

Univerza v Ljubljani

Fakulteta za elektrotehniko

Matic Gregorčič

Vpeljava HFSI algoritma v brezsenzorski pogon

Magistrsko delo

Magistrski študijski program druge stopnje Elektrotehnika

Mentor: Mitja Nemec

Ljubljana, 2025

Zahvala

Iskrene zahvale mentorju doc. dr. Mitji Nemcu za vso pomoč in napotke, ki jih je nudil skozi izvedbo tega dela.

Hvala podjetju, ki je omogočilo izvedbo te naloge in vsem sodelavcem za ideje in spodbudo.

Zahvalil bi se tudi družini, ki mi je stala ob strani in me podpirala v času pisanja tega dela.

Povzetek

V tem delu je predstavljen algoritem vodenja sinhronskega stroja s potopljenimi trajnimi magneti (IPMSM) brez senzorja položaja. V brezsenzorskih pogonih se pogosto uporabljo opazovalniki, ki delujejo le pri višjih hitrostih. Zagon takih pogonov se ponavadi izvede odprtozančno, kjer ustvarimo vrtirajoče magnetno polje. Ker pri nizkih hitrostih ne poznamo položaja rotorja, je pri višjih bremenenskih navorih verjetnost desinhronizacije stroja. Za robustno delovanje potrebujemo informacijo o položaju rotorja. Za ocenjevanje položaja rotorja pri nižjih hitrostih ali v mirovanju izkoriščamo dejstvo, da se induktivnost stroja IPMSM spreminja z rotorskim položajem. Če merimo induktivnost, lahko iz te ocenjujemo položaj rotorja. Zato stator stroja vzbujamo z visokofrekvenčnim signalom, preko tokovnega odziva pa ocenjujemo položaj rotorja. Z vodenjem v koordinatah rotorskoga polja (FOC) pa nato vodimo prečni tok, ki tvori navor. Ker je položaj znan se poveča tudi navorna zmogljivost pogona pri nizkih hitrostih.

Na realnem sistemu smo opazili dva večja odstopanja od pričakovanega delovanja, ki kvarita oceno položaja rotorja. Prvo odstopanje se pojavi zaradi mrtvega časa razsmernika. Pokazali smo kako ta vpliva na algoritem in predstavili nekaj možnosti za minimizacijo napake. Drug dejavnik, ki vpliva na oceno položaja pa je pojav višjeharmonskega popačenja, ki pa ga nam ni uspelo pojasniti in odpraviti. Dodatno je pokazano, da algoritem deluje slabše pri nižjih hitrostih.

Ključne besede: Vzbujanje z visokofrekvenčnim signalom, izraženi poli, brezsenzorsko vodenje, IPMSM, FOC

Abstract

In this thesis a control algorithm for interior permanent magnet synchronous machine (IPMSM) without position sensor is presented. In many sensorless drives the observers used only work at higher speeds. Such driver usually start with an open loop control, where a rotating magnetic field is created to accelerate the rotor. Because the rotor position is not known, the chance of machine desynchronization at higher load torque is great. For robust operation information about rotor position is needed. Rotor position estimation at low speeds or standstill is using the fact that IPMSM inductance is rotor position dependent. If inductance is being measured, position can be extracted from it. For this reason, stator is excited with high frequency signal and rotor position estimated from current response. The field oriented control (FOC) is then used to control quadrature current, which creates torque. Because rotor position is known, torque performance of the drive is also increased.

We observed two major deviations from the expected behavior of the algorithm on a real system, which degrade the rotor position estimation. The first deviation occurs due to the dead time of the inverter. We have shown how it affects the algorithm and presented some options for minimizing the error. The second factor that affects the position estimation is a phenomenon of higher harmonic distortion, which we failed to explain and eliminate. Additionally, it is shown that the algorithm works worse at lower speeds.

Key words: High frequency signal injection, saliency, sensorless control, IPMSM, FOC

Vsebina

1 Uvod	1
2 Sinhronski stroj s potopljenimi magneti	3
2.1 Model IPMSM	4
2.2 Brezsenzorsko vodenje z regulacijo v orientaciji rotorskega polja . .	4
3 Delovanje metode vzbujanja z visokofrekvenčnim signalom	7
3.1 Visokofrekvenčno vzbujanje statorskega navitja	8
3.2 Izračun položaja rotorja	14
3.3 Odstopanja realnega sistema	17
3.4 Vpliv mrtvega časa pretvornika	19
4 Integracija v FOC	25
4.1 Inicializacija HFSI	25
4.2 Brezudarni preklop v način opazovalnika SMO	27
4.3 Nastavitev parametrov PI regulatorja	30
5 Eksperimentalna verifikacija	31

Seznam slik

2.1	Presek IPMSM stroja.	3
2.2	Uporabljeni koordinatni sistemi pri vodenju FOC.	5
2.3	Shema brezsenzorskega vodenja FOC.	6
3.1	Induktivnost stroja.	7
3.2	Postopek izločevanja amplitude iz meritve toka.	9
3.3	Amplituda VF tokovnega odziva v α osi v odvisnosti od položaja rotorja.	10
3.4	Amplituda VF tokovnega odziva v oseh α in β v odvisnosti od položaja rotorja.	11
3.5	Koordinatni sistemi RKS z amplitudo VF tokovnega odziva v črni, FKS v modri in HKS v rdeči v barvi. Prikazani sta tudi amplitudi VF tokovnega odziva I_{dh} in I_{qh} .	13
3.6	I_e v odvisnosti od napake ocene položaja $\Delta\theta$.	14
3.7	Shema HFSI algoritma.	16
3.8	Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na I_e pri različnih odklonih rotorja od FKS.	17
3.9	Neidealnost I_e pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.	19

3.10 Komutacija toka zaradi mrtvega časa.	20
3.11 Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa. .	21
3.12 Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti. .	21
3.13 Vpliv mrtvega časa na faznem toku	22
3.14 Vpliv prečnega toka na popačenje I_e zaradi mrtvega časa.	23
 4.1 HFSI shema z dodanim pasovnim filtrom povratne zanke in začetno vrednost integratorja.	26
4.2 Preklop v način opazovalnika SMO.	27
4.3 Preklop v način opazovalnika SMO.	28
4.4 Preklop v način opazovalnika SMO.	28
4.5 Shema FOC z opazovalnikoma HFSI in SMO.	29
 5.1 Fotografija močnostnega pretvornika in stroja	31
5.2 Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika	33
5.3 Shema močnostnega pretvornika in meritve toka	34
5.4 Meritev toka i_u	35
5.5 Meritev toka $-i_w$	35
5.6 Fazne napetosti in ojačan signal merilnega upora.	36
5.7 Ocena položaja rotorja in tok I_e pri obratovanju brez dodatnega bremena.	38
5.8 Ocena položaja rotorja in tok I_e pri nizki vrtljni hitrosti.	39

5.9	Ocena položaja rotorja in napaka ocene pri različnih prečnih tokovih.	40
5.10	Ocena položaja rotorja in napaka ocene pri različnih vrednostih mrtvega časa.	41
5.11	Napaka ocene položaja pri različnih prečnih tokovih in velikim mrtvimi časom.	42
1	Prikaz vpliva premajhnega K_p parametra.	47
2	Prikaz vpliva prevelikega K_p parametra.	48
3	Prikaz vpliva optimalnega K_p parametra.	49
4	Prikaz vpliva premajhnega K_i parametra.	50
5	Prikaz vpliva prevelikega K_i parametra.	51
6	Prikaz vpliva optimalnega K_i parametra.	52

Seznam uporabljenih simbolov

V pričujočem zaključnem delu so uporabljene naslednje veličine in simboli:

Veličina / oznaka		Enota	
Ime	Simbol	Ime	Simbol
Vzbujanje z visokofrekvečnim signalom	HFSI	-	-
Regulacija v orientaciji rotorskega polja	FOC	-	-
Rotorski koordinatni sistem	RKS	-	-
Statorski koordinatni sistem	SKS	-	-
Koordinatni sistem metode HFSI	HKS	-	-
Koordinatni sistem FOC	FKS	-	-
Sinhronski motor s potopljenimi trajnimi magneti	IPMSM	-	-
Fazno zaklenjena zanka	PLL	-	-
Visoka frekvenca	VF	-	-
Prepustni pasovni filter	BPF	-	-
Zaporni pasovni filter	BSF	-	-
PI regulator	PI	-	-
Koordinati SKS	$\alpha; \beta$	-	-
Koordinati RKS	$d; q$	-	-
Koordinati HKS	$dh; qh$	-	-
Koordinati FKS	$df; qf$	-	-
Položaj RKS	θ_r	radian	rad
Položaj FKS	θ_f	radian	rad
Položaj HKS	θ_h	radian	rad
Induktivnost v vzdolžni in prečni smeri	$L_d; L_q$	henry	H
Statorska upornost	R_s	ohm	Ω
Električna kotna hitrost rotorja	ω_r	radian na sekundo	$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$
Frekvenca vzbujalnega signala	ω_s	radian na sekundo	$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$
Število polovih parov	p_p	-	-
Napetost v vzdolžni in prečni smeri	$u_d; u_q$	volt	V
Tok v vzdolžni in prečni smeri	$i_d; i_q$	ampere	A
VF napetostno vzbujanje	$u_{dh}^{VF}; u_{qh}^{VF}$	volt	V
VF tokovni odziv	$i_{dh}^{VF}; i_{qh}^{VF}$	ampere	A
Amplituda VF napetostnega vzbujanja	U_h	volt	V
Amplituda VF tokovnega odziva	$I_{dh}; I_{qh}$	ampere	A
Napajalna napetost razsmernika	U_{DC}	volt	V
Mrtvi čas	t_m	sekunda	s

1 Uvod

V industriji se opazi vedno večja uporaba brezkrtačnih sinhronih strojev, zaradi njihove specifične gostote moči in dobre učinkovitosti. Vendar pa za vodenje takih motorjev potrebujemo dražje in bolj kompleksne pretvornike. Pri vodenju sinhronih strojev je kritično poznavanje položaja rotorja. Položaj merimo z dajalnikom, ki pa povira ceno celotnega pogona. Dodatno je dajalnik mehanska komponenta, ki se lahko pokvari. V proizvodnji terja dodaten korak pri montaži in kalibraciji.

Zato se za vodenje pogostokrat uporabijo brezsenzorski algoritmi, ki položaj rotorja ocenjujejo iz drugih merjenih veličin. Takim algoritmom pravimo opazovalniki in jih delimo na tiste, ki imajo delovno območje pri višjih vrtilnih hitrostih in na opazovalnike, ki delujejo pri nižjih. Pri višjih hitrostih se to stori z angl. Sliding Mode Observer (SMO) opazovalnikom, ki ocenjuje inducirano napetost stroja, preko te pa položaj. Pri nižjih hitrostih pa je inducirana napetost premajhna za uporabo takega opazovalnika. Zato se ponavadi uporablja metoda zagona motorja, kjer v statorju ustvarimo vrtirajoče magnetno polje, ki pospeši rotor do željene hitrosti, nato pa se uporabi opazovalnik SMO. Tak zagon motorja lahko odpove pri višjih bremenskih navorih, zato se uporablja metode, ki izrabljajo pojav izraženih polov in preko tega pojava ocenjujejo položaj rotorja. To magistrsko delo obravnava eno od takih metod - metoda vzbujanja z visokofrekvenčnim signalom (HFSI).

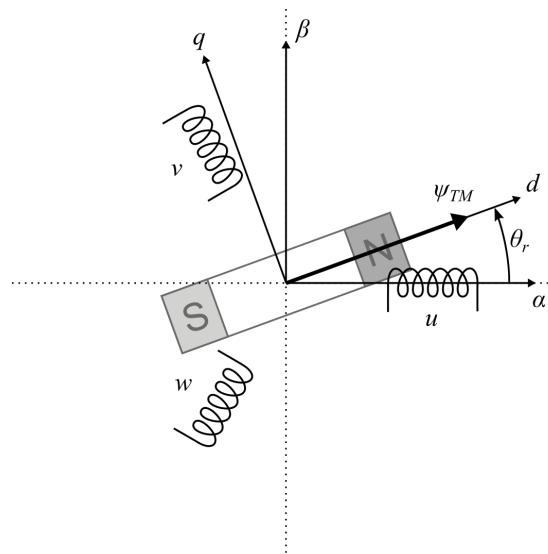
V prvem poglavju predstavimo stroj IPMSM in vodenje FOC. V naslednjem poglavju opišemo delovanje metode HFSI, izbiro visokofrekvenčnega vzbujanja in ocenjevanja položaja iz tokovnega odziva. Nato pokažemo odziv na realnem sistemu in kako ta odstopa od idealnega. Dokažemo vpliv mrtvega časa na tokovni

odziv visokofrekvenčnega vzbujanja in oceno položaja rotorja.

V naslednjem poglavju predstavimo implementacijo algoritma HFSI v sistem z vodenjem FOC, inicializacijo algoritma in uglasitev uporabljenega regulatorja. V zadnjem poglavju pa predstavimo eksperimentalni sistem, na katerem je bil algoritem HFSI razvit, merjenje toka in krmiljenje napetosti ter pokažemo oceno položaja rotorja pri različnih pogojih.

2 Sinhronski stroj s potopljenimi magneti

Sinhronske stroje s trajnimi magneti delimo na stroje s površinsko nameščenimi magneti (SPMSM) in s potopljenimi magneti (IPMSM). Glavna razlika med izvedbama sta prečna in vzdolžna induktivnost rotorja, kjer sta pri prvi ti dve enaki ($L_d = L_q$), pri drugi pa je ena večja od druge ($L_d \neq L_q$). Pri IPMSM se ta razlika pojavi zaradi neheterogene sestave rotorja, saj imamo v jedru poleg železa tudi trajne magnete, katerih permeabilnost je nekaj razredov nižja od železa. Induktivnost je premo sorazmerna s permeabilnostjo, kar pomeni da je induktivnost v smeri trajnih magnetov, torej vzdolžne komponente - manjša. Kot bo razvidno v sledečih poglavjih, je razlika L_d in L_q ključna za delovanje algoritma HFSI.



Slika 2.1: Presek IPMSM stroja.

2.1 Model IPMSM

V pogonu se uporablja simetričen trifazni stroj z dvema polovima paroma, katerega matematično opišemo v RKS s sledečima enačbama [1].

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \underbrace{\omega L_q i_q}_{e_d} \quad (2.1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\omega L_d i_d + \omega \Psi_{TM}}_{e_q} \quad (2.2)$$

e_d in e_q sta inducirani napetosti vzdolžne in prečne komponente.

Navor, ki ga tvori IPMSM vsebuje komponento sinhronskega navora (M_{sinhr}), katerega povzroča magnetno polje trajnih magnetov in reluktančni navor, ki nastane zaradi magnetne asimetrije v vzdolžni in prečni osi.

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p \left(\underbrace{\Psi_{TM} i_q}_{M_{sinhr}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_q i_d}_{M_{rel}} \right) \quad (2.3)$$

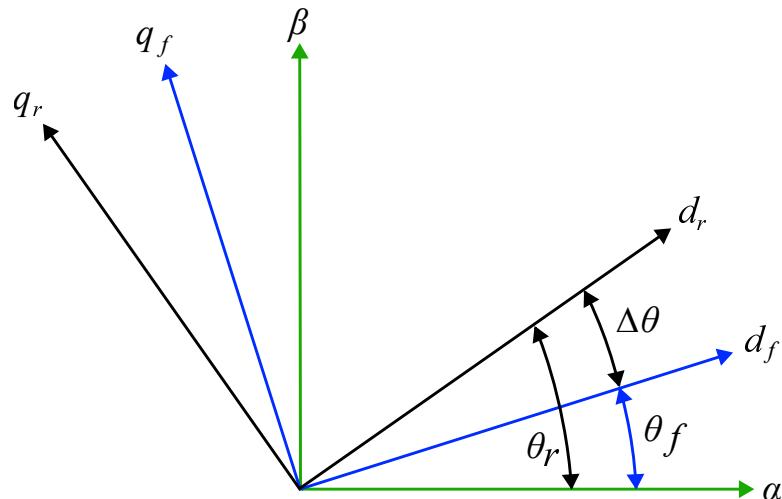
2.2 Brezsenzorsko vodenje z regulacijo v orientaciji rotorskega polja

Pri vodenju FOC se fazni tokovi stroja s Clarkino transformacijo transformirajo v statorski koordinatni sistem (SKS). SKS je poravnana s statorjem in ima dve ortogonalni osi - α in β . Iz SKS pa se toka v oseh α in β transformirata v rotorski koordinatni sistem (RKS) s Parkovo transformacijo. RKS je poravnana z rotorjem in ima vzdolžno (d) in prečno (q) os. Vzdolžna os je poravnana s smerjo pretoka magnetnega polja trajnih magnetov, prečna pa je ortogonalna na vzdolžno.

Ključna lastnost Parkove transformacije je, da so izmenične veličine (s frekvenco rotorske vrtilne hitrosti) SKS transformirane v RKS enosmerne. To močno poenostavi regulacijo faznih tokov. Pri Parkovi transformaciji potrebujemo tudi odklon RKS od SKS, ki se v senzorskih pogonih meri z dajalnikom položaja, pri

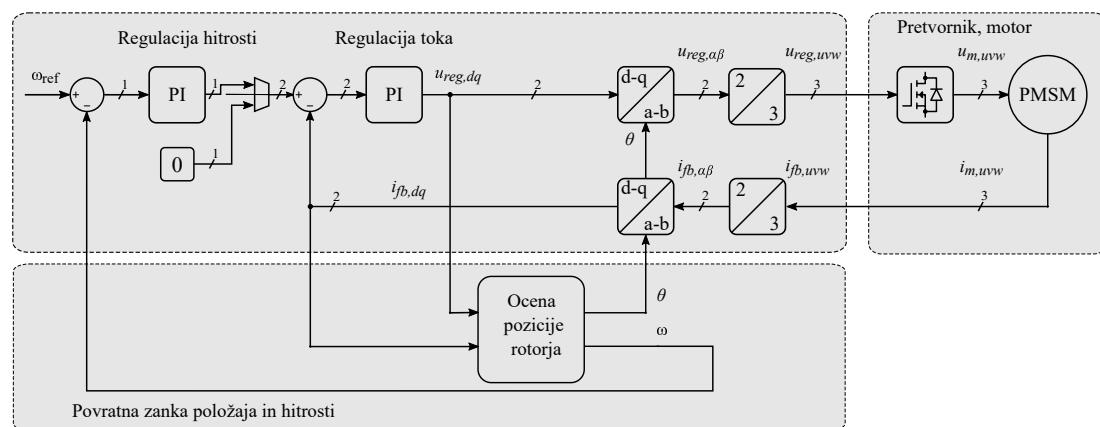
brezsenzorskih pa oceni iz merjenih veličin (tok in napetost). Na sliki 2.2 so prikazani koordinatni sistemi, ki se uporablja pri vodenju FOC. SKS je poravnana s statorjem, RKS z rotorjem in je od SKS zamaknjen za kot θ_r . Ker vodimo brez senzorja položaja, dejanskega položaja rotorja θ_r ne poznamo. θ_r ocenjujemo in je zato lahko prisotna napaka ocene položaja. To pomeni, da regulacija ne bo potekala v koordinatah rotorja, ampak v drugem koordinatnem sistemu, ki bo od tega zamaknjen. Zamaknjen bo za napako ocene $\Delta\theta$, imenovali pa ga bomo koordinatni sistem FOC (FKS). FKS je od SKS odklonjen za θ_f .

Pomerjeni tokovi stroja se v prvem koraku transformirajo v SKS z uporabo Clarkine transformacije, nato pa s Parkovo v FKS s položajem θ_f . V FKS reguliramo vzdolžni in prečni tok, izhodno napetost regulatorjev pa transformiramo v trifazne napetosti z inverzno Clarkino in Parkovo transformacijo. Hitrost se regulira z nastavljanjem želenega vzdolžnega in prečnega toka.



Slika 2.2: Uporabljeni koordinatni sistemi pri vodenju FOC.

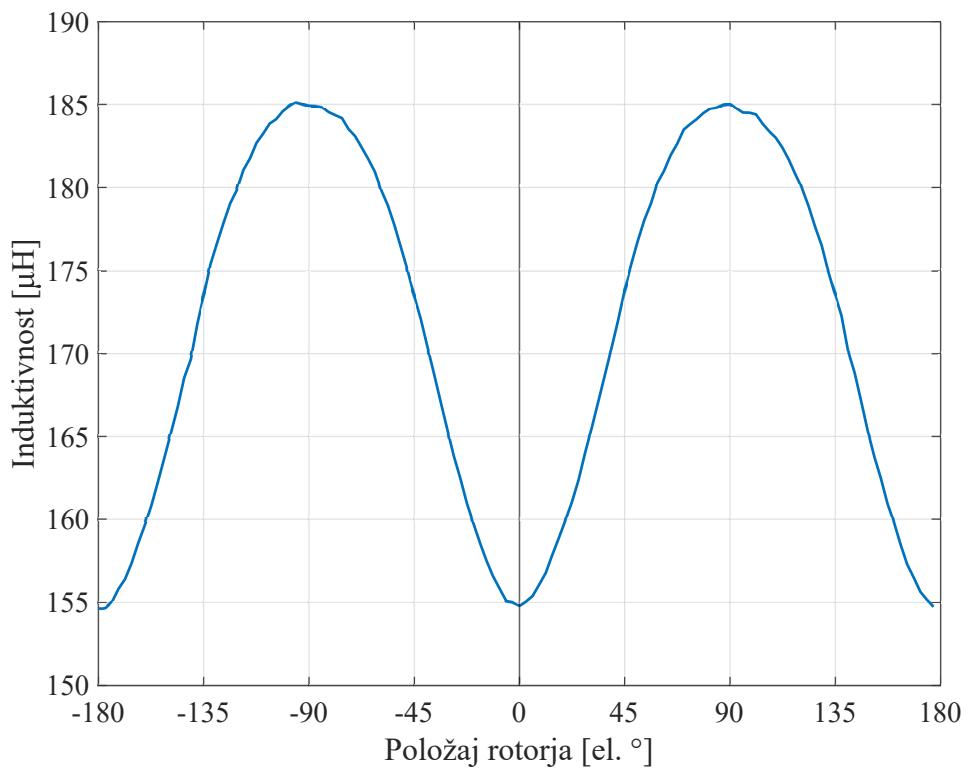
Shema na sliki 2.3 prikazuje brezsenzorsko vodenje, kjer se položaj ocenjuje, v primeru senzorskega pogona pa bi se meril.



Slika 2.3: Shema brezsenzorskega vodenja FOC.

3 Delovanje metode vzbujanja z visokofrekvenčnim signalom

HFSI algoritem temelji na dejstvu, da se induktivnost IPMSM stroja spreminja s položajem rotorja. To je ključno za brezsenzorski opazovalnik, saj z merjenjem induktivnosti lahko ocenimo položaj rotorja. Na sliki 3.1 je prikazana induktivnost ene faze stroja, pomerjena z RLC metrom.



Slika 3.1: Induktivnost stroja.

Induktivnost na sliki je prikazana v odvisnosti od relativnega rotorskega položaja. Lahko pa pričakujemo minimalno induktivnost v vzdolžni osi rotorja, saj so v tej osi potopljeni trajni magneti, ki imajo manjšo permeabilnost od feromagnetnega materiala rotorja. V prečni osi pa je induktivnost maksimalna. Na vmesnih položajih pa je induktivnost nekje med maksimalno in minimalno, oblika induktivnosti pa je odvisna od geometrije rotorja. Opazimo, da ni sinusne oblike.

Induktivnost prve faze lahko približno opišemo z naslednjo enačbo:

$$L_u(\theta_r) = L_p - L_r \cos(2\theta_r) \quad (3.1)$$

L_p je povprečna vrednost induktivnosti, L_r pa polovica razlike med maksimalno in minimalno induktivnostjo.

3.1 Visokofrekvenčno vzbujanje statorskega navitja

Ker želimo položaj ocenjevati preko induktivnosti, je le-to treba na nekakšen način meriti. Obstojče metode stator vzbujajo z različnimi signali. J. M. Liu in Z. Q. Zhu sta stator vzbujala s kvadratnim signalom in položaj rotorja ocenjevala iz odvoda tokovnega odziva [2]. Yanping Zhang in ostali so za tišje delovanje pogona uporabili kvadratni signal naključne frekvence in amplitudo [3]. Večina metod pa stator vzbuja s sinusnim signalom v statorskem [4] ali rotorskem [5] [6] koordinatnem sistemu.

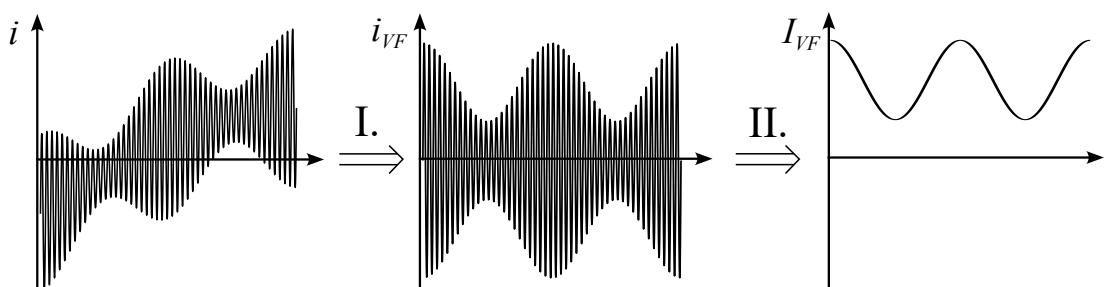
Pri večini metod se stator vzbuja z napetostnim signalom in se položaj oce- njuje direktno iz tokovnega odziva, brez vmesnega izračuna induktivnosti. Te ni treba izračunati, saj je tokovni odziv odvisen od induktivnosti, ta pa od položaja. V našem primeru stator vzbujamo s sinusnim signalom visoke frekvence in lahko zapišemo tokovni odziv z enačbo (3.2).

$$i_{VF}(t, \theta_r) = \frac{U_{VF} \sin(\omega_s t)}{R_s + j\omega_s L(\theta_r)} \quad (3.2)$$

Pri izbiri frekvence vzbujanja je treba upoštevati, da impedanca statorja raste s frekvenco. To pomeni, da nam za osnovni harmonik s katerim tvorimo navor lahko zmanjka napetostne zaloge, če izberemo previsoko frekvenco vzbujanja. Prav tako pa ne sme biti prenizka, saj z nižjimi frekvencami začnemo prehajati v frekvenčno območje tokovnih regulatorjev FOC. Izbrana frekvanca vzbujanja je 1666Hz. Ker stator vzbujamo z visoko frekvenco, lahko člen R_s zanemarimo. Amplituda visokofrekvenčnega odziva je tako:

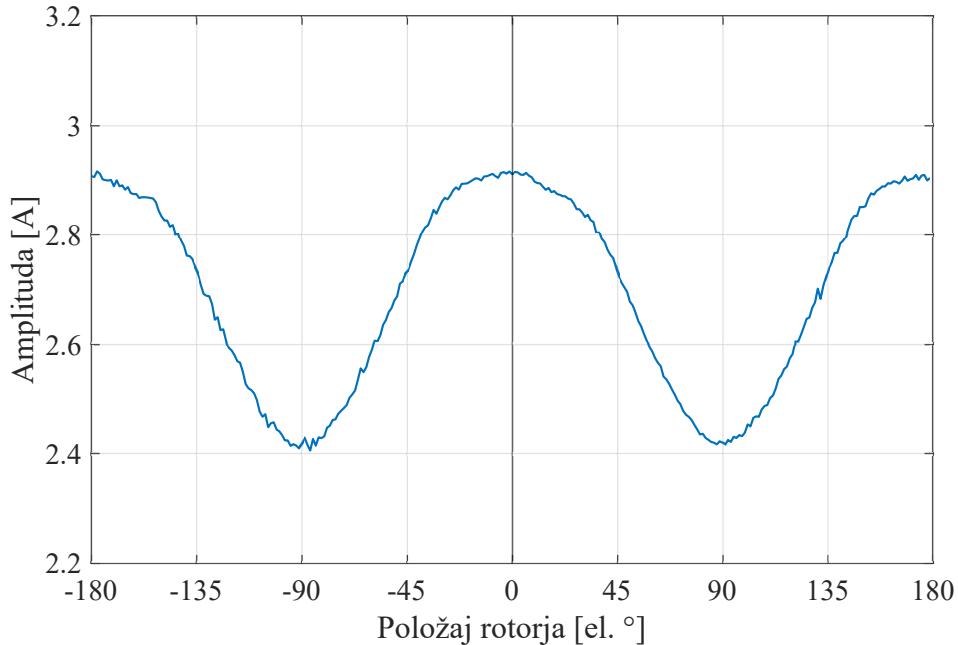
$$I_{VF}(\theta_r) = \frac{U_{VF}}{\omega_s L(\theta_r)} \quad (3.3)$$

Tok skozi stroj poleg komponente odziva na visokofrekvenčno vzbujanje vsebuje tudi druge komponente, ki za ocenjevanje položaja niso koristne. Zato potrebujemo iz meritve toka izločiti visokofrekvenčno komponentno (i_{VF}), iz te pa njeni amplitudo (I_{VF}). Postopek izločevanja amplitude je prikazan na sliki 3.2, v implementaciji pa se uporablja Fourierova vrsta [7], saj potrebujemo izločiti amplitudo pri le eni frekvenci. Ker pa amplitudo izločimo s Fourierovo vrsto, lahko prvi korak izpustimo.



Slika 3.2: Postopek izločevanja amplitude iz meritve toka.

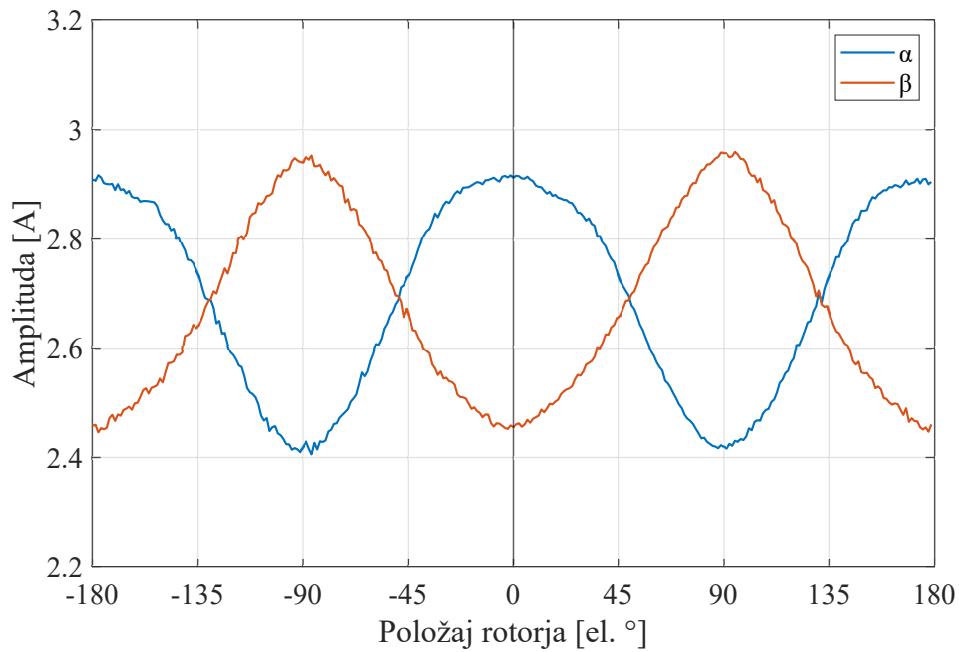
Na začetku poglavja je bila prikazana induktivnost stroja, na sliki 3.3 pa je prikazana amplituda tokovnega odziva v α osi. Opazimo lahko, da je amplituda tokovnega odziva obratno sorazmerna z induktivnostjo.



Slika 3.3: Amplituda VF tokovnega odziva v α osi v odvisnosti od položaja rotorja.

Vzbujali smo v SKS, s postavljanjem rotorja na različne položaje pa prikažemo odvisnost amplitude tokovnega odziva od položaja rotorja. Opazimo, da je kot induktivnost tudi amplituda približno sinusne oblike z dvakratno frekvenco rotorskega položaja. Amplituda ima maksimalno vrednost, ko je vzdolžna os rotorja poravnana z α osjo oziroma, ko je položaj rotorja 0 stopinj (in 180°). Ko pa je z α osjo poravnana prečna os rotorja, je amplituda minimalna.

Iz amplitude tokovnega odziva prikazanega na sliki 3.3 bi težko ocenili položaj rotorja, saj funkcija amplitude odziva ni enolična preslikava položaja. Če bi bila amplituda tokovnega odziva pri vsakem položaju unikatna, bi potrebovali le obratno funkcijo, s katero bi prišli do položaja. Na sliki 3.4 je poleg odziva v α osi prikazan še odziv v β osi. Opazimo, da je podoben odzivu v α osi, le fazno zamaknjen za 90° .



Slika 3.4: Amplituda VF tokovnega odziva v oseh α in β v odvisnosti od položaja rotorja.

Tudi z dodatnim odzivom v β osi bi bilo ocenjevanje položaja rotorja iz teh dveh odzivov še vedno težavno. Če bi odziva odšteli, da se znebimo enosmerne komponente amplitude odziva, bi dobili kosinusno funkcijo. Iz te pa prav tako ne bi mogli izračunati položaja.

Lahko pa iz slike 3.4 opazimo, da sta amplitudi odzivov v štirih položajih enaki (-135° , -45° , 45° in 135°). Če bi lahko sledili eni od teh točk, bi lahko s tem ocenjevali položaj rotorja. To drži, saj je položaj, kjer imata amplitudi enako vrednost relativno na rotor vedno enak. Vendar pa z vzbujanjem v SKS (α in β) tega ne moremo doseči, saj ne vzbujamo relativno na rotor ampak na stator. Za vzbujanje relativno na rotor potrebujemo vzbujanje izvajati v rotorskem koordinatnem sistemu in ne statorskem. Pri vodenju FOC to že izvajamo - v FKS vodimo enosmerne komponente prečnega in vzdolžnega toka.

Za lažje razumevanje predpostavimo, da stator vzbujamo v FKS samo z VF signalom. Če FKS poravnamo s SKS in ročno vrtimo rotor, dobimo enak odziv kot na sliki 3.4, saj sta vzdolžna in prečna os v tem primeru poravnani z α in

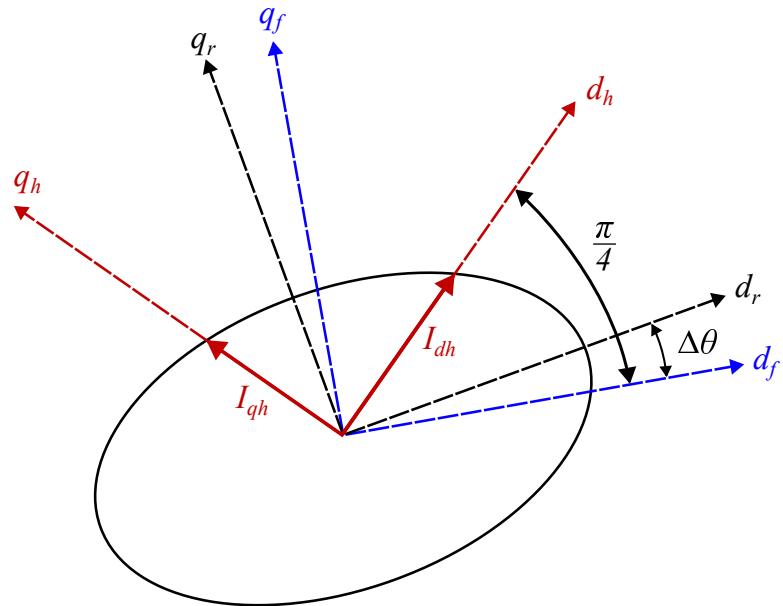
β . Ker z vrtenjem rotorja RKS odklanjamo od FKS, s tem ustvarjamo napako ocene položaja. To pomeni, da si graf na sliki 3.4 lahko predstavljamo tudi kot amplitudo VF tokovnega odziva v FKS, v odvisnosti od napake ocene položaja rotorja, $\Delta\theta$. Če pa FKS poravnamo z RKS (torej je napaka ocene nič), pa bosta amplitudi konstantni. To velja, ker je koordinatni sistem v katerem vzbujamo, relativno na rotor stacionaren in se sinhronska induktivnost ne spreminja. Iz slike 3.4 lahko opazimo, da bo vrednost amplitude v prečni osi, ko bo napaka ocene položaja nič, maksimalna, v vzdolžni pa minimalna.

Za ocenjevanje položaja bi lahko poskrbeli, da sta amplitudi maksimalno odmaknjeni. Ker bo v tem primeru FKS poravnан z RKS, bo napaka ocene položaja enaka 0. Vendar bi bilo ohranjanje maksimalne razlike amplitud VF tokovnih odzivov kompleksen problem, saj ob neki napaki ocene položaja in tako s prehodom izven maksimalne razlike amplitud v manjšo razliko težko vemo, ali je napaka ocene pozitivna ali negativna. To pa pomeni, da ne vemo, v katero smer moramo zasukati položaj FKS, da pridemo nazaj na maksimalno razliko amplitud.

Zato želimo doseči, da sta amplitudi VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni smeri enaki oziroma njuna razlika enaka nič. Ob neki napaki, njuna razlika ne bo več ničta, ampak bo ob pozitivni napaki pozitivna, ob negativni pa negativna. S tem bomo razlikovali smer napake in bili zmožni popraviti napako v nasprotno smer.

Amplitudi VF tokovnega odziva bosta imeli enako vrednost, ko bo FKS od RKS odmaknjen za 45° . Iz tega pa sledi, da bomo imeli 45° napake v oceni položaja rotorja. Ta problem rešimo tako, da uvedemo nov koordinatni sistem - HFSI k.s. (HKS). V tem koordinatnem sistemu bomo vzbujali stator z VF napestostnim signalom in merili VF tokovni odziv. Preko amplitude tokovnega odziva bomo popravljali položaj HKS tako, da bosta amplitudi VF tokovnega odziva enaki. Ker bosta amplitudi enaki takrat, ko bomo s HKS od RKS odmaknjeni za 45° , HKS od FKS odmaknjemo za 45° .

Na sliki 3.5 je prikazan nov koordinatni sistem HKS poleg RKS in FKS. Prikazana je tudi ovojnica amplitude VF tokovnega odziva v polarnih koordinatah, z vektorji pa je označena meritev amplitud v prečni in vzdolžni osi HKS.



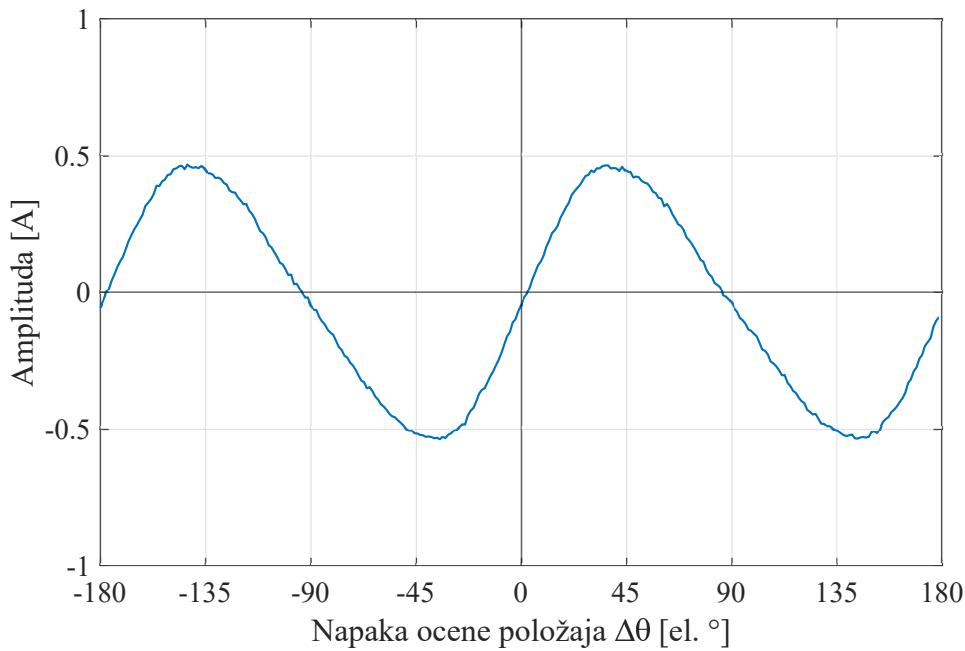
Slika 3.5: Koordinatni sistemi RKS z amplitudo VF tokovnega odziva v črni, FKS v modri in HKS v rdeči v barvi. Prikazani sta tudi amplitudi VF tokovnega odziva I_{dh} in I_{qh} .

3.2 Izračun položaja rotorja

Za minimizacijo napake ocene položaja potrebujemo torej poskrbeti, da imata amplitudi VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni osi enako vrednost, torej mora biti njuna razlika nič. Zato uvedemo novo spremenljivko razlike amplitud VF tokovnega odziva I_e , definirano z enačbo (3.4).

$$I_e = I_{qh} - I_{dh} \quad (3.4)$$

Na sliki 3.6 je prikazana razlika amplitud I_e , v odvisnosti od odklona FKS od RKS, oziroma napake ocene položaja $\Delta\theta$.



Slika 3.6: I_e v odvisnosti od napake ocene položaja $\Delta\theta$.

Pri tej meritvi je bil HKS od FKS odmaknjen za 45° , FKS pa je bil poravnан z SKS. Z ročnim vrtenjem rotorja smo prikazali odvisnost I_e od napake ocene položaja $\Delta\theta$.

Ko je ocena brez napake, je razlika amplitud VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni osi enaka nič. Opazimo tudi, da se I_e okoli željene vrednosti z napako

spreminja dokaj linearno. Ob neki pozitivni napaki ocene položaja, želimo oceno položaja popraviti v negativno smer, saj se bo I_e zmanjšal nazaj na nič. Z neko negativno napako pa bomo položaj popravili v pozitivni smeri. Korigiranje položaja pa se mora izvajati v realnem času. Zato na tem mestu uvedemo PI regulator, ki bo počel ravno to. Preko napake, ki je v našem primeru I_e , bo z neko akcijo popravil oceno položaja rotorja tako, da bo I_e čim bližje željene vrednosti.

Od željene vrednosti I_e - nič - odštejemo dejansko vrednost in to vstavimo v PI regulator. Z izhodom regulatorja želimo vplivati na položaj HKS, saj bomo tako poskrbeli, da bo tok I_e imel željeno vrednost. V našem primeru bo izhod regulatorja vrtilna hitrost HKS ω_h . To integriramo, da dobimo položaj HKS, katerega v povratni zanki uporabimo za nov izračun I_e .

Tako z regulacijo I_e na nič dosežemo, da sta amplitudi tokovnega odziva v vzdolžni in prečni komponenti HKS enaki. S tem pa bo odklon HKS od RKS enak 45° . Ker ocenjujemo položaj RKS, do tega pridemo z izračunom:

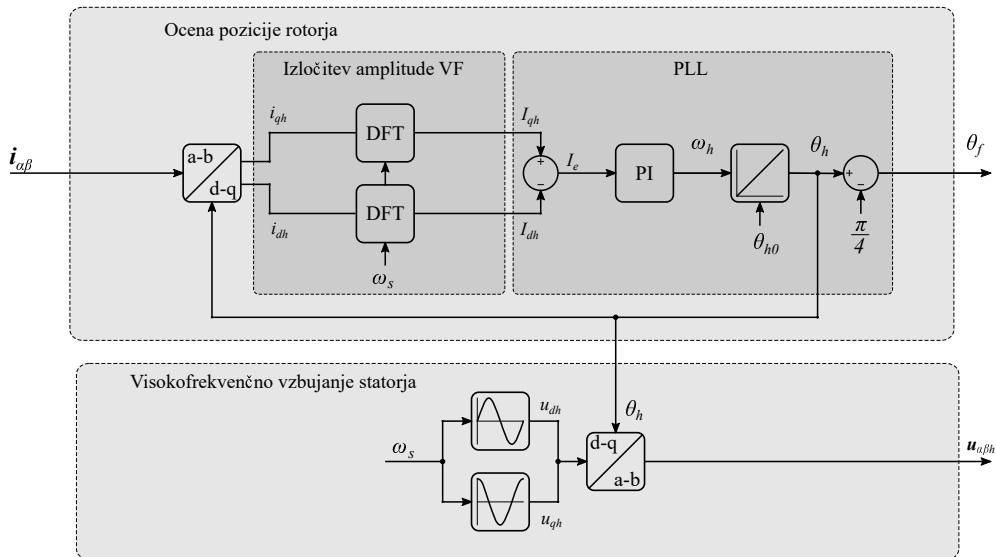
$$\theta_f = \theta_h - \frac{\pi}{4} \quad (3.5)$$

In velja,

$$I_e = 0 \Rightarrow \theta_f = \theta_r \quad (3.6)$$

Na sliki 3.6 opazimo, da so štiri točke kjer je I_e enak nič - na položajih $k\frac{\pi}{2}$, kjer je k poljubno celo število. Na položajih 0 in 180° je naklon I_e pozitiven. Na teh točkah je HFSI algoritem stabilen, saj se z odklonom izven te točke zaradi regulatorja premaknemo nazaj v stabilno točko. Če se stabiliziramo v točki 180° , pa bo pozitivna enosmerna komponenta v FKS iz vidika rotorja v RKS postala negativna in se bo motor vrtel v nasprotno smer, zato moramo poskrbeti, da se ujamemo v pravilno stabilno točko. To storimo s postavitvijo začetnega položaja HKS v pravilno stabilno točko. Točki na položajih, kjer je naklon I_e negativen pa sta labilni točki, saj ju bo regulator ob vsaki motnji potisnil nazaj v stabilni točki na položajih 0 ali 180° .

Na sliki 3.7 je prikazana shema HFSI algoritma. Poleg ocenjevanja položaja rotorja je prikazano še VF napetostno vzbujanje, ki se z inverzno Parkovo transformacijo iz HKS transformira v SKS.

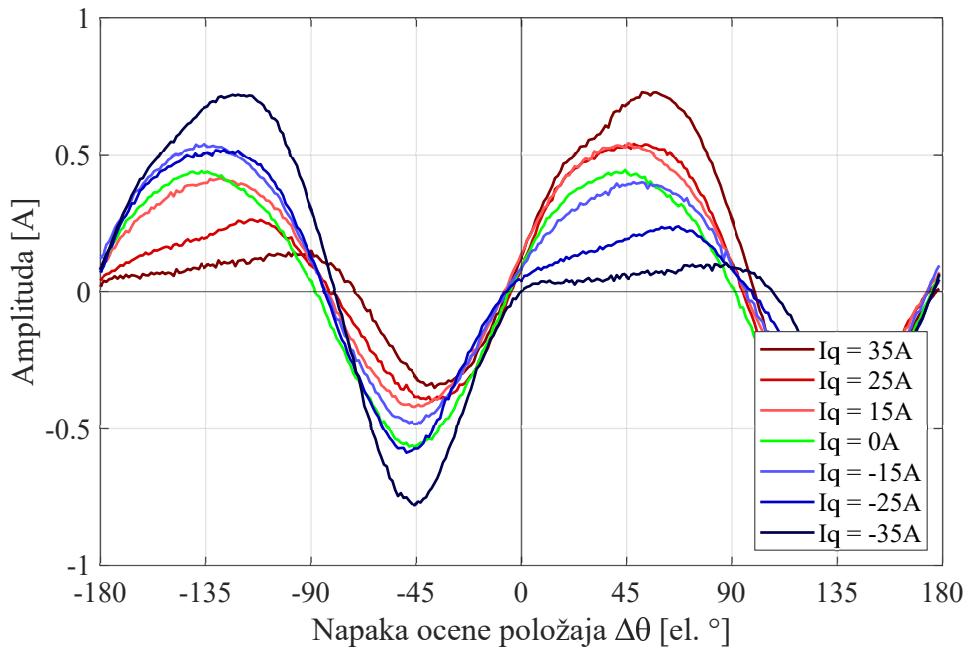


Slika 3.7: Shema HFSI algoritma.

3.3 Odstopanja realnega sistema

Tekom razvoja smo opazili, da amplitudi VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni osi in s tem njuna razlika I_e v določenih razmerah začnejo odstopati od pričakovanih.

Do sedaj smo stator smo vzbujali le z VF signalom za ocenjevanje položaja. Za tvorjenje uporabnega navora pa z vodenjem FOC vodimo dodatno komponento prečnega toka. Ta je bila v tem primeru konstantna, saj smo želeli konstanten navor. Njen vpliv na razliko amplitud I_e je prikazan na sliki 3.8.

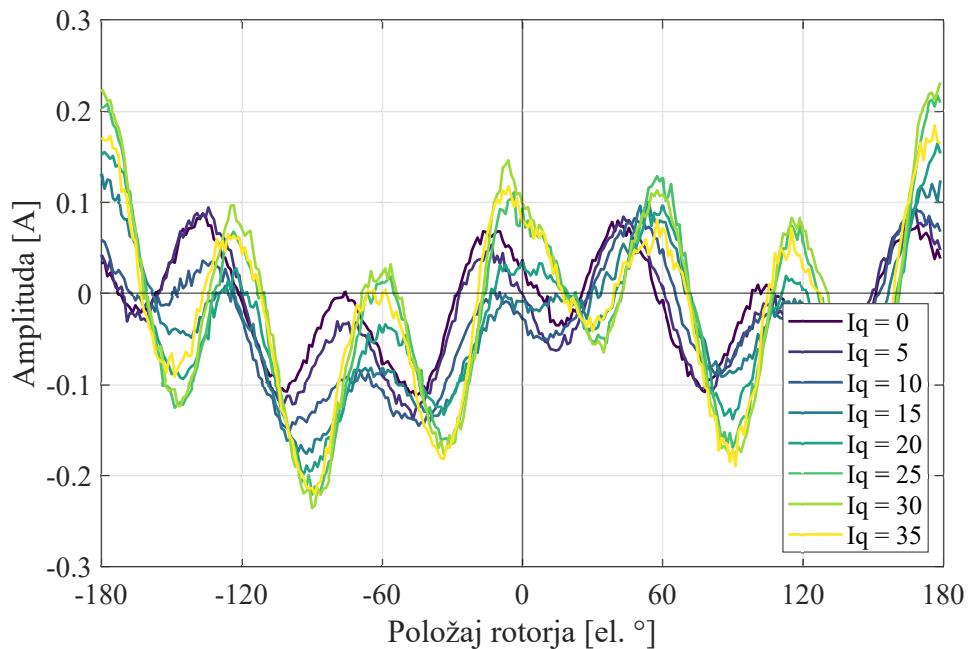


Slika 3.8: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na I_e pri različnih odklonih rotorja od FKS.

Pri tem eksperimentu je bilo ocenjevanje položaja z algoritmom HFSI izklopljeno, FKS pa je bil vedno poravnан s SKS. Rotor smo ročno vrteli, saj z odmikom RKS od FKS efektivno umetno povzročamo napako ocene položaja. S tem lahko prikažemo razliko amplitud I_e v odvisnosti od napake ocene položaja pri različnih vrednostih enosmerne prečne komponente toka. Enosmerna prečna komponenta toka je bila vodena s regulatorji toka FOC v koordinatnem sistemu

FKS, željena vrednost vzdolžne komponente pa je bila nič. Enosmerna komponenta vzdolžnega toka je bila v FKS enaka nič, v RKS pa ne, saj smo z odklanjanjem rotorja RKS odmaknili od FKS in se prečna komponenta v FKS preslika v prečno in vzdolžno komponento RKS. Na sliki se vidi, da z višanjem prečne komponente postane v določenih smereh I_e bolj izrazit v drugih pa bolj položen. Bolj pomembno pa je spremjanje oblike in naklona I_e okoli stabilne točke, kjer bo delovna točka našega sistema. Če bomo položaj rotorja ocenili brez napake, bo regulator stal v delovni točki. Z neko napako pa se bomo gibali okoli delovne točke, oziroma se bo I_e premikal po krivulji, prikazani na sliki 3.8. S pozitivnim prečnim tokom je I_e okoli delovne točke relativno linearen, z negativnim pa je v eni smeri bolj položen kot v drugi, oziroma se spreminja nelinearno. To ni optimalno za linearen regulator PI in terja postavitev delovne točke v drugo stabilno točko. Ta se na sliki nahaja na položaju 180° , delovno točko pa bi prestavili tako, da bi HKS od FKS zamaknili za dodatnih 180° , torej 225° .

Dodatna meritev, kjer se odstopanje realnega sistema dobro opazi je, ko FKS poravnamo z RKS, katerega položaj je merjen z dajalnikom položaja. Pričakovali bi, da bi bila I_e z ročnim vrtenjem rotorja (RKS) na vseh položajih enaka nič, saj v tem primeru nimamo napake ocene. Realna meritev pa pokaže na pojav višjeharmonskega popačenja, kot je prikazano na sliki 3.9, kjer je bilo opravljenih več meritev pri različnih prečnih tokovih. Opazimo, da višjeharmonsko popačenje narašča z večanjem enosmerne komponentne prečnega toka.



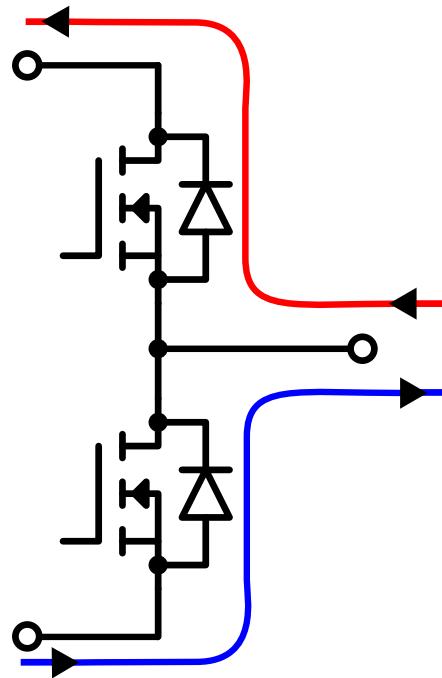
Slika 3.9: Neidealnost I_e pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.

3.4 Vpliv mrtvega časa pretvornika

V praktičnem sistemu se želena izhodna napetost krmilnika pretvori v dejansko z uporabo dvonivojskega pretvornika. Ker ima stroj tri faze, je pretvornik sestavljen iz treh tranzistorskih vej. Primer ene je prikazan na sliki 3.10.

Da se izognemo hkratnemu prevajanju obeh tranzistorjev, med izklopom zgornjega in vklopom spodnjega, vrinemo interval v katerem nobeden od njiju ni prožen. Temu intervalu pravimo mrtvi čas. Ko teče tok tranzistorske veje v stroj, med mrtvim časom komutira čez diodo spodnjega tranzistorja. V tem času je napetost te faze enaka spodnjem napetostnem nivoju tranzistorske veje. Ko pa tok komutira čez zgornjo diodo, pa je napetost faze enaka napajalni napetosti razsmernika. Napetost faze med mrtvim časom je torej odvisna od polaritete toka skozi vejo. To pomeni, da željena vrednost fazne napetosti ni enaka dejanski [1].

Za delovanje algoritma HFSI poleg enosmerne komponente toka za tvorjenje navora vzbujamo stator še z visoko frekvenčno komponento. V primeru, kjer stator vzbujamo samo z visoko frekvenco, bi mrtvi čas vedno vplival na odziv in

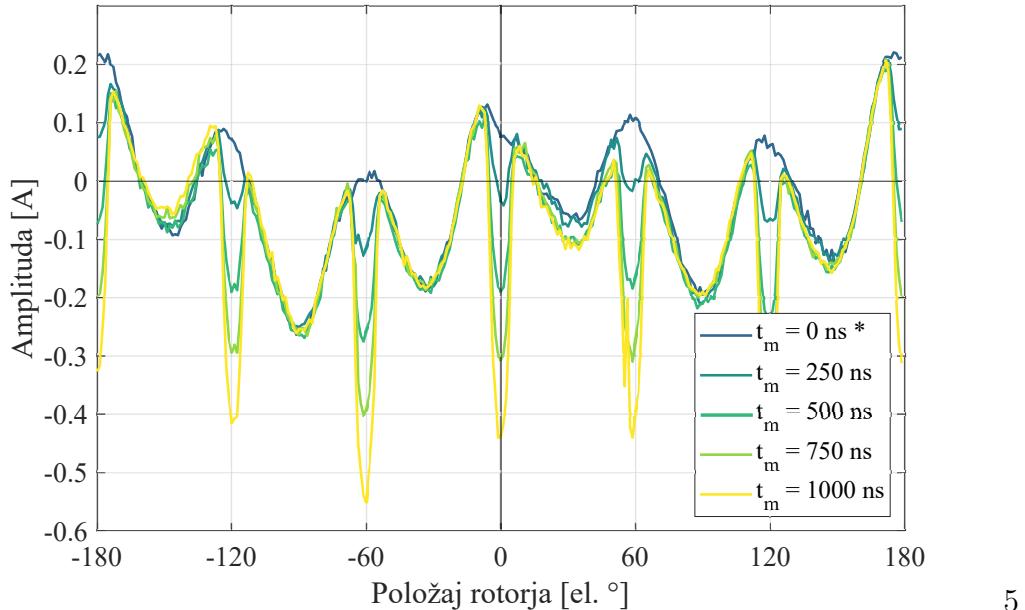


Slika 3.10: Komutacija toka zaradi mrtvega časa.

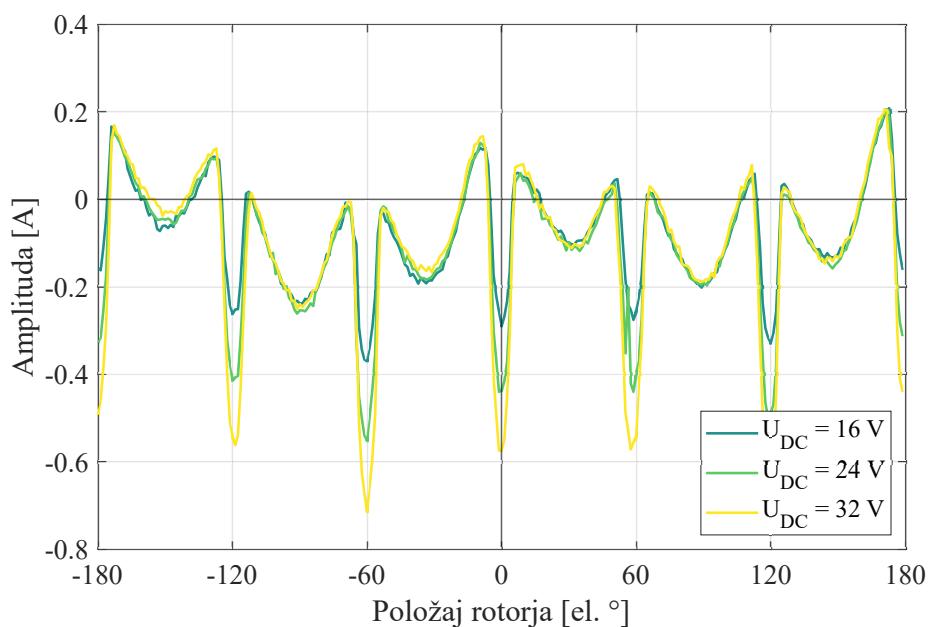
njegov vpliv bi bil konstanten in enak v prečni in vzdolžni smeri. Ko pa vzbujamo še s konstantnim prečnim tokom, pa mrtvi čas na VF napetostno komponento vpliva samo, ko fazni tokovi spreminjajo na polariteto. To lahko potrdimo z meritvami na realnem sistemu, kjer poleg VF vzbujanja uporabljamo tudi enosmerno prečno komponentno, rotor pa počasi vrtimo. FKS in RKS poravnamo, zato bi pričakovali konstantno ničelno vrednost toka I_e .

Na sliki 3.11 poleg višjeharmonskega popačenja opazimo, da je na šestih položajih odziv popačen in da je magnituda napake dokaj linearno odvisna od mrtvega časa.

Prav tako lahko potrdimo, da je mrtvi čas odvisen od napajalne napetosti, prikazano na sliki 3.12. Odziv je bil pomerjen pri napajalnih napetostih 16V, 24V in 32V.



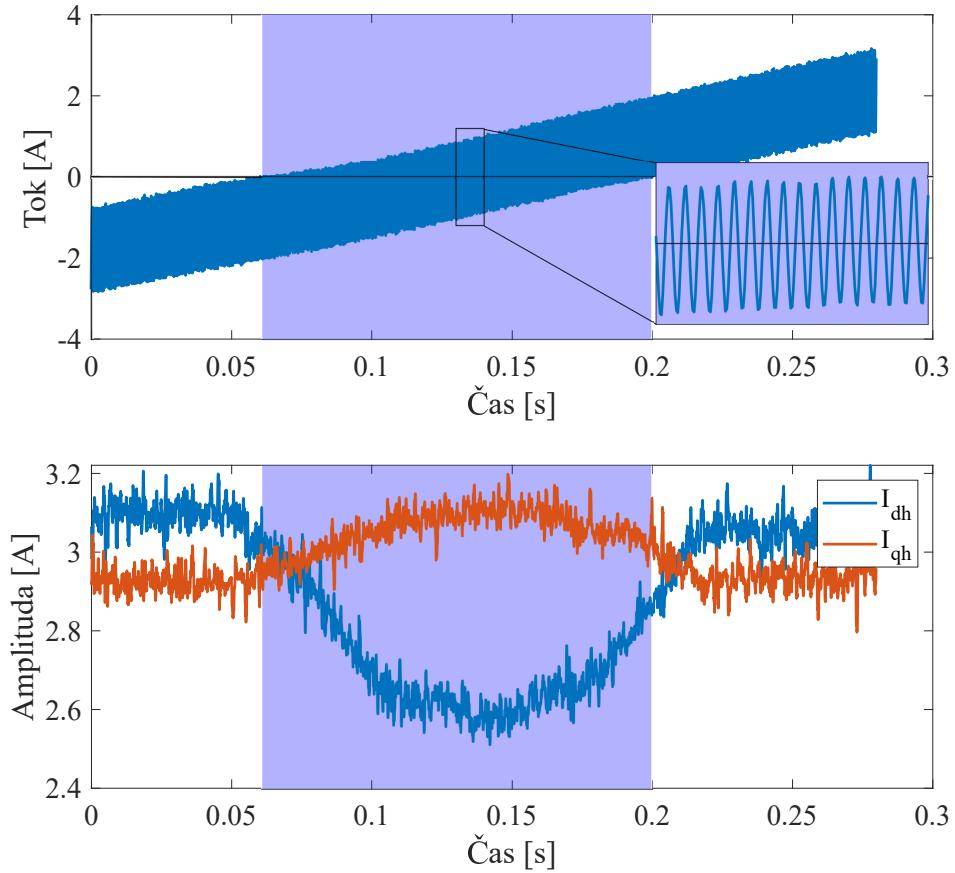
Slika 3.11: Odvisnost popačenja amplituda odziva od dolžine mrtvega časa.



Slika 3.12: Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti.

¹Mrtvi čas v tem primeru ni bil 0 ns, ampak najnižji možen, s katerim efekt mrtvega časa še ni bil viden. Vrednost mrtvega časa je bila v tem primeru približno 100 ns.

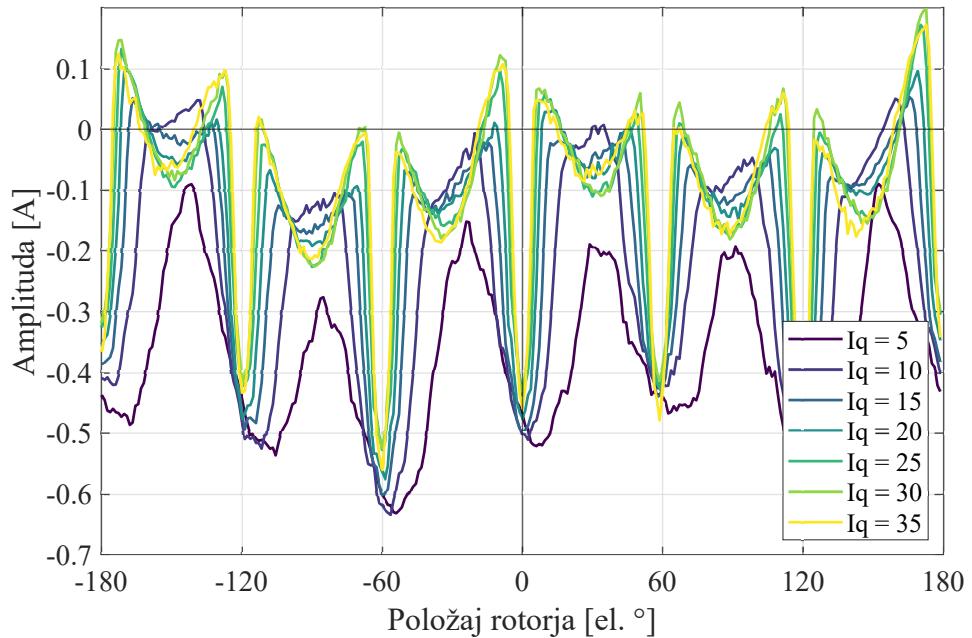
Dodatno lahko pokažemo, da se vpliv mrtvega časa začne kazati takrat, ko začne VF tokovni odziv menjati polariteto. Na zgornjem grafu slike 3.13 je prikazan fazni tok i_u , z obarvanim delom, kjer menja polariteto. Na drugem grafu sta prikazani amplitudi VF tokovnega odziva v vzdolžni in prečni osi. Opazi se, da mrtvi čas na amplitudi vpliva, ko fazni tok menja polariteto.



Slika 3.13: Vpliv mrtvega časa na faznem toku

Iz slike 3.13 lahko sklepamo, da bo popačenje zaradi mrtvega časa večje, če bo enosmerna komponenta toka v FKS manjša, saj bo VF tokovna komponenta dalj časa menjala polariteto. To lahko pokažemo z meritvijo, prikazano na sliki 3.14.

Takšno popačenje amplitude odziva vpliva na oceno položaja, saj bo PI regulator poiskušal zmanjšati napako in to tako, da bo spremenil položaj HKS na mesto, kjer ima tok I_e vrednost nič.



Slika 3.14: Vpliv prečnega toka na popačenje I_e zaradi mrtvega časa.

4 Integracija v FOC

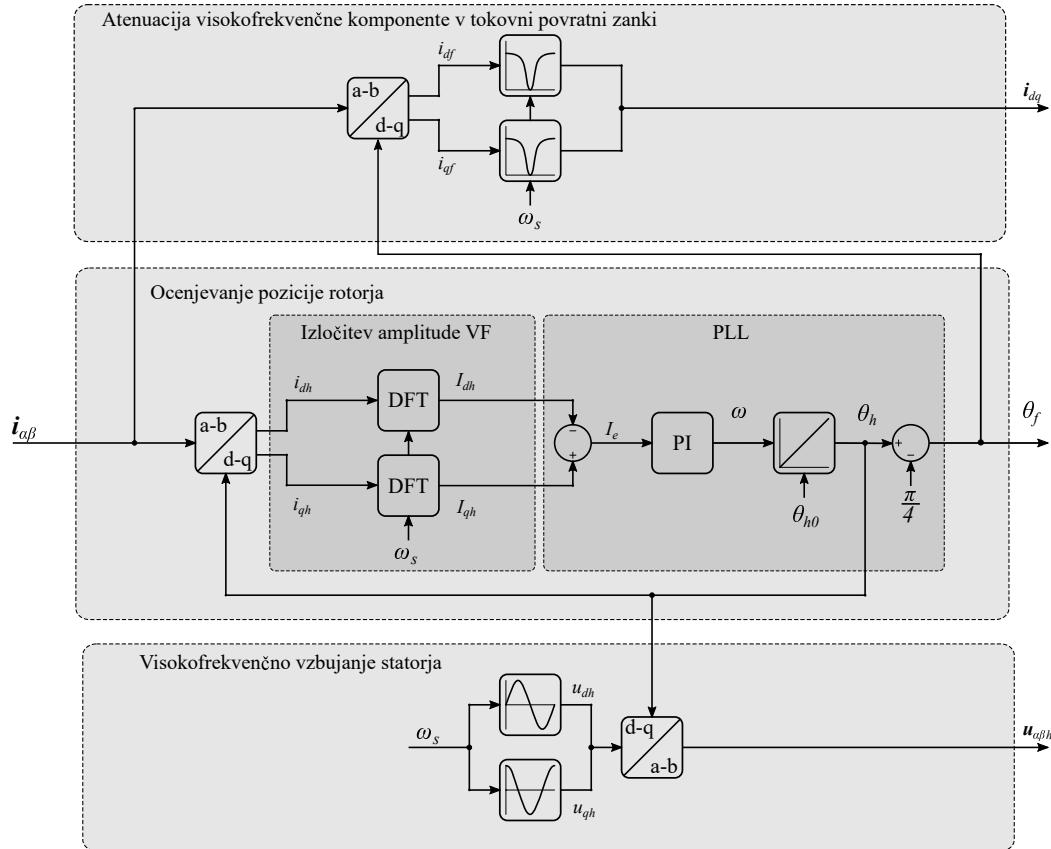
Uspešna implementacija HFSI algoritma zahteva tudi pravilno integracijo v celotno vodenje FOC. Treba je poskrbeti za pravilno inicializacijo algoritma, filtriranje tokovne povratne zanke, zadnji element pa je preklop v način SMO opazovalnika, ko vrtilna hitrost doseže dovolj visoko vrednost. Na koncu je predstavljen postopek ugleševanja PI regulatorja.

4.1 Inicializacija HFSI

Ker s HFSI algoritmom nismo zmožni ocenjevati polaritete rotorja (ne razlikujemo med položajema 0° in 180°), moramo za pravilno smer vrtenja poskrbeti, da je začetni položaj znan. Pred zagonom HFSI algoritma ocenimo začetni položaj rotorja θ_{h0} [8], ki se začne uporabljati že od samega začetka delovanja HFSI. Ker je HKS od RKS odklonjen za 45° , je začetna vrednost položaja HKS enaka oceni začetnega položaja RKS z odklonom 45° .

Pri delovanju HFSI tokovna povratna zanka vključuje tudi VF komponento, ki jo je treba izločiti, saj lahko regulatorja toka FOC s povratno zanko vplivata na VF odziv. Uporabimo zaporni pasovni filter (BSF). Filtriranja ne smemo izvesti v SKS, saj je tam VF komponenta različne frekvence, ki je odvisna tudi od vrtilne hitrosti HKS. Zato filtriramo v FKS, kjer ima konstantno frekvenco in sicer enako vzbujальнem signalu. Ker filtriramo v FKS, pa lahko filtrirane tokove i_d in i_q direktno uporabimo za regulacijo toka FOC. Ob zagonu prvih nekaj period vzbujальнega signala regulatorje FOC izklopimo, da se prehodni pojav pasovnih filtrov ustali.

Na sliki 4.1 je prikazana razširjena shema HFSI algoritma. Prikazano je ocenjevanje položaja rotorja, kjer se položaj HKS θ_h uporablja za nov izračun I_e in VF vzbujanje v HKS. S θ_h izračunamo položaj FKS, v katerem uporabljamo BSF za izločevanje VF komponente v povratni tokovni zanki. Ker uporabljamo dva d-q koordinatna sistema, se uporabljalata dve Parkovi transformaciji.

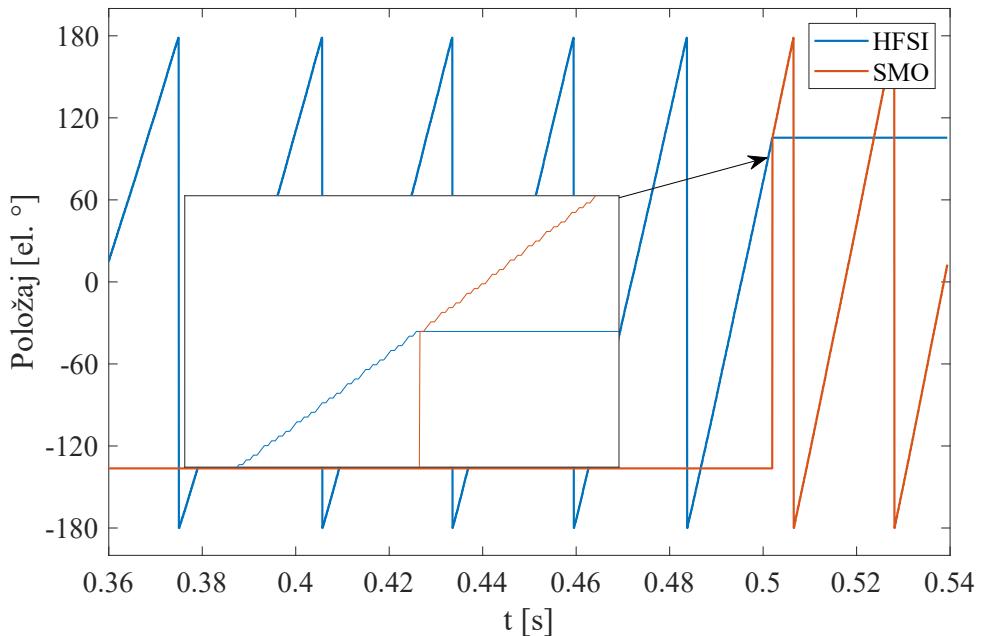


Slika 4.1: HFSI shema z dodanim pasovnim filtrom povratne zanke in začetno vrednost integratorja.

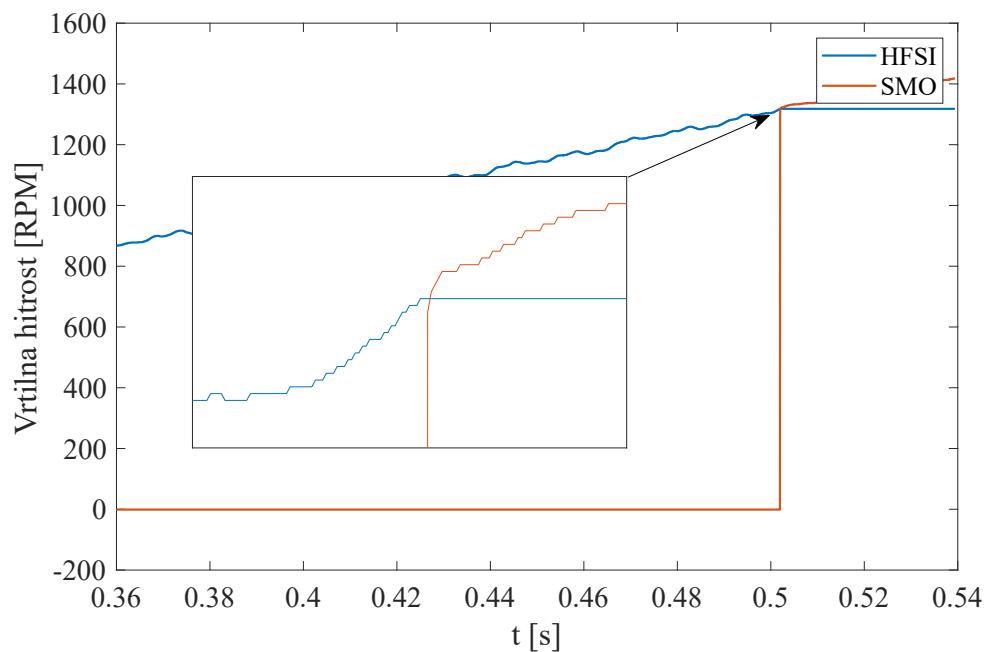
4.2 Brezudarni preklop v način opazovalnika SMO

Ko je vrtilna hitrost že dovolj visoka, da ocenjujemo položaj rotorja z opazovalnikom SMO [9], je treba izvesti brezudarni preklop. Takoj po preklopu želimo, da opazovalnik SMO začne delovati v pravilni delovni točki. To lahko dosežemo tako, da opazovalnik SMO deluje že pred preklopom, vzporedno s HFSI algoritmom. Ob preklopu tako samo izklopimo visokofrekvenčno vzbujanje statorja. Delovanje opazovalnika SMO vzporedno s HFSI algoritmom pa terja dodatne izračune. Te so lahko v določenih sistemih, kjer je nadvsem pomembna nizka cena celotnega pogona in zato uporaba manj zmogljivih procesorjev, previsoke. Zato se uporabi drug način, ki ob preklopu postavi opazovalnik SMO v željeno delovno točko. To pomeni, da je treba vsa notranja stanja postaviti na pravilno začetno vrednost. To vključuje notranja stanja modela, ki se uporablja za ocenjevanje inducirane napetosti, ocenjeno hitrost in položaj.

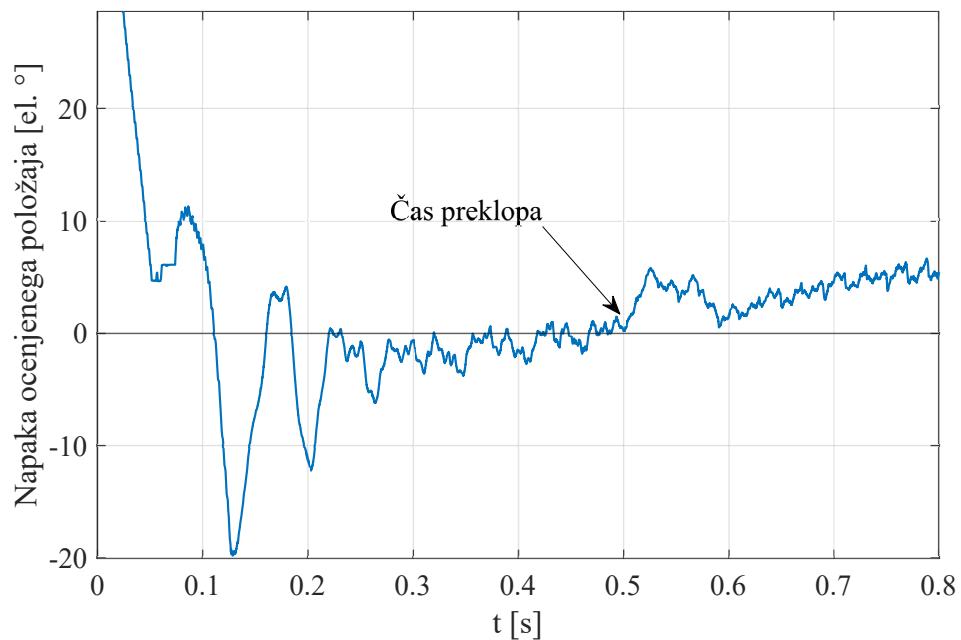
Na slikah 4.2, 4.3 in 4.4 so prikazani ocenjeni položaj, hitrost in napaka ocene. Ob preklopu, ki se zgodi okoli 0,5 sekunde, vrednost hitrosti opazovalnika SMO postavimo na ocenjeno hitrost HFSI algoritma.



Slika 4.2: Preklop v način opazovalnika SMO.

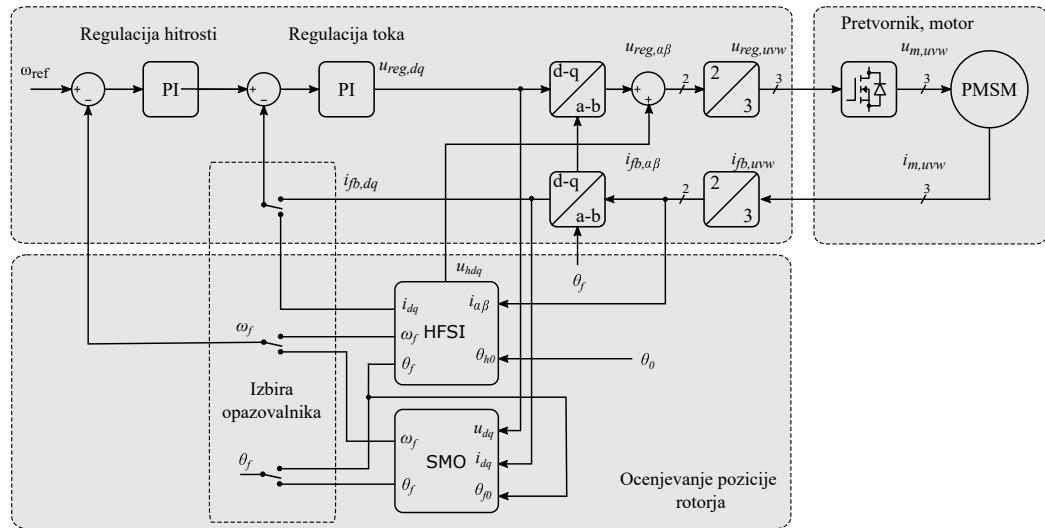


Slika 4.3: Preklop v način opazovalnika SMO.



Slika 4.4: Preklop v način opazovalnika SMO.

Slika 4.5 prikazuje shemo FOC z opazovalnikoma HFSI in SMO.



Slika 4.5: Shema FOC z opazovalnikoma HFSI in SMO.

4.3 Nastavitev parametrov PI regulatorja

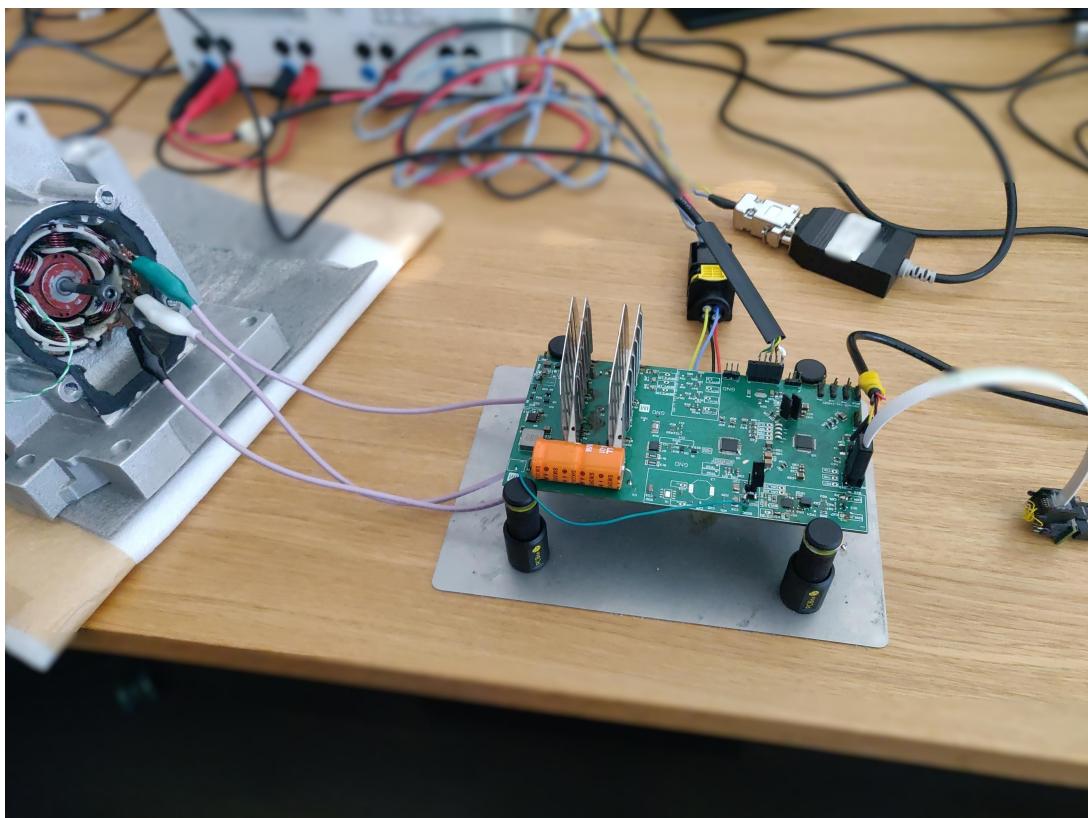
Parametri regulatorja so bili nastavljeni ročno in sicer z opazovanjem delovanja algoritma pri različnih parametrih. Za kriterijsko funkcijo smo izbrali napako ocene položaja in je bila najprej pomerjena pri desetih različnih K_p parametrih, kjer je imel parameter K_i neko začetno vrednost, pri kateri je bil algoritem stabilen. Nato se je izbral K_p z najmanjšo napako in ponovno pomeril odziv s tem parametrom in različnimi K_i parametri. Tako smo pridobili K_p in K_i s prvo iteracijo, nato pa se izvedla dodatna iteracija, da smo prišli do optimalnih parametrov.

V prvi iteraciji je bil obseg vrednosti parametrov, pri katerih se je meril odziv tak, da je algoritem pri robnih vrednostih postal nestabilen. Ko se je izvajala druga iteracija pa se je obseg parametrov zmanjšal in je bil okoli vrednosti, pridobljene s prvo iteracijo.

Prenizka vrednost K_p parametra povzroči večinoma integralski odziv in dobimo velike dolge prenihaje, prevelika pa popolnoma destabilizira sistem. Prenelek K_i parameter povzroči desinhronizacijo stroja. Ko ima K_i dovolj visoko vrednost za sinhrono delovanje stroja, vendar manjšo od optimalne, regulirne veličine nikoli ne zreguliramo na nič, kar povzroči konstantno napako. Prevelik K_i pa destabilizira sistem.

5 Eksperimentalna verifikacija

V tem poglavju je najprej opisano krmiljenje napetostnega pretvornika in merjenje toka, saj tudi to vpliva na algoritmom. Na koncu so prikazane meritve realnega sistema, ki so bile zajete z osciloskopom, interne spremenljivke, uporabljene v samem algoritmu, pa so bile v realnem času poslane na računalnik preko serijske komunikacije.



Slika 5.1: Fotografija močnostnega pretvornika in stroja

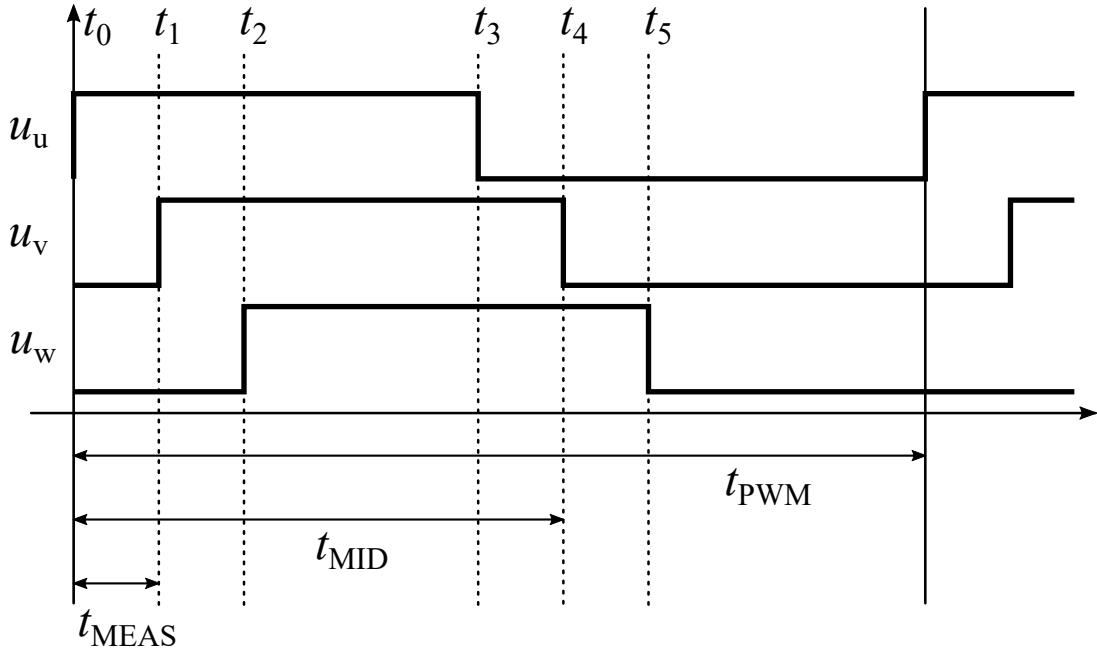
Na fotografiji 5.1 je prikazano krmilno vezje z razsmernikom in glavnim mikrokrmlnikom TMS320F2800157. Podatki stroja so zapisani v tabeli 5.1.

Podatki stroja	
Nazivna moč	200 [W]
L_d	64 [μH]
L_q	92 [μH]
p_p	2
Fazna upornost	114 [$\text{m}\Omega$]
Ψ_{TM}	2.9 [mWb]
Nazivni fazni tok	18 [A]

Tabela 5.1: Tabela s podatki IPMSM stroja

5.1 Trifazna pulzno širinska modulacija in meritev toka

V sistemu se uporablja asimetrična pulznoširinska modulacija (PWM) s fazno zamaknjenimi napetostmi frekvence 20kHz. Največja prednost take izvedbe je preprosta implementacija krmiljenja napetosti in merjenja toka, slaba lastnost pa je večje valovanje faznih tokov s frekvenco PWM-ja. Potek faznih napetosti je prikazan na sliki 5.2, kjer se vidi fazni zamak faz - fazno sta zamaknjeni druga in tretja faza za merjenje toka. t_{PWM} je perioda PWM, t_{MEAS} pa je časovni zamik poteka faze za tokovno meritev. t_0 do t_5 pa so časi, kjer faze spremenijo polariteto. Ti časi določajo, kakšna je efektivna napetost na fazah in se izračunajo, kot je prikazano z enačbo (5.1). t_0 , t_1 in t_2 se ne spreminja, saj takrat merimo tok, t_3 , t_4 in t_5 pa so odvisni od željenih faznih napetosti. Implementacija na mikrokrmlniku potrebuje še dodatno pretvorbo iz časa v število taktov PWM periferije krmilnika.

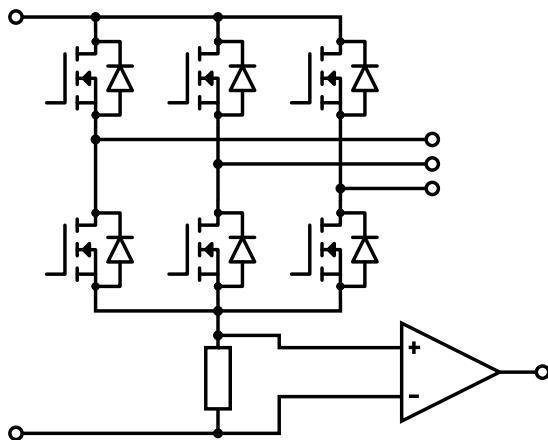


Slika 5.2: Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika

$$\begin{aligned}
 t_0 &= 0 \\
 t_1 &= t_{MEAS} \\
 t_2 &= 2t_{MEAS} \\
 t_3 &= t_{MID} + u_u C \\
 t_4 &= t_{MID} + t_{MEAS} + u_v C \\
 t_5 &= t_{MID} + 2t_{MEAS} + u_w C \\
 C &= \frac{t_{PWM}}{U_{DC}}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

t_{MID} ni polovica t_{PWM} , saj smo rezervirali $2t_{MEAS}$ periode za meritev toka. Zato je t_{MID} enak polovici $t_{MID} - 2t_{MEAS}$. C pa je faktor za pretvorbo želene napetosti v čas in je preprosto razmerje med dolžino periode in napetostno zalogo. Napetostna zaloga - oziroma napajalna napetost U_{DC} - se aktivno meri, saj želimo da je dejanska napetost na izhodu enaka željeni. Pri vodenju FOC to praviloma ni problem, saj tok reguliramo. HFSI algoritem pa vsebuje visokofrekvenčno komponento, ki ni regulirana ampak posledica vzbujanja z napetostnim

signalom konstantne amplitude. Želimo, da je visokofrekvenčni tokovni odziv odvisen le od induktivnosti statorja, ne pa tudi od napetostne zaloge. Če bi ta bil odvisen od napetostne zaloge, bi pri višjih napajalnih napetostih dobili večji tokovni odziv. To si lahko predstavljamo kot ojačanje povratne zanke, kar pa bi sledilo v spremembo dinamike regulacije I_e .



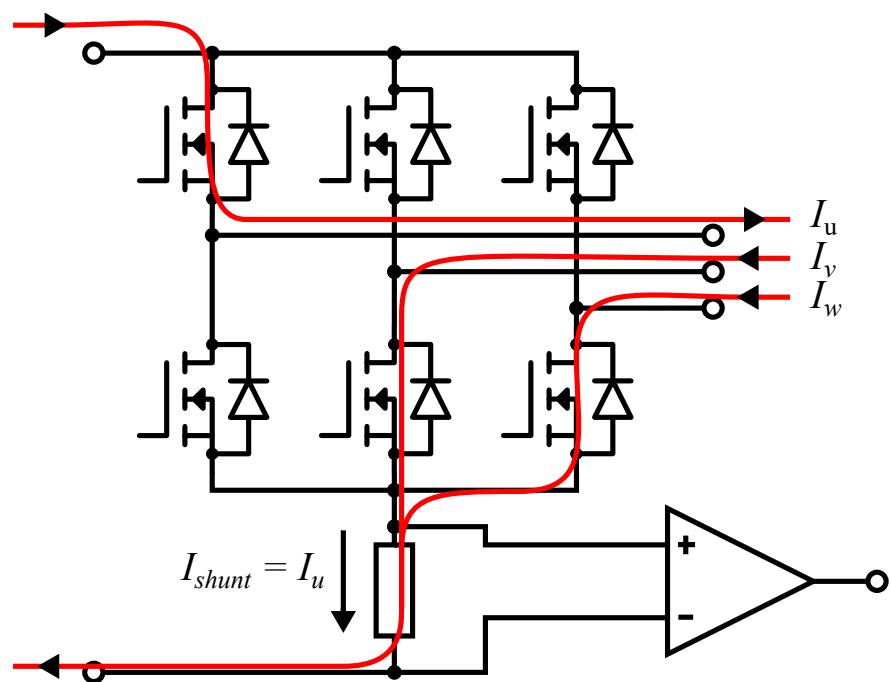
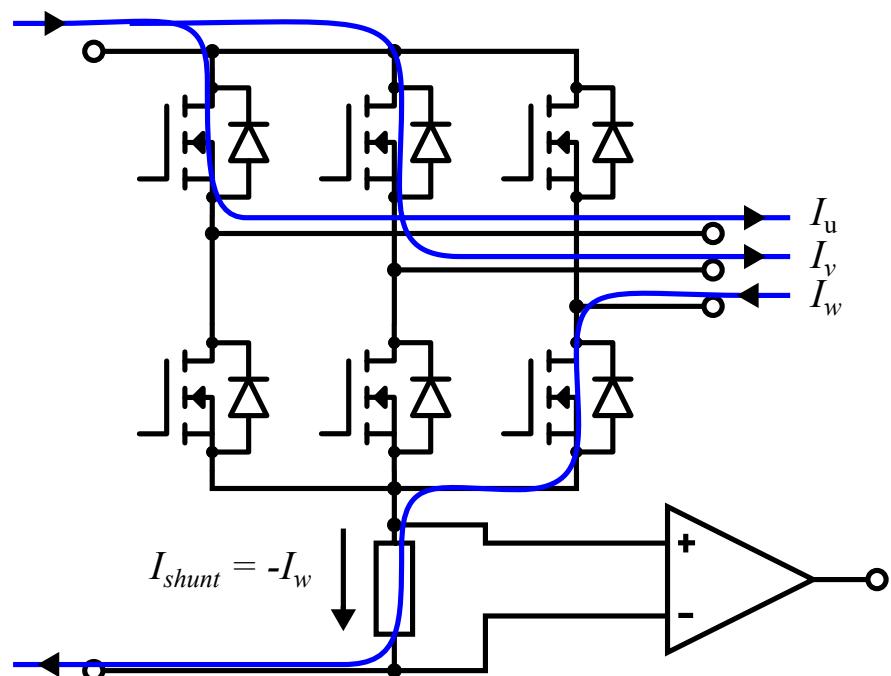
Slika 5.3: Shema močnostnega pretvornika in meritve toka

Na sliki 5.3 je prikazan močnostni pretvornik, prav tako pa je prikazano merjenje toka. Uporabljena je konfiguracija enega tokovnega merilnega upora (angl. shunt), kar pomeni, da ko bodo vse tri faze na napajalni napetosti ali na 0V, skozi merilni upor ne bo tekel tok. Zato meritev delamo na začetku PWM periode, ko naprej preklopimo prvo fazo, nato pa drugo. Na sliki 5.4 je prikazana prva meritev. Če definiramo tok, ki teče v stroj kot pozitiven tok, v tem času merimo tok i_u , saj teče iz prve faze v stroj, se porazdeli med drugo in tretjo fazo in skozi merilni upor.

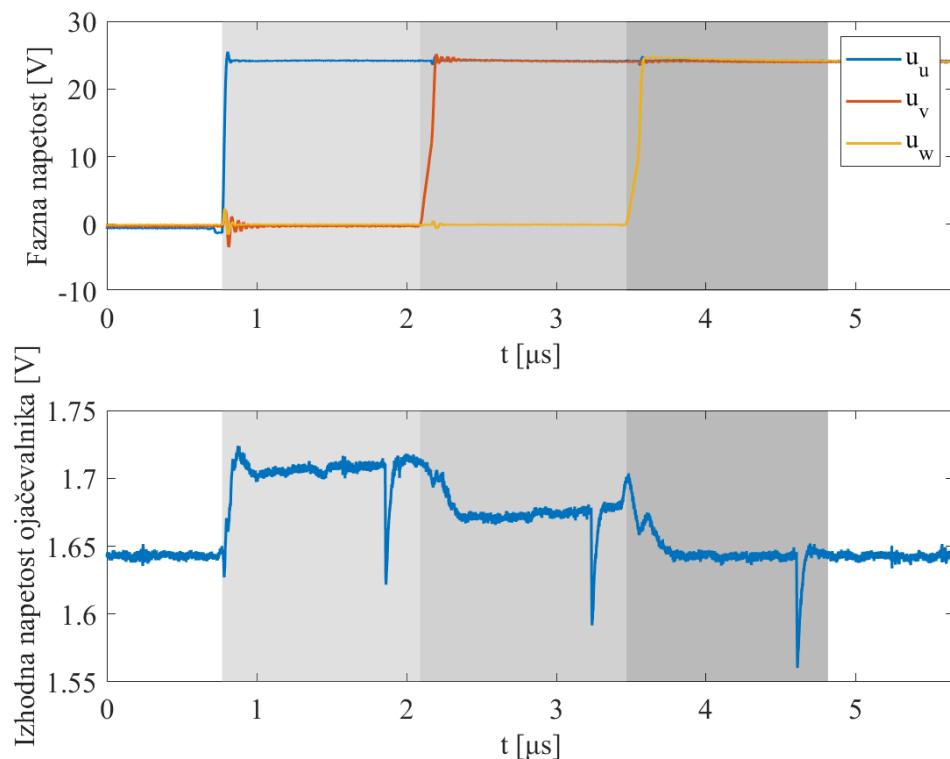
Na sliki 5.5 pa je prikazana druga meritev, kjer tok steče skozi prvo in drugo fazo v stroj, iz tretje faze stroja pa skozi merilni upor, zato tukaj merimo negativen tok i_w .

Tok druge faze i_v pa izračunamo po enačbi (5.2) iz dveh meritev, saj velja $i_u + i_v + i_w = 0$.

$$i_v = -(i_u + i_w) \quad (5.2)$$

Slika 5.4: Meritev toka i_u Slika 5.5: Meritev toka $-i_w$

Na sliki 5.6 so prikazane vse tri fazne napetosti in izhod ojačevalnika v času merjenja tokov. Prvi dve svetlo sivi območji označujeta merilno okno tokov i_u in $-i_w$, v tretjem oknu pa merimo napetost izhoda ojačevalnika pri toku 0 A. Za meritve dejanskega toka moramo od meritve prvega in drugega okna odšteeti meritve tretjega.

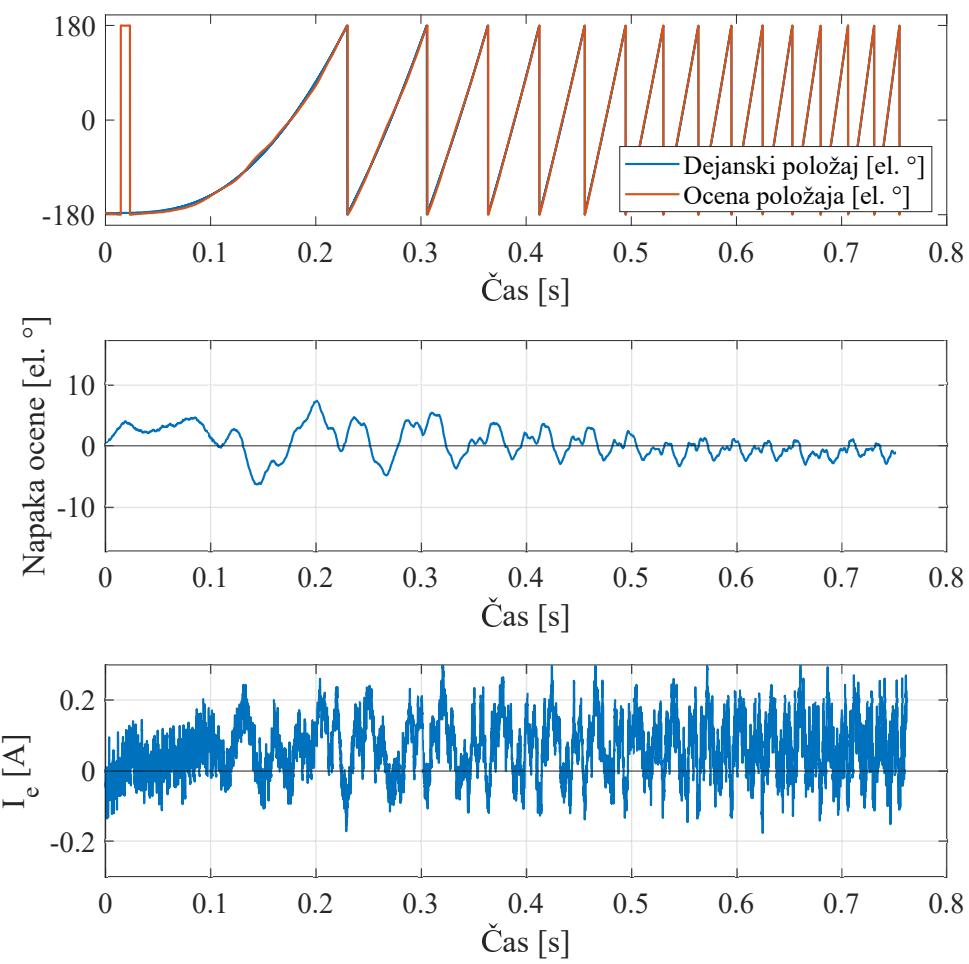


Slika 5.6: Fazne napetosti in ojačan signal merilnega upora.

5.2 Rezultati

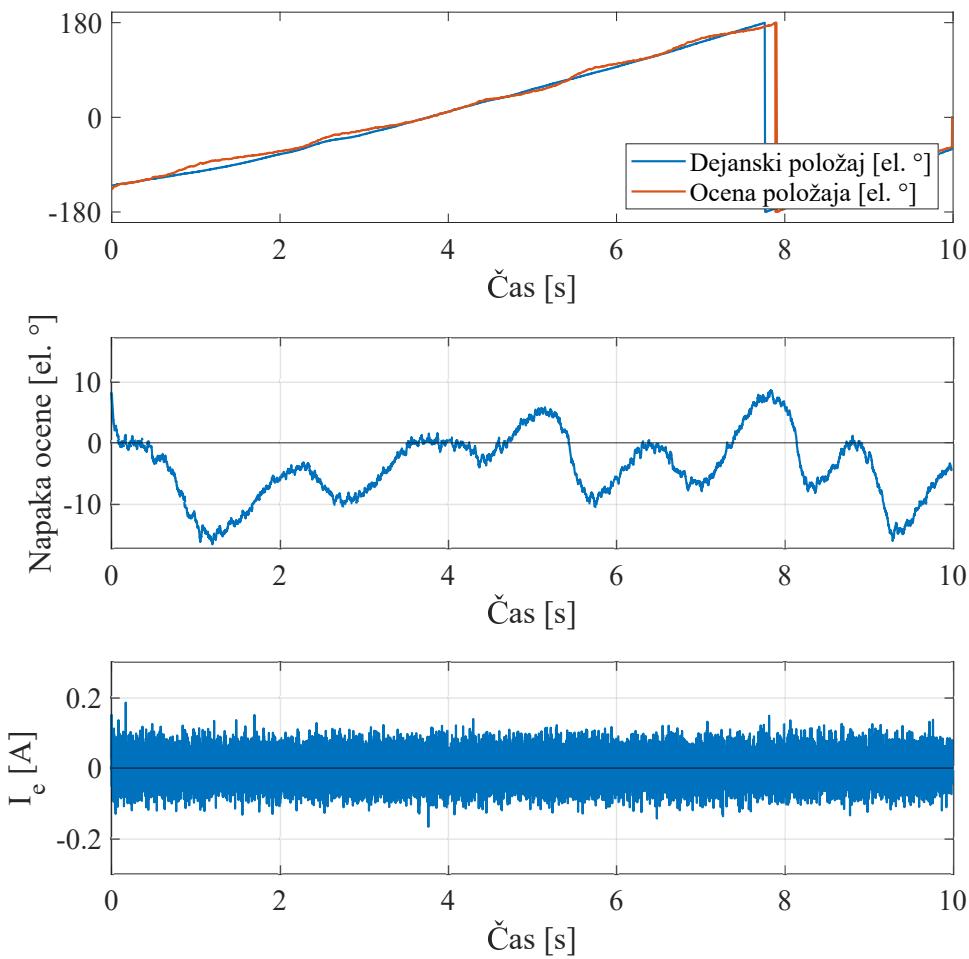
V času razvoja algoritma je bilo opaženo, da se ta odziva drugače pri različnih pogojih. Prvi način obratovanja je, ko rotor hitro pospeši do končne hitrosti brez povečanega bremenskega navora. Drugi način pa je obratovanje s povečanim bremenskim navorom oziroma, ko se rotor vrti počasi.

Na sliki 5.7 je prikazano delovanje algoritma in ocena položaja brez dodatnega bremenskega navora. Napaka ocene je relativno majhna, vendar se na I_e opazi višjeharmonsko popačenje. Ker je vrtilna hitrost visoka, regulator razlike amplitud VF tokovnega odziva I_e ne odreagira na višjeharmonsko popačenje. Zato popačenje tudi ne vpliva na oceno položaja rotorja.



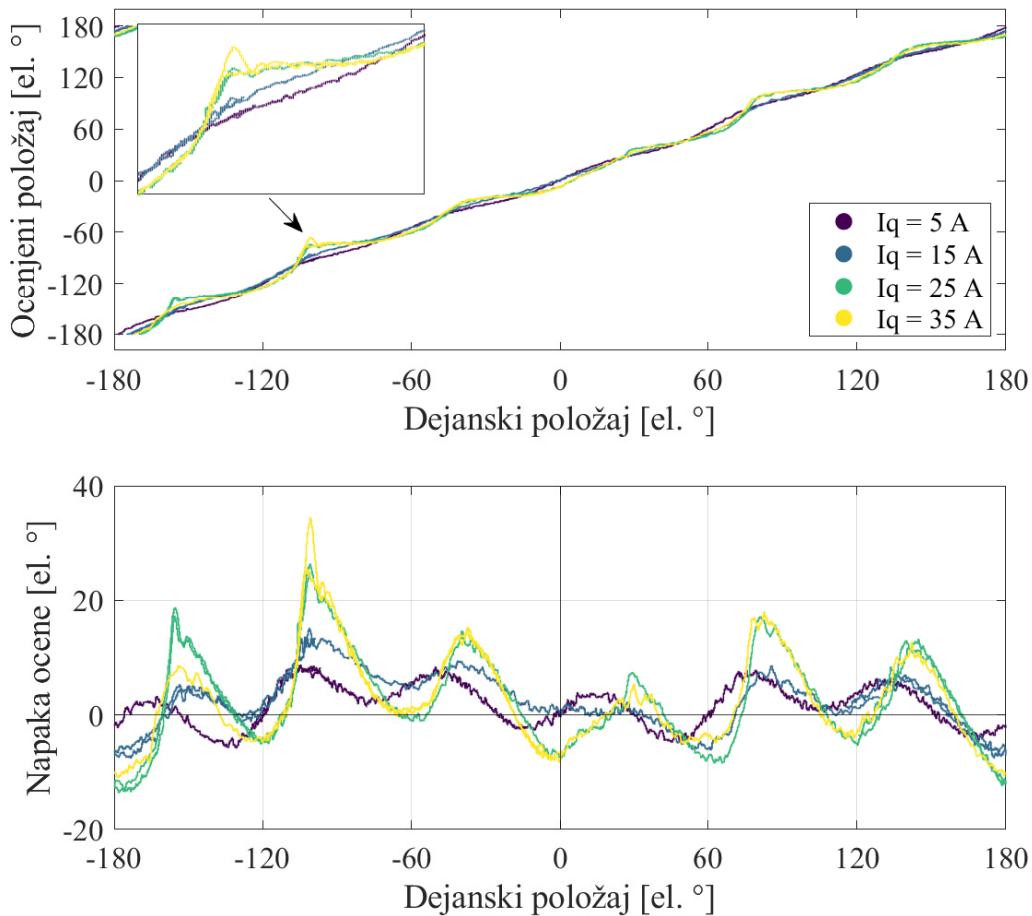
Slika 5.7: Ocena položaja rotorja in tok I_e pri obratovanju brez dodatnega bremena.

Na sliki 5.8 pa smo rotor vrteli s hitrostjo približno enega obrata na 10 sekund. Ko se stroj vrti z nizko hitrostjo, pa regulator drži I_e na željeni vrednosti. Višje harmonsko popačenje se sedaj opazi na ocenjenem položaju rotorja in napaki ocene.



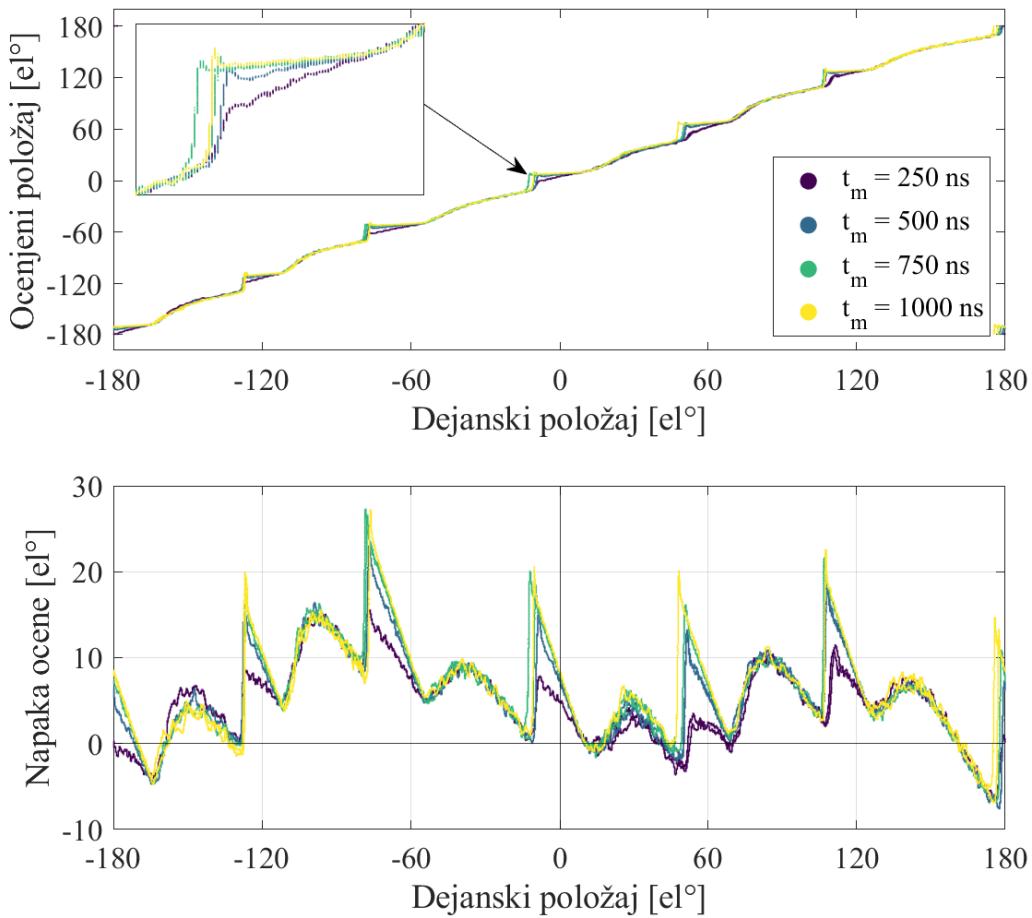
Slika 5.8: Ocena položaja rotorja in tok I_e pri nizki vrtilni hitrosti.

Višjeharmonsko popačenje je odvisno od enosmerne komponente prečnega toka. To se opazi tudi na oceni položaja, kot je prikazano na sliki 5.9. Opazimo, da je napaka ocene položaja rotorja pri nižjih prečnih tokovih majhna in relativno nespremenljiva, z višjimi tokovi pa postane večja. Na napaki ocene položaja se lahko direktno opazi efekt višjeharmonskega popačenja.



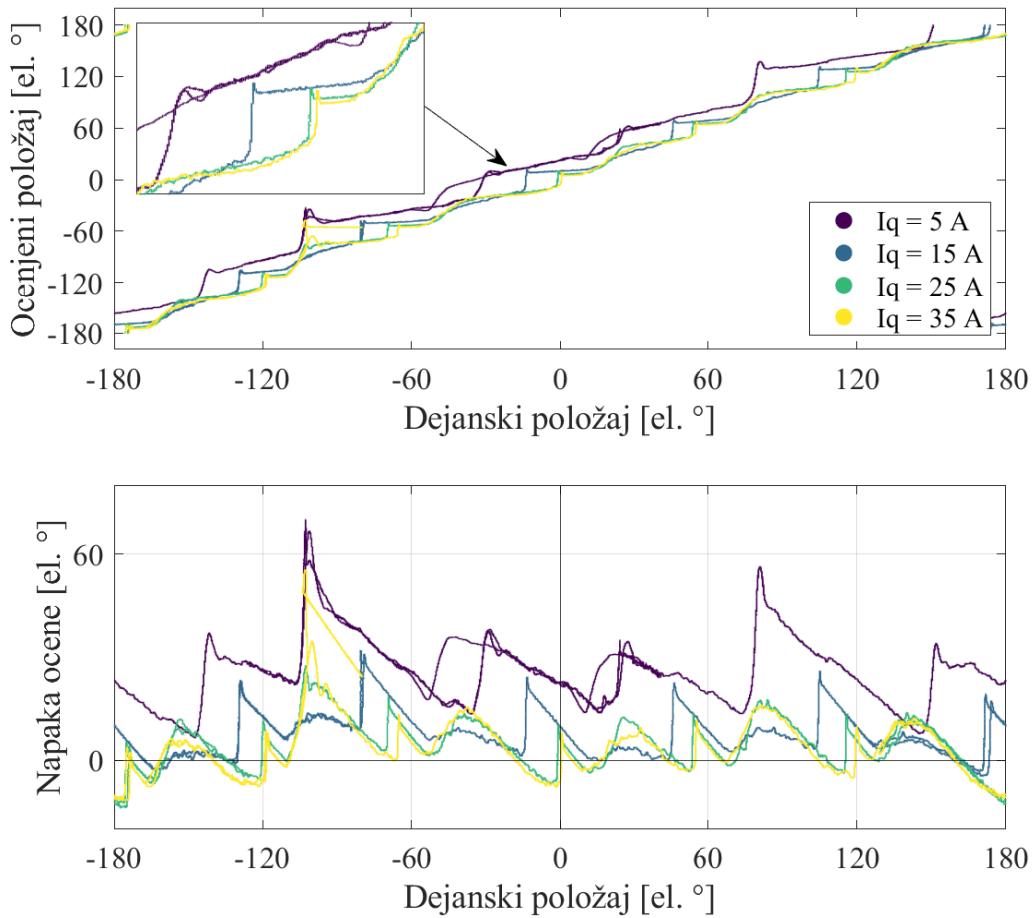
Slika 5.9: Ocena položaja rotorja in napaka ocene pri različnih prečnih tokovih.

Poglejmo še vpliv mrtvega časa - pokazali smo, da ima ta vpliv na I_e , ki je v času efekta mrtvega časa močno popačen. Na sliki 5.10 je prikazan vpliv mrtvega časa na oceno položaja, kjer je bila enosmerna komponenta prečnega toka 20 A. Vidimo, da je na položajih $k\frac{\pi}{3}$ prisotna napaka ocene. To je ravno takrat, ko s faznimi tokovi preidemo čez nič.



Slika 5.10: Ocena položaja rotorja in napaka ocene pri različnih vrednostih mrtvega časa.

Na sliki 5.10 je prikazan eksperiment, kjer je bil mrtvi čas $1 \mu\text{s}$, spremenjala pa se je enosmerna komponenta prečnega toka. Pri nižjih prečnih tokovih prevladuje efekt mrtvega časa, pri višjih pa efekt višjeharmonskoga popačenja.



Slika 5.11: Napaka ocene položaja pri različnih prečnih tokovih in velikim mrtvimi časom.

Pri tem eksperimentu je bil mrtvi čas $1 \mu\text{s}$, kar je relativno velika vrednost. V praksi je mrtvi čas precej nižji, ne moremo pa se mu izogniti, zato je bil prikazan njegov vpliv.

6 Zaključek

V sklopu te magistrske neloge smo izdelali algoritom za ocenjevanje položaja rotorja pri nizkih hitrostih in v mirovanju. Najprej smo matematično izpeljali pričakovani tokovni odziv kot posledica vzbujanja in rotorskega položaja. Nato smo pokazali vzbujanje na realnem sistemu in kako ta odstopa od pričakovanega. Dodatno smo pokazali kako mrtvi čas vpliva na tokovni odziv. Opazili smo, da oceno položaja najbolj kvari višjeharmonsko popačenje v d-q HKS, katerega nam ni uspelo pojasniti in razrešiti.

Pokazali smo tudi vpliv enosmernega prečnega toka na delovanje algoritma in opazili, da z višjimi tokovi algoritom deluje slabše, ker se višjeharmonsko popačenje poveča. Pri nižjih tokovih pa se poveča vpliv mrtvega časa, kar pa lahko mitigiramo z nižanjem le-tega ali nižanjem amplitude vzbujalnega signala.

V primeru nadaljnih raziskav bi bilo smiselno raziskati vir višjeharmonskih popačenj in možne kompenzacije.

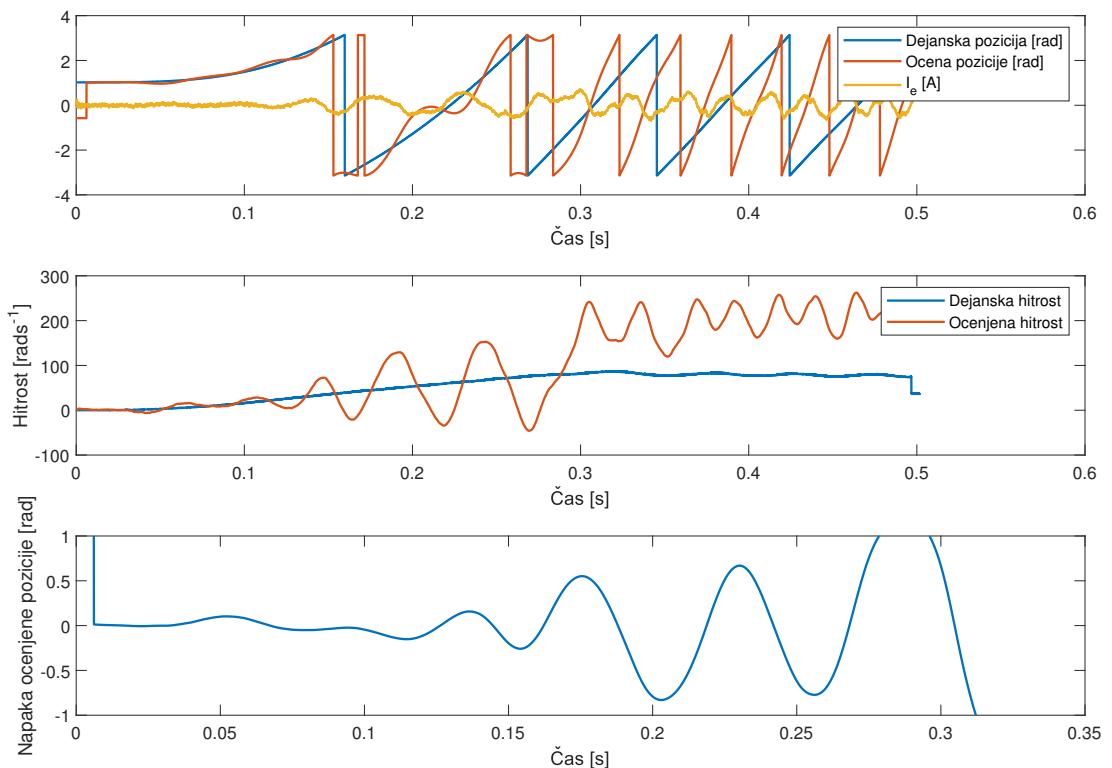
Literatura

- [1] V. Ambrožič, P. Zajec, D. Vončina in R. Fišer, *Električni servo pogoni*. Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016.
- [2] J. M. Liu in Z. Q. Zhu, “Sensorless control strategy by square-waveform high-frequency pulsating signal injection into stationary reference frame,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 2, str. 171–180, 2014.
- [3] Y. Zhang, Z. Yin, J. Liu, R. Zhang in X. Sun, “Ipmsm sensorless control using high-frequency voltage injection method with random switching frequency for audible noise improvement,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, str. 6019–6030, 2020.
- [4] J. M. Liu in Z. Q. Zhu, “Novel sensorless control strategy with injection of high-frequency pulsating carrier signal into stationary reference frame,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, str. 2574–2583, 2014.
- [5] S. Sato, H. Iura, K. Ide in S.-K. Sul, “Three years of industrial experience with sensorless ipmsm drive based on high frequency injection method,” v *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, str. 74–79, 2011.
- [6] S. Wang, K. Yang in K. Chen, “An improved position-sensorless control method at low speed for pmsm based on high-frequency signal injection into a rotating reference frame,” *IEEE Access*, vol. 7, str. 86510–86521, 2019.
- [7] Wikipedia contributors, “Fourier series — Wikipedia, the free encyclopedia,” 2025. [Online; accessed 27-February-2025].
- [8] M. Boussak, “Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent

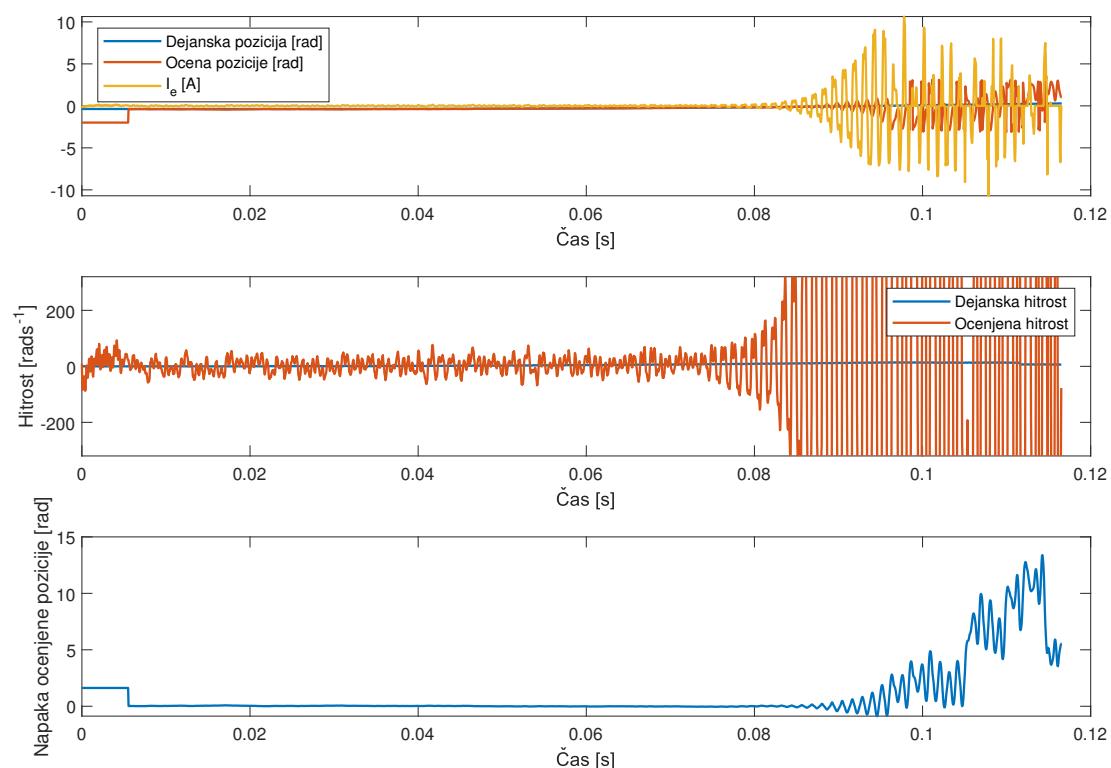
- magnet synchronous motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, str. 1413–1422, 2005.
- [9] C. J. V. Filho, D. Xiao, R. P. Vieira in A. Emadi, “Observers for high-speed sensorless pmsm drives: Design methods, tuning challenges and future trends,” *IEEE Access*, vol. 9, str. 56397–56415, 2021.

Dodatek

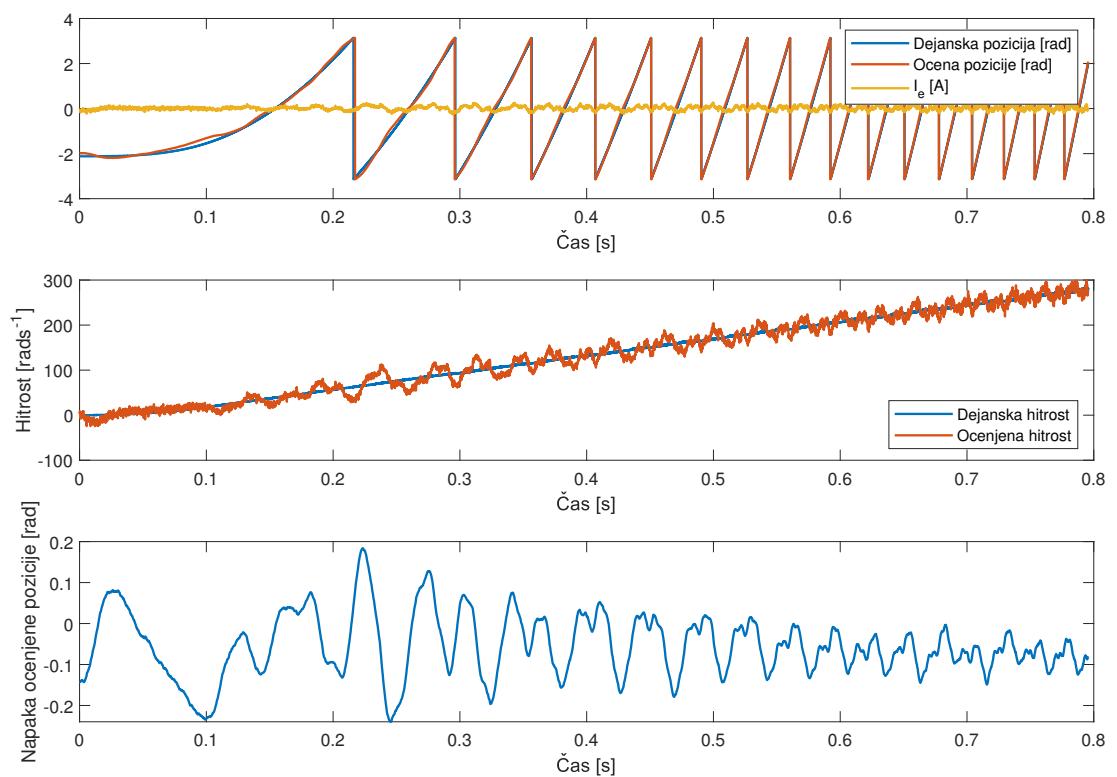
Na slikah 1 - 3 so prikazani vplivi različnih vrednostih K_p na oceno pozicije rotorja, slike 4 - 6 pa prikazujejo vpliv K_i parametra.



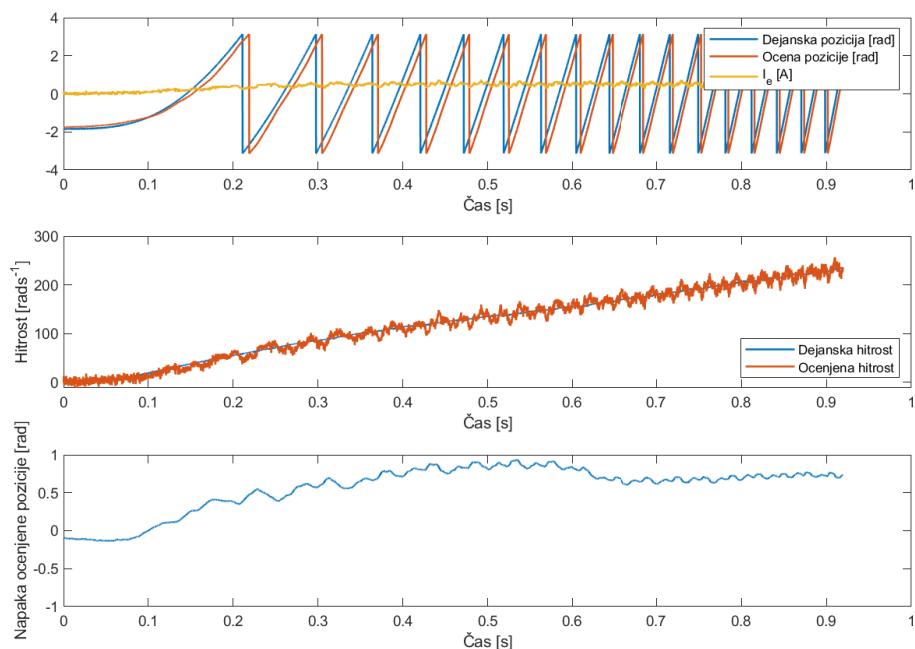
Slika 1: Prikaz vpliva premajhnega K_p parametra.



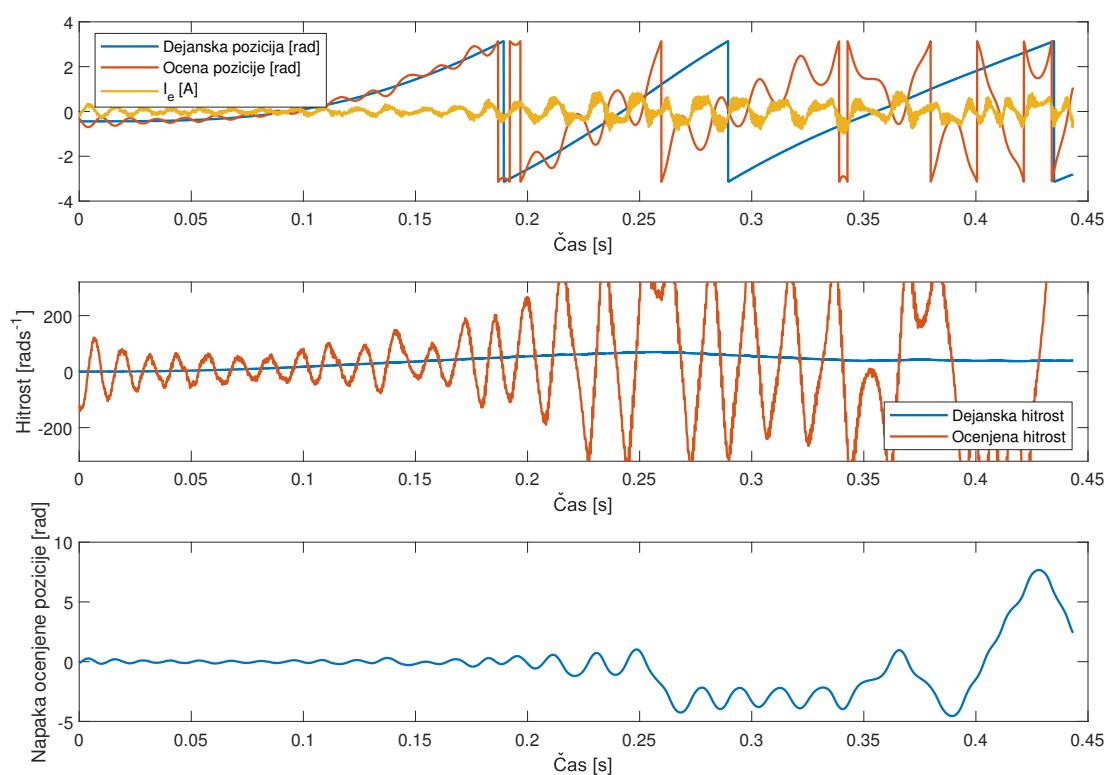
Slika 2: Prikaz vpliva prevelikega K_p parametra.

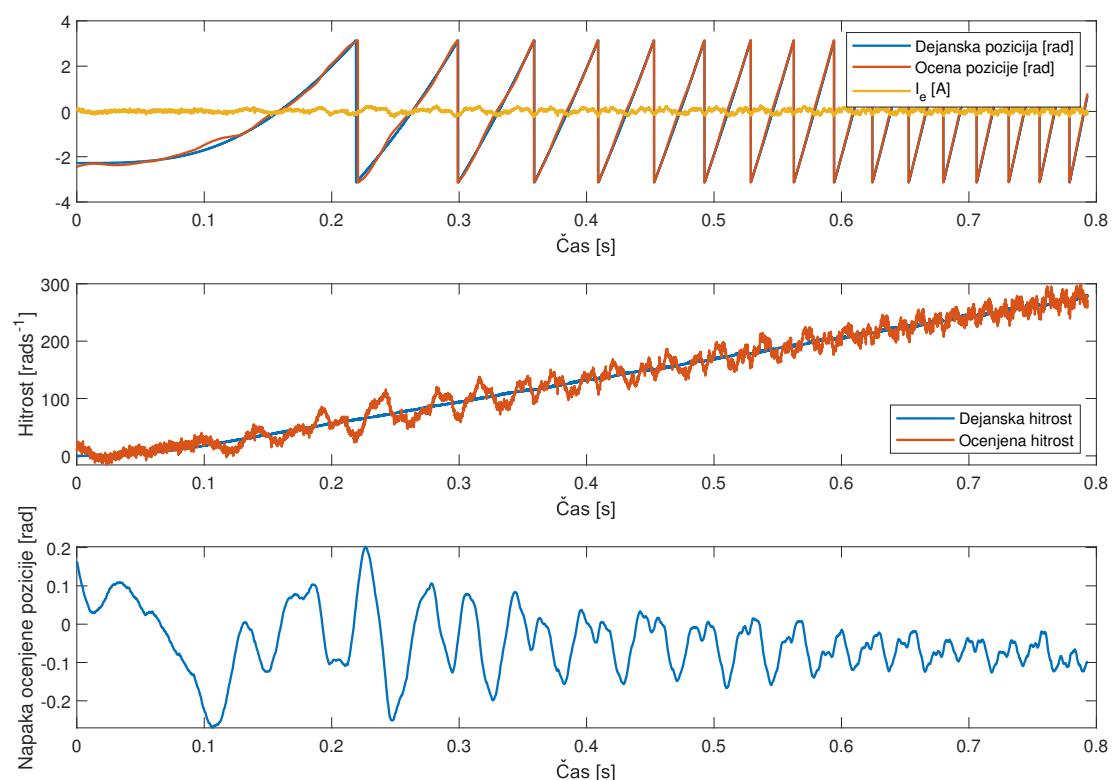


Slika 3: Prikaz vpliva optimalnega K_p parametra.



Slika 4: Prikaz vpliva premajhnega K_i parametra.

Slika 5: Prikaz vpliva prevelikega K_i parametra.



Slika 6: Prikaz vpliva optimalnega K_i parametra.