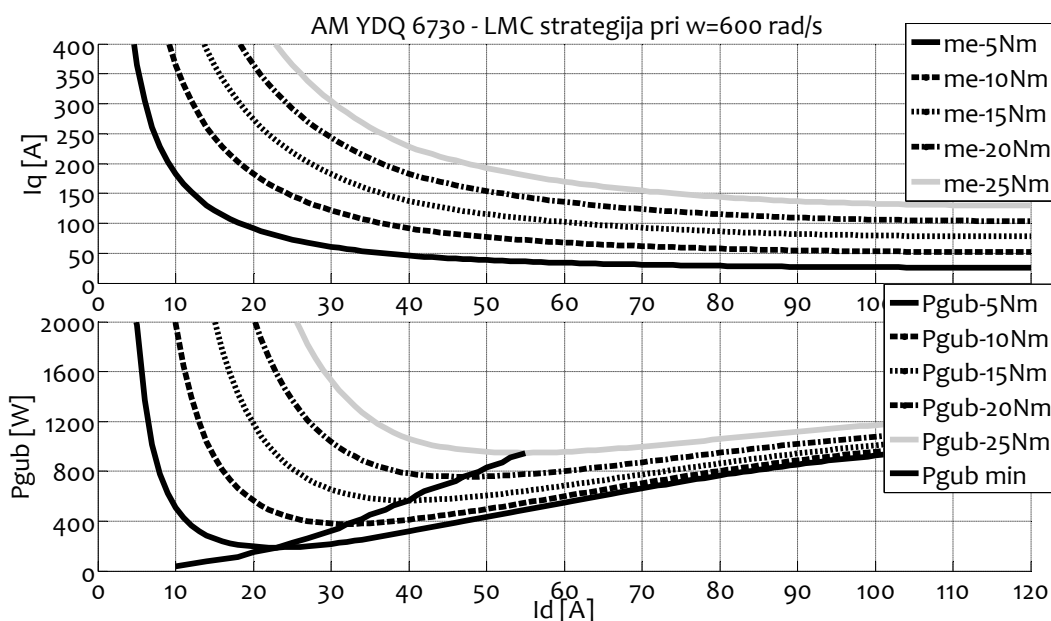


Slika 5.5. Familije krivih konstantnog momenta i gubitaka motora *LMC* optimalne strategije sa za AM YDQ 6730 pri referenci  $\omega_{dq} = 200$  rad/s

Familije krivih konstantnog momenta prikazuju moguće parove komponenti  $dq$  struja kojima se obezbeđuje mehanički balans u (5.14). Familije krivih kontrolabilnih gubitaka na istim graficima pokazuju da postoje radne tačke koje obezbeđuju rešenje *NLP* tj. u njima je ostvaren optimalan rad pogona sa minimalnim gubicima. Skup radnih tačaka za više različitih vrednosti momenata je označen karakteristikama  $P_{gub}^{min}$ . Uvećanjem učestanosti napajanja uvećava se nagib  $i_{qs} = f(i_{ds})$  što je u skladu sa teoretskim zaključcima iznetim prilikom analize predložene *LMC* strategije.



Slika 5.6. Familije krivih konstantnog momenta i gubitaka motora LMC optimalne strategije sa za AM YDQ 6730 pri referenci  $\omega_{dq} = 400 \text{ rad/s}$



Slika 5.7. Familije krivih konstantnog momenta i gubitaka motora LMC optimalne strategije sa za AM YDQ 6730 pri referenci  $\omega_{dq} = 600 \text{ rad/s}$

Odstupanje snimljenih zavisnosti od referentne karakteristike  $\Delta k_G$  je uzrokovano uključenjem mehanizma saturacije unutar simulacionog modela AM i prikazano u formi Tabele IV–VI za karakteristične vrednosti učestanosti napajanja.

Na osnovu prikazanih tabelarnih podataka uočava se trend smanjenja odstupanja  $\Delta k_G$  sa povećanjem učestanosti napajanja. Vrednost reference fluksa je smanjena kako bi se redukovali sve dominantniji gubici u gvožđu u opsegu viših učestanosti. Smanjeni fluksevi u mašini podrazumevaju rad pogona u linearnom delu karakteristike magnećenja gde uticaj zasićenja nije prisutan. Procenutalno odstupanje ispod 1% u opsegu  $\omega_{dq} \geq 600 \text{ rad/s}$  za slučaj AM YDQ6730 korišćene unutar simulacija nagoveštava mogućnost zanemarenja efekta



zasićenja u pomenutom opsegu rada i karakteriše robusnost i preciznost procene optimalne radne tačke.

Tabela IV. Odstupanja optimalnih komponenti struja statora za različite vrednosti momenata opterećenja pri učestanosti  $\omega_{dq} = 200 \text{ rad/s}$  AM YDQ 6730

<b>AM YDQ 6730: <math>\omega_{dq} = 200 \text{ rad/s}</math></b>					
$m_e$	$i_{ds}^{opt}$	$i_{qs}^{opt}$	$i_{ds}^{opt} (5.20)$	$i_{qs}^{opt} (5.20)$	$\Delta k_G = k_G^{opt} / k_G^{5.20} - 1$
[Nm]	[A]	[A]	[A]	[A]	[%]
5	39.3	49.5	40.3	50.8	0.00
10	55.6	70.0	59.6	75.1	-0.04
15	70.6	91.8	74.0	93.2	-3.13
20	84.5	116.9	95.7	120.6	-8.96
25	92.1	139.4	111.5	140.5	-16.78

Tabela V. Odstupanja optimalnih komponenti struja statora za različite vrednosti momenata opterećenja pri učestanosti  $\omega_{dq} = 400 \text{ rad/s}$  AM YDQ 6730

<b>AM YDQ 6730: <math>\omega_{dq} = 400 \text{ rad/s}</math></b>					
$m_e$	$i_{ds}^{opt}$	$i_{qs}^{opt}$	$i_{ds}^{opt} (5.20)$	$i_{qs}^{opt} (5.20)$	$\Delta k_G = k_G^{opt} / k_G^{5.20} - 1$
[Nm]	[A]	[A]	[A]	[A]	[%]
5	28.1	59.7	22.9	48.6	0.00
10	40.4	86.6	35.3	74.9	-0.88
15	51.0	110.4	45.0	95.5	-1.85
20	61.5	133.6	58.0	123.3	-2.20
25	70.3	154.7	66.7	141.8	-3.64

Tabela VI. Odstupanja optimalnih komponenti struja statora za različite vrednosti momenata opterećenja pri učestanosti  $\omega_{dq} = 600 \text{ rad/s}$  AM YDQ 6730

<b>AM YDQ 6730: <math>\omega_{dq} = 600 \text{ rad/s}</math></b>					
$m_e$	$i_{ds}^{opt}$	$i_{qs}^{opt}$	$i_{ds}^{opt} (5.20)$	$i_{qs}^{opt} (5.20)$	$\Delta k_G = k_G^{opt} / k_G^{5.20} - 1$
[Nm]	[A]	[A]	[A]	[A]	[%]
5	24.5	81.0	24.4	75.6	0.00
10	32.1	108.4	30.5	102.9	-0.37
15	40.4	135.7	38.0	128.4	-0.51
20	45.9	155.9	46.4	156.6	-0.63
25	54.3	184.0	56.9	192.1	-0.95

Ipak, nemodelovani efekat zasićenja daje značajna odstupanja od optimalne radne tačke kod opterećenog pogona u opsegu niskih učestanosti napajanja. Preciznost procene putem predloženog LMC nije u potpunosti obezbeđena u svim režimima rada i ima se približna aproksimacija optimalne radne tačke.

#### 5.2.4. Dodatne analize i zakonitosti u okviru LMC optimizacionog algoritma

Za potrebe sticanja načelnih relacija i odnosa koje postoje između promenljivih od značaja u pogonu optimizovanom po gubicima vrši se analiza zavisnosti pojedinačnih kontrolabilnih gubitaka pogona od brzine i momenta opterećenja. Celokupna analiza je prikazana u stacionarnom stanju gde je elektromagnetni momenat jednak momentu opterećenja. U cilju smanjenja složenosti orijentacionih relacija podrazumeva se da je uticaj

aktivne komponente usled gubitaka u gvožđu zanemariv u mehanizmu generisanja momenta, što navodi da se koristi uprošćeni obrazac (4.21).

Kombinacijom izraza za elektromagnetni momenat sa optimalnim strujnim odnosom  $k_G$  dobijaju se relacije koje se koriste za izvođenje analitičkih zavisnosti pojedinačnih gubitaka  $AM$  od elektromagnetnog momenta i brzine obrtanja mašine:

$$m_e = m_{opt} = k_m k_G i_{qs}^2 = k_T C_G \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}} i_{qs}^2 \quad (5.28)$$

$$m_e = m_{opt} = k_m \frac{i_{ds}^2}{k_G} = k_T \sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2} \frac{i_{ds}^2}{C_G} \quad (5.29)$$

Uvrštavanjem prethodnih izraza za momenat  $AM$  unutar relacija za pojedinačne gubitke dobija se:

$$P_{cu} = \frac{R_s}{k_m} C_G \frac{2 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}{\sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}} m_{opt} \quad (5.30)$$

$$P_{Fe} = \frac{R_s}{k_m} C_G \frac{(\omega_{dq} T'_{Fe})^2}{\sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}} m_{opt} \quad (5.31)$$

Ukupni kontrolabilni gubici optimizovanog pogona  $AM$  su linearna funkcija momenta opterećenja:

$$P_{gub} = P_{cu} + P_{Fe} = 2 \frac{R_s}{k_m} C_G \sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2} m_{opt} \quad (5.32)$$

Može se pokazati da specifični odnos ukupnih gubitaka po momentu opterećenja u konkretnom slučaju linearne zavisnosti (5.32) predstavlja definisani Laplace–ov množitelj  $\lambda_2$ :

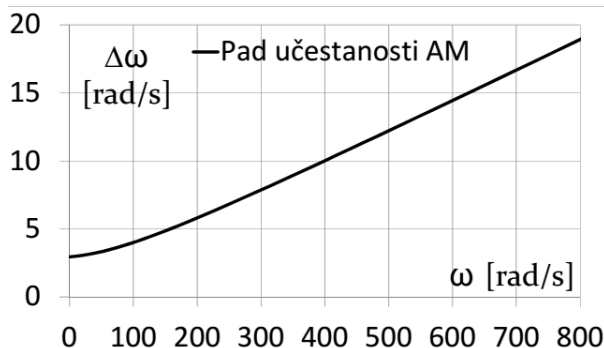
$$\lambda_2 = \frac{\partial P_{gub}}{\partial m_{opt}} = \frac{P_{gub}}{m_{opt}} = \frac{2}{k_m} \sqrt{R_d R_q} \quad (5.33)$$

Fizička interpretacija adaptivnog parametra  $\lambda_2$  označava gubitak učestanosti  $\Delta\omega_{dq}$  u procesu konverzije energije optimizovanog pogona  $AM$ . Gubitak učestanosti  $\Delta\omega_{dq}$  je nezavistan od momenta opterećenja i menja se sa  $\omega_{dq}$ . Za  $AM$  YDQ6730 funkcionalna zavisnost  $\lambda_2(\omega_{dq})$  je prikazana na Slici 5.8.

Od interesa je posmatrati specifične komponente gubitaka u bakru  $k_{cu}$  i gvožđu  $k_{Fe}$  po jedinici momenta:

$$k_{cu} = \frac{P_{cu}}{m_{opt}} = \frac{R_s}{k_m} C_G \frac{2 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}{\sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}} \quad (5.34)$$

$$k_{Fe} = \frac{P_{Fe}}{m_{opt}} = \frac{R_s}{k_m} C_G \frac{(\omega_{dq} T'_{Fe})^2}{\sqrt{1 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2}} \quad (5.35)$$

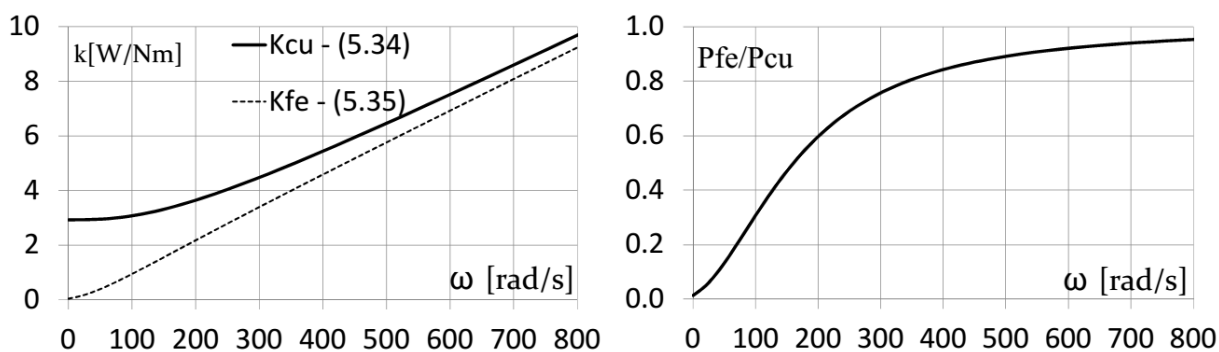


Slika 5.8. Zavisnosti  $\lambda_2$  u funkciji  $\omega_{dq}$  AM YDQ6730

Parametri (5.34) – (5.35) direktno oslikavaju odnose između pojedinačnih gubitaka optimizovanog pogona. Odnos gubitaka u gvožđu i bakru iznosi u posmatranom slučaju iznosi:

$$\frac{P_{Fe}}{P_{cu}} = \frac{k_{Fe}}{k_{cu}} = \frac{(\omega_{dq} T'_{Fe})^2}{2 + (\omega_{dq} T'_{Fe})^2} \quad (5.36)$$

Slika 5.9 prikazuje zavisnosti specifičnih gubitaka (5.34) – (5.35) i njihovog odnosa (5.36) za slučaj optimizovanog pogona AM YDQ6730.



a) Specifični gubici AM  $k_{cu}$  i  $k_{Fe}$

b) Odnos specifičnih gubitaka  $P_{Fe}/P_{cu}$

Slika 5.9. Karakteristični odnosi specifičnih gubitaka AM prilikom optimizacije

Sa prikazanih dijagrama zavisnosti se uočava da udeo gubitaka u gvožđu u odnosu na gubitke u bakru raste sa porastom frekvencije napajanja. Odnos teži jedinici pri veoma visokim referencama učestanosti kada je  $(\omega_{dq} T'_{Fe})^2 \gg 2$  kada se izjednačavaju komponente gubitaka.

### 5.3. Strategija optimalne kontrole zasnovana na algoritmu pretraživanja

Standardni pristupi zasnovani na LMC algoritmima zavise od parametara i/ili zahtevaju ispravnu orijentaciju polja kako bi se osigurala optimalna efikasnost. Ove

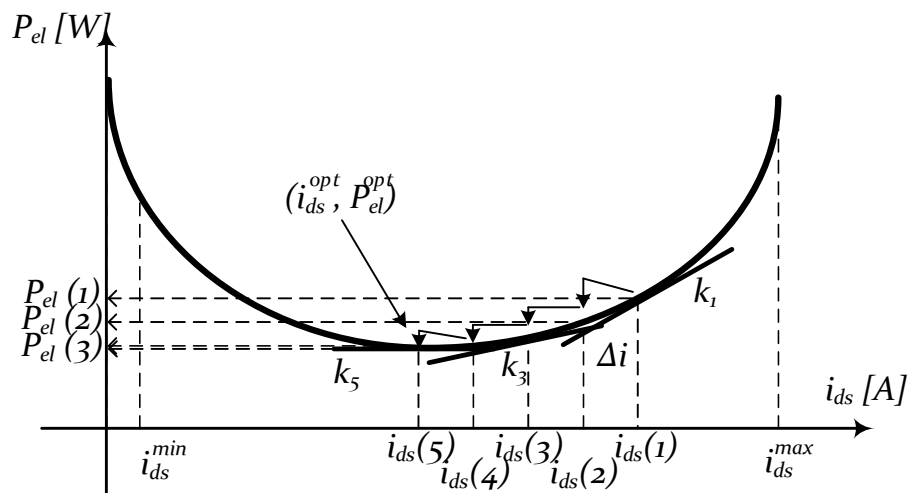
nesigurnosti su glavni razlog zašto je neophodna primena dodatnih metodologija za uvećanje efikasnosti. Razmatranja u prethodnom delu poglavlja apostrofiraju neophodnost nadogradnje *LMC* pristupa dodatnim mehanizmom pretrage kako bi se kompenzovali nedostaci analitičkih pristupa. Kombinovanjem predloženog *LMC* algoritma sa algoritmom pretraživanja može se dobiti brza, precizna i robusna identifikacija karakteristike optimalne efikasnosti. Algoritam za pretraživanje minimalnih gubitaka mora obezbediti kompenzaciju efekata odstupanja parametara i nemodelovane dinamike. Osiguranjem pomenutih svojstava je moguće obezbediti optimalno upravljanje pogonom *AM* sa maksimalnom efikasnošću.

Odabir mehanizma pretrage zavisi isključivo od raspoloživih senzora/opreme za merenje u pogonu. Precizna detekcija faznih struja i napona u pogonu *AM* performansi je osnovni preduslov za konstrukciju naprednih algoritama. Korišćenjem informacija o struji i naponu može se ostvariti precizna procena ulazne aktivne snage. Upoređivanjem ulazne snage u susednim odbircima, algoritam upravljanja učestalo menja referencu fluksa i smanjuje ulaznu snagu. U radnom režimu definisanim konstantnim izlaznim momentom opterećenja i konstantnom referencom brzine, minimalna ulazna snaga obezbeđuje minimalne gubitke, maksimalnu energetska efikasnost i optimalan rad pogona.

### 5.3.1. Kontroler pretrage zasnovan na gradijntnom metodu

Algoritam pretraživanja predložen u ovom radu spada u grupu gradijntnih optimizatora energetske efikasnosti. Algoritam se oslanja na procenu ulazne električne snage *AM*. Preciznije, posmatra se nivo promene ulazne snage prilikom preturbacije signala reference fluksa i donosi se zaključak o smeru promene vrednosti reference fluksa. Postupak se ponavlja na način da se obezbedi kontinualno smanjenje vrednost snage u narednim odbircima.

Princip pretraživanja po metodi gradijnta ulazne električne snage  $P_{el}$  je prikazan na Slici 5.10.



Slika 5.10. Algoritam za pretraživanje optimalne radne tačke minimalne ulazne snage baziran na metodi pretrage gradijnta ulazne snage

Karakteristika stacionarnog stanja ulazne snage *AM* u funkciji reference fluksa ima konveksan karakter [V4]. Prikazana je principiska kriva zavisnosti u specifičnoj radnoj tački sa konstantnim momentom opterećenja i referencom brzine. Uočljiva je ekstremna tačka karakteristike koja predstavlja globalni minimum  $(i_{ds}^{opt}, P_{el}^{opt})$ . Ostale tačke na karakteristici takođe obezbeđuju rad pogona sa referentnom brzinom obrtanja i momentom opterećenja.

Ipak, u pomenutim slučajevima se postiže eksploatacija pogona sa većim utroškom aktivne ulazne snage. Pozicioniranje pogona u ekstremnu tačku se postiže odgovarajućom promenom reference fluksa. Posmatra se opseg promene fluksa između minimalne i maksimalne vrednosti ( $i_{ds}^{min} \div i_{ds}^{max}$ ).

Algoritam menja referencu fluksa,  $i_{ds}(n)$ , sa korakom  $\Delta i$  u posmatranoj  $n$ -oj iteraciji. Smer promene fluksa se određuje procenom nagiba tangente  $k(n) = \partial P_{el} / \partial i_{ds}$ :

$$k(n) = \frac{\partial P_{el}}{\partial i_{ds}} \approx \frac{P_{el}(nT) - P_{el}(nT - T)}{\Delta i} \quad (5.37)$$

gde  $T$  predstavlja periodu rada algoritma za preturbaciju reference fluksa.

Strategija promene fluksa se analitički definiše na sledeći način:

$$\begin{aligned} k(nT) < 0 &\rightarrow i_{ds}(nT + T) = i_{ds}(nT) + \Delta i \\ k(nT) > 0 &\rightarrow i_{ds}(nT + T) = i_{ds}(nT) - \Delta i \end{aligned} \quad (5.38)$$

Strategija pretraživanja (5.38) se zasniva na metodi opadanja gradijenta, i osigurava da apsolutna vrednost nagiba  $k$  konvergira ka nuli u vremenu. Optimalna tačka je osigurana u slučaju kada nagib dostigne nultu vrednost.

### 5.3.2. Karakteristike performanse gradijetnog algoritma za pretraživanje

Iako jednostavna, predložena metoda ima određene nedostatke koji mogu ograničiti domen njene primene. Glavni nedostaci metode su:

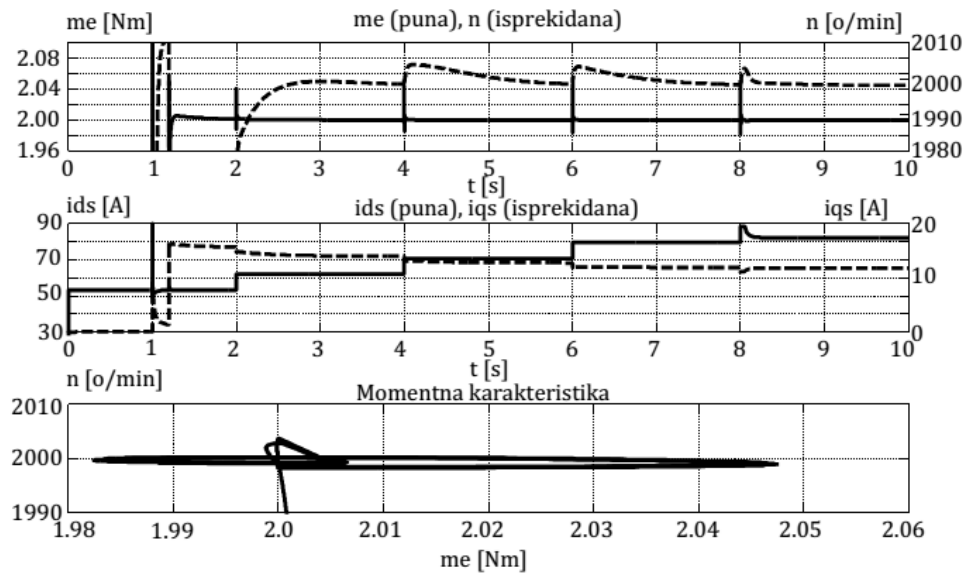
- Problem sa pogrešnom procenom snage u pogledu ne idealne detekcije/obrade ulaznih mernih signala
- Nagle promene uslova vožnje (oscilacije momenta i brzine obrtanja rotora) u vezi sa procesom pretraživanja

Prvi problem zahteva precizno merenje i obradu informacije o naponu i struji unutar pogona. Ugradnja senzora snage nije praksa čak ni u okviru pogona visokih performansi. Tada se pribegava njenoj estimaciji na osnovu informacija o struji i naponu. Prisutan šum u faznim strujama, prigušenje signala indukovanog napona i fazno kašnjenje moraju biti pažljivo kompenzovani unutar mernih povratnih sprega, kako bi se konstruisao precizan estimator snage. Algoritam pretraživanja se izvodi na osnovu kvaliteta procene ulazne električne snage  $AM$  [V4].

U ovom radu se analizira pogon električnog vozila koji raspolaže preciznim sensorima za merenje napona i struje statora  $AM$ . Kontroler raspolaže tačnim informacijama o ovim veličinama i moguće je pažljivim procesuiranjem dobiti preciznu informaciju o električnoj snazi. Detaljniji opis pogona, raspoloživih senzora i estimacija snage se daje u okviru poglavlja koje se bavi opisom njegovog prototipa.

Druga konstatacija nagoveštava uticaj unesenih preturbacija na uslove vožnje. Glavni nedostatak bilo kog algoritma za pretraživanje jesu neželjene oscilacije promenljivih stanja sistema izazvane procesom pretraživanja optimuma [V5]. Predefinisana promena reference fluksa u  $AM$  optimizuje proces vožnje uvećavajući efikasnost rada i radni ciklus izvora na račun oscilacija momenta i brzine u stacionarnom stanju. Nivo oscilacija zavisi od veličine promene fluksa.

Na *Slici 5.11* izvršena je simulacija algoritma pretraživanja (5.37)–(5.38) na pogonu *AM YDQ6730* u karakterističnoj radnoj tački određenoj brzinom obrtanja  $n = 2000 \text{ o/min}$  i elektromagnetnim momentom  $m_e = 2 \text{ Nm}$ .



*Slika 5.11. Simulacija tipične oscilacije radne tačke AM YDQ6730 kada je nametnuta promena fluksa u diskretnim koracima  $\Delta i$*

Nametnuta je promena reference fluksa u diskretnim koracima  $\Delta i = 5 \text{ A}$ . Sledeći zaključci se mogu izvesti na osnovu posmatranja specifičnog pogonskog slučaja. Vremenski odzivi elektromagnetnog momenta (puna kriva) i brzine obrtanja (isprekidana kriva) prilikom unesenih preturbacija komponenti struja pokazuju nagle oscilacije momenta i brzine obrtanja u trenucima nametnutih promena. Trajektorija radne tačke u faznoj ravni *momentat–brzina* pokazuje veličinu odstupanja radne tačke u kvazi–stacionarnom režimu dok traje pretraga.

Da bi se izbegla nagla promena i oscilacije radne tačke, pretraga u koracima je modifikovana korišćenjem mehanizma promene reference po *rampa* funkciji. U sistem se unosi postepena preturbacija fluksa sa ograničenom brzinom promene. Dirigovana promena fluksa u vremenu putem rampe ograničava talasni spektar za injektovanje i umanjuje negativne efekte oscilacija izlazne radne tačke pogona. Upotrebljava se prosta linearna *rampa* funkcija opisana sa:

$$i_{ds}(t) = i_{ds}(nT) \pm k_{ramp}t \rightarrow k_{ramp} = \frac{\Delta i}{T_{ramp}} \tag{5.39}$$

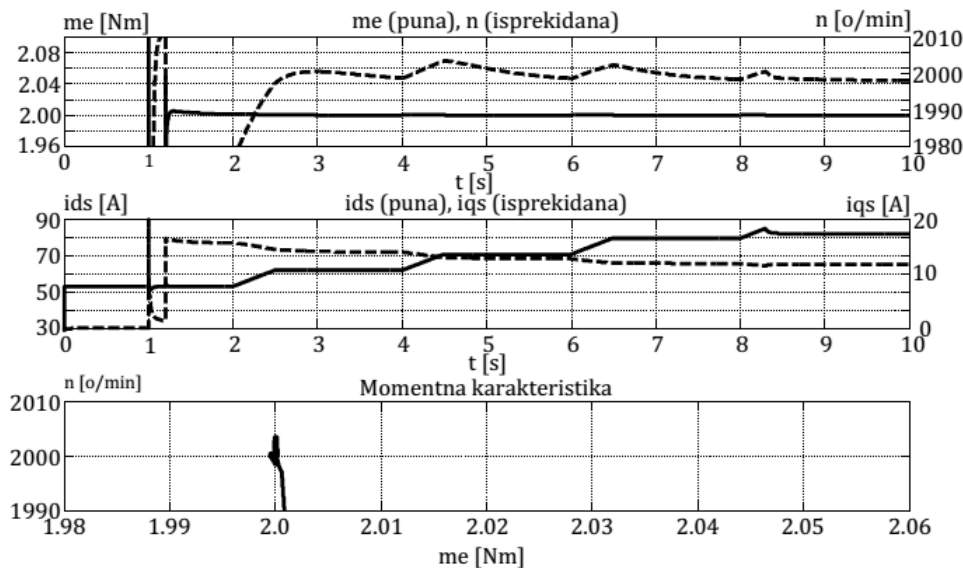
$$k(nT) < 0 \rightarrow \text{predznak} + \quad k(nT) > 0 \rightarrow \text{predznak} -$$

gde je sa  $k_{ramp}$  označen parametar nagiba promene reference.

Na *Slici 5.12* izvršena je nova simulacija sa unapređenom algoritmu pretraživanja koji koristi (5.39). Uslovi eksploatacije su identični kao u slučaju prikazanom na *Slici 5.11*. Izabrana je perioda trajanja rampe  $T_{ramp} = 0.5 \text{ s}$ .

Ponovo, bez gubitaka opštosti prilikom razmatranja specifičnog režima rada mogu se izvesti generalni zaključci. Pozitivni efekti adaptacije reference fluksa po rampi (5.39) u odnosu na slučaj kada je nametnuta diskretna promena  $\Delta i$  se uočavaju posmatranjem fazne trajektorije radne tačke. Oscilacije brzine su smanjene u izvesnoj meri dok su oscilacije u momentu u potpunosti redukovane. Ukoliko se produži vreme trajanja rampe  $T_{ramp}$  dodatno

će se ograničiti spektar injektovanih komponenti, što će se pozitivno odraziti na oscilacije radne tačke. Ukoliko brzina pretrage nije od primarnog značaja, moguće je potisnuti negativne efekte preturbacija na oscilacije radne tačke.



Slika 5.12. Simulacija tipične promena reference fluksa po rampi i odgovarajuća fazna trajektorija radne tačke AM YDQ6730

Dodatni kvalitet metode pretraživanja se može dobiti procesuiranjem odbiraka ulazne snage na sledeći način:

$$P_{el}^{sr}(nT) = \frac{\sum_{j=1}^m P_{el}(j)}{T} \quad (5.40)$$

Usrednjavanjem  $m$  odbiraka ulazne električne snage u intervalu  $T$  vrši se proces filtriranja signala snage i usrednjuje se uticaj mernog šuma. Mehanizam proračuna srednje vrednosti snage  $P_{el}^{sr}$  u vremenskoj instanci  $nT$  je od naročite važnosti za unapređenje konvergencije pretrage. Performanse gradijentnog algoritma pretrage se narušavaju u značajnoj meri ukoliko u signal poseduje značajnu komponentu šuma. Korišćenjem (5.40) mogu se potisnuti negativni efekti mernog šuma na pogrešnu procenu gradijenta snage  $k(n)$  i postići kvalitet pretrage.

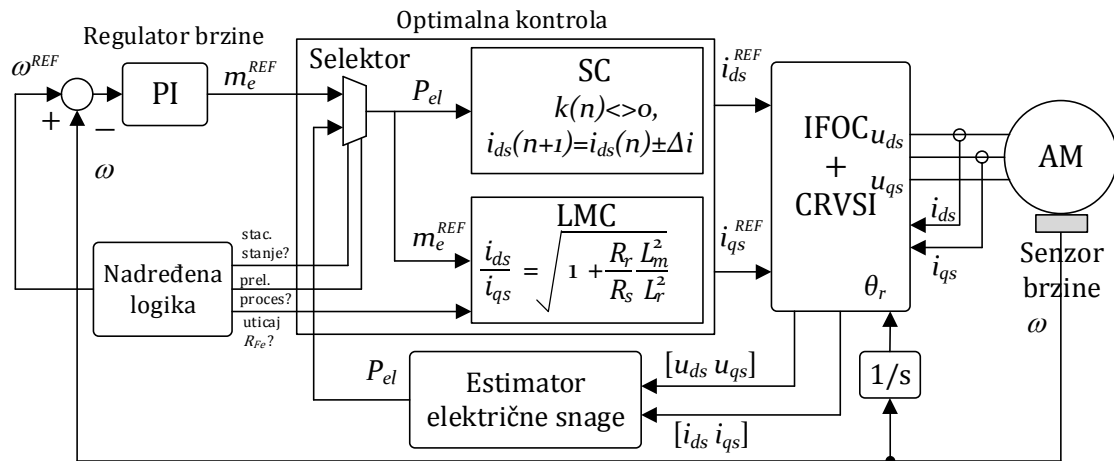
#### 5.4. Hibridni kontroler energetske efikasnosti AM

Izneta teorijska razmatranja u ovom poglavlju su nagovestila potrebu o konstrukciji hibridnog kontrolera energetske efikasnosti AM u trajnom režimu rada. Na Slici 5.13 je prikazan blok dijagram hibridnog kontrolera.

Regulator brzine PI tipa poredi referentnu brzinu rotora  $\omega^{REF}$  sa izmerenom  $\omega$  i na osnovu signala greške proračunava potrebnu referencu momenta  $m_e^{REF}$ . Referenca momenta se prosleđuje u blok *Optimalna kontrola*. Dodatni ulaz u optimalni blok je signal električne snage  $P_{el}$  izračunate iz bloka *Estimator električne snage*. Izlazni signali su optimalne reference vektora struje statora  $i_{ds}^{REF}$  i  $i_{qs}^{REF}$ . Nezavisno od iskorišćenog mehanizma za proračun referenci struja, sledeći blok u nizu, *FOC+CRVSI*, pretvara strujne komande u naponske signale  $u_{ds}$  i  $u_{qs}$  za uspostavljanje željenih vrednosti fluksa i momenta unutar AM.

Na osnovu upravljačkih signala nadređene logike selektuje se jedan od dva optimalna algoritma: *LMC* ili *SC*. Ukoliko se pogon nalazi van stacionarnog stanja, proračun referentnih struja vrši *LMC* optimalni blok. Na osnovu informacije o elektromagnetnom momentu algoritam postavlja vrednosti referenci struja (5.22). Modifikacija strujnog odnosa se postiže korišćenjem (5.20) u slučajevima većih učestanosti napajanja kada je važno uvažiti uticaj gubitaka u gvožđu.

Ulaskom pogona u stacionarno stanje, blok *SC* modifikuje vrednost referenci struja po definisanom gradijentnom algoritmu pretrage (5.37), (5.39) koristeći se informacijama o odbircima ulazne električne snage (5.40).



Slika 5.13. Blok dijagram hibridnog kontrolera energetske efikasnosti AM

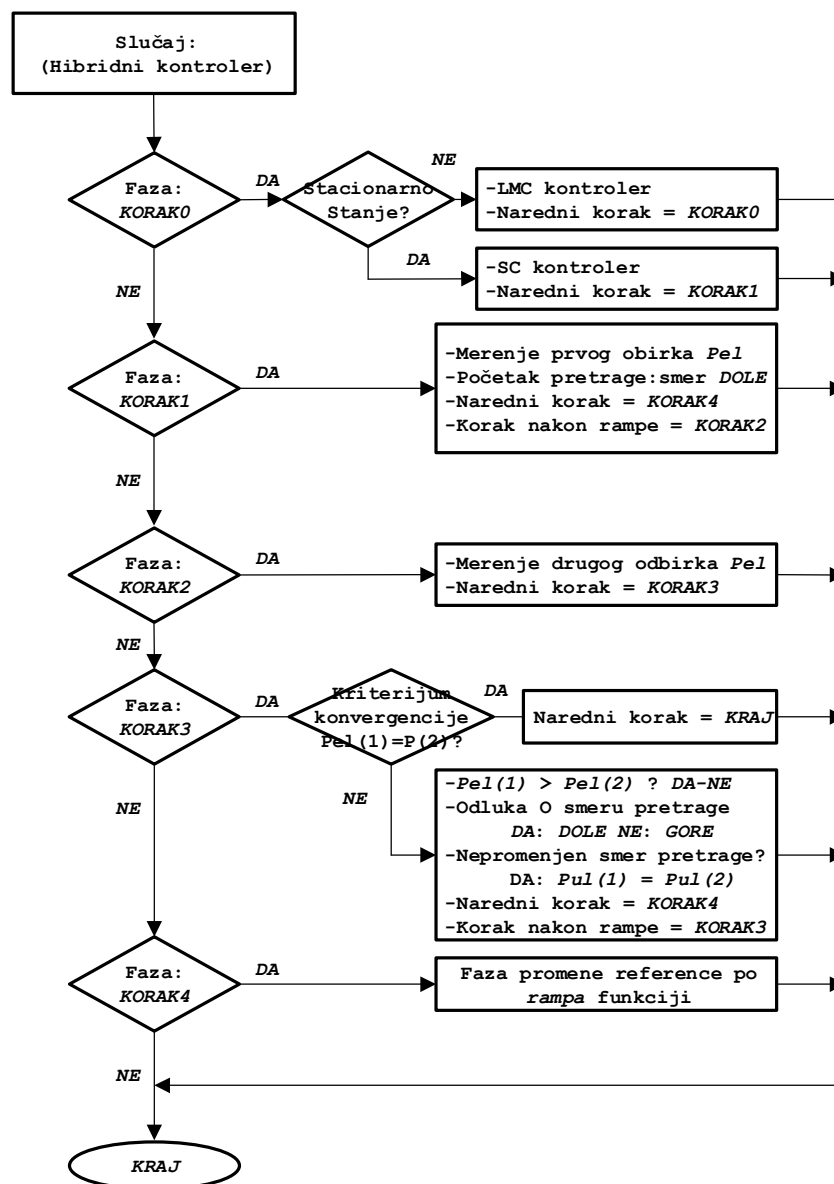
Sinhronizacija rada *LMC* i *SC* algoritama unutar optimalnog bloka je obezbeđena korišćenjem mašine stanja hibridnog kontrolera. Blok dijagram algoritma mašine stanja kontrolera energetske efikasnosti AM je prikazan na Slici 5.14.

Karakteristične faze mašine stanja su označene labelama **KORAK0–KORAK4**. U nastavku se daje kratak opis pojedinačnih faza kao i komandi koje se izvršavaju unutar njih:

- **KORAK0**: Faza rada *LMC* kontrolera.
  - Proračun referenci struja vrši *LMC* algoritam
  - Vrši se provera da li se pogon nalazi u stacionarnom stanju:
    - Ukoliko je upit netačan mašina stanja ostaje u trenutnoj fazi
    - Ukoliko je upit tačan, mašina stanja prelazi u fazu **KORAK1**
- **KORAK1**: Inicijalna faza rada *SC* kontrolera.
  - Merenje početnog odbirka električne snage  $P_{el}(1)$
  - Nameće se smer promene fluksa prema dole, labela *DOLE*
  - Mašina stanja prelazi u međufazu **KORAK4**, faza nakon primene rampe reference fluksa je **KORAK2**
- **KORAK2**: Predfaza *SC* kontrolera.
  - Merenje drugog odbirka električne snage  $P_{el}(2)$  pri smanjenoj referenci fluksa
  - Prelazak mašine stanja u fazu **KORAK3**
- **KORAK3**: Faza pretrage:
  - Poređenje odbiraka električne snage u dva ekvidistantna vremenska trenutka sa referencama fluksa koje se razlikuju za  $\Delta i$
  - Provera kriterijuma konvergencije algoritma  $P_{el}(1) = P_{el}(2)$ :
    - *DA*: Kraj pretrage.



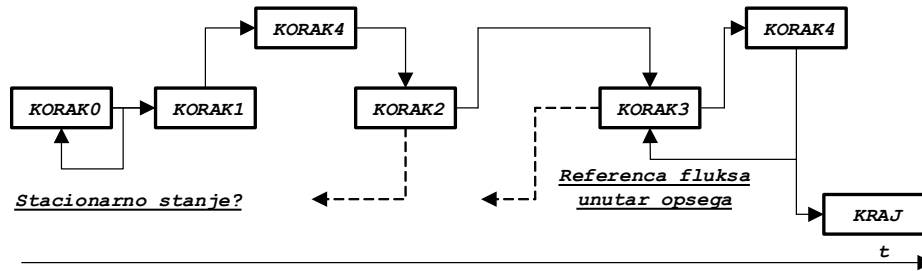
- *NE*: Provera smera pretrage
  - Donošenje odluke o daljem smeru pretrage:
    - Slučaj:  $P_{el}(1) > P_{el}(2)$ : smer pretrage *DOLE*
    - Slučaj:  $P_{el}(1) < P_{el}(2)$ : smer pretrage *GORE*
  - Provera promene smera pretrage:
    - *DA*: Ažuriranje odbiraka snage  $P_{el}(1) = P_{el}(2)$ . Novi odbirak snage se tretira u sledećoj iteraciji kao stari.
    - *NE*: Smanjenje koraka  $\Delta i$ . Pretraga se nastavlja u istom smeru sa manjim korakom.
  - Mašina stanja prelazi u međufazu **KORAK4**, faza nakon primene rampe reference fluksa je ponovo **KORAK3**
- **KORAK4**: Međufaza *SC* kontrolera.
  - Promena reference fluksa po rampa funkciji (5.37)
  - Povratak u fazu **KORAK2**: ili **KORAK3** u zavisnosti od koraka ulaska.



Slika 5.14. Blok dijagram algoritma mašine stanja hibridnog kontrolera AM

Mašina stanja konstruisana u skladu sa prethodnim konstatacijama obezbeđuje konvergenciju pretrage i nameće rad pogona  $AM$  u optimalnoj tački maksimalnog stepena iskorišćenja. Odstupanje snage pri odstupanju reference fluksa se poredi čime se indirektno određuje gradijent snage (5.37). Algoritam u fazi  $KORAK3$  simulira (5.39) i posledično obezbeđuje konvergenciju pretrage.

Vremenski dijagram toka izvršenja koraka mašine stanja hibridnog kontrolera energetske efikasnosti  $AM$  je prikazan na Slici 5.15.



Slika 5.15. Vremenski dijagram toka izvršavanja koraka mašine stanja hibridnog kontrolera energetske efikasnosti  $AM$

Sa istog dijagrama se vidi da je moguć prekid pretraživanja u bilo kojoj fazi u slučaju da je narušen kriterijum za stacionarno stanje. Mašina stanja prekida pretragu i vraća kontrolu  $LMC$  delu. U slučaju da nadređena logika nametne promenu reference brzine  $\omega^{REF}$  narušiće se uslov stacionarnosti radne tačke:

$$\frac{dx}{dt} < \Delta x, \forall t \geq T, \quad x = [\omega \quad m_e]^T \quad (5.41)$$

definisane vektorom stanja  $x$ .

$$\Delta x = [\Delta\omega_{MAX} \quad \Delta m_{eMAX}]^T \quad (5.42)$$

Dozvoljeno odstupanje vektora stanja  $\Delta x$  definiše praktični uslov stacionarnost radne tačke. Izbor vrednosti dozvoljenog odstupanja brzine  $\Delta\omega_{MAX}$  i elektromagnetnog momenta  $\Delta m_{eMAX}$  su u korelaciji sa nagibom primenjene rampe reference fluksa koji se bira na način da ne naruši uslove stacionarnosti (5.41). Karakterizacija rampe je u funkciji inercionih konstanti elektromagnetnog  $T_\sigma$  i mehaničkog  $J$  podsistema i podešava se eksperimentalno po metodi probanja.

Na kraju analize robusnosti dela za pretragu definišu se uslovi konvergencije algoritma:

$$\begin{aligned} |k| &\leq \varepsilon_k \\ |\Delta i| &\leq \varepsilon_l \end{aligned} \quad (5.43)$$

Dozvoljena odstupanja električne snage izražene gradijentnom merom  $\varepsilon_k$  i reference fluksa  $\varepsilon_l$  u direktnoj su vezi sa kriterijumima performanse nametnutim samom aplikacijom pogona. Nejednakosti (5.43) se mogu narušiti promenom referentne radne tačke pogona ili usled odstupanja parametara pogona. U tom slučaju se ponovo aktivira algoritam pretrage. Kontroler adaptira referentne vrednosti struja u pogonu i pomera radnu tačku u novu optimalnu kompenzujući negativne efekte promene karakteristika. Na taj način je obezbeđen praktični doprinos hibridne metode za postizanje energetske efikasnosti pogona  $AM$ .

## 6. OPIS PROTOTIPA POGONA ELEKTRIČNOG VOZILA I INICIJALNA IDENTIFIKACIJA PARAMETARA MODELA

U cilju verifikacije optimalnih upravljačkih algoritama opisanih u prethodnim poglavljima neophodno je upoznati se sa karakteristikama pogona *AM* korišćenog za potrebe električne vuče.

Prvo se daje opis prototipa pogona zajedno sa nazivnim podacima upotrebljene *AM*. Nakon toga se ukratko prikazuju mehanizmi merenja i procesiranja signala putem raspoloživih senzora u povratnim spregama kao hardverska podrška za predložena napredna softverska rešenja. Na kraju, daje se prikaz rezultata inicijalne procene parametara ekvivalentne šeme *AM* korišćene u svrhe simulacionih analiza i eksperimentalnih testova.

### 6.1. Podaci o asinhronoj mašini

Simulacione analize i eksperimentalni testovi predloženih strategija su vršeni na *AM YDQ-6730* proizvođača *Kinetek DeSheng (Shunde, Forshan) Motor Co., Ltd.* Natpisna pločica *AM* je prikazana u poglavlju *Dodatak I*.

U cilju procene parametara ekvivalentne šeme *AM* od suštinskog interesa su električni i mehanički podaci mašine. Parametru motora izračunati u toku procesa samoinicijalizacije pogona se koriste u okviru naprednih algoritama optimalnog upravljanja električnog vozila.

Ostali podaci koji uključuju serijski broj mašine, broj modela, proizvođača i oznaku za tip pogona su od sekundarnog interesa. Takođe, važno je naglasiti i termičke osobine izolacije namotaja kao i temperaturu ambijenta na kojoj su vršeni standardni testovi za referisanje porasta temperature prilikom ogleđa opterećenja. Time se stiče uvid u mehanizam promene vremenskih konstanti i parametara električnih otpora namotaja.

Podaci sa natpisne pločice od interesa su izdvojeno prikazani:

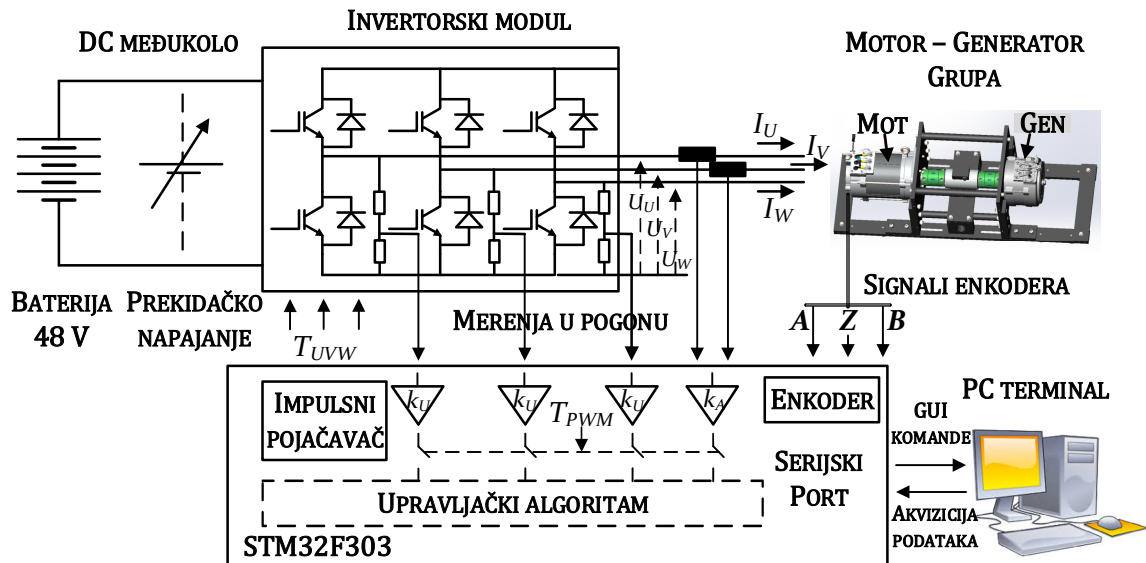
- |                                                                                      |                                          |
|--------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------|
| • Nazivni napon statora:                                                             | $U_{sn} = 48 \text{ V}$                  |
| • Nazivna struja statora:                                                            | $I_{sn} = 80 \text{ A}$                  |
| • Maksimalna frekvencija napajanja:                                                  | $f_{max} = 170 \text{ Hz}$               |
| • Nazivna izlazna snaga:                                                             | $P_n = 6 \text{ kW}$                     |
| • Nazivna (maksimalna) brzina obrtanja mašine:<br>( $n_{MAX} = 5100 \text{ o/min}$ ) | $n_n = 3000 \text{ o/min}$               |
| • Klasa izolacije:                                                                   | $H \text{ (max. temp. } 180 \text{ °C)}$ |
| • Referentna ambijentalna temperatura:                                               | $T_{amb} = 40 \text{ °C}$                |

### 6.2. Opis laboratorijskog prototipa pogona električnog vozila

Eksperimentalna laboratorijska postavka korišćena za snimanje optimalnih trajektorija zasnovanih na predloženim metodama prikazana je na *Slici 6.1*. Laboratorijska postavka simulira uslove rada električnog vozila na kolovoznoj traci.

Postavka se sastoji od dve identične *AM YDQ 6730*, mehanički povezane u motor-generatorsku grupu za svrhu simulacije opterećenja pogona. Energetska elektronika se sastoji od trofaznog invertora izgrađenog od diskretnih prekidačkih komponenti *STH310N10F7*

[VI1], koji pretvara veličine iz  $DC$  u  $AC$  domen pomoću tehnike  $PWM$ . Ulogu impulsnog pojačavača igra  $PWM$  modul frekvencije nosioca izabrane na vrednost  $f_{PWM} = 15.151 \text{ kHz}$ .



Slika 6.1. Postavka pogona za eksperiment snimanja optimalnih trajektorija

Električni pogon sa motor-generatorskom grupom za simulacije opterećenja pogona vozila Invertorski modul sa  $DC$  napajanjem iz akumulatorskih baterija (4 redno povezane od  $12V$ ) Upravljački  $PC$  terminal za komande i akviziciju podataka sa  $GUI$  aplikacije Motor-generatorska grupa priključena na isto  $DC$  međukolo (engl. *Bus Sharing*)

Digitalna kontrola koja podrazumeva vektorski kontroler  $AM$ , automatsku adaptaciju parametra  $T_r$ , naprednu strujnu regulaciju kao i optimalne upravljačke zakone u karakterističnim režimima rada električnog vozila je izvedena putem digitalnog mikrokontrolera  $STM32F303$  proizvođača  $STMicroelectronics$ . Ovaj  $DSP$  zadovoljava kriterijume vezane za izvršenje operacija u realnom vremenu, adekvatno procesuiranje signala pogona i zahteve za skladištenjem uvećanog broja podataka u memoriji [VI2].

Prototip pogona koristi  $DC$  izvor napajanja koji se sastoji od četiri  $12V$  akumulatorske baterije povezane na red kako bi formirale stabilan  $48V$  izvor povezan na jednosmerno međukolo invertora. Dodatni prekidački izvor napajanja promenljivog napona  $0-70V$   $VOLTEQ HY6020EX$  [VI3], je paralelno povezan u  $DC$  međukolo i služi za dopunjavanje akumulatorskih baterija električnom energijom kada je pogon van karakterističnog radnog ciklusa. Pomenuti izvor se uključuje opciono i ne utiče na napon jednosmernog međukola tokom ispitivanja.

Programiranje i softverska verifikacija programskog koda su izvedeni sa  $PC$  terminala koji je opremljen korisničkom aplikacijom kako bi se izvršilo snimanje podataka, pravilna kontrola i analiza optimalnih performansi pogona putem serijske veze.

### 6.3. Opis električnog vozila za potrebe eksperimentalne verifikacije

Eksperimentalna verifikacija optimalnih algoritama upravljanja u pogonu sa  $AM$  će se izvršiti i na konkretnom primeru pogona električnog vozila.

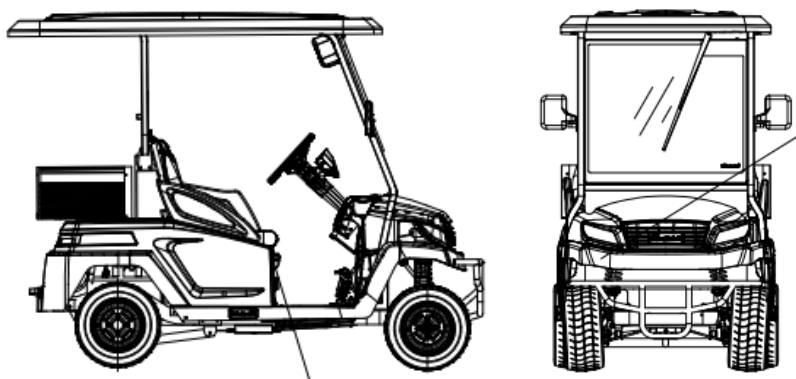
Koristi se vozilo na čisto električni pogon sa tipskom oznakom  $MIS2$  proizvođača *Excar Electric Vehicle Co.*, prikazano na Slici 6.2.



Slika 6.2. Električno vozilo MIS2 proizvođača Excar za golf terene

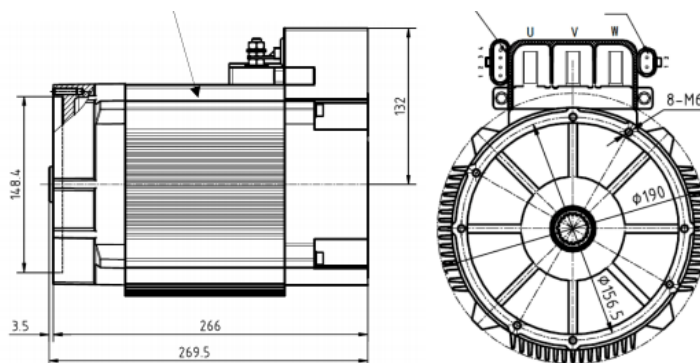
Električno vozilo spada u kategoriju teškog četvorotočkaša sa klasifikacijom po standardu evropske unije *EU 168/2013 – EUHC* (engl. *European Union vehicle category*) [VI4]. Regulative vezane za sigurnost vozila su izvršene prema standardu *EU No 3/2014* [VI5]. Električno vozilo je namenjeno za vožnju na golf terenima i radi u intermitentnom *S2-60min-9kW* i trajnom režimu *S1* sa maksimalnom kontinualnom snagom *6kW*.

Tehnički izgled električnog vozila je predstavljen na *Slici 6.3*.



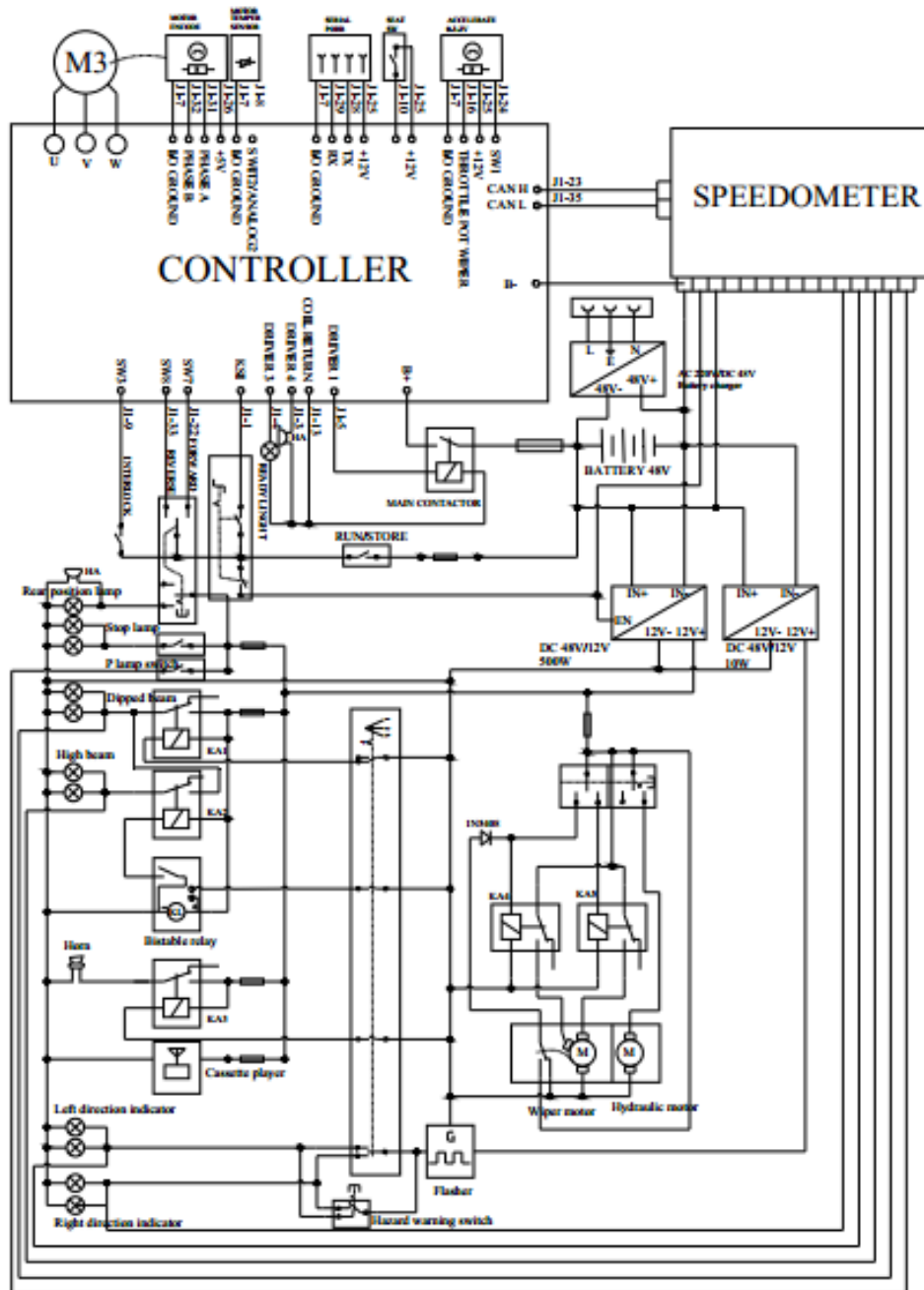
Slika 6.3. Izgled električnog vozila za golf terene Excar

Tehnički crtež motora u okviru električnog vozila je dat na *Slici 6.4*. Iskorišćena je *AM YDQ-6730*, proizvođača *Kinetek DeSheng (Shunde, Forshan) Motor Co., Ltd.* Motor je postavljen na zadnjoj pogonskoj osovini i obezbeđuje pokretački momenat vozilu.



Slika 6.4. Tehnički crtež izgleda korišćene *AM YDQ6730*

Upravljačka i energetska elektronika je zasnovana na kontroleru *Curtis 1234E-5321*, Slika 6.5. Detalji vezani za korišćeni kontroler su dati u [VI6].



Slika 6.5. Tehnički crtež kontrolera *Curtis 1234E-5321* i prateće upravljačke elektronike i energetskeg dela pogona

Tehnički detalji celokupnog pogona električnog vozila su dati u Tabeli VII.

Tabela VII. Tehnički detalji električnog vozila *M1S2 Excar*

EXCAR, Excar Electric Vehicle Co., Limited	
tip: EXCAR M1S2, električni pogon	kategorija: L7E-a2 – teški četvorotočkaš
regulativa: EU No 3/2014	maks. brzina točkova: 45 km/h
maks. opseg: 65 km	kontroler: Curtis 1234E-5231

Karakteristike električnog vozila uključuju generalne konstrukcione osobine, vozne karakteristike, gabaritne mere i sistem za prenos mehaničke snage na točkove, prikazane u *Tabeli VIII*.

*Tabela VIII. Specifikacija pogona električnog vozila MIS2 proizvođača Excar*

<b>MIS2 EXCAR</b>	
Konstrukcija:	
2 osovine/ 4 točka	pogonska osovina na zadnjim točkovima
šasija: aluminijum i gvožđu	upravljanje vožnjom: desno
Vozne karakteristike:	
deklarisana maks. brzina 45 km/h	S1 5kW, S2-60min 10kW
Masa i dimenzije:	
ukupna masa bez tereta: 695 kg	maks. masa 840 kg
ukupna masa baterija 180kg, 6x30kg	kapacitet baterije: 6x145Ah
dimenzije (duž-šir-vis) 2.5-1.2-2.0 m/m/m	olovna sa kiselinom: 6 ćelija po 8V=48V
Prenos mehaničke snage:	
prenos: motor-pogonsko vratilo 1:1	prenos: pogonsko vratilo-točkovi 12.345:1
pneumatici 215/40R12 66N	Obim gazeće gume 1441 mm
pritisak 2000 kPa	Felna 12x7

## 6.4. Procesuiranje signala povratnih sprega pogona električnog vozila

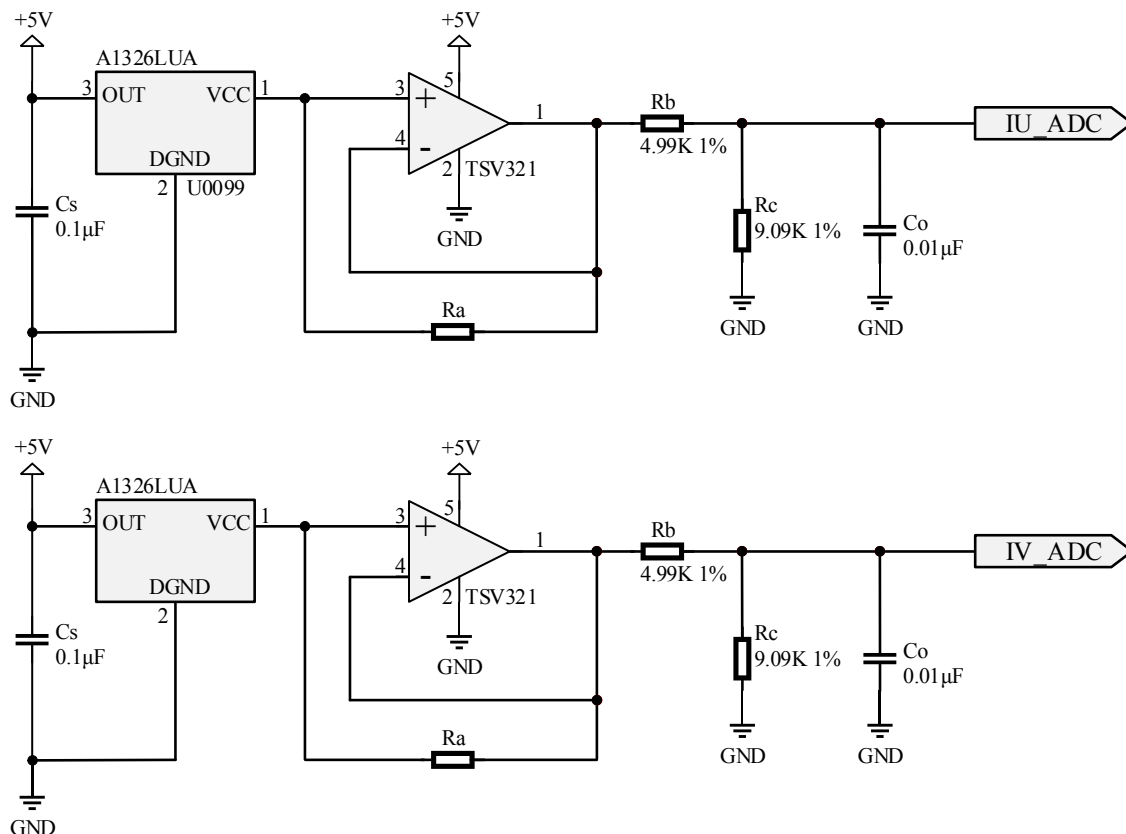
Napredni optimalni algoritmi upravljanja predloženi u ovom radu se oslanjaju na precizno procesuiranje signala faznih struja, napona statora i temperature namotaja mašine.

Prisutni merni šum u faznim strujama  $AM$ , prigušenje i fazno kašnjenje visokofrekventnih komponenti  $PWM$  signala napona invertora, nepreciznosti elemenata i osetljivost temperaturnih davača moraju biti pažljivo kompenzovani unutar merno-prilagodnih kola u povratnim spregama pogona. Jedino u tim slučajevima se može obezbediti pravilan rad robusnog  $VU$  kontrolera i potpuna eksploatacija performansi algoritama optimalne kontrole u užem smislu.

### 6.4.1. Merenja faznih struja

Precizna detekcija faznih struja namotaja statora  $AM$  sa minimalnim transportnim kašnjenjima u pogonu električnog vozila se izvodi pomoću visokopreciznih linearnih senzora širokog propusnog opsega baziranih na  $HALL$  efektu. Kolo za detekciju i procesuiranje signala faznih struja je prikazano na *Slici 6.6*.

Pored visokopreciznog linearnog  $HALL$  senzora  $A1326LUA$  sa galvanski izolovanim izlaznim naponom u opsegu  $0-5V$ , kolo za detekciju faznih struja koristi i operacioni pojačavač  $TSV321$  u sprezi jediničnog pojačanja za prilagođenje impedansi delova kola i otpornički razdelnik za prilagođenje naponskog nivoa na  $3.3V$   $ADC$  periferije kontrolera  $STM32F303$ .



Slika 6.6. Detekcija faznih struja u pogonu električnog vozila sa AM putem senzora baziranih na HALL efektu

Povezani kao na Slici 6.6, elementi prilagođavaju bipolarni signal struje u opsegu od  $-726A$ – $726A$  na naponski nivo  $0$ – $3.3V$  za potrebe odabiranja i konverzije analognog signala u digitalni. Odabirom bazne vrednosti za strujne signale koja odgovara gornjim granicama saturacionih struja HALL sonde:

$$I_B = 726 A \quad (6.1)$$

potpuno se eksploatiše opseg ADC periferije i izbegavaju saturacije u proračunima aritmetike sa nepokretnim zarezom.

Detalji vezani za operacione karakteristike upotrebljenih elektronskih elemenata merno prilagodnih kola struje su dati u tehničkim priručnicima [VI7–VI8]. Vrednosti otpornih i kapacitivnih elemenata u okviru kola za detekciju struja su dati u Dodatku.

Iskorišćene su dve HALL sonde za dobijanje simultanih vremenskih odabiraka dve fazne struje,  $I_U$  i  $I_V$ . Struja treće faze  $I_W$  se procenjuje kao:

$$I_W = -I_U - I_V \quad (6.2)$$

Na osnovu signala linijskih struja, odgovarajuće komponente u sinhrono–rotirajućem  $dq$  koordinatnom sistemu osa se mogu proračunati softverski, korišćenjem sledeće transformacione relacije:

$$i_{ds} = I_U \cos \theta_{dq} + \frac{\sqrt{3}}{3} I_V \sin \theta_{dq} - \frac{\sqrt{3}}{3} I_W \sin \theta_{dq} \quad (6.3)$$



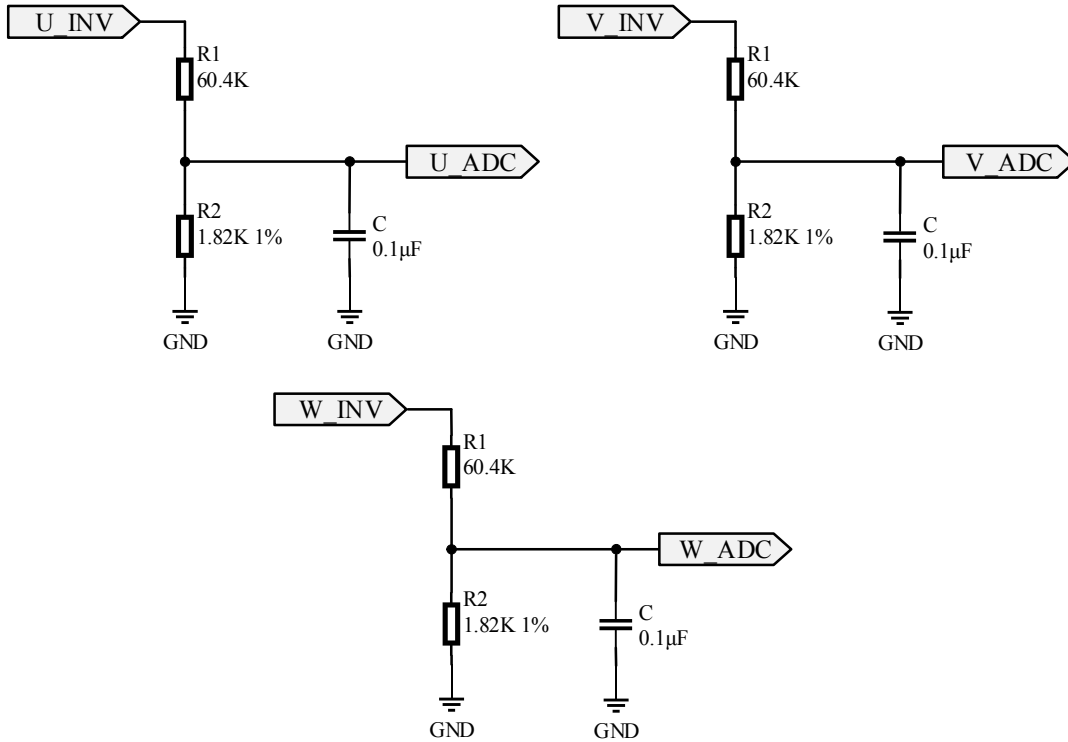
$$i_{qs} = -I_U \sin \theta_{dq} + \frac{\sqrt{3}}{3} I_V \cos \theta_{dq} - \frac{\sqrt{3}}{3} I_W \cos \theta_{dq}$$

Dobijeni signali fazne struje se koriste:

- u okviru naprednog algoritma *CRVSI* za obezbeđenje *VU* u pogonu *AM*,
- za procenu vrednosti fluksa rotora (3.9) iskorišćenog u okviru naprednog *LSE*,
- za procenu ulazne električne snage hibridnog algoritma za poboljšanje energetske efikasnosti.

#### 6.4.2. Merenje faznih napona

Detekcija napona invertorskih grana u pogonu vrši se korišćenjem visokopreciznih etalon otporničkih razdelnika. Kolo za detekciju napona u okviru opisanog pogona *AM* je prikazano na *Slici 6.7*. Vrednosti otpora i kapaciteta kola za detekciju i prilagođenje napona su dati u *Dodataku*.



Slika 6.7. Detekcija faznih napona invertora u pogonu električnog vozila sa *AM* korišćenjem otporničkih razdelnika u fazama

Softverska obrada prilagođenih faznih napona invertora  $V_U^{INV}$ ,  $V_V^{INV}$  i  $V_W^{INV}$  može dati odgovarajuće fazne napone statora u originalnom *abc*:

$$\begin{aligned} u_{as} &= \frac{2}{3} V_U^{INV} - \frac{1}{3} (V_V^{INV} + V_W^{INV}) \\ u_{bs} &= \frac{2}{3} V_V^{INV} - \frac{1}{3} (V_U^{INV} + V_W^{INV}) \\ u_{cs} &= \frac{2}{3} V_W^{INV} - \frac{1}{3} (V_U^{INV} + V_V^{INV}) \end{aligned} \quad (6.4)$$

i u  $dq$  koordinatnom sistemu:

$$\begin{aligned} u_{ds} &= u_{as} \cos \theta_{dq} + \frac{\sqrt{3}}{3} u_{bs} \sin \theta_{dq} - \frac{\sqrt{3}}{3} u_{cs} \sin \theta_{dq} \\ u_{qs} &= -u_{as} \sin \theta_{dq} + \frac{\sqrt{3}}{3} u_{bs} \cos \theta_{dq} - \frac{\sqrt{3}}{3} u_{cs} \cos \theta_{dq} \end{aligned} \quad (6.5)$$

Specifičan odnos vrednosti otpora razdelnika napona  $K_u$  na *Slici 6.7* jednoznačno definiše baznu vrednost  $U_B$  u odnosu na koju se referišu relativne vrednosti napona u mikroprocesoru i potpuno iskorišćuje 3.3V–tni opseg konverzije u okviru ADC periferije:

$$K_u = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow U_B = \frac{3.3 V}{K_u} = 112.8 V \quad (6.6)$$

U cilju filtriranja efekata visokofrekventnih *PWM* komponenti napona, na izlazu razdelnika se dodaju kapacitivni elementi. Kombinovano sa otpornicima, ovi elementi predstavljaju *RC* filter prvog reda sa vremenskom konstantom:

$$T_{RC} = RC = \frac{R_2}{R_1 + R_2} R_1 C = 177 \mu s \quad (6.7)$$

Korekcija ugla napona usled unesenog faznog kašnjenja u povratnu spregu,  $\Delta\varphi$ , se izračunava na osnovu vrednosti frekvencije napajanja,  $\omega_{dq}$ , i vremenske konstante,  $T_{RC}$  kao:

$$\Delta\varphi = \tan^{-1} \omega_{dq} T_{RC} \quad (6.8)$$

Kompenzacija faznog kašnjenja se vrši u slučajevima procene ulazne električne snage slabo opterećenog pogona kada postoji izražena osetljivost procene izlazne snage i flukseva namotaja na fazno kašnjenje.

Opisani procesuirani naponi se koriste u okviru algoritama za procenu fluksa rotora (3.9) u okviru naprednog *LSE*, kao za procenu ulazne električne snage hibridnog algoritma za poboljšanje energetske efikasnosti.

### 6.4.3. Procena električne snage u pogonu AM

Poznavanje informacije o električnoj snazi *AM* je neophodno u okviru hibridnog algoritma za poboljšanje energetske efikasnosti pogona električnog vozila u režimu kontinuiranog napajanja konstantnom snagom.

Kako je česta praksa u pogonima visokih performansi da se senzori snage izostavljaju zbog umanjena cene pogona, nužno se nameće procena snage kao osnovni preduslov za pretraživanje optimalne radne tačke.

Električna snaga motora se može proceniti na osnovu merenja napona i struja [II15]:

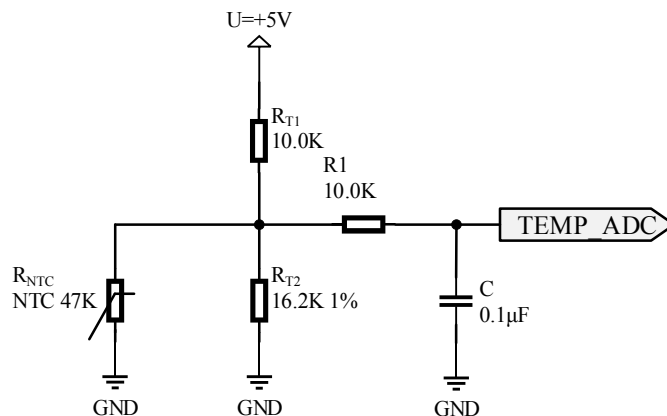
$$P_{el} = \frac{3}{2} (u_{ds} i_{ds} + u_{qs} i_{qs}) \quad (6.9)$$

Ova metoda je jednostavna i daje robusnu procenu snage u svim operativnim uslovima u pogonu ukoliko se procesuiraju signali napona i struje statora *AM* putem opisanih merno-prilagodnih kola u prethodnim sekcijama.

#### 6.4.4. Merenje temperature namotaja AM

Merenje temperature namotaja *AM* u pogonu visokih performansi donosi kvalitet unutar regulacione strukture. Adaptacijom vrednosti ekvivalentnih otpornosti namotaja mašine smanjuje se parametarska osetljivost i kompenzuju negativni efekti odstupanja.

Detekcija temperature namotaja statora *AM* u opisanom pogonu električnog vozila se vrši putem *NTC* termistorske sonde *47K BC-2322-615-5473*. Nelinearna karakteristika zavisnosti otpornosti korišćenog *NTC* termistora sa temperaturom je data u *Dodatku*. Kolo za detekciju temperature sa otpornicima za polarizaciju je prikazano na *Slici 6.8*.



Slika 6.8. Kolo za detekciju temperature namotaja statora putem *NTC* 47K sonde

Vrednost električnog otpora  $R_{NTC}(t_s)$  se menja sa usrednjenom temperaturom namotaja statora  $t_s$ . Električni otpori za polarizaciju  $R_{T1}$  i  $R_{T2}$  su pogodno izabrani da eksploatišu opseg *ADC* periferije *STM32F303* za merenje naponskog signala u funkciji temperature u celokupnom opsegu  $-40^{\circ}\text{C} \div 150^{\circ}\text{C}$ .

$$U_{TEMP}^{ADC} = \frac{1}{1 + \frac{R_{T1}}{R_{T2}} \left(1 + \frac{R_{T2}}{R_{NTC}(t_s)}\right)} U \quad (6.10)$$

Unutar upravljačkog algoritma se koristi informacija o nelinearnoj zavisnosti (6.10) za adaptaciju vrednosti estimiranog otpora namotaja statora sa temperaturom. Koriste pristupi sa tabelama mapiranja u memoriji kontrolera, tzv. *LUT* (engl. *Look Up Table*), koji na osnovu konvertovanog analognog signala  $U_{TEMP}^{ADC}$  menjaju vrednost statorske otpornosti  $R_s$ . Adaptirani otpor se koristi unutar naprednog kontrolera struje statora za proračun parametara *IMP* regulatora, zatim predložene *LMC* optimalne strategije kao i za estimaciju rotorskog fluksa (3.9) unutar naprednog *LSE*.

Informacija o temperaturi namotaja rotora se dobija indirektno, putem *online* estimacije parametra vremenske konstante rotora  $T_r^*$  iz *LSE*. Ovaj pristup je tehnički opravdan, jer direktno merenje temperature na rotoru zahteva poteškoće se ožičenjem i ugradnjom senzora. Na ovom mestu se napominje činjenica da upotrebljeni *LSE* robusno procenjuje parametar  $T_r^*$  u kome je enkapsulirana vrednost otpora rotora  $R_r$ . Uzimajući prethodna razmatranja jasno se nameće predložena estimacija temperature rotora kao praktično rešenje u ovom radu.

Korišćenjem procene parametra  $T_r^*$  i uz poznavanje vrednosti parametra rasipne induktivnosti namotaja rotora  $L_{\gamma r}$  i karakteristike magnećenja  $L_m(i_{ds})$ , dobija se informacija o ekvivalentnoj otpornosti namotaja rotora u funkciji temperature  $R_r(t_r)$ :

$$R_r(t_r) = \frac{L_m(i_{ds}) + L_{\gamma r}}{T_r^*} \quad (6.11)$$

Estimirana usrednjena temperatura namotaja rotora  $t_r$  se koristi unutar funkcija za zaštitu pogona od prekomernih struja i dijagnostiku i računa se kao:

$$t_r = \frac{1}{\alpha_t} \left( \frac{R_r}{R_r^{40}} - 1 \right) + 40 \quad (6.12)$$

gde su definisane sledeće konstante:

- $R_r^{40}$  – otpor rotora na referentnoj temperaturi 40°C
- $\alpha_t$  – temperaturni koeficijent provodnika (za rotor od bakra  $\alpha_t = 0.00392$  [1/°C])

## 6.5. Inicijalna identifikacija parametara ekvivalentne šeme AM

Potreba za inicijalnom identifikacijom parametara sistema se može razumeti na osnovu potrebe za poznavanjem karakteristika sistema pre njegove optimalne eksploatacije. U slučaju razmatranja elektromotornog pogona sa *AM*, neophodno je poznavati parametre ekvivalentne šeme mašine.

Za potrebe boljeg razumevanja, važno je istaći razliku između algoritama za inicijalnu procenu parametara i algoritama za parametarsku adaptaciju. Poslednje pomenuta kategorija algoritama adaptira parametre *AM* u realnom vremenu kada se pogon nalazu u karakterističnom radnom ciklus, tzv. *online* pristup. Jedan od algoritama za identifikaciju u realnom vremenu je predložen u *Poglavlju III* ove disertacije. Sa druge strane, inicijalna procena parametara u osnovi predstavlja *offline* pristup, koji podrazumeva skup procedura za određivanje parametara *AM* van pogonskog stanja.

Sa stanovišta modelovanja fizičkih pojava unutar *AM* uviđa se osobina promenljivosti parametara mašine izazvanih promenama ambijentalnih i radnih uslova. Bez obzira na adaptivnu prirodu *AM*, važno je da kontroler poseduje što precizniju informaciju o početnim vrednostima parametara ekvivalentne šeme.

Pod tehničkim terminom pojma inicijalizacija, podrazumeva se pred-operativni skup procedura za podešavanje pogona u cilju obezbeđenja odgovarajuće kontrole u operativnim fazama koje slede. Tako dobijene informacije se koriste za pravilnu inicijalizaciju upravljačkih blokova kontrolera. Stabilnost i pravilan rad pojedinih naprednih algoritama zavisi od kvaliteta inicijalne procene stanja pogona. Dodatno, informacije iz faze inicijalizacije se mogu iskoristiti u svrhe dijagnostike i prevencije kvarova u pogonu.

Procedure za inicijalnu identifikaciju parametara *AM* moraju da obezbede robusnu i preciznu *offline* identifikaciju parametara sistema. U zavisnosti od toga da li podrazumevaju intervenciju korisnika i/ili dodatne opreme i senzora u procesu identifikacije, mogu se razlikovati dve kategorije: samopodešavajuće procedure (*engl. Self Commissioning*) i standardni laboratorijski ogledi. Prva grupa algoritama se oslanja strogo na pogon/ inverter koji, uz raspoložive senzore, automatski i inteligentno upravlja procesom za identifikaciju. Druga grupa algoritama dozvoljava intervenciju korisnika, obrtanje rotora kao i dodatne senzore i opremu za inače nedostupna merenja u pogonu [VI9].

U ovom radu se, bez ulaska u detalje samih procedura, daje pregled rezultata procene skupa parametara ekvivalentne šeme  $AM$  YDQ6730 korišćene u okviru simulacija i eksperimenata. Teza navodi [VI10], kao relevantnu publikaciju u okviru koje je razvijen algoritam za samopodešavanje konkretnog pogona  $AM$ . Ovaj algoritam predstavlja kombinaciju pristupa za samopodešavanje i standardnih ispitnih testova gde je dozvoljeno obrtanje rotora mašine. Proizvodni proces aplikacije električnih vozila dozvoljava podizanje zadnjih točkova povezanih sa pogonskom osovinom vozila. Prethodna činjenica omogućuje proširenje definicije samopodešavajućih procedura na metode koje se oslanjaju na obrtanje rotora. Te metode robusnije procenjuju parametre otočne grane magnećenja  $AM$ , jer dovode pogon u stanje unutar koga se preciznije identifikuje induktorska karakteristika mašine.

Parametri za inicijalnu identifikaciju  $AM$  od interesa su:

- $R_s$  – ekvivalentni otpor namotaja statora,
- $L_\sigma$  – rasipna induktivnost ekvivalentnog namotaja  $AM$ ,
- $L_m(i_{ds})$  – karakteristika magnećenja,
- $R_{Fe}(\omega_{dq})$  – karakteristika gubitaka u gvožđu,
- $T_r$  – ekvivalentna rotorska vremenska konstanta,
- $J$  – momenat inercije pogona.

### 6.5.1. Opis algoritma za automatsku identifikaciju parametara $AM$

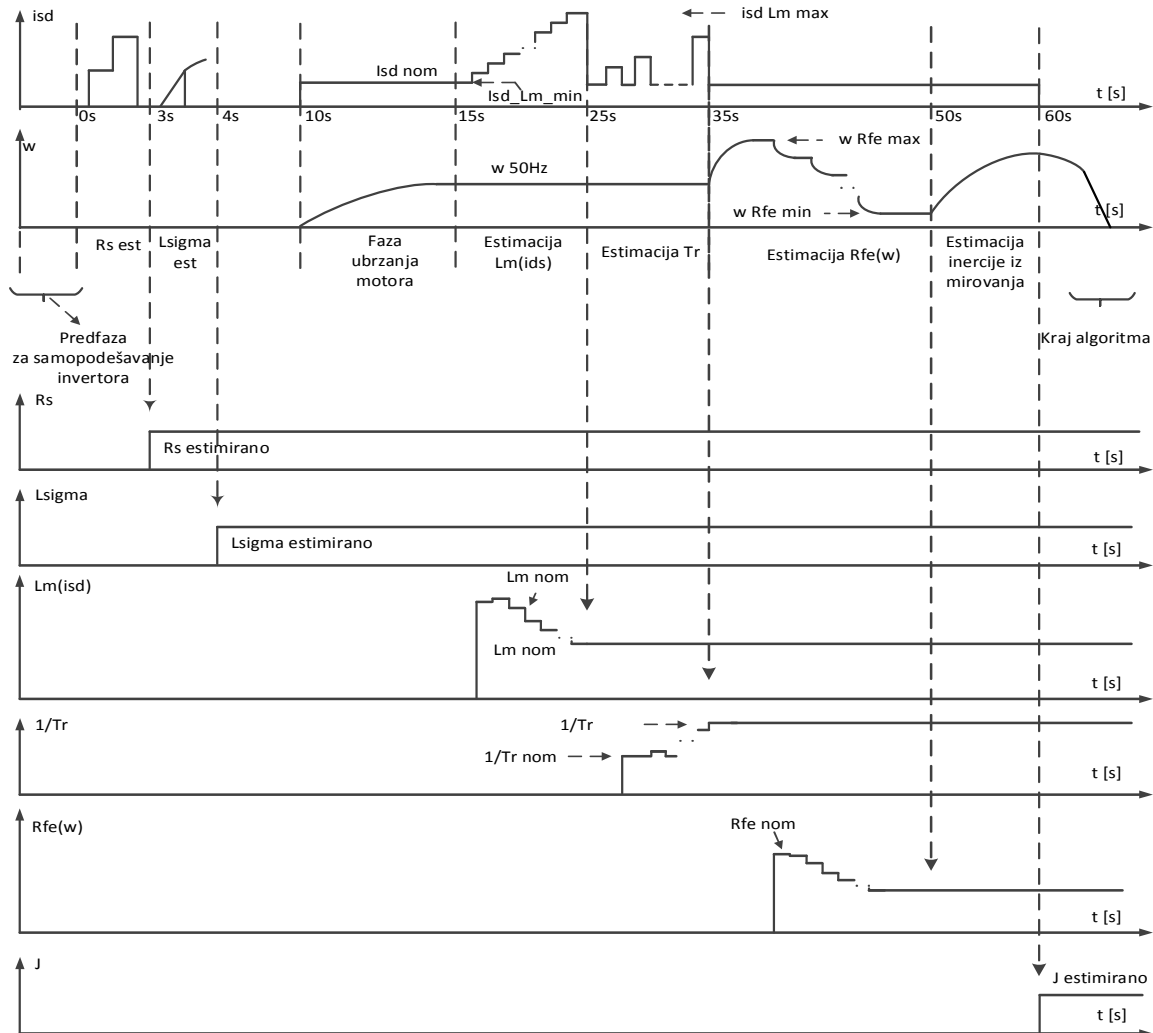
Algoritam za automatsku *offline* adaptaciju sukcesivno poziva zasebne identifikacione procedure za procenu celokupnog skupa parametara ekvivalentne šeme  $AM$ . Mašina prilikom inicijalizacije nije opterećena radnom mašinom. Principski vremenski dijagram i izgled tipičnih signala tokom procesa inicijalne procene parametara  $AM$  je prikazan na *Slici 6.9*.

Nakon predfaze inicijalizacije invertora i kalibracionih pojačanja raspoloživih senzora u pogonu, pozivaju se procedure za samopodešavanje pogona u ukočenom stanju rotora. Mašina radi u strujnom režimu, prvo se utiskuju jednosmerni strujni test signali u namotaj statora. Na osnovu merenja dva nivoa napona i struje statora u stacionarnom stanju izračunava se parametar otpornosti namotaja statora  $R_s$ . Zatim pogon prelazi u režim naponskog napajanja, utiskuje se naponski test signal i prati talasni oblik struje statora. Na osnovu dinamičkog odziva struje statora se estimira parametar rasipne induktivnosti ekvivalentnog namotaja statora  $L_\sigma$ .

Sledeća faza obuhvata pozive procedura za identifikaciju parametara  $AM$  u stanju kada se rotor obrće predefinisanim brzinom. Kontroler upravljanja daje komande za ubrzanje  $AM$  do referentne brzine koristeći  $VU$  algoritam upravljanja. Kontroler orijentacije polja unutar  $VU$  ne mora biti pravilno podešen s obzirom na zanemariva odstupanja orijentacije polja prilikom faze inicijalizacije kada se  $AM$  nalazi u neopterećenom pogonskom stanju.

Prvo, vrši se estimacija karakteristike magnetisanja  $AM L_m(i_{ds})$ . U jednakim koracima uvećava se komponenta struje magnećenja  $i_{ds}$  od minimalne do maksimalne vrednosti i na osnovu merenja amplitude napona statora i učestanosti napajanja se računa parametar međuinduktivnosti  $L_m$ . Zatim se u sistem utiskuju strujni test signali u  $d$  osu statora, pobuđuje dinamika rotorskog kola i putem *offline* identifikacionog algoritma baziranog na *LSE* estimira parametar vremenske konstante rotora u neopterećenom stanju. Ova metoda je predložena u *Poglavlju III* doktorske disertacije, a na ovom mestu podesno iskorišćena za *offline* identifikaciju nepoznatog parametra  $T_r$ . Potom se estimira karakteristika gubitaka u gvožđu u funkciji učestanosti napajanja  $R_{Fe}(f)$ . Učestanost napajanja se smanjuje u koracima, počevši od maksimalne vrednosti do nulte i putem

jednostavne numeričke procedure procenjuje vrednost parametra  $R_{Fe}$ . U poslednjoj proceduri, vrši se utiskivanje odskočnog signala  $q$  komponente struje statora, snima vremenski odziv brzine obrtanja rotora i procenjuje parametar mehaničkog momenta inercije  $J$ . Na kraju, algoritam svodi brzinu obrtanja  $AM$  na nulu, pamti vrednosti estimiranih parametara i karakteristika u memoriju kontrolera i zaključuje fazu samoinicijalizacije pogona.



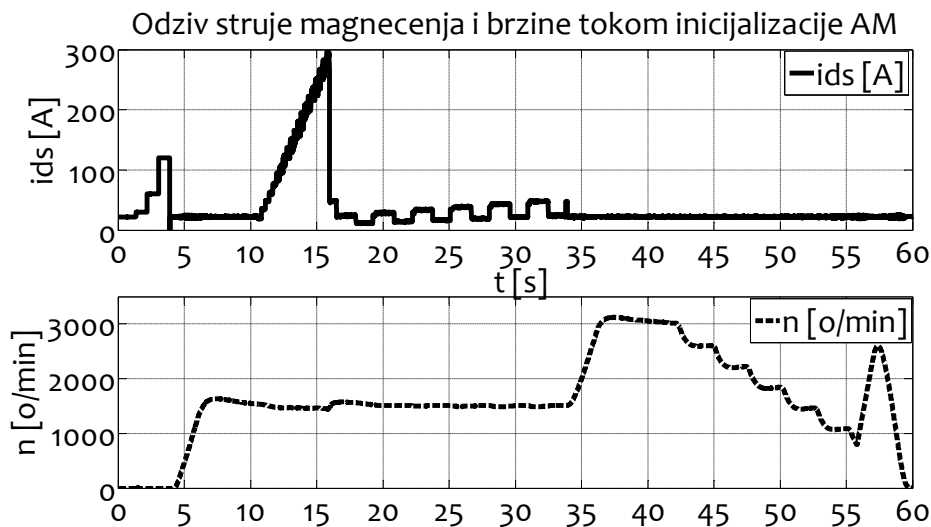
Slika 6.9. Vremenski tok izvršenja procedura i izgled tipičnih signala tokom procesa inicijalne identifikacije parametara pogona  $AM$

Detaljan opis procedura upotrebljenih unutar predloženog algoritma za inicijalnu identifikaciju parametara  $AM$  je opisan u [VI10]. Ove procedure koriste podatke sa natpisne pločice  $AM$  navedene u *Dodatku*. Na osnovu unesenih podataka, algoritam podešava naponske i strujne nivoe za utiskivanje u okviru pojedinačnih procedura kao i raspolaže informacijama o ekstremnim vrednostima reference fluksa i brzine za snimanje karakteristika od interesa.

### 6.5.2. Prikaz rezultata inicijalne identifikacije parametara $AM$

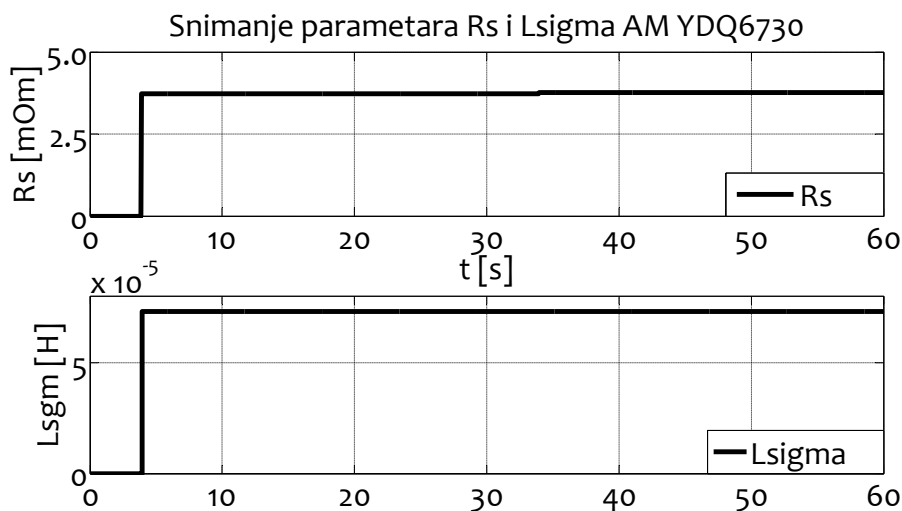
Kroz nekoliko narednih grafičkih prikaza se daju rezultati inicijalne identifikacije parametara pogona  $AM$  YDQ6730.

Na *Slici 6.10* su prikazani vremenski dijagrami strujnog signala za utiskivanje i brzine obrtanja rotora *AM YDQ6730* u toku procesa samoinicijalizacije.



*Slika 6.10.* Vremenski dijagrami karakterističnog strujnog signala za utiskivanje  $i_{ds}$  i brzine obrtanja rotora  $n$  *AM YDQ6730* tokom procesa samoinicijalizacije pogona

Vremenski okvir za snimanje svih relevantnih parametara pogona *AM* iznosi 60 s. Prvo se vrši utiskivanje dva strujna test signala različitih nivoa i procenjuje parametar otpornosti namotaja statora  $R_s$ . Zatim kontrolna logika prebacuje pogon u naponski režim rada gde se utiskuje signal u  $d$  osu, posmatra vremenski odziv struje i računa parametar induktivnosti rasipanja ekvivalentnog namotaja statora. Rezultati procene ovih parametara su grafički predstavljani na *Slici 6.11* i zabeleženi u *Tabeli IX*.

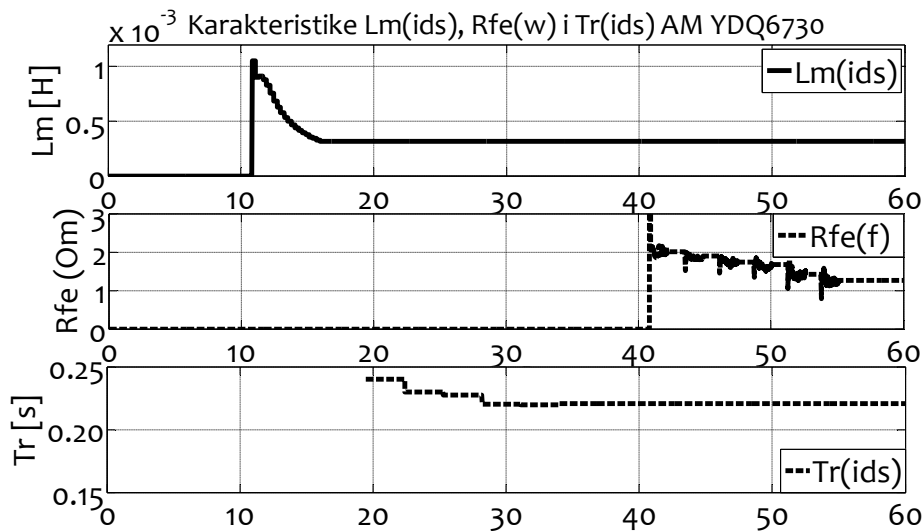


*Slika 6.11.* Vremenski dijagrami za snimanje parametara otpora namotaja statora  $R_s$  i induktivnosti rasipanja  $L_{\sigma}$  *AM YD6730*

Vrednosti snimljenih parametara  $R_s$  i  $L_{\sigma}$  se prvenstveno koriste za sintezu pojačanja naprednog *IMP* kontrolera (3.78) kao i za podešavanje koeficijenata naponsko-fluksnog estimatora (3.9). Dodatno, procedure za samoinicijalizaciju pogona koje slede nakon snimljenih faza baziraju proračun ostalih parametara ekvivalentne šeme *AM* na osnovu vrednosti parametara  $R_s$  i  $L_{\sigma}$ .

Informacija o vrednosti parametra  $R_s$  se takođe koristi u okviru predloženog *LMC* kontrolera energetske efikasnosti *AM* definisanog u *Poglavlju V*. Ovaj parametar određuje analitičku raspodelu kapaciteta struje *LMC* kontrolera. Uz informaciju o promeni temperature namotaja statora raspoložive na osnovu merenja sa *NTC* senzora postiže se neosetljivost *LMC* strategije na odstupanja u parametru  $R_s$ .

*Slika 6.12* prikazuje vremenske dijagrame za snimanje karakteristike magnećenja *AM*  $L_m(i_{ds})$ , inicijalne vrednosti vremenske konstante rotora sa promenom nivoa magnetisanja  $T_r(i_{ds})$  i zavisnosti otpora usled gubitaka u gvožđu sa učestanošću napajanja  $R_{Fe}(\omega)$ .



*Slika 6.12.* Vremenski dijagrami za snimanje karakteristike magnećenja  $L_m(i_{ds})$ , gubitaka u gvožđu  $R_{Fe}(f)$  i vremenske konstante rotora  $T_r$  AM YD6730

Poređenjem vremenskih odziva sa *Slike 6.10* i *Slike 6.12* stiče se uvid u metodologiju snimanja nabrojanih karakteristika *AM*.

U vremenskom intervalu između 11 s ÷ 16 s vrši se utiskivanje test signala struje statora u  $d$  osu vektorskog kontrolera *AM*. Prethodno, mašina stanja daje komandu za ubrzanje pogona u vremenskoj instanci 4 s do referentne brzine  $n = 1500$  o/min. Pogon na kraju zaleta ulazi u stacionarno stanje praznog hoda. Kontroler orijentacije polja unutar *VU* koristi procenu parametra  $T_r$  na osnovu podataka sa natpisne pločice *AM*, procedura opisana u [VI10]. Vrši se utiskivanje reference fluksa počevši od minimalne  $i_{ds}^{min} = 20$  A do maksimalne  $i_{ds}^{min} = 300$  A i snima karakteristika magnećenja *AM*. Algoritmi za *online* adaptaciju kritičnog parametra vremenske konstante rotora  $T_r$  i za optimalnu *MTPA* distribuciju vektora struje statora u intermitentnom režimu rada pogona koriste informaciju o proceni ove karakteristike.

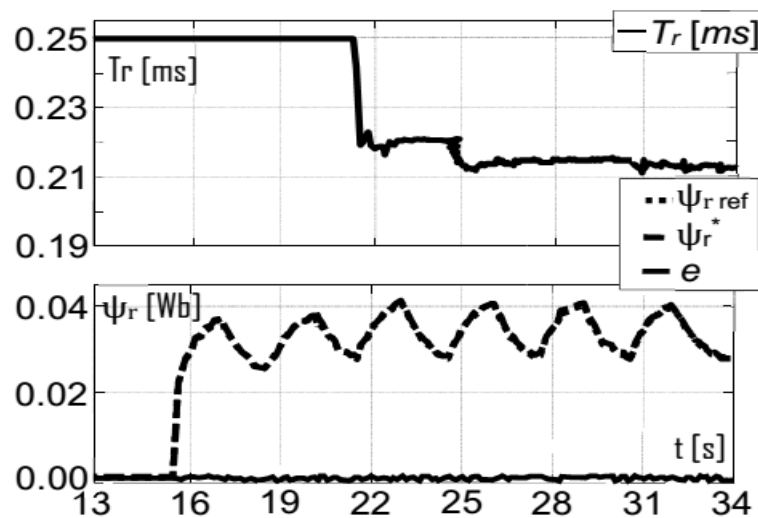
Potom sledi poziv procedure za snimanje karakteristike vremenske konstante rotora sa promenom nivoa magnetisanja  $T_r(i_{ds})$  nakon vremena  $\approx 20$  s. Utiskuje se odskočni signal u  $d$  osu statora, pobuđuje dinamika uspostavljanja fluksa rotora i na osnovu *offline* algoritma (3.45) procenjuje parametar vremenske konstante rotora. Na ovom mestu se ponovo naglašava upotrebna vrednost naprednog *offline* proračuna predloženog u *Poglavlju III* ove teze.

Na *Slici 6.13* prikazan je vremenski isečak prilikom snimanja inicijalne vrednosti parametra  $T_r$  putem predložene *offline* procedure. Na vremenskom dijagramu su, pored vrednosti parametra  $T_r(i_{ds})$  prikazani i odzivi referentnog fluksa  $\psi_{dr\ ref}$  i predikcije  $\psi_{dr}^*$  prilikom utiskivanja strujnog signala u  $d$  osu.



U toku trajanja dve periode test signala vrši se snimanje  $k$  odbiraka  $i_{ds}(kT)$  i  $\psi_{dr\ ref}(kT)$ , koji se smeštaju unutar matrice observacije sistema  $\mathbf{H}$ . Snimanje vrednosti odbiraka  $\psi_{dr}^*(kT)$  se smešta u vektor regresije izlaza  $\mathbf{z}$ . Period snimanja ulaznih podataka iznosi  $T = 20\text{ ms}$ ; nakon perioda za prikupljanje  $6\text{ s}$  dobija se popunjena matrica observacije sistema dimenzija  $300 \times 2$  kao i vektor regresije dimenzija  $300 \times 1$ .

Na osnovu skupa prikupljenih podataka, vrši se proračun nepoznatog vektora putem (3.45). Ovaj vektor je funkcija nepoznatog parametra  $T_r$ , koji se direktno izračunava korišćenjem (3.54). Zatim se uključuje *online* procedura bazirana na rekurziji i adaptira se vrednost parametra u vremenu sa promenom nivoa magnetisanja. Detaljnija verifikacija rekurzivne procedure za *online* adaptaciju parametra  $T_r$  se daje u okviru narednog poglavlja, *Eksperimentalni rezultati*.



Slika 6.13. Vremenski isečak za određivanje vrednosti parametra vremenske konstante rotora AM YDQ6730 putem offline identifikacionog algoritma (3.45)

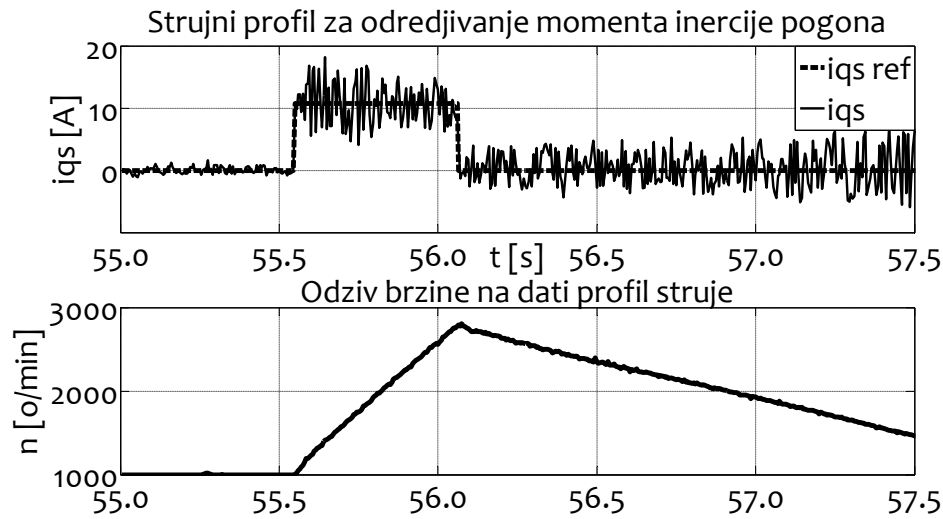
Izračunata vrednost parametra  $T_r$  služi za pravilnu orijentaciju polja AM pre eksploatacionog ciklusa kao i za inicijalizaciju kovarijansnih pojačanja *online* adaptacionog algoritama (3.46)–(3.50). Informacija o ovom parametru služi za proračun vrednosti ekvivalentnog otpora namotaja rotora (6.11) koji se upotrebljava u okviru LMC algoritma za optimizaciju energetske efikasnosti AM.

Procedura za snimanje karakteristike  $R_{Fe}(f)$  počinje nakon završetka procedure za snimanje  $T_r$ . U vremenskoj instanci 35 s mašina stanja algoritma za samoinicijalizaciju daje komandu za ubrzanje pogona do brzine  $n = 3000\text{ o/min}$ . Ova vrednost odgovara vrednosti učestanosti napajanja  $f = 100\text{ Hz}$  za  $2p = 4$ -polnu AM YDQ6730. Poziva se procedura za procenu vrednosti otpora  $R_{Fe}$  koja estimira vrednosti ulazne električne snage putem (6.9) za šest različitih učestanosti napajanja, počevši od  $f = 100\text{ Hz}$  do  $f = 35\text{ Hz}$  ( $n = 1000\text{ o/min}$ ). Ovaj parametar je od suštinskog značaja za optimalnu raspodelu strujnih kapaciteta u trajnom i intermitentnom režimu rada AM.

Poslednja procedura u okviru izvršenja faze samoinicijalizacije jeste procedura za snimanje momenta inercije pogona.

Slika 6.14 prikazuje vremenski isečak prilikom poziva procedure za određivanje mehaničkog momenta inercije pogona AM. Pored odziva brzine obrtanja  $n$  prikazan je profil odskočne reference momenta  $i_{qs\ ref}$  kao i odziv  $q$  komponente struje statora  $i_{qs}$ . Snimljeni

odziv brzine obrtanja i reference momenta služe za proračun parametra momenta inercije pogona električnog vozila sa  $AM$ .



Slika 6.14. Vremenski isečak za određivanje mehaničkog momenta inercije  $J$  pogona  $AM$  YDQ6730 na odskočni profil reference momenta  $i_{qs\ ref}$

Nazivne vrednosti parametara ekvivalentne šeme  $AM$  YDQ6730 nakon faze samoinicijalizacije su grupno prikazane unutar Tabele IX.

Tabela IX. Tabela prikaz nazivnih vrednosti parametara modela  $AM$  YDQ6730 korišćenih u svrhe simulacija i podešavanja izvedenih optimalnih upravljačkih zakona

Parametri $AM$ YDQ6730					
$R_s$ [m $\Omega$ ]	$L_\sigma$ [ $\mu H$ ]	$L_{mn}$ [mH] $i_{dsn} = 20$ A	$T_r$ [ms]	$R_{Fe}$ [ $\Omega$ ]	$J$ [kgm $^2$ ]
4.45	55.2	0.94	252	3.6	0.001417
$L_{\gamma s}$ [ $\mu H$ ]	$L_{\gamma r}$ [ $\mu H$ ]	$R_{rn}$ [m $\Omega$ ]	$L_s$ [mH]	$L_r$ [mH]	$P$
28.0	28.0	3.84	0.968	0.968	2

Na kraju, daju se tabelarni i grafički prikazi snimljenih karakteristika magnećenja i gubitaka u gvožđu  $AM$  YDQ6730.

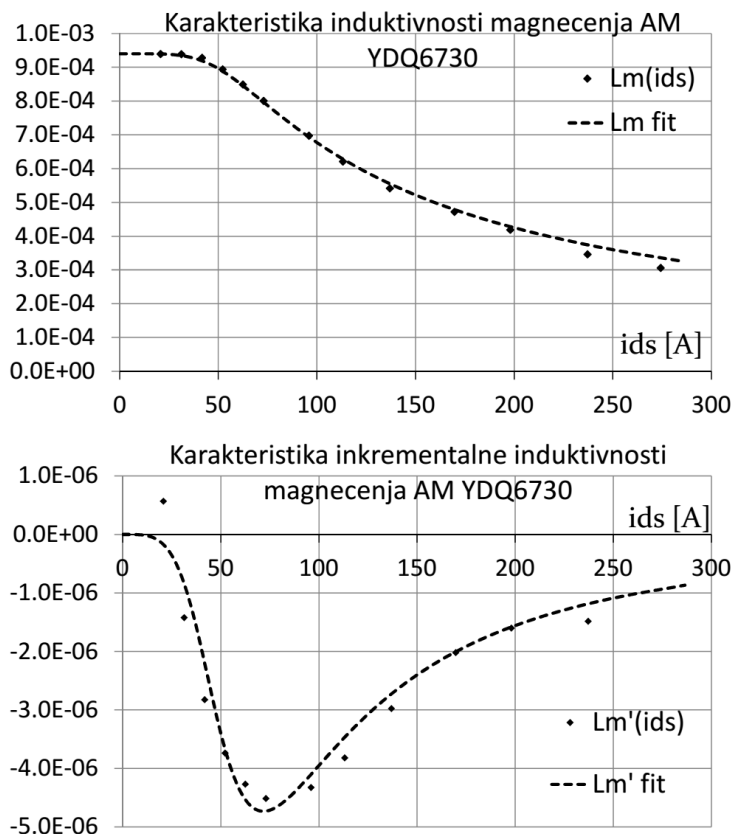
Tabela X daje prikaz snimljenih tačaka karakteristike magnećenja; prva kolona predstavlja redni broj merenja, druga kolona iznose struje magnećenja  $i_{ds}$  dok treća daje snimljene vrednosti induktivnosti magnećenja  $L_m$ . Slika 6.15 grafički prikazuje snimljene tačke krive magnećenja korišćenjem tačkastog grafika  $\cdot L_m(i_{ds})$ . Pored karakteristike magnećenja daje se grafički prikaz funkcionalne zavisnosti inkrementalne induktivnosti  $AM$  YDQ6730, predstava mernih tačaka je takođe data putem tačkastog grafika  $\cdot L'_m(i_{ds})$ .

Slično, Tabela XI daje prikaz snimljenih tačaka karakteristike gubitaka; prva kolona prikazuje iznose frekvencije napajanja  $f$  dok druga daje snimljene vrednosti parametra  $R_{Fe}$ . Slika 6.16 grafički prikazuje snimljene tačke karakteristike gubitaka u gvožđu  $R_{Fe}(f)$ . U cilju preciznije estimacije karakteristike pri nižim frekvencijama napajanja, ručno su uneseni parovi veličina  $f - R_{Fe}$ , naznačeni u Tabeli XI podvučeno.

Tabela X. Snimljene tačke karakteristike  $L_m(i_{ds})$   $AM$  YDQ6730 nakon faze inicijalizacije

Merenje	$i_{ds}$	$L_m$
	[A]	[mH]
1	20.70	0.9392
2	31.25	0.9387
3	41.78	0.9280
4	52.19	0.8940
5	62.45	0.8492
6	72.91	0.8007
7	95.93	0.6973
10	113.14	0.6210
11	136.90	0.5417
12	169.71	0.4720
13	197.99	0.4190
14	237.19	0.3464
15	274.26	0.3059

Tabela X Snimljene tačke karakteristike  $L_m(i_{ds})$

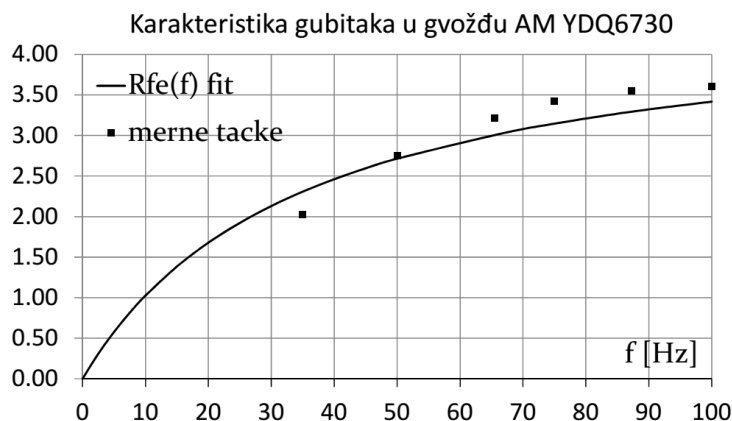


Slika 6.15. Karakteristike magnećenja i inkrementalne induktivnosti AM YDQ6730 sa odgovarajućim analitičkim funkcijama

Tabela XI. Snimljene tačke karakteristike gubitaka u gvožđu  $R_{Fe}(f)$  AM YDQ6730 nakon faze samoinicijalizacije

$f$	$R_{Fe}$
[Hz]	[ $\Omega$ ]
100.0	3.24
87.3	3.23
75.0	3.22
65.5	3.21
50.0	2.95
35.0	2.02
<u>30.0</u>	<u>1.69</u>
<u>25.0</u>	<u>1.33</u>
<u>20.0</u>	<u>0.97</u>
<u>10.0</u>	<u>0.62</u>

Tabela XI Snimljene tačke karakteristike  $R_{Fe}(f)$



Slika 6.16. Karakteristika gubitaka u gvožđu AM YDQ6730

Na kraju, predlaže se upotreba regresionih modela za analitički opis nelinearnih karakteristika  $AM$ ,  $L_m(i_{ds})$  i  $R_{Fe}(f)$ . Korišćenjem regresionih modela se dobija robusna predikcija krivih u celokupnom eksploatacionom opsegu.

Predlog kandidatske funkcije za analitički opis nelinearne zavisnosti  $L_m(i_{ds})$  je dat u [VI11] a prikazan u okviru sekcije *Dodatak III – Induktivnost magnećenja*. Upotrebom mernih podataka iz *Tabele X* uz predlog kandidata  $L_m(i_{ds})$  mogu se, korišćenjem nelinearnih regresionih procedura, dobiti koeficijenti razmatrane krive,  $a$ ,  $b$  i  $c$ , koji je kvalitetno opisuju.

*Tabela XII* prikazuje vrednosti koeficijenata kandidata krive  $L_m(i_{ds})$   $AM$  YDQ6730 kao i statističke mere kvaliteta predikcije.

*Tabela XII. Koeficijenti krive  $L_m(i_{ds})$   $AM$  YDQ6730 i statističke mere kvaliteta predikcije:*

Koeficijenti krive $L_m(i_{ds})$ <i>Dodatak III</i>			Kvalitet predikcije $L_m(i_{ds})$ :	
$a$ [0 ÷ 1]	$b$ [1 ÷ ...]	$c$ [mH] [ $L_m^{min}$ ÷ $L_m^{max}$ ]	SSE:	1.572E-09
0.9982	7	0.94	$R^2$ [%]:	99.77
			adj $R^2$ :	99.65
			RMSE:	1.402E-05

Predikcione krive međuinduktivnosti  $L_m$  fit i inkrementalne induktivnosti  $L_m$  fit u funkciji struje magnećenja  $i_{ds}$  su dodatno prikazane na *Slici 6.15*. Vizuelnim poređenjem predikcione krive sa prikazanim tačkama dobijenim na osnovu merenja stiče se potpuni uvid u regresioni model karakteristike magnećenja upotrebljene  $AM$ .

Na kraju, rezimira se i predlog kandidatske funkcije za analitički opis  $R_{Fe}(f)$ . Pomenuta funkcija je opisana nelinearnom krivom (2.5) predloženom u okviru *Poglavlja II*. *Tabela XIII* prikazuje vrednosti koeficijenata kandidata krive  $R_{Fe}(f)$   $AM$  YDQ6730 kao i statističke mere kvaliteta predikcije. Nelinearni regresioni model koristi ulazni skup podataka iz *Tabele XI*.

*Tabela XIII. Koeficijenti krive  $R_{Fe}(f)$   $AM$  YDQ6730 i mere kvaliteta predikcije:*

Koeficijenti krive $R_{Fe}(f)$		Kvalitet predikcije $R_{Fe}(f)$ :	
$f_{Fe}$ [Hz] [0 ÷ $f_{MAX}$ ]	$R_{Fe sat}$ [ $\Omega$ ] [0 ÷ ...]	SSE:	0.0691
63.54	6.12	$R^2$ [%]:	96.28
		adj $R^2$ :	95.35
		RMSE:	0.1314

Grafički prikaz predikcije  $R_{Fe}(f)$  zajedno sa mernim tačkama je dat na *Slici 6.16*. Uporedna analiza kvaliteta predikcije krivih  $L_m(i_{ds})$  i  $R_{Fe}(f)$  ukazuje na veća odstupanja prilikom procene karakteristike gubitaka u gvožđu.

Kvalitet predikcije se opisuje sledećim statističkim merama regresije [VI12]:

- $SSE$  (engl. *Sum of Squares due to Error*) – suma kvadrata greške (reziduala),
- $R^2$  – koeficijent determinacije,
- adj $R^2$  – prilagodjeni koeficijent determinacije,
- $RMSE$  (engl. *Root Mean Squared Error*) – rezidualna standardna greška.

## 7. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

U ovom poglavlju se prikazuju ključni eksperimentalni rezultati kojima se verifikuju izneta teorijska razmatranja u prethodnim delovima disertacije. Eksperimenti su vršeni na prototipu pogona električnog vozila opisanog u *Poglavlju VI*.

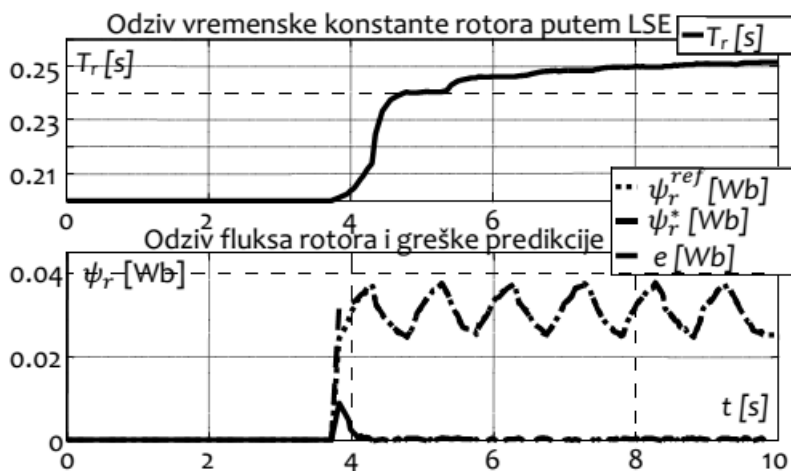
Prvo se prikazuju rezultati predloženog naprednog algoritma za robusni vektorski kontroler korišćenog *AM*. Zatim se prikazuju eksperimentalno snimljene optimalne karakteristike električnog pogona koje se upoređuju sa teorijski izvedenim krivama. Na kraju, prikazuju se rezultati rada pogona električnog vozila sa implementiranim algoritmima optimalne kontrole.

### 7.1. Rezultati predloženog algoritma za robusni vektorski kontroler AM

Prvi eksperimentalni rezultati prikazuju apsolutnu konvergenciju algoritma za adaptaciju vremenske konstante rotora putem predloženog rekurzivnog *LSE* algoritma. Druga grupa rezultat prikazuje superiorne performanse naprednog strujnog *IMP* kontrolera u odnosu na tradicionalne pristupe regulaciji i raspredanju putem *CCD*.

#### 7.1.1. Rezultati naprednog LSE estimatora vremenske konstante rotora

Na *Slici 7.1* i *Slici 7.2* su prikazani eksperimentalni odzivi relevantnih veličina pogona *AM* u praznom hodu prilikom procesa parametarske adaptacije putem predloženog *LSE*.



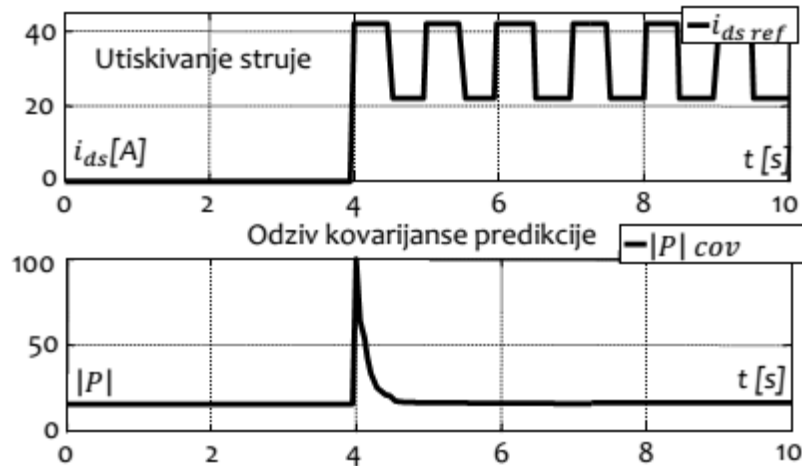
Slika 7.1. Odziv vremenske konstante rotora *AM* i i uporedni prikaz modifikovanih flukseva rotora i greške predikcije *LSE* neopterećenog pogona *AM* pri  $n=1500$  o/min

Vremenski odziv parametra konstante rotora na odskočni eksitacioni strujni signal u *d* osi pokazuje konvergenciju algoritma *LSE* u trenutku aktivacije u vremenskoj instanci  $\approx 4$ s. Parametar se izračunava na osnovu dobijenog parametarskog vektora *LSE* (3.48) računanjem po (3.54). Algoritam za proračun koristi identifikovanu karakteristiku magnećenja dobijenu iz faze samoinicijalizacije pogona, *Poglavlje VI*.

Konvergencija parametarskog vektora (3.48) je inicirana greškom predikcije (3.49) *e*, tj. poređenjem fluksa rotora  $\psi_r^*$  (3.25) kao izlaza *LSE* i reference fluksa *d* ose kao izlaza iz naponsko-fluksnog modela (3.9). U neopterećenom stanju pogona klizanje  $\omega_k^*$  *I-RFOC*

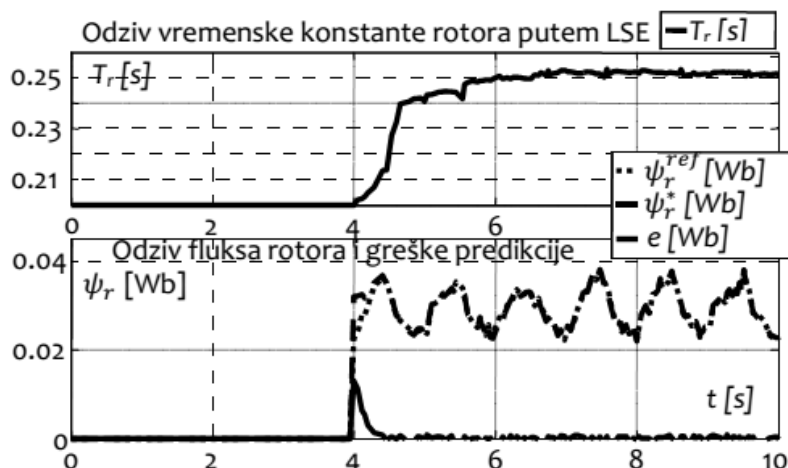
kontrolera je približno jednako nuli pa su predikcija fluksa i referenca fluksa rotora identični sa modifikovanim verzijama (3.24). Uočava se karakterističan odziv na odskočnu pobudu koji odgovara filtarskoj strukturi niskopropusnika prvog reda. *Slika 7.1* u superskriptima veličina izostavlja oznaku '.

*Slika 7.2* prikazuje proces utiskivanja struje u magnetizacionu  $d$  osu mašine kao i odziv kovarijanse regresionog modela  $|P|$  izračunate na osnovu matrice (3.47).



*Slika 7.2. Vremenski odzivi eksitacionog signala d ose struje statora i kovarijanse predikcije LSE algoritma neopterećenog pogona AM pri  $n=1500$  o/min*

Učestanost utiskivanja strujnog signala u  $d$  osu je u skladu sa relacijom (3.51) kojom se garantuje uslov perzistentne eksitacije i konvergencije estimacije parametarskog vektora. Vremenski odziv  $|P|$  pokazuje da ekvivalentno pojačanje estimatora u vremenu iščezava kako mehanizam *LSE* uvažava veći broj ulaznih podataka u okviru regresionog vektora (3.26). Algoritam koristi inicijalnu vrednost vremenske konstante rotora  $T_{rin} = 200$  ms čime se uvažavaju merne i sistemske nesigurnosti i određuje početna kovarijansa. Vrednost kovarijanse nakon konvergencije algoritma se ne svodi na nulu što ostavlja mogućnost za *online* adaptaciju parametra. Faktor zaboravljanja je u direktnoj relaciji sa iznosom kovarijanse u stacionarnom stanju i postavljen je na vrednost  $\lambda = 0.1 \rightarrow e^{\lambda T} = 0.99$ .



*Slika 7.3. Odziv vremenske konstante rotora AM i i uporedni prikaz modifikovanih flukseva rotora i greške predikcije LSE neopterećenog pogona AM pri  $n=500$  o/min*

Prethodni eksperiment nije pokazao osnovnu prednost upotrebe predloženog *LSE* estimatora vremenske konstante rotora; robusnu estimaciju sa maksimalnim stepenom potiskivanja mernog i sistemskog šuma.

Na *Slici 7.3* je prikazan eksperimentalni odziv predikcije flukseva i vremenske konstante rotora predloženog *LSE* algoritma za neopterećen pogon pri referenci brzine obrtanja rotora  $n=500$  o/min.

U ovom slučaju dolaze do izražaja efekti mernog šuma struje statora i sistemski poremećaji i neidealnosti procesuiranja procene fluksa rotora putem naponsko-fluksnog modela *AM*. Sistemski šum se uočava prilikom procesa predikcije flukseva rotora i primarno je izazvan problemom neidealne integracije u (3.9). Šumom *zaprljan* harmonijski sastav flukseva rotora se prenosi na signal greške predikcije a u početnim trenucima estimacije i na odziv procene kritičnog parametra. Ipak, oscilacije se sve više potiskuju kako sistem ulazi u stacionarno stanje i nezavisne su od nivoa eksitacije u magnetizacionoj *d* osi. Ovim se naglašava robusnost adaptacionog procesa na neidealnosti prilikom procesuiranja signala jer *LSE* vrši bolje usrednjavanje efekata šuma kako se uvažava veći broj podataka prilikom procene. Važno je naglasiti da je svojstvo potiskivanja šuma u obrnutoj korelaciji sa brzinom odziva estimatora dok izbor vrednosti faktora zaboravljanja ima presudan uticaj na performanse. Ovi efekti su objašnjeni u [129] a primenjeni na predikcionom modelu fluksa rotora koji važi samo u pogonskom stanju praznog hoda [134]. Odgovarajući eksperiment se na ovom mestu izostavlja dok se čitalac upućuje na pomenute reference.

Sledeći eksperiment daje uvid u konvergenciju *LSE* algoritma u uslovima kada su izraženi efekti zasićenja magnetnog kola.

*Slika 7.4* i *Slika 7.5* prikazuju eksperimentalne odzive relevantnih veličina pogona *AM* u praznom hodu prilikom procesa parametarske adaptacije putem predloženog *LSE* kada su intenzivirani efekti zasićenja magnetnog kola.

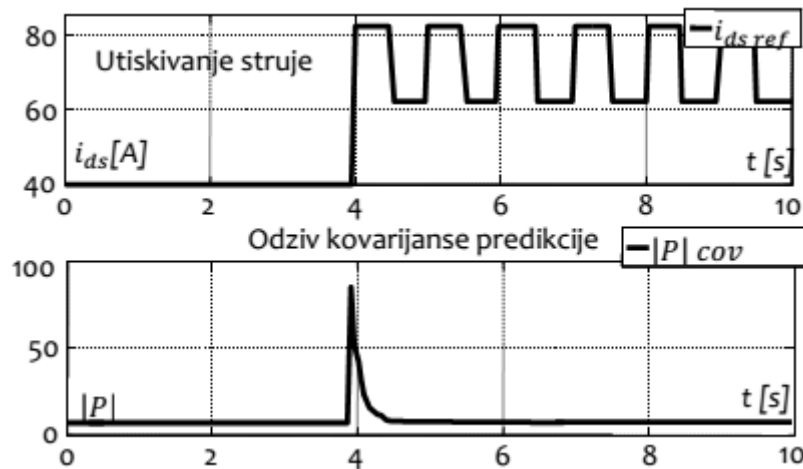


*Slika 7.4.* Odziv vremenske konstante rotora *AM* i i uporedni prikaz modifikovanih flukseva rotora i greške predikcije *LSE* neopterećenog pogona *AM* pri  $n=1500$  o/min kada su izraženi efekti zasićenja magnetnog kola

Konvergencija parametra vremenske konstante rotora je obezbeđena ukoliko se vrši račun po (3.54). Odziv reference fluksa rotora i predikcije u neopterećenom stanju se razlikuje nego odziv u uslovima kada zasićenje nije izraženo.

Vremenski odziv eksitacionog signala *d* ose i kovarijanse predikcije *LSE* algoritma je prikazan na *Slici 7.5*. Utiskivanje struje se vrši pri uvećanom nivou reference fluksa koja smanjuje vrednost induktivnosti magnećenja za 15% od nominalne. Vremenska konstanta

rotora je posledično smanjena za 15% vrednosti i iznosi  $T_{r\ sat} = 215\ ms$ . Početna vrednost vremenske konstante rotora je izabrana na prethodno proračunatu vrednost nezasićenog parametra  $T_{r\ in} = 255\ ms$ .



Slika 7.5. Vremenski odzivi eksitacionog signala  $d$  ose struje statora i kovarijance predikcije LSE algoritma neopterećenog pogona AM pri  $n=1500\ o/min$  kada su izraženi efekti zasićenja magnetnog kola

Sledeća grupa eksperimenata se koncentriše na konvergenciju algoritma za procenu parametra vremenske konstante rotora kada je pogon AM opterećen. Zbog pojave uvećanog klizanja AM dolaze do izražaja efekti sprežanja  $dq$  osa rotora. Mehanizam linearizacije po povratnoj sprezi se eksploatiše i koristi se modifikacija vektora izlaza LSE (3.25) i estimacije reference za procenu parametra vremenske konstante rotora.

Slika 7.6 prikazuje karakterističan odziv kritičnog parametra prilikom online adaptacije putem LSE za opterećen pogon AM pri uvećanoj vrednosti brzine obrtanja rotora  $n=5000\ o/min$ .

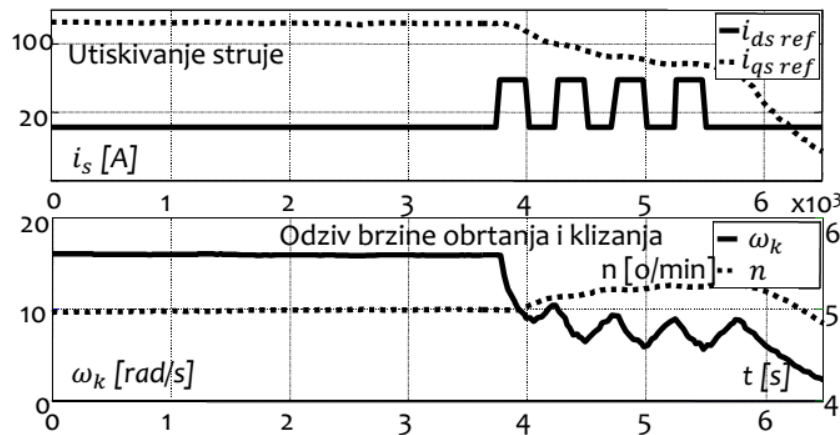


Slika 7.6. Odziv vremenske konstante rotora AM i i uporedni prikaz modifikovanih fluksa rotora i greške predikcije LSE opterećenog pogona AM pri  $n=5000\ o/min$

Pogon AM se nalazi u oblasti slabljenja polja [III3], gde je uvećan karakteristični odnos komponenti vektora struje statora  $i_{qs}/i_{ds} \gg 1$ . Pomenuti odnos se manifestuje kroz uvećanu vrednost klizanja  $\omega_k^*$  prikazanu na Slici 7.7, zajedno sa odgovarajućim komponentama vektora struje statora. Karakter odziva vremenske konstante rotora u pomenutom slučaju se razlikuje od karaktera u neopterećenom stanju a posledica je redefinicije izlaza. U tom slučaju se za predikciju koriste modifikovani fluksa rotora sa



ubačenim sprežućim elementima koji su posledica opterećenja pogona. Tretman sprežućih vrednosti flukseva kao poremećaja u sistemu linearizuje samo predikcionu formu *LSE* dok se uviđa pomenuta nelinearnost prilikom dinamičkog odziva vremenske konstante rotora. Usled specifičnog režima rada u oblasti slabljenja polja pogona *AM*, efekti zasićenja nisu izraženi te parametar vremenske konstante rotora konvergira ka nominalnoj vrednosti  $T_r = 255 \text{ ms}$ . Osetljivost na odstupanja u parametru vremenske konstante rotora je uspešno kompenzovana pri uvećanim odnosima struja statora/klizanja. Pravilna estimacija pri specifičnim graničnim uslovima predstavlja ključni doprinos metode i unapređenje u odnosu na postojeće pristupe.



Slika 7.7. Odzivi komponenti vektora struje statora prilikom utiskivanja, učestanosti klizanja i brzine obrtanja u opsegu slabljenja polja *AM* pri  $n=5000 \text{ o/min}$

Predloženi *LSE* estimator je univerzalan i takođe primenljiv u slučajevima kada se pogon nalazi u baznom opsegu brzina.

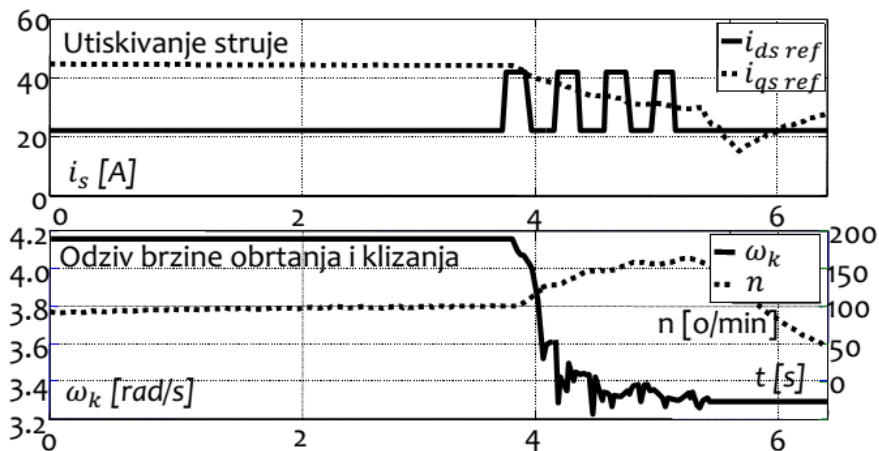
Skup rezultata na Slici 7.8 i Slici 7.9 predstavlja dokaz pravilne estimacije putem predloženog *LSE* prilikom ogleada opterećenja *AM* kada je referenca brzine obrtanja rotora postavljena na vrednost  $n=100 \text{ o/min}$ .



Slika 7.8. Odziv vremenske konstante rotora *AM* i i uporedni prikaz modifikovanih flukseva rotora i greške predikcije *LSE* opterećenog pogona *AM* pri  $n=100 \text{ o/min}$

U baznom opsegu rada *AM* karakteristični odnos struja je smanjen, algoritam ne podrazumeva slabljenje polja i uvećava referencu fluksa čime se, pri identičnom opterećenju, smanjuje  $q$  komponenta struje odgovorna za generisanje elektromagnetnog momenta. Situacije je povoljnija u pomenutom slučaju u odnosu na slučaj kada se pogon nalazi u oblasti slabljenja polja jer su vrednost klizanja kao i efekti sprežanja osa u značajnoj meri

redukovani. I u ovom slučaju se, kao i na *Slici 7.3* kada je referenca brzine obrtanja umanjena, pojavljuje izraženiji signal šuma usled neidealnog procesuiranja ulazno/izlaznih podataka modela *LSE*.



*Slika 7.9. Odzivi komponenti vektora struje statora prilikom utiskivanja, učestanosti klizanja i brzine obrtanja u opsegu slabljenja polja AM pri  $n=100$  o/min*

Zajedničko za sve rezultate algoritma *LSE* prilikom utiskivanja test signala jesu oscilacije brzine obrtanja *AM*. Na *Slici 7.7* i *Slici 7.9* se eksplicitno prikazuju odzivi brzine obrtanja rotora prilikom ustiskivanja test signala u magnetizacionu *d* osu statora. Utiskivanje signala struje u pogonu električnog vozila dovede do reakcije strujnog regulatora koji menja *q* komponentu struje što se manifestuje oscilacijama i elektromagnetnog momenta i brzine obrtanja *AM*. Preturbacije fluksa su iskorišćene u cilju dokaza konvergencije i zasnovanosti *LSE* algoritma.

U praktičnoj primeni aplikacije električnog vozila može se iskoristiti svojstvena promena fluksa usled eksploatacije algoritama optimalne kontrole prilikom učestale promene radnog režima takvog dinamičkog procesa. Time se izbegavaju preturbacije stanja u pogonu, izbegavaju oscilacije brzine i momenta i povećava komfor prilikom vožnje. Odgovarajući ogled se prikazuje u okviru sekcije sa rezultatima za optimalnu kontrolu pogona električnog vozila.

U referenci [III3] data je uporedna analiza predloženog *LSE* algoritma sa tradicionalnim tehnikama estimacije putem *MRAS* pristupa. Priložen je dokaz o uvećanoj robusnosti procene predloženog *LSE* uz identičnu brzinu konvergencije algoritma u odnosu na manje robusne tehnike bazirane na *MRAS* estimatoru.

### 7.1.2. Rezultati naprednog IMP kontrolera struje

Sledeći skup eksperimentalnih rezultata prikazuje performanse regulacije struje *IMP* kontrolera u okviru *VU* pogona sa *AM*. Sa tim u vezi, posmatra se struktura sa *Slike 3.18*, koja koristi regulator čiji je blok dijagram prikazan na *Slici 3.19* sa pojačanjima (3.78).

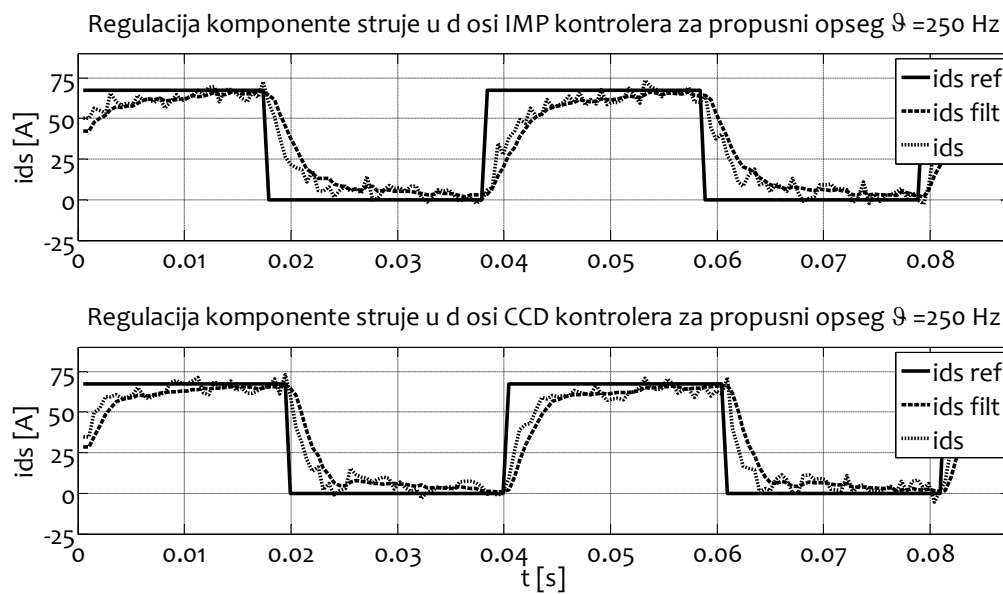
Na *Slici 7.10* su uporedno prikazani eksperimentalni odzivi struje statora *d* ose  $i_{ds}$ , filtrirane struje  $i_{ds}^{filt}$  *IMP* (gornji grafik) i *CCD* (donji grafik) strujnog kontrolera na odskočnu referencu  $i_{ds}^{ref}$  u slučaju kada kontroleri raspolažu tačnim informacijama o parametrima strujnog kola,  $R_s = R_s^*$  i  $L_\sigma = L_\sigma^*$ . Izabrana je učestanost propusnog opsega regulacione kontrure struje  $v = 250$  Hz.

Direktno pojačanje petlje  $K_{PS}$  kao i pojedinačna diskretna pojačanja  $IMP/CCD$  regulatora  $K_{Pd}$  i  $K_{Id}$  iznose:

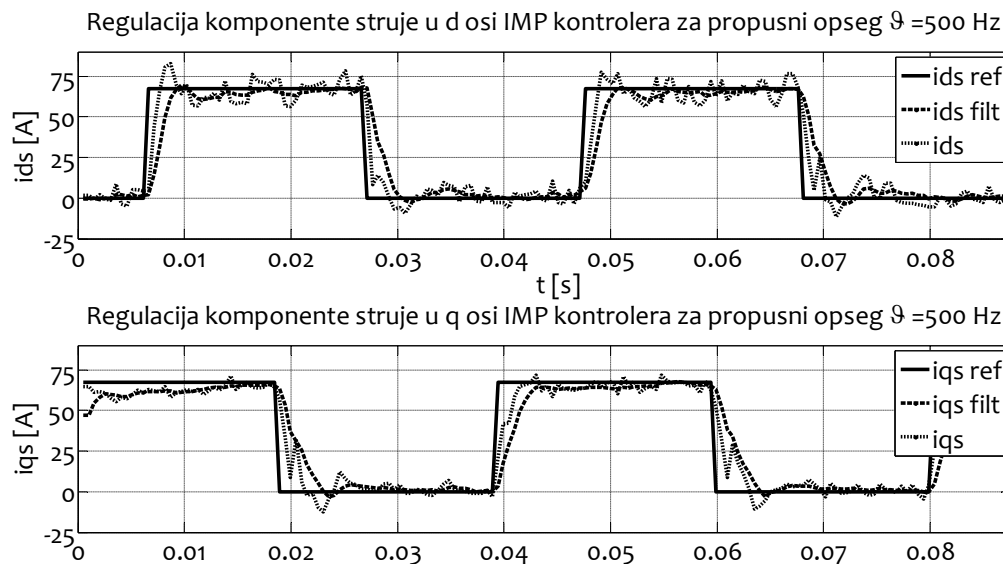
$$K_{PS} = U_{dc}/(\sqrt{3}I_b) = 38.17 \text{ m}\Omega \quad (7.1)$$

$$K_{Pd} = vL_\sigma^*/K_{PS} = 0.36, \quad K_{Id} = vR_s^*/K_{PS} = 29.47$$

gde je napon jednosmernog međukola uzet sa natpisne pločice *AM YDQ6730*  $U_{dc} = 48 \text{ V}$ , vidi *Dodatak*.



Slika 7.10. Uporedna analiza odziva struje d ose IMP i CCD kontrolera pri izabranom propusnom opsegu petlje  $v = 250 \text{ Hz}$  za idealan slučaj  $R_s = R_s^*$  i  $L_\sigma = L_\sigma^*$



Slika 7.11. Analiza odziva strujnih dq komponenti IMP kontrolera pri izabranom propusnom opsegu petlje  $v = 500 \text{ Hz}$  za idealan slučaj  $R_s = R_s^*$  i  $L_\sigma = L_\sigma^*$

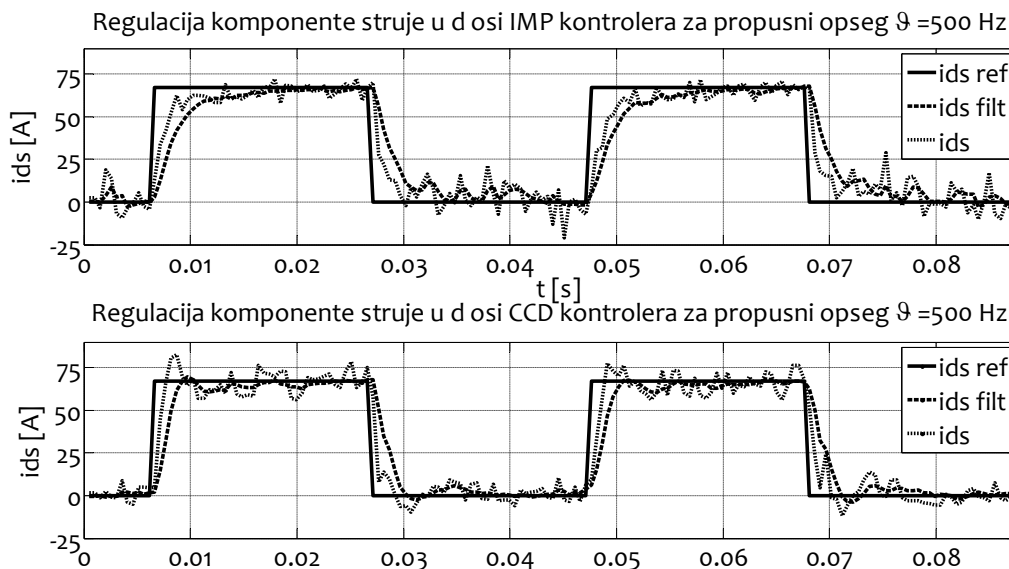
Utiskivanje reference struje  $i_{ds}^{ref}$  u vidu odskočnog periodičnog signala je vršeno u praznom hodu *AM* pri učestanosti napajanja  $\omega_{dq} = 2\pi \cdot 300 \text{ rad/s}$ . Obe strukture prikazuju aperiodičan odziv struje  $i_{ds}$  bez greške stacionarnog na odskočnu referencu što je odlika rezultatne funkcije spregnutog prenosa filtra niskopropusnika opsega prvog reda (3.67). Regulatorna struktura za oba slučaja *IMP* i *CCD* uspešno kompenzuje poremećaj u vidu sprege osa jer vrši egzaktnu kompenzaciju polova sistema.

Dinamičke performanse odziva se ogledaju kroz vreme uspona  $t_r$  i vreme smirenja odziva  $t_s$  koje u slučaju izabranog propusnog opsega regulacione kontrure struje  $\nu = 250 \text{ Hz}$  iznose:

$$t_r = \frac{\ln 9}{\nu} = 8.78 \text{ ms}, \quad t_s = \frac{3}{\nu} = 12 \text{ ms} \quad (7.2)$$

*Slika 7.11* prikazuje uslove napajanja kada se u obe strujne ose *IMP* kontrolera vrši utiskivanje periodičnog odskočnog signala reference pri uvećanom propusnom opsegu regulacione petlje  $\nu = 500 \text{ Hz}$ . Ponovo se razmatra idealan slučaj,  $R_s = R_s^*$  i  $L_\sigma = L_\sigma^*$ . Učestanost napajanja *AM* je ista kao i u prethodnom slučaju.

Eksperimentalni rezultat je ključan da se uvide performanse kompenzacije poremećaja u vidu sprege osa modela objekta regulacione konture struje  $G(s)$  kada je upotrebljen predloženi *IMP* kontroler struje *AM*. Donji grafik sa *Slike 7.11* prikazuje odzive  $q$  komponente vektora struje statora  $i_{qs}$ , filtriranog ekvivalenta  $i_{qs}^{filt}$  na odskočnu referencu  $i_{qs}^{ref}$ . Odskočni odzivi na reference  $i_{ds}^{ref}$  i  $i_{qs}^{ref}$  ne pokazuju uticaj sprege osa, u trenucima promene nivoa struje jedne od osa nema povratnog uticaja u odzivu druge ose.



*Slika 7.12.* Uporedna analiza odziva struje d ose *IMP* i *CCD* strujnog kontrolera pri izabranom propusnom opsegu petlje  $\nu = 500 \text{ Hz}$  za slučaj  $R_s = 1.05R_s^*$

Pojačanja petlje  $K_{Pd}$  i  $K_{Id}$  kao i mere dinamičkih performansi odziva su:

$$K_{Pd} = \nu L_\sigma^* / K_{PS} = 0.72, \quad K_{Id} = \nu R_s^* / K_{PS} = 58.94$$

$$t_r = \frac{\ln 9}{\nu} = 8.78 \text{ ms}, \quad t_s = \frac{3}{\nu} = 12 \text{ ms} \quad (7.3)$$

Prethodna konstatacija je karakteristična za pravilno podešen *IMP* kao i *CCD* kontroler. Ipak, postoji značajna razlika u osetljivosti strategija na odstupanja u slučaju kada kontroler ne poseduje tačne informacije o vrednostima parametara strujnog kola *AM*.

Na *Slici 7.12* se prikazuje eksperiment osetljivosti *IMP* i *CCD* strategije u slučaju kada postoji odstupanje parametra otpornosti namotaja statora,  $R_s = 1.05R_s^*$ .

Podrazumevaju se identični eksploatacioni uslovi kao u slučaju razmatranja rezultata sa *Slike 7.11*. Greška od 5% stvarnog parametra  $R_s$  simulira uvećanje njegove vrednosti u odnosu na nazivnu vrednost koji poseduje kontroler  $R_s^*$ . Ova situacija je karakteristična u slučajevima kada se posmatra pogon bez davača temperature na statoru i kada ne postoji odgovarajući adaptacioni zakon za promenu otpornosti usled efekta zagrevanja. Uvećani gubici usled opterećivanja pogona zagevaju mašinu i izazivaju u pomenutom slučaju odstupanje pomenutog parametra.

Analiza osetljivosti opisana skupom relacija (3.74)–(3.76) i karakteristikama prikazanim grafički na *Slici 3.17* nagoveštava bolje performanse odziva *IMP* kontrolera u odnosu na slučaj sa *CCD* pri učestanosti napajanja  $\omega_{dq} = 2\pi \cdot 300 \text{ rad/s}$ . U pomenutom slučaju, kada se uvrste vrednosti pojačanja važi relacija za faktor odstupanja  $k$ :

$$k = 1.05 > 1.038 = k_R \quad (7.3)$$

što za slučaj *CCD* kontrolera podrazumeva lokalitet nekompensovanih polova  $R_e = (v + R_s/L_\sigma)/2 \approx 291\text{Hz}$ .

Dinamičke performanse odziva *CCD* regulacione strukture se pogoršavaju i dobija se trend odziva oscilatornog karaktera, uočen u talasnom obliku  $i_{ds}$  na *Slici 7.12* donji grafik. Konstatacije su u skladu sa iznetim teorijskim zaključcima o nepovoljnom mestu kompenzacije svedenog pola mašine na realnu osu sa realnom nulom unesenom sa *CCD* kontrolerom. Odziv iste veličine  $i_{ds}$  na gornjem grafiku nema izražen oscilatorni karakter jer *IMP* kontroler vrši kompenzaciju na lokaciji kompleksnog pola u *dq* sistemu. Odstupanje *AFK* za *IMP* kontroler je umanjeno, osetljivost redukovana a performanse odziva poboljšane u odnosu na klasični *CCD* princip.

Dodatni eksperimentalni rezultati vezani za pomenuti kontroler mogu se dodatno naći u referenci [III10].

## 7.2. Rezultati eksperimentalno snimljenih optimalnih karakteristika pogona AM

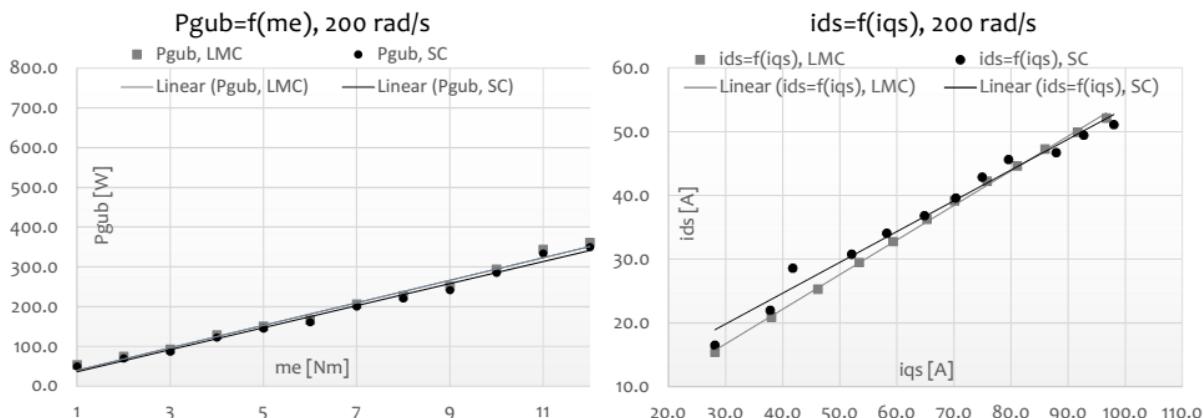
Ova sekcija se bavi diskusijom rezultata eksperimentalno snimljenih karakteristika pogona električnog vozila sa *AM* u karakterističnim režimima rada. Posmatra se prototip pogona *AM* YDQ6730 opisan u *Poglavlju VI*.

Prvo se prikazuju optimalne karakteristike za pogon *AM* u trajnom režimu rada izvedene u *Poglavlju V*. Zatim se prikazuje i komentariše *MTPA* karakteristika pogona *AM* eksploatisana u intermitetnom ciklusu rada, predložena u *Poglavlju IV*.

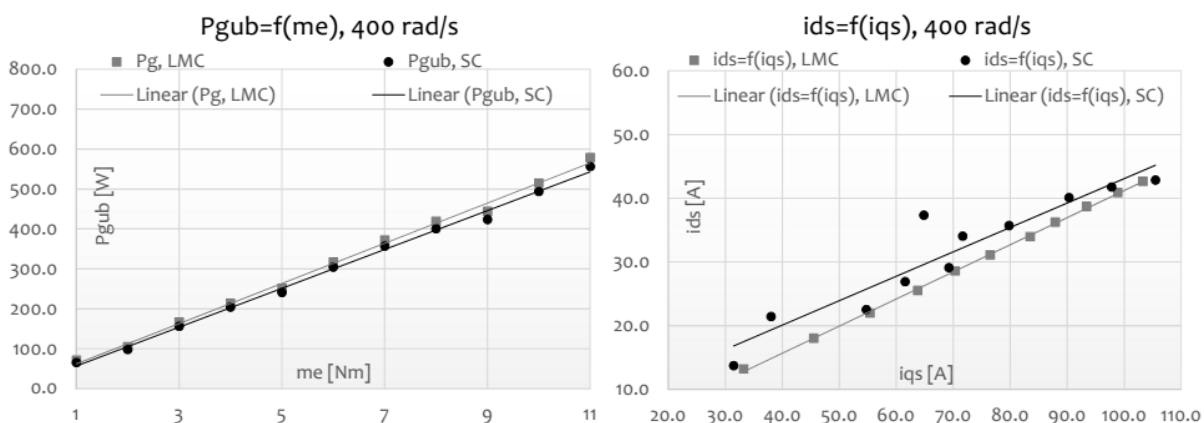
### 7.2.1. Optimalne karakteristike pogona AM YDQ6730 u trajnom režimu

Skup rezultata prikazan grafički na *Slikama 7.13–7.15* oslikava karakteristične strujne odnose i ukupne kontrolabilne gubitke u funkciji momenta opterećenja *AM* kada su primenjene strategije optimalne kontrole u trajnom režimu rada pogona.

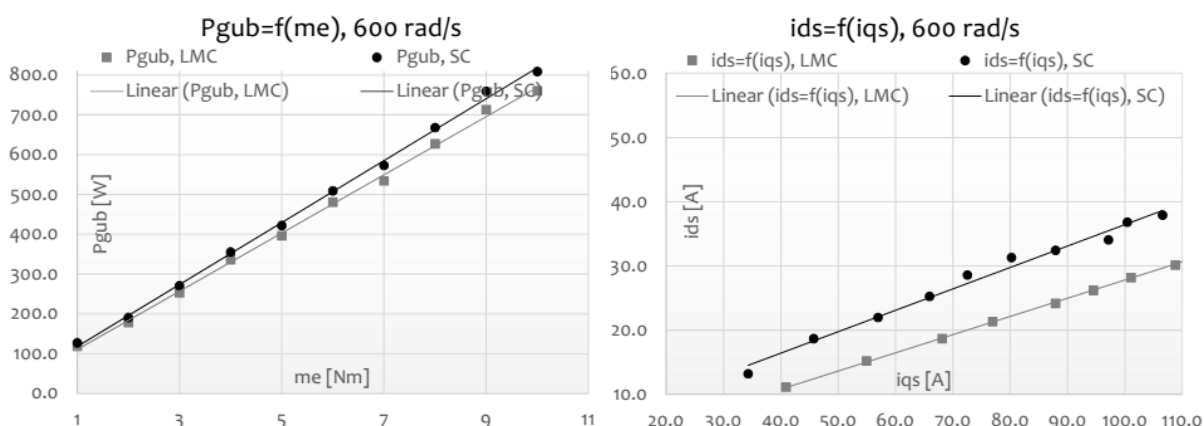
Konkretno, primenjene su strategije optimalne kontrole za maksimizaciju energetske efikasnosti AM YDQ6730 čije su varijante predložene u Poglavlju V. Karakteristike su snimane za više različitih učestanosti napajanja  $\omega_{dq} \in \{200,400,600\}$ .



Slika 7.13. Uporedni prikaz karakteristika kontrolabilnih gubitaka u funkciji momenta  $P_{gub} = f(m_e)$  i optimalnog strujnog odnosa  $i_{ds} = f(i_{qs})$  za LMC i SC kontroler pogona AM YDQ6730 pri učestanosti napajanja  $\omega_{dq} = 200 \text{ rad/s}$



Slika 7.14. Uporedni prikaz karakteristika kontrolabilnih gubitaka u funkciji momenta  $P_{gub} = f(m_e)$  i optimalnog strujnog odnosa  $i_{ds} = f(i_{qs})$  za LMC i SC kontroler pogona AM YDQ6730 pri učestanosti napajanja  $\omega_{dq} = 400 \text{ rad/s}$

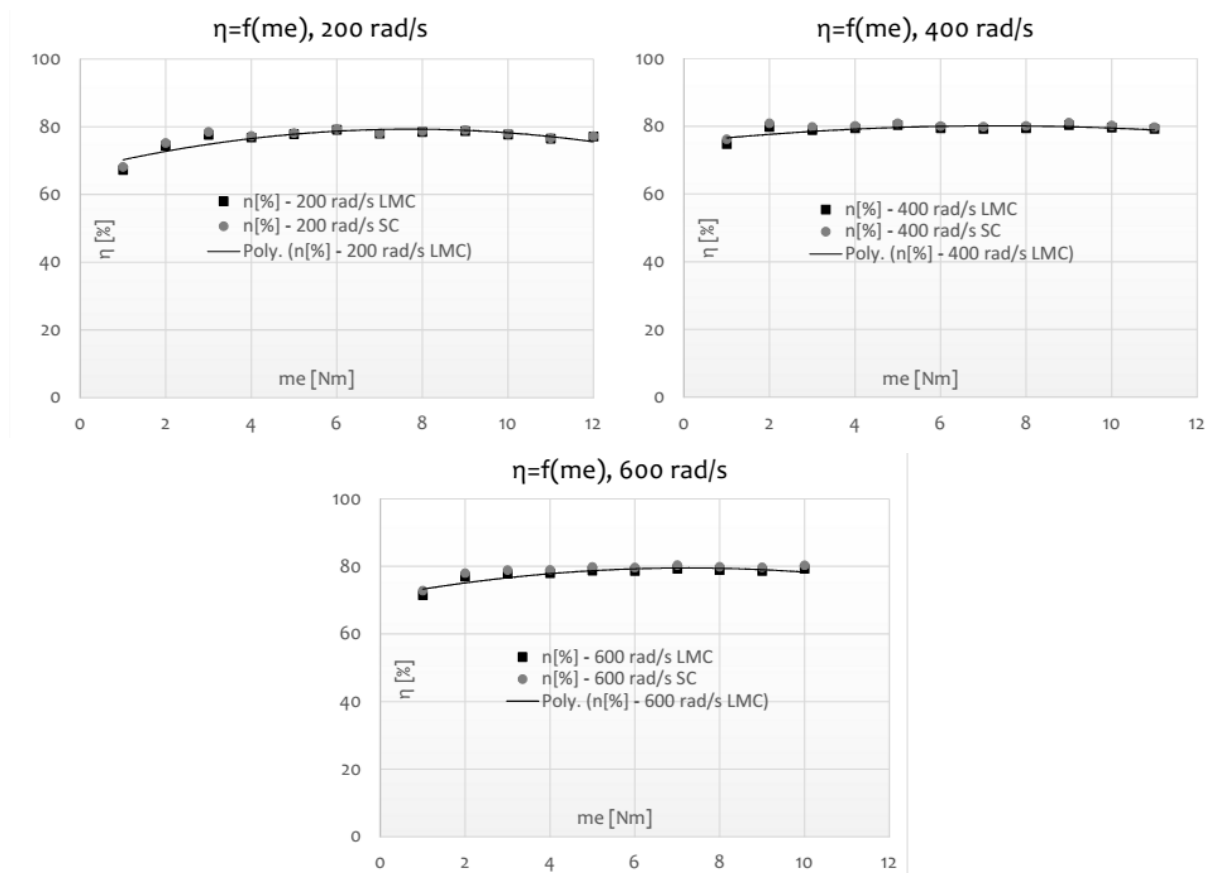


Slika 7.15. Uporedni prikaz karakteristika kontrolabilnih gubitaka u funkciji momenta  $P_{gub} = f(m_e)$  i optimalnog strujnog odnosa  $i_{ds} = f(i_{qs})$  za LMC i SC kontroler pogona AM YDQ6730 pri učestanosti napajanja  $\omega_{dq} = 600 \text{ rad/s}$

Kvadraturni marker ■ predstavlja merne tačke naprednog *LMC* kontrolera (5.20), dok su sa ● označene snimljene tačke predloženog hibridnog kontrolera koji vrši pretragu putem gradijentnog *SC* algoritma.

*LMC* kontroler koristi podatke modela *AM* prikazane u *Tabeli IX* kao i snimljene karakteristike zavisnosti  $L_m(i_{ds})$  i  $R_{Fe}(f)$  u fazi samoinicijalizacije pogona, date numerički u *Tabeli X* i *Tabeli XI* i grafički na *Slici 6.15* i *Slici 6.16*, respektivno. Dodatno, isti algoritam uvažava i temperaturne promene otpornosti namotaja statora putem merenja sa *NTC* senzora (*Slika 6.8*, relacija (6.10) i *NTC* karakteristika u *Dodatku*) i rotora  $R_r$  (na osnovu informacije o parametru  $T_r^*$  putem *online* adaptacionog algoritma zasnovanog na *LSE* – relacija (6.10)). *SC* algoritam pored pomenutih podataka uvažava i estimaciju ulazne električne snage *AM* korišćenjem (6.9).

Uporedni prikaz *LMC* strategije i hibridnog *SC* kontrolera ukazuje na trend smanjenja karakterističnog optimalnog odnosa struje  $k_G = i_{ds}/i_{qs}$  i uvećanja gubitaka u pogonu  $P_{gub}$  sa uvećanjem učestanosti napajanja  $\omega_{dq}$ .



*Slika 7.16. Uporedni prikaz familija karakteristika stepena iskorišćenja u funkciji momenta opterećenja za LMC i SC kontroler pogona AM YDQ6730 pri različitim vrednostima učestanosti napajanja*

Eksperimentalno snimljene familije karakteristika pokazuju linearan trend uvećanja gubitaka  $P_{gub}$  u slučaju kada je primenjen optimalni algoritam za uvećanje energetske efikasnosti putem *LMC* i potvrđuju teorijske konstatacije. Teorijski izvedena zavisnost  $P_{gub} = f(m_{opt})$  opisana sa (5.32) kao i *Laplace*–ov množitelj  $\lambda_2$  definisan u (5.33) pokazuju linearan trend uvećanja gubitaka sa momentom opterećenja. Koeficijent linearnosti  $\lambda_2$  je

funkcija učestanosti napajanja. Takođe, i optimalni strujni odnos  $k_G = i_{ds}/i_{qs}$  definisan sa (5.20) pokazuje linearnu korelaciju  $i_{ds} = f(i_{qs})$  zavisnu od učestanosti napajanja.

Posmatrani skup rezultata pokazuje i izvesna odstupanja optimalnih karakteristika koja se intenziviraju sa uvećanjem učestanosti napajanja. Odstupanja karakteristika pri učestanosti napajanja  $\omega_{dq} = 600 \text{ rad/s}$  posledica su velike osetljivosti *LMC* strujnog odnosa na procenu u parametru gubitaka u gvožđu kao i uvedene aproksimacije modela pomoću koga je izveden *LMC* zakon. Karakteristika relativne osetljivosti  $S_{RFe}$  opisana sa (5.27) kao i relativno odstupanje estimiranih gubitaka datih grafički na *Slici 5.2* potkrepljuju razmatrane tvrdnje i potvrđuju zasnovanost nadogradnje aproksimativne i parametarski osetljive *LMC* strategije naprednijim hibridnim kontrolerom zasnovanim na *SC* pristupu.

Primenom hibridnog *SC* kontrolera na pogonu *AM YDQ6730* izvršena je preraspodela kapaciteta struje u odnosi na *LMC*, smanjeni ukupni gubici u pogonu i uvećan stepen iskorišćenja. Na *Slici 7.16* prikazana je familija karakteristika stepena iskorišćenja za obe strategije *LMC* i *SC* pri različitim vrednostima učestanosti napajanja. Uvećanje energetske efikasnosti u pomenutoj oblasti u opsegu između 1%–2% je dodatni kvalitet koji je značajan za eksploataciju u okviru pogona električnog vozila.

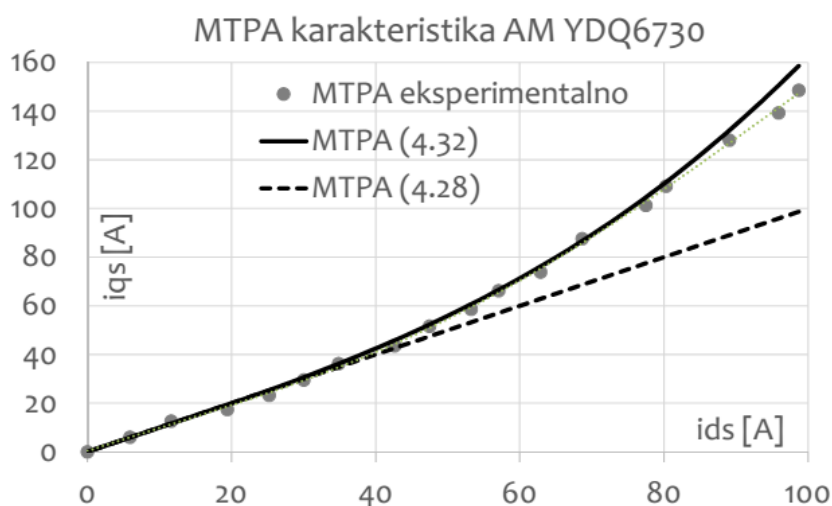
Dodatni rezultati istraživanja vezani za predloženi kontroler energetske efikasnosti se mogu pronaći u [VII].

## 7.2.2. Optimalne karakteristike pogona AM YDQ6730 u intermitentnom režimu

Pogon električnog vozila u intermitentnom režimu rada raspodeljuje kapacitete fluksa i momenta prema predloženoj *MTPA/MAPT* strategiji opisanoj u *Poglavlju IV*.

Na *Slici 7.17* prikazana je eksperimentalno snimljena optimalna *MTPA* karakteristika *AM YDQ6730* uporedno sa teorijski predloženom *MTPA* karakteristikom (4.32) i klasičnom *MTPA* raspodelom (4.28).

Tačkasti marker ● na *Slici 7.17* predstavlja eksperimentalno snimljene rezultate komponenti vektora struje statora  $i_{ds}$  i  $i_{qs}$  kojima se maksimizuje momenat *AM*.



Slika 7.17. Uporedni prikaz *MTPA* karakteristika *AM YDQ6730*; tačkasti grafik – *MTPA* dobijena eksperimentalnim snimanjem; grafik puna linija – *MTPA* karakteristika sa uvažanim efektom zasićenja (4.32); grafik isprekidana linija – klasična *MTPA* bez uvaženog efekta zasićenja (4.28)



Ogled snimanja optimalne *MTPA* karakteristike je vršen pri ukočenom rotoru *AM*. Učestanost napajanja prilikom procesa eksperimentalne identifikacije je svedena na minimalnu vrednost jednaku učestanosti klizanja *AM* u merenim tačkama. Ovim se upotpunosti otklanja uticaj gubitaka u gvožđu na raspodelu i analizira isključivo uticaj zasićenja magnetnog kola.

Usled upotrebljene različite razmere osa na *Slici 7.17* prikazana je klasična *MTPA* strategija isprekidanom linijom kojom se stiže orijentacioni uvid u pomenute odnose. Jedinični strujni odnos se narušava počevši od vrednosti struje  $i_{ds} \approx 40$  kada, prema karakteristici magnetisanja *AM* YDQ6730 prikazane na *Slici 6.15*, dolaze do izražaja efekti zasićenja magnetnog kola. Pad induktivnosti magnećenja uzrokuje preraspodelu kapaciteta struje u korist  $q$  komponente struje po nelinearnoj krivoj. Predlog zavisnosti optimalnog *MTPA* strujnog odnosa je definisan sa (4.32) uz korišćenje analitičkih zavisnosti induktivnosti magnećenja i inkrementalne induktivnosti datih u *Dodatku*. Teorijska kriva je generisana korišćenjem predložene iterativne *NR* procedure za rešavanje nelinearne kubne jednačine (4.31), bazirane na (4.36)–(4.42).

Eksperimentalno snimljene tačke *MTPA* karakteristike pokazuju visok nivo poklapanja sa teorijski predloženom krivom. U *Tabeli XIV* prikazan je kvalitet predikcije teorijske *MTPA* krive sa eksperimentalno snimljenom krivom, aproksimiranom polinomskom funkcijom trećeg reda sa odgovarajućim koeficijentima. Iskorišćene su regresione mere kojima se iskazuje kvalitet poklapanja eksperimentalnih krivih sa teorijskom (4.32).

*Tabela XIV. Koeficijenti polinomske MTPA krive snimljeni na osnovu eksperimentalnih merenja na pogonu AM YDQ6730 i mere kvaliteta predikcije sa teorijskom krivom (4.32):*

Koeficijenti polinomske MTPA krive trećeg reda				Kvalitet predikcije (4.32) u odnosu na eksperimentalnu MTPA krivu	
$i_{qs} = ai_{ds}^3 + bi_{ds}^2 + ci_{ds} + d$				SSE:	4.84E-03
$a$	$b$	$c$	$d$	$R^2$ [%]:	98.65
2.26E-04	-6.85E-03	0.997	$\approx 0$	adj $R^2$ :	98.31
				RMSE:	0.0512

Precizna predikcija *MTPA* krive je rezultat precizne estimacije odgovarajuće funkcionalne zavisnosti induktivnosti magnetisanja korišćene *AM*. S tim u vezi, preostali grafici dobijeni putem simulacija *MTPA* se mogu iskoristiti kao relevantni pokazatelji rada realnog pogona.

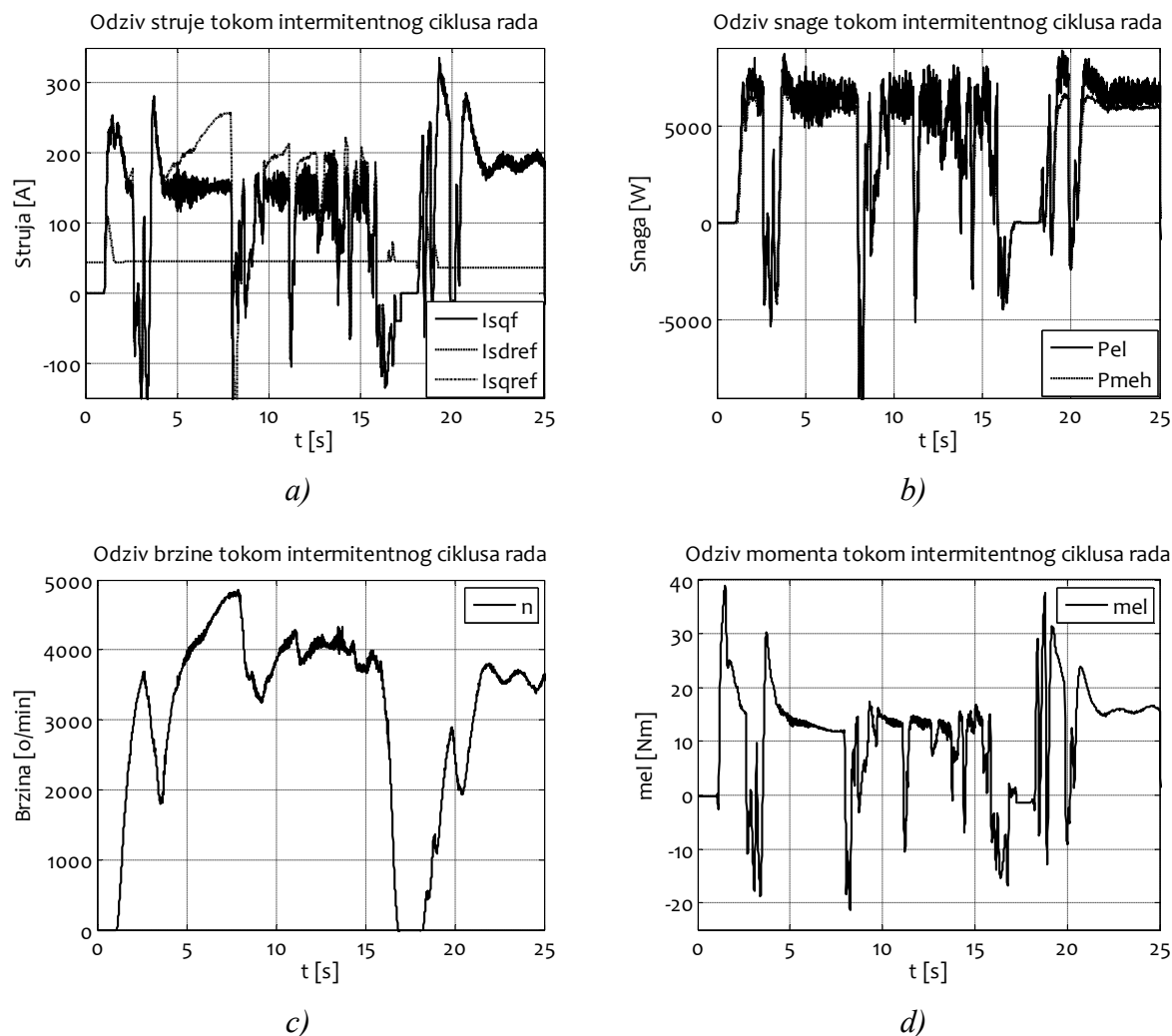
### 7.3. Eksploatacione performanse pogona električnog vozila Excar M1S2 sa optimalnim kontrolerom

Poslednja grupa eksperimentalnih rezultata prikazuje eksploatacione performanse pogona električnog vozila *M1S2* proizvođača *Excar Electric Vehicle Co.*, opisanog u *Poglavlju VI*. Upravljački kontroler uključuje implementirane algoritme optimalne kontrole *AM* detaljno analizirane u okviru ove disertacije.

Performanse pogona su testirane van saobraćajnica, na obroncima Fruške gore, na stazi za ekstremne sportove u okolini Bukovca. Tokom testa u vozilu su bile dve osobe, jedna kao vozač, a druga kao operater koji u realnom vremenu prati rad pogona i pokreće snimanje za dati test relevantnih signala. Svi prikazani signali su dobijeni iz mikrokontrolera u realnom vremenu, i preneseni na laptop računar serijskom vezom sa periodom odabiranja od približno

1 ms. U nastavku su prikazani kontrolni signali i odzivi odgovarajućih veličina  $AM$  snimljeni u toku četiri karakteristična ciklusa rada pogona električnog vozila: 1. Kombinovani režim rada, 2. Rad na uzbrdici, 3. Rad na ravnom terenu, 4. Ubrzanje na različitim nagibima.

Na *Slici 7.18* prikazan je vremenski isečak intermitentnog ciklusa rada pogona tokom kombinovanog režima rada električnog vozila sa odzivima stanja  $AM$ , struja  $a)$ , snaga  $b)$ , brzine obrtanja  $c)$  i elektromagnetnog momenta  $d)$ .



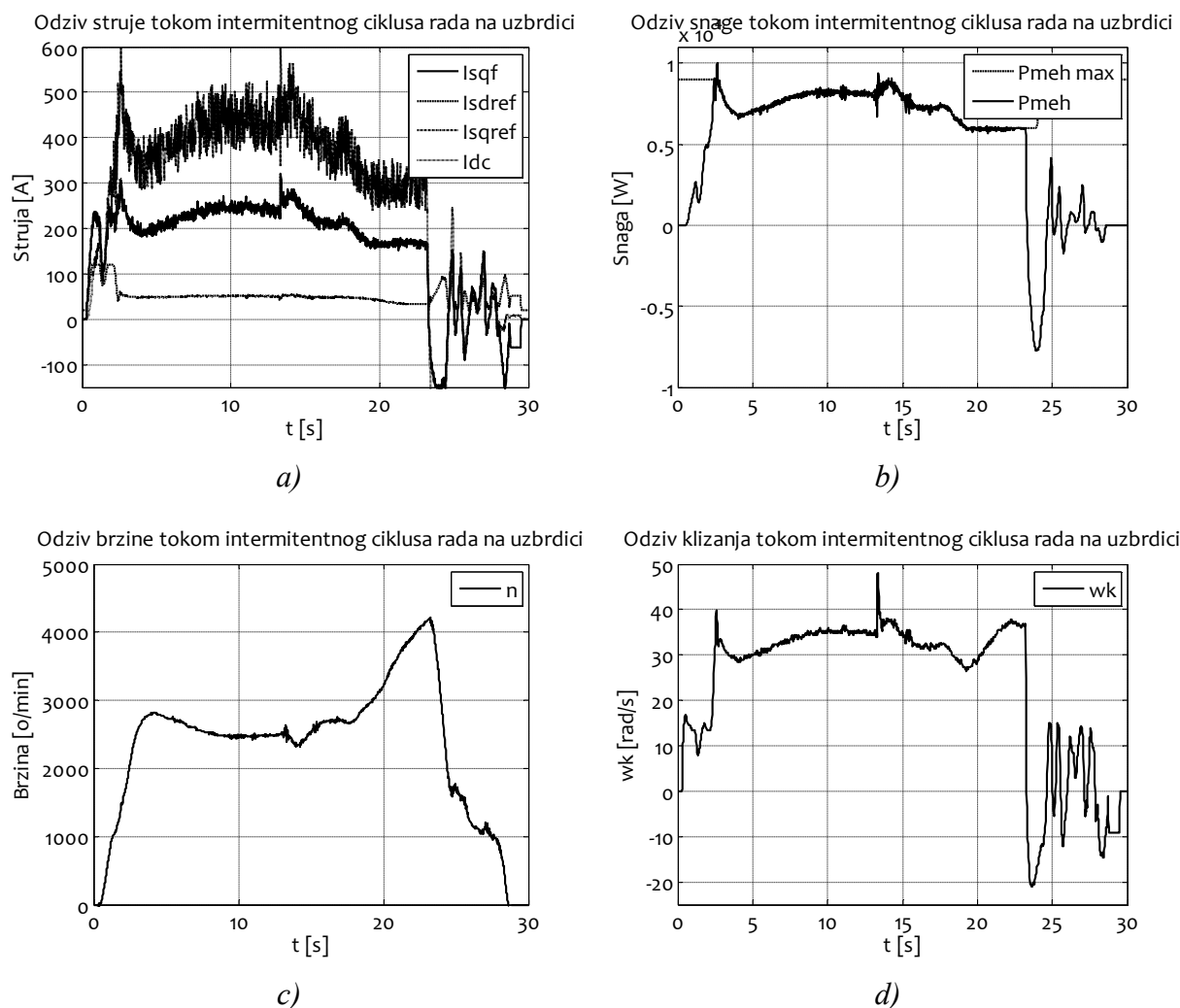
*Slika 7.18. Ciklus eksploatacije električnog vozila Excar MIS2 u intermitentnom režimu rada; a) Odzivi komponenti struje statora  $AM$  i odgovarajućih referentnih vrednosti; b) Odzivi električne i mehaničke snage; c) Odziv brzine obrtanja rotora; d) Odziv elektromagnetnog momenta  $AM$*

Kombinovani režim rada električnog vozila karakterišu česte promene brzine i momenta  $AM$ , što se može i očekivati u tipičnoj vožnji na golf terenima. U ovom režimu električna golf kolica pri nailasku ravnog terena naglo ubrzavaju i dostižu velike brzine obrtanja i snage, ali po nailasku uzbrdice usporavaju. Takođe, javljaju se i česti intervali kočenja, kako na ravnom terenu tako i na nizbrdici, što dovodi do naglih promena znaka momenta i snage. Električnim vozilom se u toku posmatranog ciklusa upravlja brzinski, ali samo sa proporcionalnom akcijom regulatora brzine, uz limit maksimalne snage  $SI$  pogona. Papučica gasa vozila predstavlja referencu brzine koja se akcijom regulatora direktno prenosi na referencu i ostvareni moment  $AM$ , grafik  $d)$ . Kao rezultat, moment  $AM$  se dinamički menja

kako bi se vožnja prilagodila uslovima na test poligonu. Interesantno je primetiti da se proporcionalnim dejstvom regulatora brzine tokom ubrzanja dobija moment proporcionalan grešci brzine, ali da se isto tako, prilikom naglog otpuštanja papuče za gas, usled negativne razlike između referentne i trenutne brzine, dobija negativna referenca momenta pogodna za rekuperativno kočenje. Učestala promena pogonskih uslova zahteva superiorne dinamičke performanse odziva momenta i struje, kao i optimizacionog algoritma, grafik *a*). Vremenski odziv brzine obrtanja rotora *AM*, grafik *c*) kao i odzivi električne i mehaničke snage *b*), su takođe prikazani na *Slici 7.18*.

Brzina kretanja vozila izražena u jedinici *km/h* se može preračunati na osnovu brzine obrtanja vratila *AM* ukoliko se uzmu u obzir vrednosti obima gazeće gume  $O = 1.441\text{ m}$  i stepen prenosa od pogonskog vratila *AM* do točkova  $I = 12.345$  razmatranog vozila. Ovi podaci su dati u okviru tehničkih specifikacija električnog vozila *Excar MIS2* u *Tabeli VIII*. Uzimajući za brzinu obrtanja rotora  $n \approx 4000\text{ o/min}$  dobija se brzina kretanja vozila:

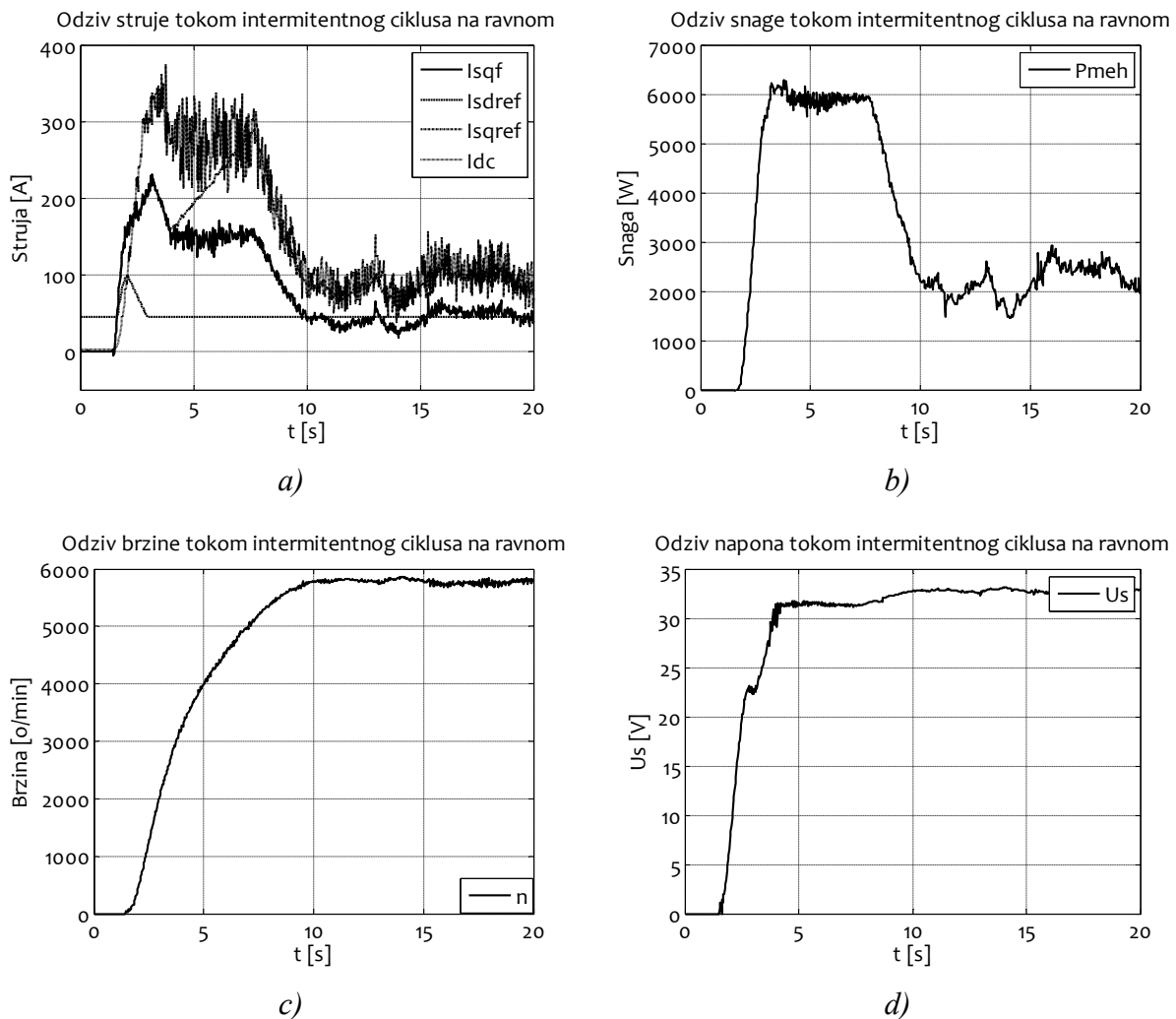
$$n \approx 4000\text{ o/min} \rightarrow v\text{ [km/h]} = \frac{3.6 \cdot O}{60I} n \approx 28\text{ km/h}$$



*Slika 7.19. Ciklus eksploatacije električnog vozila Excar MIS2 u intermitentnom režimu rada na uzbrdici ; a) Odzivi komponenti struje statora AM i struje jednosmernog međukola; b) Odzivi mehaničke snage i limita snage; c) Odziv brzine obrtanja rotora; d) Odziv učestanosti klizanja AM*

Odziv snage pokazuje maksimalnu vrednosti u toku eksploatacije od  $6kW$ , koja odgovara  $S1$  pogonskim uslovima. U odgovarajućim trenucima usporenja vozila, pogon kratkotrajno ulazi u rekuperativni režim rada. U posmatranim intervalima sa negativnom električnom snagom vrši se električno kočenje pogona i višak kinetičke energije se skladišti baterijski izvor.

Na *Slici 7.19* prikazan je vremenski isečak intermitentnog ciklusa rada pogona električnog vozila prilikom kretanja vozila na uzbrdici sa odzivima stanja  $AM$ , struja  $a$ ), snaga  $b$ ), brzine obrtanja  $c$ ) i učestanosti klizanja  $AM$   $d$ ).



*Slika 7.20. Ciklus eksploatacije električnog vozila Excar MIS2 u intermitentnom režimu rada na ravnom ; a) Odzivi komponenti struje statora  $AM$  i struje jednosmernog međukola; b) Odziv izlazne mehaničke snage; c) Odziv brzine obrtanja rotora; d) Odziv amplitude napona statora  $AM$*

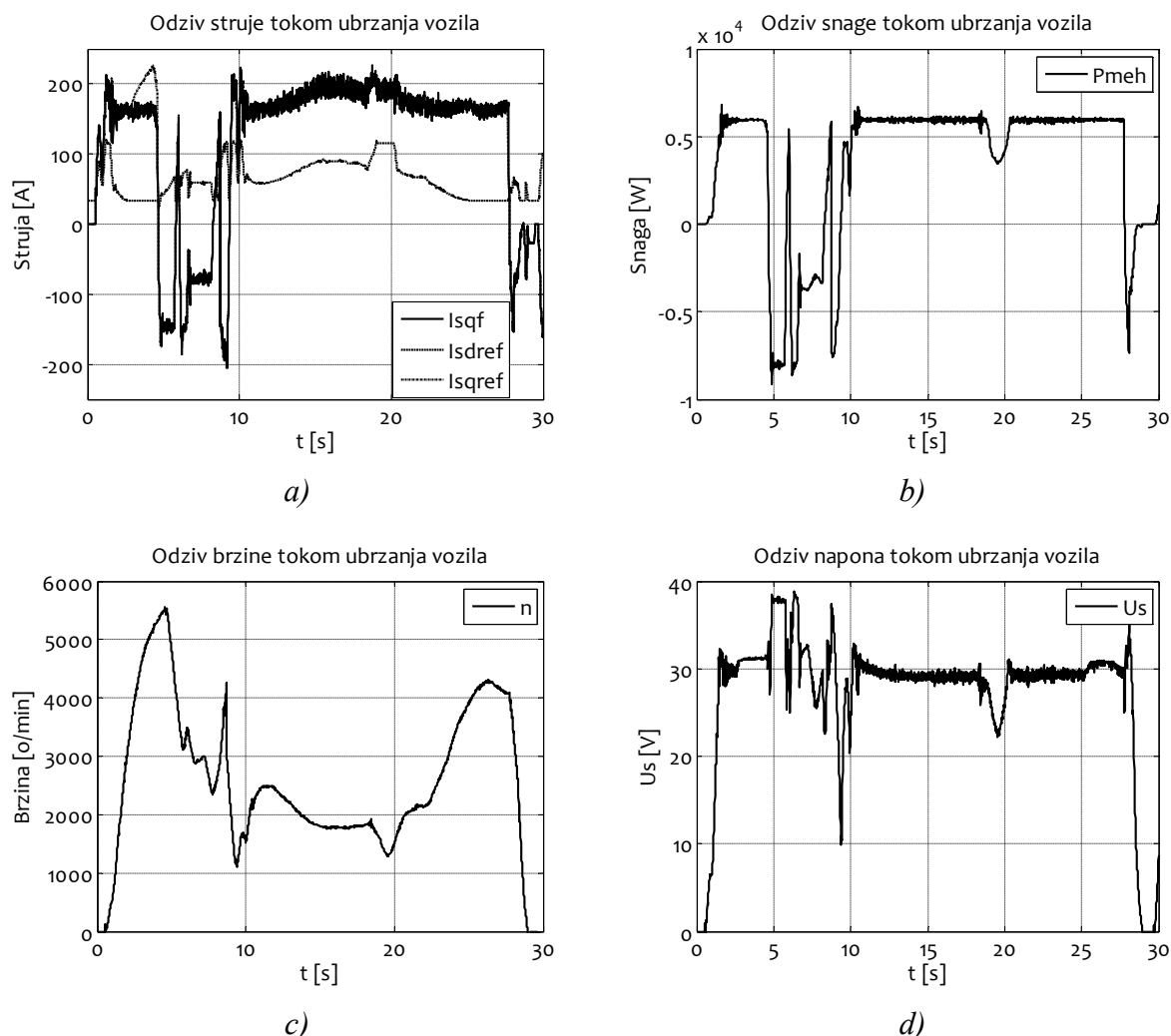
Električno vozilo se u toku posmatranog ciklusa i dalje upravlja brzinski, sa razlikom u odnosu na prethodni slučaj kada se uzima maksimalna snaga iz  $S2$  pogonskog režima –  $9 kW$ . Umesto reference elektromagnetnog momenta  $AM$  snimljena je učestanost klizanja kao mera srazmere elektromagnetnom momentu u okviru  $RFOC VU$  pogona, grafik  $d$ ). Potreba za uvećanjem pogonskog momenta usled savladavanja gravitacione opteretne sile na usponskom terenu zahteva da se uveća limit izlazne snage. Uvećanje opterećenja se prenosi i na odziv struje statora, grafik  $a$ ), gde je prikazana i struja jednosmernog međukola. Uvećane

vrednosti struja u odnosu na iste sa *Slike 7.18* pokazuje značajno naprežanje baterijskog izvora i rad pogona na granici strujnog kapaciteta.

Na grafiku *b*) je prikazan odziv maksimalne mehaničke izlazne snage koja je potrebna da se efikasno savlada uspon. Brzina obrtanja rotora (kretanja električnog vozila) u trenutku uspona na uzbrdici sa nagibom 8 % iznosi  $n \approx 2500 \text{ o/min}$  ( $v \approx 17.5 \text{ km/h}$ ).

Sledeći eksperimentalni ogled prikazan na *Slici 7.20* je vršen na ravnom terenu sa ciljem snimanja ponašanja pogona u stacionarnom režimu sa maksimalnom brzinom kretanja.

Prilikom ubrzavanja pogona, vidi grafik *c*), kontroler održava izlaznu mehaničku snagu na maksimalnu vrednost  $6 \text{ kW}$ , grafik *b*). Nakon trenutka  $t \approx 10 \text{ s}$  pogon ulazi u stacionarno stanje sa maksimalnom brzinom obrtanja rotora  $n \approx 5800 \text{ o/min}$  (brzina kretanja vozila  $v \approx 40.5 \text{ km/h}$ ). Pogon radi sa maksimalnom brzinom obrtanja i nalazi se u naponskom limitu. Grafik *d*) sa *Slike 7.20* pokazuje zasićenje strujnog regulatora, razilaženje reference  $q$  komponente struje sa merenom vrednošću, i rad sa maksimalnom vrednošću amplitude napona statora  $U_s \approx 2/3 \cdot V_{dc} \approx 32 \text{ V}$ .



*Slika 7.21. Ciklus eksploatacije električnog vozila Excar MIS2 u prilikom testa ubrzanja vozila na test stazi sa uzbrdicom; a) Odzivi komponenti struje statora AM i odgovarajućih referentnih vrednosti; b) Odziv izlazne mehaničke snage; c) Odziv brzine obrtanja rotora; d) Odziv amplitude napona statora AM*

Poslednji test pogona električnog vozila predstavlja test ubrzanja na poligonu promenljivog nagiba. Na *Slici 7.21* prikazani su odzivi varijabli stanja, struja statora *a*), izlazne mehaničke snage *b*), brzine obrtanja *c*) i amplitude vektora napona statora *d*).

Pogon prvo ubrzava na ravnom do trenutka  $t_1 \approx 5s$ , zatim usporava pri nailasku na uzbrdicu nagiba 8 %. Nakon toga se u trenutku  $t \approx 10s$  daje ponovo zahtev za ubrzanjem. Vremenski dijagrami snage i brzine potvrđuju dinamički karakter pogona koji radi na maksimalnoj snazi 6 kW. Brzina obrtanja prilikom usponskog dela iznosi  $n \approx 1900 o/min$  ( $v \approx 13.3 km/h$ ) što je zbog smanjenog limita snage manje u odnosu na slučaj sa *Slike 7.19* kada je maksimalna snaga podešena na 9 kW.

Na kraju je važno naglasiti da je pogon električnog vozila tokom testa radio po optimalnoj *MTPA* karakteristici intermitentnog režima rada samo na malim brzinama, tj. uvek samo u kratkim vremenskim intervalima tokom ubrzanja pogona. Na srednjim i velikim brzinama pogon po pravilu prvo ulazi u naponski limit, zbog kojeg se napušta optimalni *MTPA* odnos struja, i reference *dq* struja statora se nadalje značajno razilaze (fluks se obara i *d* struja značajno opada u odnosu na njenu *MTPA* vrednost). Ovo je čest slučaj u pogonima sa niskonaponskim *AM* napajanim iz 48V baterija. Širi opseg rada po optimalnim karakteristikama pri većim brzinama obrtanja se može postići upotrebom *AM* uvećanog naponskog nivoa ili korićenjem većih baterija. Naravno, ukoliko se uveća naponska margina, i opseg primene *MTPA* strategije proširi na znatno veće frekvencije, neophodno je koristiti predloženu *MTPA* strategiju koja uvažava i gubitke u gvožđu.

## 8. ZAKLJUČAK

U doktorskoj tezi je predstavljen skup originalnih algoritama za napredno upravljanje *AM* u sklopu pogona električnog vozila. Upotrebom predloženih algoritama su prevaziđena ograničenja postojećih optimalnih tehnika zasnovanih na neuniverzalnim *look-up* tabelama, i ostalim nepraktičnim tehnikama zasnovanim na modelu koje ne uzimaju u obzir pojačane nivoje osetljivosti na odstupanja parametara i nepodešenosti vektorske kontrole.

Uvodno poglavlje teze je dalo pregled relevantne literature iz oblasti optimalne kontrole *AM*. Prvo su komentarisani referentni radovi vezani za adaptaciju kritičnih parametara *VU* kontrolera *AM*. Kroz pregled postojećih rešenja inicirana je ideja za robusnijom adaptacijom kritičnog parametra vremenske konstante rotora u slučaju korišćenja moderne konstrukcije *AM* sigurnog naponskog nivoa. Zatim je usmerena pažnja ka radovima iz oblasti regulacije struje u naizmeničnim pogonima i zaokružena je problematika vektorskog kontrolera. Pregled završava analizom publikacija koje se bave optimizacijom momentno/strujne karakteristike i karakteristike energetske efikasnosti *AM* sa posebnim naglaskom na specifičnosti strategija u aplikaciji električnih vozila.

U tom pravcu, tematika je podeljena u više celina kroz koje su postepeno definisani načini za implementaciju algoritama optimalne kontrole *AM*.

Prvi koraci u radu su počeli opisom toka energije kroz *AM*. Pristupljeno je definisanju makroskopskog matematičkog modela *AM* sa skoncentrisanim parametrima i predstavom u formi prostora stanja. Doneti su zaključci o neophodnosti korišćenja naprednog modela sa uvaženim gubicima u gvožđu u svrhe analize pojedinih aspekata optimalnog upravljanja. Zatim se pristupilo uvođenju uprošćavajućih pretpostavki na dinamičkom modelu u cilju smanjenja njegove složenosti. Napomenuta je mogućnost primene istog modela u okviru sinteze optimalnog upravljanja u trajnom režimu rada pogona električnog vozila sa *AM*. Poglavlje je zaokruženo predstavom vektorskog modela *AM* modela sa orijentacijom polja na fluks rotora. Pokazano je da se nametanjem upravljačkih ograničenja unutar kontrolera *AM* može smanjiti složenost forme modela i iskoristiti zakonitosti za konstrukciju naprednih algoritama upravljanja.

Nakon definisanja vektorskog modela *AM* sa orijentacijom na fluks rotora, navedeni su i praktični problemi prilikom njegove implementacije. Inicirana je potreba za strategijama adaptacije kritičnih parametara kojima se obezbeđuje precizna orijentacija polja i robusna strujna kontrola. Ove metode su klasifikovane pod pojmom optimalnih strategija upravljanja u širem smislu jer predstavljaju osnovu za konstrukciju energetski efikasnog pogona *AM*.

Posledično, pristupilo se analizi odstupanja karakteristika *I-RFOC* pogona *AM* u slučaju nepoznavanja parametra vremenske konstante rotora. Nepovoljne karakteristike relativnog odstupanja fluksa rotora i elektromagnetnog momenta su dodatno intenzivirane specifičnom konstrukcijom *AM* niskog napona gde se očekuje rad sa karakterističnim strujnim odnosima kod kojih važi  $i_{qso}/i_{dso} \gg 1$ . U tom smeru je predložena napredna konstrukcija adaptivnog samopodešavajućeg estimatora vremenske konstante rotora zasnovanog na *LSE*. Zaključeno je da se robusna estimacija nepoznatog parametra sa visokim stepenom potiskivanja sistemskog šuma jedino može efektno postići posmatranjem i obradom celokupnog skupa ulazno/izlaznih podataka u vremenu. Definisana je i unapređena parametrizovana forma predikcionog modela zasnovana na strujnom modelu kola rotora.

Njom se povezuju komponente fluksa rotora, čiju informaciju zamenjuje nezavisna procena iz referentnog naponsko-fluksnog modela  $AM$ , i merenje dostupne struje statora sa nepoznatim skupom parametara u funkciji vremenske konstante rotora. Unapređenje forme je postignuto linearizacijom modela po povratnoj sprezi, kojom se suštinski raspreže uticaj osa u kolu rotora, linearizuje predikcioni model i omogućuje brzo i efikasno procesuiranje. U cilju implementacije algoritma definisani su praktični aspekti formulisanog  $LSE$ . Posmatra se diskretizacija modela, inicijalizacija estimacionih pojačanja i analiza robusnosti predikcije. Konstruisane su dve izvedbe algoritma za identifikaciju. Prva je bazirana na rekurzivnoj proceduri sa uvedenim pojmom matrice kovarijanse dok druga koristi operaciju leve pseudo – inverzije matrice ulazno/izlaznih podataka. Rekurzivna izvedba je pogodna za kontinualnu adaptaciju parametra vremenske konstante rotora u realnom vremenu, dok se drugi pristup efikasno koristi prilikom inicijalizacije pogona kada se nalazi van karakterističnog radnog ciklusa. Brojni testovi na laboratorijskom prototipu pogona i na električnom vozilu pokazuju poboljšanje performansi rada pogona primenom napredne metode  $LSE$ .

Rad je nakon toga usmerio pažnju ka potrebi za obezbeđenjem robusne kontrole vektora struje  $AM$ . Strujna kontrola je osnovni preduslov za dobijanje referentnih karakteristika  $VU$  pogona u tipičnim slučajevima korišćenja naponskog invertora kao pojačavača snage u konturi upravljanja. Aspekti robusnosti podrazumevaju raspredanje dinamike strujnih osa  $AM$ , napredni mehanizam odmotavanja integralnih suma regulatora kao i jednostavnu sintezu parametara kontrolera. Odabran je metod zasnovan na primeni kontrolera unutrašnjeg modela. Podesna aproksimacija dinamičkih strujnih jednačina sa zanemarenjem uticaja sporopromenljive  $EMS$  i tretmanom učestanosti napajanja kao konstantan parametar je iskorišćena za objašnjenje principa kontrole na unutrašnjem modelu.

Pokazano je da se poznavanjem parametara ekvivalentnog kola statorskog namotaja može konstruisati  $IMP$  regulator sa kompleksnom nulom u direktnoj grani regulacione strukture koja skraćuje kompleksan pol motora. Idealna kompenzacija se vrši na pogodnom delu geometrijskog mesta polova čime se, pored obezbeđenja superiornih dinamičkih performansi u oblasti izraženih učestanosti napajanja, postiže i umanjenje osetljivosti na odstupanja kritičnih parametara. Dokaz prethodnog predstavlja izvršena uporedna analiza amplitudno-fazno frekventnih krivih u funkciji učestanosti napajanja, analiza osetljivosti i prikaz  $GMP$  za predloženu tehniku. Aspekt fizičke ostvarivosti kontrolera nagoveštava potrebu za uvođenjem filtarskih normativnih funkcija, sa ciljem da se u direktnu funkciju prenosa konture obezbedi poželjna integratorska karakteristika. Tako se obezbeđuje kompromis između superiornih performansi odziva i problema prilikom praktične realizacije. Direktni doprinos metode se ogleda u jednostavnoj sintezi pojačanja kontrolera jer izražava pojačanja u funkciji jedinstvenog parametra učestanosti željenog propusnog opsega. Intuitivni pristup olakšava odabir pojačanja i svodi ga na definisanje jednog parametra ukoliko se *a priori* poznaju parametri ekvivalentnog kola statora. Eksperimentalni odzivi na prototipu pogona električnog vozila potvrđuju izneta teoretska razmatranja.

Implementacijom naprednih algoritama vektorskog upravljanja obezbeđeno je nezavisno upravljanje fluksom i momentom  $AM$ , i time je postavljena podloga za definisanje optimizacionih metoda za unapređenje karakteristike momenat/struja i energetske efikasnosti  $AM$ . Ove metode adaptiraju vrednost fluksa u mašini sa promenom momenta opterećenja čime unapređuju mere performanse. Zaključeno je da su navedeni aspekti od suštinskog značaja kada se razmatra aplikacija električnog vozila. Definisane su i logički razdvojene metode za postizanje optimalnih performansi upravljanja za dva karakteristična režima rada vozila na električni pogon: intermitentni i trajni režim rada.



Eksploatacija momentnog kapaciteta  $AM$  predstavlja kriterijum optimalnosti u intermitentnim režimima rada aplikacije. Predložena je napredna strategija upravljanja  $AM$  zasnovana na principima  $MTPA/MAPT$  koja uvažava u obzir uticaje gubitaka u gvožđu i zasićenja magnetnog kola u okviru mehanizma za uspostavljanje elektromagnetnog momenta  $AM$ . Neinvazivna strategija je predložena i prikazana u jednostavnoj analitičkoj formi za realizaciju u realnom vremenu.

Pristup konstrukciji je pošao od uopštene relacije za elektromagnetni momenat  $VU$  pogona sa  $AM$  i uvažanim gubicima u gvožđu. Matematičkim manipulacijama vektorskih jednačina stacionarnog stanja  $AM$  pokazano je da se obrazac za momenat može izraziti u funkciji isključivo upravljačkih varijabli, komponenti vektora struje statora. Uticaj gubitaka u gvožđu je asimiliran unutar adaptivnog parametra  $\beta$  kao mera potencijalnog isključenja pomenutog efekta iz razmatranog mehanizma. Generalizovana formula za elektromagnetni momenat predstavlja naučni doprinos ovog rada i koristi se za izvođenje novog, optimalnog  $MTPA/MAPT$  zakona. Dalje je pokazano da se određene pretpostavke mogu primeniti u cilju dobijanja jednostavnije forme za elektromagnetni momenat  $AM$ . Analiza odstupanja na simulacionom modelu je kvantitativno definisala uticaj nepreciznosti u estimaciji momenta  $AM$  prilikom upotrebe dva aproksimativna obrasca: relacije za momenat bez uvažavanja gubitaka u gvožđu i relacije koja parcijalno uvažava gubitke u gvožđu (4.22). Obe relacije su iskorišćene za izvođenje optimalnih zakona distribucije fluksa i momenta, prva u opsegu niskih učestanosti gde nisu izraženi efekti gubitaka u gvožđu i druga u izdvojenim režimima rada pri uvećanim učestanostima napajanja.

U opsegu niskih učestanosti napajanja konstruisana je napredna  $MTPA$  upravljačka strategija sa uvažanjem efekata zasićenja magnetnog kola. Efekat je umetnut unutar promenljivog parametra induktivnosti magnećenja zavisnog od  $d$  komponente struje statora. Analitički je pokazano da je u pomenutom slučaju potrebno adaptirati raspodelu fluksa i momenta u korist uvećanja  $q$  komponente struje u odnosu na  $d$  referencu. Raspodela zadovoljava kubnu jednačinu (4.31) sa rešenjem po referenci fluksa. Poređenjem predložene metode sa klasičnim pristupima gde se zanemaruje efekat zasićenja ili napušta  $MTPA$  trajektorija u slučaju kada se referenca fluksa ne adaptira, teoretski je definisano uvećanje nivoa optimalnosti nove strategije raspodele. Implementacija složenije  $MTPA$  zavisnosti je postignuta korišćenjem iterativnog  $NR$  postupka gde su uvaženi aspekti konvergencije rešenja i efikasnog procesuiranja algoritma u realnom vremenu.

Identičan pristup analizi optimalnog problema je započet i u slučaju  $MAPT$  strategije u opsegu uvećanih učestanosti napajanja. U pomenutom režimu rada električnog vozila postoji potreba za minimizacijom struje statora  $AM$ . Analitički je postavljen nelinearan problem minimizacije amplitude vektora struje statora sa ograničenjem po momentu opterećenja. Metodom *Lagrange*-ovih množitelja problem je rešen a efekti unapređenja performansi analitički izraženi. Snimanjem  $MTPA$  karakteristike na realnom pogonu uočeni su trendovi i zadovoljavajuća poklapanja izvedenih optimalnih zavisnosti u  $i_{ds} - i_{qs}$  ravni.

U nastavku je razmatran karakterističan ciklus rada pogona električnog vozila u trajnom režimu rada. Zaključak je da se u slučaju kontinualnog napajanja pogona sa konstantom brzinom i momentom teži ka uvećanju stepena iskorišćenja dok su ostali kriterijumi performansi od sekundarnog značaja. Takođe je zaključeno da se u takvim pogonski uslovima mogu dozvoliti kontrolisane i ograničene preturbacije u fluksu i momentu kako bi se pronašla optimalna trajna radna tačka. Posledično, predlog u radu je konstrukcija hibridnog kontrolera energetske efikasnosti. Ovaj kontroler kombinuje sve prednosti pristupa  $LMC$  i metoda pretrage i kao takav se nameće za traženje optimalnih pogonskih uslova.

Analiza je počela posmatranjem analitičkog dela kontrolera baziranog na pristupu *LMC*. Iskorišćen je aproksimativni model *AM* sa uvaženim gubicima u gvožđu i izveden izraz za kontrolabilne gubitke *AM*. Prikazani u pogodnoj formi, estimirani gubici definišu kriterijumsku funkciju za minimizaciju koja se koristi unutar bloka *LMC*. Opet je upotrebljen pristup *Lagrange*-ovih množitelja za sintezu optimalnog nelinearnog problema minimizacije gubitaka *AM*. Izvedena je generalna optimalna relacija sa karakterističnim strujnim odnosom (5.20) koja uvažava gubitke u gvožđu i u okviru energetskog bilansa i u okviru mehanizma za generisanje momenta. Karakteristike performanse pokazuje značajnu zavisnost optimalnog *LMC* strujnog odnosa od učestanosti napajanja što je i bilo za očekivati s obzirom na izraženu zavisnost komponente gubitaka u gvožđu od učestanosti. Analiziran je potom važan aspekt parametarske osetljivosti *LMC* strategije. Funkcije relativnih osetljivosti na kritične parametre induktivnosti magnećenja i fiktivnog otpora usled gubitaka u gvožđu nagoveštavaju neophodnost za unapređenjem klasičnog *LMC* pristupa dodatnim algoritmima.

Nepreciznost procene usled uvedenih aproksimacija modela *AM* i uvećana parametarska osetljivost *LMC* algoritma nameću potrebu za uvođenjem algoritama pretraživanja. Ovi algoritmi efikasno rešavaju prethodne navedene probleme. Iskorišćena je činjenica da su preturbacije fluksa i momenta u okviru trajnog režima rada pogona električnog vozila dozvoljene. Posledično, konstruisan je jednostavan algoritam za pretraživanje minimuma ulazne snage. Algoritam je zasnovan na gradijentnoj metodi pronalaženja optimuma, gde se preturbacijom reference fluksa posmatra promena ulazne snage. Na osnovu znaka promene snage se donosi zaključak o smeru pretraživanja minimuma ulazne snage i promene reference fluksa. Rad u tački minimalne snage označava rad sa maksimalnim stepenom iskorišćenja, uštedu energije i uvećanje radnog ciklusa baterije. Praktični aspekti predloženog *SC* kontrolera potiskuju mane ovog pristupa; smanjuju talasnost momenta, ubrzavaju konvergenciju i doprinose primenljivosti hibridnog koncepta u posmatranom radnom režimu.

Na kraju se ponovo naglašava da je glavni kvalitet doktorske disertacije analiza svih aspekata rada *AM* u karakterističnoj aplikaciji električnog vozila sa nestandardnom niskonaponskom *AM* sigurnog naponskog nivoa.

Prvi rezultat istraživanja je razvoj matematičkog modela energetski efikasnog elektromotornog pogona sa asinhronom mašinom koji uvažava efekte gubitaka u gvožđu unutar energetskog bilansa i mehanizma za generisanje momenta asinhronne mašine. U disertaciji je predstavljen model ukupnih gubitaka i model mehanizma elektromagnetnog momenta koji se koriste kao polazne osnove prilikom izbora odgovarajućeg optimalnog načina upravljanja u pojedinim režimima rada pogona.

Drugi rezultat se odnosi na realizaciju robusnog vektorskog kontrolera otpornog na merni šum i negativne efekte odstupanja parametara usled nemodelovanih pojava unutar kontrolera. Ova činjenica predstavlja važan rezultat istraživanja na koju se oslanjaju napredni algoritmi za optimizaciju.

Prikazane metode prevazilaze ograničenja postojećih optimalnih tehnika zasnovanih na neuniverzalnim *look-up* tabelama i ostalim nepraktičnim tehnikama zasnovanim na modelu koje ne uzimaju u obzir pojačane nivoe osetljivosti na odstupanja parametara i nepodešenosti vektorske kontrole. Adaptivni proračun upravljačkih varijabli u realnom vremenu vrši se u pogonskom stanju u svim režimima rada dok se u stanju kada je mašina van napajanja vrši parametrizacija optimalnog kontrolera obezbeđujući pri tom izvesne nivoe uvećane pouzdanosti i sigurnosti rada.

Polje primene prikazanih rezultata prevashodno obuhvata pogone električnih vozila ali se proširuje i na sve ostale savremene elektromotorne pogone naprednih regulacionih performansi gde je nužna upotreba optimizacionih zakona za racionalno korišćenje energetske resursa.

Disertacija pokazuje opravdanost nastavka istraživanja s obzirom da u oblasti primene pogona u električnim vozilima postoji puno prostora za dalje istraživanje i razvoj predloženih metoda. Sa jedne strane, potrebe za energijom i njenim efikasnim korišćenjem konstantno rastu, a sa druge strane, radi postizanja većeg komfora i boljih performansi vozila, režimi rada pogona u vozilu se usložnjavaju, a radni opsezi proširuju. Predloženi optimalni algoritmi upravljanja upravo predstavljaju nadogradnju pojedinih režima rada električnog vozila, a pogodni su i za dodatnu modifikaciju i kombinovanje. Na primer, u slučaju proširenja opsega brzina i uvećanja raspoložive naponske margine, *MTPA* algoritam koji uvažava zasićenje magnetnog kola treba nadograditi modelom gubitaka u gvožđu, takođe predloženim u disertaciji, ali čija učinkovitost se može potvrditi tek nakon dodatnih ispitivanja i testiranja. Nadalje, većinu predloženih algoritama je moguće modifikovati da važe i za pogon sinhronog motora sa permanentnim magnetima na rotoru, koji u pojedinim rešenjima električnih vozila već uveliko zamenjuje asinhroni motor. Dodatno, karakteristika pouzdanosti električnog vozila se može dodatno poboljšati ukoliko se konstruiše algoritam za optimalnu kontrolu koji se oslanja na redukovani broj merenja, što je naročito važno u havarijskim uslovima rada prilikom otkaza nekog od ključnih senzora. Smanjenje ukupnog broja senzora može smanjiti složenost sistema, ukupnu cenu pogona i uvećati konkurentnost na tržištu proizvoda. Sve predložene metode je moguće modifikovati za rad uz minimalni broj senzora, što predstavlja još jedan mogući pravac nastavka istraživanja.

Ova stranica je namerno ostavljena praznom!

## 9. LITERATURA

- [I1] J. G. West: „DC, induction, reluctance and PM motors for electric vehicle“, *Power Engineer. Jour.*, vol. 8, No. 2, pp. 77–88, Apr. 1994.
- [I2] M. Ehsani, K. M. Rahman and H. A. Toliyat: „Propulsion System Design of Electric and Hybrid Vehicles“, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 44, No. 1, pp. 19–27, Feb. 1997.
- [I3] A. Harson, P. H. Mellor and D. Howe: „Design considerations for induction machines for electric vehicle drives“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. IA-16, No. 2, pp. 222–233, Sep. 1995.
- [I4] H. Kielgas and R. Nill: „Converter Propulsion Systems with Three-Phase Induction Motors for Electric Traction Vehicles“, *IEEE Conf. on Electric. Mach. and Drives*, pp. 16–20, Mar./Apr. 1980.
- [I5] C. C. Chan, K. T. Chau: „*Modern Electric Vehicle Technology*“, Oxford, UK: Oxford Univ. Press, 2001.
- [I6] A. Emadi, J. L. Young and K. Rajashekara: „Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles“, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, No. 6, pp. 2237–2245, Jun. 2008.
- [I7] Z. Q. Zhu and D. Howe: „Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles“, *Proc. of the IEEE*, vol. 95, No. 4, pp. 746–765, Apr. 2007.
- [I8] Siva Prasanna Mantravadi: „*Modeling, simulation and implementation of Li-Ion battery powered electric and plug-in hybrid vehicles*“, Phd thesis, University of Akron, Aug. 2014.
- [I9] G. Pellegrino, A. Vagati, B. Boazzo and P. Guglielmi: „Comparison of Induction and PM Synchronous Motor Drives for EV Application Including Design Examples“, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 48, No. 6, pp. 2322–2332, Nov./Dec. 2012.
- [I10] K. Rajashekara: „Present Status and Future Trends in Electric Vehicle Propulsion Technologies“, *IEEE Jour. of Emerg. and Select. Topics in Power Electron.*, vol. 1, No. 1, pp. 3–10, Mar. 2013.
- [I11] L. Ljung and S. Gunnarsson: „Adaptation and tracking in system identification“, a survey, *Automatica*, vol. 26 No: 1, pp. 7–21., Jan. 1990.
- [I12] H. Toliyat, E. Levi and M. Raina: „A review of RFO induction motor parameter estimation techniques“, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, vol. 18 No. 2, pp. 271–283, Jun. 2003.

- [I13] R. Krishnan and F. Doran: „Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems“, IEEE Trans. on Ind. Applic., vol. 23, No. 4, pp. 623–635, Jul. 1987.
- [I14] K. B. Nordin, D. W. Novotny and D. S. Zinger: „The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 21, No. 4, pp. 1009-1015, Jul.–Aug. 1985.
- [I15] L. Garces: „Parameter Adaptation for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor Operated with Variable Frequency Power Supply“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 16, pp. 173-178, Mar.–Apr. 1980.
- [I16] Darko Marčetić: „Robusna estimacija parametara rotorskog kola asinhronog motora“, doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, Oktobar 2006.
- [I17] D. Marčetić and S. Vukosavić: „Speed Sensorless AC Drives with the Rotor Time Constant Parameter Update“, IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 54, No. 5, pp. 2618-2625., Oct. 2007.
- [I18] J. Holtz and J. Quan: „Drift- and Parameter-Compensated Flux Estimator for Persistent Zero-Stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors“, IEEE Trans. on Ind. Applic., vol. 39, No. 4, pp. 1052-1060, Jul.-Aug. 2003.
- [I19] M. Wang, E. Levi and M. Jovanovic: „Compensation of Parameter Variation Effects in Sensorless Indirect Vector Controlled Induction Machines Using Model-Based Approach“, Jour. of Electric Mach. and Power Syst., vol. 27, No. 9, pp. 1001-1027, 1999.
- [I20] D. Marcetic, I. Krčmar, M. Gecic and P. Matic: „Discrete rotor flux and speed estimators for high speed shaft-sensorless IM drives“, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 6, pp. 3099–3108, Jun. 2014.
- [I21] M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama and S. Yano: „Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification function“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 22, No. 3, pp. 453-459, May 1986.
- [I22] T. Du, P. Vas and F. Stronach: „Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives“, Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl., vol. 142, no. 2, pp. 71–78, Mar. 1995.
- [I23] T. Du, P. Vas and F. Stronach: „Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives“, Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl., vol. 142, no. 2, pp. 71–78, Mar. 1995.
- [I24] L. Loron and G. Laliberte: „Application of the extended Kalman filter to parameters estimation of induction motors“, in Proc. Europe. Conf. Power Electron. Appl., pp. 85–90, Sep. 1993.

- [I25] L. C. Zai, C. L. DeMarco and T. A. Lipo: „An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 28, No. 1, pp. 96–104, Jan.–Feb. 1992.
- [I26] T. Kataoka, S. Toda and Y. Sato: „On-line estimation of induction motor parameters by extended Kalman filter“, in Proc. Europe. Conf. Power Electron. Appl., pp. 325–329, Sep. 1993.
- [I27] K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson and L. Tolbert: „An Online Rotor Time Constant Estimator for the Induction Machine“, IEEE Trans. on Cont. Sys. Tech., vol. 15, No. 2, pp. 339–348, Feb. 2007.
- [I28] M. Wang, C. Xian and Y. Hui: „Induction motor vector control parameters off-line identification technology“, Trans. on China Elect. Society, vol. 1, No. 21, pp. 90–96, Jan. 2006.
- [I29] S. Song, J. S. Lim, S. Baek and K. M. Sung: „Gauss–Newton variable forgetting factor recursive least squares for time varying parameter tracking“, Electron. Lett. vol. 36, No. 11, pp. 988–990, May 2000.
- [I30] L. Ljung: „Recursive least-squares and accelerated convergence in stochastic approximation schemes“, Internat. Jour. of Adapt. Contr. and Signal Process., vol 15, No. 2, pp. 169–178, Mar. 2001.
- [I31] M. Boussak and G. A. Capolino: „Recursive Least Squares Rotor Time Constant Identification for Vector Controlled Induction Machine“, Jour. of Electric Mach. and Power Syst., vol. 20, No. 2, pp. 137–147, Jun. 1992.
- [I32] Y. Koukba: „Application of least-squares techniques for induction motor parameters estimation“, Math. and Comp. Modelling of Dyn. Syst., vol. 12, No. 4, pp. 363–375, 2006.
- [I33] S. Ravi, P. Reddy and U. Loganathan: „Offline Recursive Identification of Electrical Parameters of VSI-Fed Induction Motor Drives“, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 35, No. 10, pp. 10711–10719, Oct. 2020.
- [I34] J. Li, Y. Zheng and Z. Lin.: „Recursive identification of time-varying systems: Self-tuning and matrix RLS algorithms“, Syst. and Contr. Lett., vol. 66, pp. 104–110, Apr. 2014.
- [I35] A. Vahidi, A. Stefanopoulou and H. Peng: „Recursive least squares with forgetting for online estimation of vehicle mass and road grade: theory and experiments“, vol. 43, No. 1, pp. 31–55, Jan. 2005.
- [I36] O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, K. A. Corzine, et. al.: „A Maximum Torque per Ampere Control Strategy for Induction Motor Drives“, IEEE Trans. on Energy Conv., vol. 13, No. 2, pp. 163–169, Jun. 1998.
- [I37] G. S. Kim and I. J. Ha: „Control of Induction Motors for Both High Dynamic Performance and High Power Efficiency“, IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 39, No. 4, pp. 323–333, Aug. 1992.

- [I38] R. Bojoi, Z. Li, S. A. Odhano, G. Griva and A. Tenconi: „Unified direct-flux vector control of induction motor drives with maximum torque per ampere operation“, in Proc. 2013 Energy Conv. Congr. and Expos., pp.3888-3895, Sep. 2013.
- [I39] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella and G. Scelba: „Indirect Maximum Torque per Ampere Control of Induction Motor Drives“, Proc. of Power Electron. and Appl. 2007, Aalborg, Denmark, pp. 1-10.
- [I40] D. Xu, D. Zhu and B. Wu: „High performance induction motor drive with optimized excitation current control“, IEEE Conf. on Ind. Appl. – 36<sup>th</sup> Annual Meeting, pp. 1673-1678, Sep.–Oct. 2001.
- [I41] C. Kwon and S. D. Sudhoff: „An improved maximum torque per amp control strategy for induction machine drives“, 20<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expos., pp. 740-745, Mar. 2005.
- [I42] S. Peresada, S. Kovbasa, S. Dymko and S. Bozhko: „Maximum Torque-per-amp Tracking Control of Saturated Induction Motors“, IEEE Intern. Conf. on Modern Elec. and Energy Syst. MEES 2017, pp. 72-75, Nov. 2017.
- [I43] B. Gu and J. S. Lai: „Control of Induction Machine with Extended Range of Maximum Torque Capability for Traction Drives“, in Proc. 2011 Energy Conv. Congr. and Expos., pp. 3590-3594, Sep. 2011.
- [I44] T. Windisch and W. Hofmann: „A Novel Approach to MTPA Tracking Control of AC Drives in Vehicle Propulsion Systems“, IEEE Trans. on Vehic. Tech., vol. 67, No. 10, pp. 9294-9302, Oct. 2018.
- [I45] Y. Liu and A. Bazzi: „Improved Maximum Torque-per-ampere Control of Induction Machines by Considering Iron Loss“, IEEE Int. Elec. Mach. and Drives Conf. IEMDC 2017, pp. 1-6, May 2017.
- [I46] H. Kouns, J. S. Lai and C. E. Konrad: „Analysis of a traction induction motor drive operating under maximum efficiency and maximum torque per ampere condition“, IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expos. – APEC 2004, pp. 545-551, Feb. 2004.
- [I47] C. H. Kuo, C. W. Hsu, C. W. Yu and P. L. Hsu: „Control of induction machines on an electric vehicle with maximum torque and efficiency via the optimal slip factor“, IEEE Conf. on Ind. Electron. Soc. – 38<sup>th</sup> Annual Meeting IECON 2012, pp. 2923-2928, Oct. 2012.
- [I48] Y. Geng, G. Hua, W. Huangang and G. Pengyi: „A Novel Control Strategy of Induction Motors for the Optimization of Both Efficiency and Torque Response“, IEEE Conf. on Ind. Electron. Soc. – 30<sup>th</sup> Annual Meeting IECON 2004, pp. 1405-1410, Nov. 2004.
- [I49] S. Dymko, S. Peresada and R. Leidhold: „Torque Control of Saturated Induction Motor with Torque per Ampere Ratio Maximization“ IEEE Intern. Conf. on Intell. Energy and Power Systems, pp. 251-256, Jun. 2014.



- [I50] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo: „On-line efficiency minimization of a variable frequency induction motor drive“, IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 21, No. 3, pp. 610–615, May/June. 1985.
- [I51] C. M. Ta and Y. Hori: „Convergence improvement of efficiency optimization control of induction motor drives“, IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol.37, No.6, pp. 1746-1753, Nov/Dec 2001.
- [I52] M. N. Uddin and S. W. Nam: „New Online Loss-Minimization- Based Control of an Induction Motor Drive“, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 23, No. 2, pp. 926-933, Mar. 2008.
- [I53] J. C. Moreira, T. A. Lipo and V. Blasko: „Simple efficiency maximizer for and adjustable frequency induction motor drive“, IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 27, No. 5 pp. 940–946, Sept.–Oct. 1991.
- [I54] M. Waheeda Beevi, A. Sukesh Kumar and H.S. Sibin: „Loss minimization of vector controlled induction motor drive using genetic Algorithm“, Green Technologies (ICGT) 2012 International Conference on, pp.251–257, Dec. 2012.
- [I55] G. C. D. Sousa, B. K. Bose and J. G. Cleland: „A fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive“, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, No. 2, pp. 192-198, Apr. 1995.
- [I56] Daniel Kirschen: „*Optimal efficiency control of induction machines*“, Ph.D dissertation, University of Wisconsin, 1985.
- [I57] S. K. Sul and M. H. Park: „A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor“, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 3, No. 2, pp. 192-199, Apr. 1988.
- [I58] J. R. Pottebaum: „Optimal characteristics of a variable frequency centrifugal pump motor drive“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-20, No. 1, pp. 23-31, Jan. 1984.
- [I59] G. O. Garcia: „An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive“, IEEE Trans. on Ind. Elect. Vol. 41, No. 5, pp. 533-539, Oct. 1994.
- [I60] C. C. De Wit and S. I. Seleme: „Robust torque control design for induction motors: the minimum energy approach“, Automatica, vol. 33, No. 1, pp. 63-79, 1997.
- [I61] G. O. Garcia, J. C. M. Luís, R. M. Stephan and E. H. Watanabe: „An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive“, IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 41, No. 5, pp. 533–539, Oct. 1994.
- [I62] J. H. Chang and B. K. Kim: „Minimum-time minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control“, IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 44, No. 6, pp. 809–815, Dec. 1997.

- [I63] M. C. Di Piazza, M. Luna and M. Pucci: „Electrical Loss Minimization Technique for Wind Generators based on a Comprehensive Dynamic Modelling of Induction Machines“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 53, No. 4, pp. 3696-3706, Jul.-Aug. 2017.
- [I64] W. Sung, J. Shin and Y. Jeong: „Energy-Efficient and Robust Control for High-Performance Induction Motor Drive With an Application in Electric Vehicles“, IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. 61, No. 8, pp. 3394-3405, Aug. 2012.
- [I65] J. Li, L. Xu and Z. Zhang: „A New Efficiency Optimization Method on Vector Control of Induction Motors“, IEEE Intern. Conf. on Electric Mach. and Drives 2005, pp. 1995-2001, May 2005.
- [I66] R. Weis and A. Gensior: „A model-based loss-reduction scheme for transient operation of induction machines“, Conf. on Power Electron and Appl. EPE16, pp. 1995-2001, Sep. 2016.
- [I67] J.-F. Stumper, A. Dotlinger, and R. Kennel: „Loss minimization of induction machines in dynamic operation“, IEEE Trans. on Energy Convers., vol. 28, No. 3, pp. 726-735, Sep. 2013.
- [I68] S. Sen and S. N. Yeh: „Optimal efficiency analysis of induction motors fed by variable-voltage and variable-frequency source“, IEEE. Trans. on Energy Conv., vol. 7, No. 3, pp.537-543, Sep. 1992.
- [I69] S. N. Vukosavic and E. Levi: „Robust DSP-Based efficiency optimization of a variable speed induction motor drive“, IEEE Trans. on Ind. Elect., vol. 50, No. 3, pp. 560-570, Jun. 2003.
- [I70] S. Ghozzi, K. Jelassi and X. Roboam: „Energy optimization of induction motor drives“, IEEE Conf. Ind. Tech. ICIT, pp. 602-610, Dec. 2004.
- [I71] Z. Qu, M. Ranta, M. Hinkkanen and J. Luomi: „Loss-Minimizing Flux Level Control of Induction Motor Drives“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 48, No. 3, pp. 952-961, May-Jun. 2012.
- [I72] V. T. Buyukdegirmenci, A. M. Bazzi and P. T. Krein: „Evaluation of Induction and Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Drive-Cycle Energy and Loss Minimization in Traction Applications“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 50, No. 1, pp. 395-403, Jan.-Feb. 2014.
- [I73] S. Sridharan and P. T. Krein: „Minimization of System-Level Losses in VSI-Based Induction Motor Drives: Offline Strategies“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 53, No. 2, pp. 1096-1105, Mar.-Apr. 2017
- [I74] H. Rehman and Longya Xu: „Alternative Energy Vehicles Drive System: Control Flux and Torque Estimation and Efficiency Optimization“, IEEE Trans. on Vehic. Tech., vol. 60, No. 8, pp. 3625-3634, Oct. 2011.

- [I75] T. Windisch and W. Hofmann: „Loss minimizing and saturation dependent control of induction machines in vehicle applications“, 41<sup>st</sup> IEEE Conf. on Ind. Electron. Soc. IECON 2015, pp. 1530-1535, Nov. 2015.
- [I76] O. Wallscheid, M. Meyer and J. Böcker: „An open-loop operation strategy for induction motors considering iron losses and saturation effects in automotive applications“, 11<sup>th</sup> IEEE Intern. Conf. Power Electron. and Drive. Sys. – PEDS 2015, pp. 981-985, Aug. 2015.
- [I77] S. J. Plathottam and H. Salehfar: „Transient loss minimization in induction machine drives using optimal control theory“, IEEE Intern. Conf. on Electric Mach. and Drives – IEMDC 2015, pp. 1774-1780, May 2015.
- [II1] Slobodan Vukosavić: „*Električne mašine*“, Akademska misao, Beograd, 2010.
- [II2] Werner Leonhard: „*Control of Electric Drives*“, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [II3] Vladan Vučković: „*Opšta teorija električnih mašina*“, Naučna knjiga, Beograd, 1992.
- [II4] Ion Boldea, Syed Nasar: „*The Induction Machine Handbook*“, Boca Raton: CRC Press LLC, 2002.
- [II5] I. Kioskeridis and N. Margaris: „Loss minimization in Induction motor adjustable speed drives“, IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol.43, no.1, pp. 226-231, Feb. 1996.
- [II6] Peter Vas: „*Electrical Machines and Drives: A Space Vector Theory Approach*“, Clearendon Press, Oxford, 1992.
- [II7] Y. Liu and A. Bazzi: „A Detailed Induction Machine Core Loss Model in the Arbitrary Reference Frame“, IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expos. Charlotte USA, pp. 2617-2622, Mar. 2015.
- [II8] E. Levi: „Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 31, No. 6, pp. 1287-1296, Nov./Dec. 1995.
- [II9] Milić Stojić: „*Kontinualni sistemi automatskog upravljanja*“, Naučna knjiga, Beograd, 1990.
- [II10] Milić Stojić: „*Digitalni sistemi upravljanja*“, Naučna knjiga, Beograd, 1990.
- [II11] Vladan Vučković: „*Električni pogoni*“, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1997.
- [II12] S. Lim and K. Nam: „Loss-minimizing Control Scheme for Induction Motors“, IEE Proceedings – Elect. Power Applic. vol. 151, No. 4, pp. 385-397, Jul. 2004.
- [II13] Peter Vas: „*Vector Control of AC Machines*“, Clearendon Press, Oxford, 1990.
- [II14] Slobodan Vukosavić: „*Digitalno upravljanje električnim pogonima*“, Akademska misao, Beograd, 2003.

- [II15] Darko Marčetić: „*Mikroprocesorsko upravljanje energetske pretvaračima*“, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, 2014.
- [II16] E. Ho and P. Sen: „Decoupling Control of Induction Motor Drives“, IEEE Trans. on Ind. Electron. vol. 35, No. 2, pp. 253–262, May 1998.
- [III1] Lennart Ljung: „*System Identification: Theory for the User*“, Pearson Education, London, 1998.
- [III2] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi.: „Adaptive input-output linearizing control of induction motors“, IEEE Trans. on Autom. Cont., vol. 38, No. 2, pp. 208–221, Feb. 1993.
- [III3] V. Popovic, D. Oros, V. Vasic and D. Marcetic: „Tuning the rotor time constant parameter of IM using minimum order recursive linear Least square estimator“, Electric Power Appl. IET, vol.13, No.2, pp. 266-276, Nov. 2018.
- [III4] Jean-Jacques Slotine, Weiping Li: „*Applied Nonlinear Control*“, Prentice Hall, New Jersey, 1991.
- [III5] Hassam Khalil: „*Non linear systems*“, Prentice Hall, New Jersey, 2002.
- [III6] A. Yepes, A. Vidal, J. Malvar, O. Lopez and J. Doval-Gandoy: „Tuning Method Aimed at Overshoot for Synchronous Proportional-Integral Current Control in Electric Machines“, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 29, No. 6, pp. 3041-3054, Jun. 2014.
- [III7] T. Rowan and R. Kerkman: „A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-regulated PWM Inverters“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, No. 4, pp. 678-690, Jul./Aug. 1986.
- [III8] Manfred Morari, Evangelos Zafiriou: „*Robust Process Control*“, Prentice Hall, New Jersey, 1989.
- [III9] F. Briz, M. Degner and R. Lorenz: „Analysis and Design of Current Regulators using Complex Vectors“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 36, No. 3, pp. 817-825, May/June. 2000.
- [III10] L. Harnefors and H. Nee: „Model-based Current Control of AC Machines using the Internal Model Control Method“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 34, No. 1, pp. 133-141, Jan./Feb. 1998.
- [III11] M. Martin, M. Bailoni, A. Tassarolo, M. Bortolozzi, D. Giulivo, F. Agnolet and R. Santorossa: „Investigation into Induction Motor Equivalent Circuit Parameter Dependency on Current and Frequency Variations“, ICEM 2014 Intern. Conf. on, pp. 196-202, Sep. 2014.
- [III12] Miodrag Popović: „*Digitalna obrada signala*“, Nauka, Beograd, 1994.
- [IV1] H. Abootorabizarchi, H. Mosaddeghesar and M. Ayazkoshava: „Online Maximum Torque per Power Losses Strategy for Indirect Rotor Flux-oriented

- Control-based Induction Motor Drives“, IET Elec. Power Appl., vol. 13, No. 2, pp. 267-273, Jan. 2019.
- [IV2] K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta and S. Taniguchi: „High-response Flux Control of Direct-field-oriented Induction Motor with High Efficiency taking Core Loss into Account“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 35, No. 1, pp. 62-69, Jan./Feb. 1999.
- [IV3] S. Bozhko, S. Dymko, S. Kovbasa and S. Peresada: „Maximum Torque-per-amp Control for Traction IM Drives: Theory and Experimental Results“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 53, No. 1, pp. 181-193, Jan./Feb. 2017.
- [IV4] David Luenberger: „*Linear and Nonlinear Programming*“, Springer, Stanford: CA USA, 2008.
- [V1] C. T. Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal: „Energy efficient control of three-phase Induction motor - a review“, Inter. Jour. of Comp. and Electric. Eng., vol. 1, No.1, pp. 61-70, Apr 2009.
- [V2] M. N. Uddin and S. W. Nam: „New Online Loss-Minimization- Based Control of an Induction Motor Drive“, IEEE Trans. on Power Electron, vol. 23, No. 2, pp. 926-933, Mar. 2008.
- [V3] F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada and R. Faure: „Model-based Loss Minimization for DC and AC Vector-controlled Motors with Saturation“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 5, No. 3, May 2000.
- [V4] C. Chakraborty, M. Ta, T. Uchida and Y. Hori: „Fast Search Controllers for Efficiency Maximization of Induction Motor Drives Based on DC Link Power Measurement“, IEEE Power Conv. Conf. – Osaka PCC 2002, pp. 402 – 408, Apr. 2002.
- [V5] I. Kioskeridis and N. Margaris, “Loss minimization in scalar controlled Induction motor drives with search controllers”, IEEE Trans. on Ind. Electron., vol.11, No.2, pp. 213-220, Mar. 1996.
- [VI1] STH310N10F7 N-channel Power MOSFET, Datasheet DocID024040 Rev 4, STMicroelectronics, 2015.
- [VI2] Family Reference Manual STM32F303xB/C/D/E Advanced ARM-based MCUs, STM32F3 Series Mainstream MCUs, STMicroelectronics, 2015.
- [VI3] Reference manual VOLTEQ, HY6020EX
- [VI4] EU vehicle category standard, EU 168/2013, document No 32013R0168, The European parliament and the council of the European Union
- [VI5] EU vehicle category standard, EU 3/2014, document No 32014R0003, The European parliament and the council of the European Union
- [VI6] AC Induction motor controller datasheet Curtis 1234E-5321, doc. 50245 REV B 11/13, Curtis Instruments, Inc. 2013


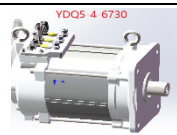
- [VI7] A1326LUA Low-Noise Linear Hall Effect Sensor/Transducer, MCO-0000598, Allegro MicroSystems, 2020.
- [VI8] TSV321 General Purpose Input/Output Rail-to-Rail Low-Power Operational Amplifiers, Datasheet DocID11542 Rev 8, STMicroelectronics, 2014.
- [VI9] Shafiq Ahmed Odhano: „*Self – Commisioning of AC Motor Drives*“, Phd thesis, Torino Polytechnic University, May 2014.
- [VI10] D. Marcetic, V. Popovic and P. Matic: „Simple procedure for self-commissioning of IM drive“, IEEE Intern. Symp. on Ind. Electron. – Banja Luka INDEL 2018, pp. 1 – 6, Nov. 2018.
- [VI11] E. Levi, M. Sokola and S. Vukosavic: „A Method for Magnetizing Curve Identification in Rotor Flux Oriented Induction Machines“, IEEE Trans. on Energy Conv., vol. 15, No. 2, pp. 157-162, Jun. 2000.
- [VI12] John Rawlings, Sastry Pantula, David Dickey: „*Applied Regression Analysis: A Research Tool, Second Edition*“, Springer-Verlag, Berlin, 1998.
- [VII1] E. Murtezic, V. Popovic and D. Marcetic: „Robusni kontroler maksimalne efikasnosti u pogonu AM za električna vozila“, Zbornik radova Fakulteta tehničkih nauka, vol. 34, No. 9, pp. 1670-1673, Aug. 2019.

## 10. DODATAK

Poglavlje sadrži sledeća četiri dodatka:

- *Natpisna pločica asinhronne mašine*
- *Karakteristika NTC termistora 47K BC-2322-615-5473*
- *Reprezentacija krive magnećenja AM*
- *Vrednosti parametara prilagodnih kola za detekciju i merenje*

### 10.1. Dodatak I – Natpisna pločica asinhronne mašine

		LV AC INDUCTION MOTOR A Kinetek Company ® KDS		
MODEL	YDQ-6730			SERIAL NO.
KW	6 (S1), 9 (S2)		48V	VOLTS
RPM(MAX)	3000 (5100)		80	AMPS
DUTY	S1, S2 – 60min		170	HZ MAX
INS CLASS	H		3	PHASE
PART NO.	1SD.055.2984		40 °C	AMB

### 10.2. Dodatak II – Karakteristika NTC termistora 47k BC-2322-615-5473

RESISTANCE VALUES AT INTERMEDIATE TEMPERATURES WITH R25 AT 47KΩ			
T <sub>OPER</sub>	CATALOG NUMBER 2322 615 5473		
	R <sub>T</sub> [Ω]	TC [%/K]	ΔR/R [%]
-40	1521799	-6.60	7.58
-30	805081	-6.15	6.13
-20	444453	-5.74	4.80
-10	254976	-5.38	3.58
0	151452	-5.05	2.46
10	92847	-4.74	1.42
20	58581	-4.47	0.46
25	47000	-4.34	0.00
30	37946	-4.22	0.22
40	25180	-3.99	0.64
50	17082	-3.78	1.03
60	11827.4	-3.58	1.40
70	8344.7	-3.40	1.75
80	5990.9	-3.23	2.08
90	4371.0	-3.08	2.54
100	3237.3	-2.93	3.14
110	2431.3	-2.80	3.71
120	1849.8	-2.67	4.24
130	1424.6	-2.55	4.76
140	1109.6	-2.44	5.25
150	873.5	-2.34	5.71

**VREDNOSTI POLARIZACIONIH OTPORA KOLA ZA DETEKCIJU TEMPERATURE STATORA**

$$R_{T1} = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_{T2} = 16.2 \text{ k}\Omega$$

#### ULAZNI RC FILTAR

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega, \quad C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$$

### 10.3. Dodatak III – Reprezentacija krive magnećenja AM

#### KANDIDAT ZA KARAKTERISTIKU MAGNETISANJA

$$i_{dm} = a \left( \frac{\psi_m}{c} \right) + (1 - a) \left( \frac{\psi_m}{c} \right)^b$$

#### INDUKTIVNOST MAGNEĆENJA

$$L_m(i_{dm}) = \frac{\psi_m}{i_{ds}} = 1 / \left( \frac{a}{c} + \frac{(1 - a)}{c} \left( \frac{\psi_m(i_{dm})}{c} \right)^{b-1} \right)$$

#### INKREMENTALNA INDUKTIVNOST

$$L'_m(i_{dm}) = \frac{dL_m(i_{dm})}{di_{dm}} = - \frac{\frac{(1 - a)}{c^2} \left( \frac{\psi_m(i_{dm})}{c} \right)^{b-2}}{\left( \frac{a}{c} + \frac{(1 - a)}{c} \left( \frac{\psi_m(i_{dm})}{c} \right)^{b-1} \right)^2 \left( \frac{a}{c} + b \frac{(1 - a)}{c} \left( \frac{\psi_m(i_{dm})}{c} \right)^{b-1} \right)}$$

### 10.4. Dodatak IV – Parametri merno-prilagodnih kola struje i napona AM

#### PARAMETRI KOLA ZA DETEKCIJU FAZNIH STRUJA

$$R_b = 4.99 \text{ k}\Omega, \quad R_c = 9.09 \text{ k}\Omega, \quad C_0 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$$

#### PARAMETRI KOLA ZA DETEKCIJU FAZNIH NAPONA

$$R_1 = 60.4 \text{ k}\Omega, \quad R_c = 1.82 \text{ k}\Omega, \quad C_1 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$$



Овај Образац чини саставни део докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта који се брани на Универзитету у Новом Саду. Попуњен Образац укоричити иза текста докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта.

## План третмана података

Назив пројекта/истраживања
<b>Напредно управљање асинхроним мотором у склопу погона електричног возила</b>
Назив институције/институција у оквиру којих се спроводи истраживање
<b>Универзитет у Новом Саду, Факултет техничких наука, Департман за енергетику, електронику и телекомуникације</b>
Назив програма у оквиру ког се реализује истраживање
Докторске академске студије програма Енергетика, електроника и телекомуникације на Факултету техничких наука, Департман за енергетику, електронику и телекомуникације Пројекат у оквиру ког је рађен највећи део истраживања је „Паметне електродистрибутивне мреже засноване на Дистрибутивном менаџмент систему и дистрибуираној производњи“ (ИИИ 42004)
<b>1. Опис података</b>
1.1 Врста студије  <i>Укратко описати тип студије у оквиру које се подаци прикупљају</i>  <b><u>Докторска дисертација</u></b>
1.2 Врсте података <input checked="" type="checkbox"/> <b>квантитативни</b> <input type="checkbox"/> <b>квалитативни</b>
1.3. Начин прикупљања података <input checked="" type="checkbox"/> <b>анкете, упитници, тестови</b> б) клиничке процене, медицински записи, електронски здравствени записи в) генотипови: навести врсту _____ <input type="checkbox"/> административни подаци: навести врсту <b><u>Статистички подаци</u></b> д) узорци ткива: навести врсту _____ ђ) снимци, фотографије: навести врсту _____

е) текст, навести врсту Литературни извори

ж) мапа, навести врсту \_\_\_\_\_

з) остало: описати Нумерички експерименти

### 1.3 Формат података, употребљене скале, количина података

#### 1.3.1 Употребљени софтвер и формат датотеке:

а) Excel фајл, датотека \_\_\_\_\_

б) SPSS фајл, датотека \_\_\_\_\_

в) PDF фајл, датотека .pdf

г) Текст фајл, датотека .docx

е) JPG фајл, датотека \_\_\_\_\_

ф) Остало, датотека \_\_\_\_\_

#### 1.3.2. Број записа (код квантитативних података)

а) број варијабли Велики број

б) број мерења (испитаника, процена, снимака и сл.) Велики број

#### 1.3.3. Поновљена мерења

а) да

б) не

Уколико је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) временски размак између поновљених мера је \_\_\_\_\_

б) варијабле које се више пута мере односе се на \_\_\_\_\_

в) нове верзије фајлова који садрже поновљена мерења су именоване као \_\_\_\_\_

Напомене: \_\_\_\_\_

*Да ли формати и софтвер омогућавају дељење и дугорочну валидност података?*

а) Да

б) Не

*Ако је одговор не, образложити* \_\_\_\_\_

## 2. Прикупљање података

### 2.1 Методологија за прикупљање/генерисање података

2.1.1. У оквиру ког истраживачког нацрта су подаци прикупљени?

а) експеримент, навести тип Нумерички експеримент

б) корелационо истраживање, навести тип \_\_\_\_\_

ц) анализа текста, навести тип Прикупљање података анализом доступне литературе

д) остало, навести шта \_\_\_\_\_

2.1.2 Навести врсте мерних инструмената или стандарде података специфичних за одређену научну дисциплину (ако постоје).

---

---

2.2 Квалитет података и стандарди

2.2.1. Третман недостајућих података

а) Да ли матрица садржи недостајуће податке? Да  Не

Ако је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) Колики је број недостајућих података? \_\_\_\_\_

б) Да ли се кориснику матрице препоручује замена недостајућих података? Да  Не

в) Ако је одговор да, навести сугестије за третман замене недостајућих података

---

2.2.2. На који начин је контролисан квалитет података? Описати

**Квалитет података је контролисан поређењем експерименталних и теоријских података**

2.2.3. На који начин је извршена контрола уноса података у матрицу?

**Контрола уноса података у матрицу извршена је унакрсним поређењем појединачних и сумарних вредности у матрици са вредностима из иницијалне базе података**

### 3. Третман података и пратећа документација

3.1. Третман и чување података

3.1.1. Подаци ће бити депоновани у Репозиторијум докторских дисертација на Универзитету у Новом Саду.

3.1.2. URL адреса <https://www.cris.uns.ac.rs/searchDissertations.jsf>

3.1.3. DOI \_\_\_\_\_

3.1.4. Да ли ће подаци бити у отвореном приступу?

а)  Да

б) Да, али после ембарга који ће трајати до \_\_\_\_\_

в) Не

Ако је одговор не, навести разлог \_\_\_\_\_

3.1.5. Подаци неће бити депоновани у репозиторијум, али ће бити чувани.

Образложење

\_\_\_\_\_

3.2 Метаподаци и документација података

3.2.1. Који стандард за метаподатке ће бити примењен? \_\_\_\_\_

3.2.1. Навести метаподатке на основу којих су подаци депоновани у репозиторијум.

\_\_\_\_\_

Ако је потребно, навести методе које се користе за преузимање података, аналитичке и процедуралне информације, њихово кодирање, детаљне описе варијабли, записа итд.

\_\_\_\_\_

3.3 Стратегија и стандарди за чување података

3.3.1. До ког периода ће подаци бити чувани у репозиторијуму? \_\_\_\_\_

3.3.2. Да ли ће подаци бити депоновани под шифром? Да  Не

3.3.3. Да ли ће шифра бити доступна одређеном кругу истраживача? Да  Не

3.3.4. Да ли се подаци морају уклонити из отвореног приступа после извесног времена?

Да  Не

Образложити

\_\_\_\_\_

#### 4. Безбедност података и заштита поверљивих информација

Овај одељак МОРА бити попуњен ако ваши подаци укључују личне податке који се односе на учеснике у истраживању. За друга истраживања треба такође размотрити заштиту и сигурност података.

4.1 Формални стандарди за сигурност информација/података

Истраживачи који спроводе испитивања с људима морају да се придржавају Закона о заштити \_\_\_\_\_ података \_\_\_\_\_ о \_\_\_\_\_ личности

[https://www.paragraf.rs/propisi/zakon\\_o\\_zastiti\\_podataka\\_o\\_licnosti.html](https://www.paragraf.rs/propisi/zakon_o_zastiti_podataka_o_licnosti.html)) и одговарајућег институционалног кодекса о академском интегритету.

4.1.2. Да ли је истраживање одобрено од стране етичке комисије? Да  Не

Ако је одговор Да, навести датум и назив етичке комисије која је одобрила истраживање

---

4.1.2. Да ли подаци укључују личне податке учесника у истраживању? Да  Не

Ако је одговор да, наведите на који начин сте осигурали поверљивост и сигурност информација везаних за испитанике:

- a) Подаци нису у отвореном приступу
  - b) Подаци су анонимизирани
  - c) Остало, навести шта
- 

## 5. Доступност података

5.1. Подаци ће бити

јавно доступни

b) доступни само уском кругу истраживача у одређеној научној области

c) затворени

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести под којим условима могу да их користе:

---

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести на који начин могу приступити подацима:

---

5.4. Навести лиценцу под којом ће прикупљени подаци бити архивирани.

**Ауторство–некомерцијално–без прераде**

## 6. Улоге и одговорност

6.1. Навести име и презиме и мејл адресу власника (аутора) података

**Владимир Поповић, мејл адреса: [popovicv@uns.ac.rs](mailto:popovicv@uns.ac.rs)**

---

*6.2. Навести име и презиме и мејл адресу особе која одржава матрицу с подацима*

**Владимир Поповић, мејл адреса: [popovicv@uns.ac.rs](mailto:popovicv@uns.ac.rs)**

---

*6.3. Навести име и презиме и мејл адресу особе која омогућује приступ подацима другим истраживачима*

**Владимир Поповић, мејл адреса: [popovicv@uns.ac.rs](mailto:popovicv@uns.ac.rs)**

---