

Univerza v Ljubljani

Fakulteta za elektrotehniko

Matic Gregorčič

Vpeljava HFSI algoritma v brezsenzorski pogon

Magistrsko delo

Univerzitetni študijski program druge stopnje Elektrotehnika

Mentor: Mitja Nemec

Ljubljana, 2025

Zahvala

Iskrene zahvale mentorju doc. dr. Mitji Nemcu za vso pomoč in napotke, ki ste jih nudili 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

HFSI algoritom z visokofrekvenčnim signalom vzbuja stator stroja, preko tokovnega odziva pa oceni pozicijo rotorja. S FOC vodenjem pa se nato vodi prečni tok, ki tvori navor. Prednost te metode proti klasičnem zagonu motorja, kjer ustvarimo vrtirajoče magnetno polje, je robustnost zagona, maksimalni navor in manjša verjetnost desinhronizacije stroja.

V prvem poglavju predstavimo stroj IPMSM, ki se je uporabljal pri izdelavi te metode in ga matematično opišemo. V naslednjem poglavju opišemo delovanje HFSI metode, izpeljemo pričakovani tokovni odziv visokofrekvečnega vzbujanja in pokažemo odziv na realnem sistemu in kako ta odstopa od idealnega. Proti koncu poglavja predstavimo ocenjene pozicije iz tokovnih odzivov.

V četrtem poglavju prikažemo implementacijo v celoten sistem in FOC vodenje stroja. V zadnjem poglavju pa predstavimo eksperimentalni sistem, na katerem je bil algoritom HFSI razvit, kako merimo tok in krmilimo napetost ter pokažemo oceno pozicije pri različnih pogojih.

Ključne besede: Vzbujanje z visokofrekvenčnim signalom, izraženi poli, ocena pozicije rotorja pri nizkih hitrostih, IPMSM, FOC

Abstract

Key words: High frequency signal injection, saliency, rotor position estimation at low speeds, IPMSM, FOC

Vsebina

1 Uvod	1
2 Sinhronski stroj IPMSM	3
2.1 Model IPMSM	4
2.2 Brezsenzorsko vodenje FOC	4
3 Delovanje HFSI	7
3.1 Visokofrekvenčno vzbujanje statorja	8
3.2 Izračun pozicije rotorja	12
3.3 Odstopanja realnega sistema	15
3.4 Vpliv mrtvega časa pretvornika	17
4 Integracija v FOC	23
4.1 Inicializacija HFSI	23
4.2 Brezudarni preklop v delovanje SMO opazovalnika	25
4.3 Nastavitev parametrov PI regulatorja	28
5 Eksperimenti	29

5.1 Trifazni PWM in meritev toka	30
5.2 Rezultati	34
6 Zaključek	39
Literatura	41

Seznam slik

2.1	Presek IPMSM stroja.	3
2.2	Uporabljeni koordinatni sistemi pri FOC vodenju.	5
2.3	Shema brezsenzorskega FOC vodenja.	5
3.1	Induktivnost stroja.	7
3.2	Amplituda VF tokovnega odziva v α osi v odvisnosti od pozicije rotorja.	8
3.3	Amplituda VF tokovnega odziva v oseh α in β v odvisnosti od pozicije rotorja.	9
3.4	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} .	11
3.5	I_e v odvisnosti od odklona FKS od RKS.	12
3.6	Shema HFSI algoritma.	14
3.7	I_e pri odklonu HKS od FKS 0 in 45° .	15
3.8	Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na I_e pri različnih odklonih rotorja od FKS.	16
3.9	Neidealnost I_e pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.	17

3.10 Napetost faze ko sta oba tranzistorja zaprta	18
3.11 Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa . .	19
3.12 Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti . .	20
3.13 Vpliv mrtvega časa na faznem toku	21
3.14 Vpliv prečnega toka na popačenje I_e zaradi mrtvega časa.	21
 4.1 HFSI shema z dodanim pasovnim filtrom povratne zanke in začetno vrednost integratorja.	24
4.2 Preklop v delovanje SMO opazovalnika pozicije.	25
4.3 Preklop v delovanje SMO opazovalnika pozicije.	26
4.4 Preklop v delovanje SMO opazovalnika pozicije.	26
4.5 FOC shema s HFSI in SMO ocenjevalnikom pozicije.	27
 5.1 Fotografija močnostnega pretvornika in stroja	29
5.2 Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika	30
5.3 Shema močnostnega pretvornika in meritve toka	31
5.4 Meritev toka i_u	32
5.5 Meritev toka $-i_w$	32
5.6 Fazne napetosti in ojačan signal shunta.	33
5.7 Ocena pozicije rotorja in tok I_e pri obratovanju brez dodatnega bremena.	34
5.8 Ocena pozicije rotorja in tok I_e pri nizki vrtljni hitrosti.	35

5.9	Ocena pozicije rotorja in napaka ocene pri različnimi prečnimi tokovi.	36
5.10	Ocena pozicije rotorja in napaka ocene pri različnimi vrednostmi mrtvega časa.	37
5.11	Napaka ocene kota pri različnimi prečnimi tokovi in velikim mrvtim časom.	38
1	Prikaz vpliva premajhnega K_p parametra.	43
2	Prikaz vpliva prevelikega K_p parametra.	44
3	Prikaz vpliva optimalnega K_p parametra.	45
4	Prikaz vpliva premajhnega K_i parametra.	46
5	Prikaz vpliva prevelikega K_i parametra.	47
6	Prikaz vpliva optimalnega K_i parametra.	48

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	-	-
Rotorski koordinatni sistem	RKS	-	-
Statorski koordinatni sistem	SKS	-	-
Koordinatni sistem HFSI metode	HKS	-	-
FOC koordinatni sistem	FKS	-	-
Regulacija z orientacijo polja	FOC	-	-
Sinhronski motor z vlitimi permanentnimi 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	$df; qf$	-	-
Električni kot rotorja	θ_r	radian	rad
Odklon FKS	θ_f	radian	rad
Odklon 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	$rad \cdot s^{-1}$
Frekvenca vzbujjalnega signala	ω_s	radian na sekundo	$rad \cdot s^{-1}$
Število polov	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

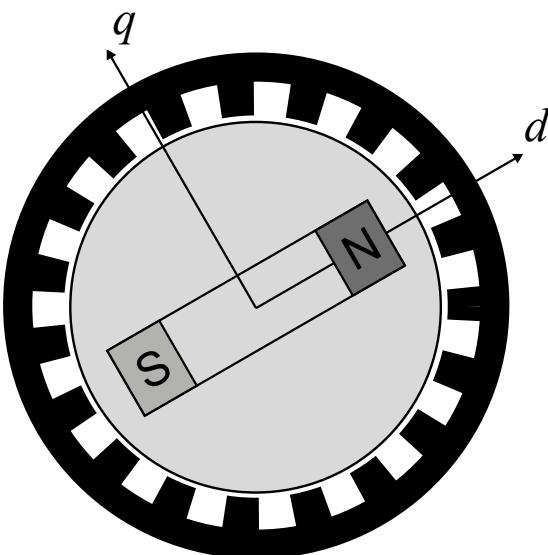
V industriji se opazi vedno večja uporaba brezkrtačnih sinhronih strojev, zaradi njihove specifične gostote moči in dobre učinkovitosti. Vendar pa za vodenje takih motorjev potrebujemo dražje in bolj kompleksne pretvornike. Pri vodenju sinhronih strojev je kritično poznavanje pozicije rotorja. To merimo z dajalnikom pozicije, ki pa ima slabosti kot so povišana cena, dodatna mehanska komponenta, ki se lahko pokvari, prav tako pa terja dodaten korak v proizvodnji takih strojev.

Zato se za vodenje uporabijo brezsenzorski algoritmi, ki pozicijo rotorja ocenjujejo iz drugih merjenih veličin. Tem 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 pozicijo. 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 SMO opazovalnik. Tak zagon motorja lahko odpove pri višjih bremenskih navorih, zato se uporabljajo metode, ki izrabljajo pojav izraženih polov in preko tega pojava ocenjujejo pozicijo rotorja. To magistrsko delo obravnava eno od takih metod, imenovano HFSI.

2 Sinhronski stroj IPMSM

Sinhronske stroje v grobem delimo na stroje s površinsko nameščenimi magneti (SPMSM) in s potopljenimi magneti (IPMSM). Glavna razlika med izvedbama sta prečna in vzdolžna induktivnost rotorskega koordinatnega sistema (RKS), 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 permanetne magnete, katerih permeabilnost je nekaj razredov nižja od železa, ta pa vpliva na induktivnost. Ta je premo sorazmerna z permeabilnostjo, kar pomeni da je induktivnost v smeri permanentnih magnetov, torej vzdolžne komponente - manjša.

Kot bo razvidno v sledečih poglavjih, je razlika L_d in L_q ključna za delovanje HFSI algoritma.



Slika 2.1: Presek IPMSM stroja.

2.1 Model IPMSM

V pogonu se uporablja simetričen trofazni stroj, katerega matematično opišemo v RKS s sledečima enačbama:

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

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

, kjer sta e_d in e_q inducirani napetosti vzdolžne in prečne komponente.
Navor, ki ga tvori IPMSM pa je naslednji:

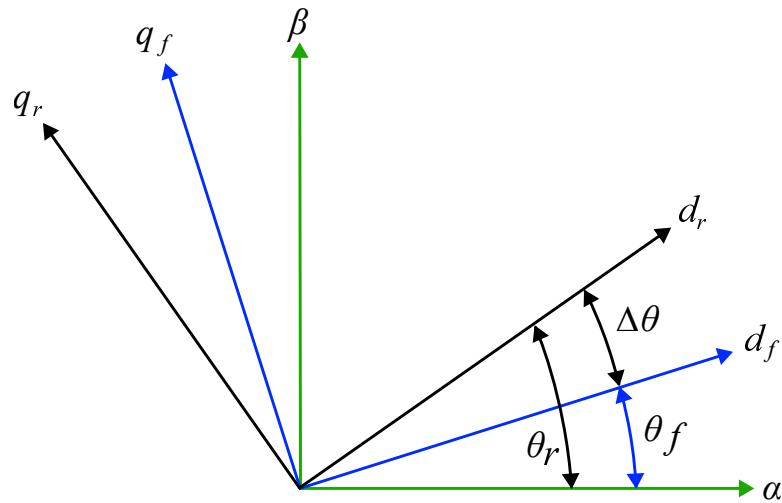
$$M_{el} = \frac{3}{2} p \left(\underbrace{\Psi_{TM} i_q}_{M_{sinhr}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_q i_d}_{M_{rel}} \right) \quad (2.3)$$

2.2 Brezsenzorsko vodenje FOC

Za poenostavitev vodenja stroja se uporablja Clarkina transformacija s katero trofazne veličine predstavimo v dveh ortogonalnih oseh - α in β statorskega koordinatnega sistema (SKS). Veličine v SKS pa transformiramo v RKS z uporabo Parkove transformacije. Ključna lastnost Parkove transformacije je, da so izmenične statorskega k.s. 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 pozicije, pri brezsenzorskih pa oceni iz merjenih veličin (tok in napetost). Na sliki 2.2 so prikazani koordinatni sistemi, ki se uporabljajo pri FOC vodenju. SKS je poravnан s statorjem, RKS z rotorjem in je od SKS odklonjen za kot θ_r . Ker pa imamo opravka z brezsenzorskim vodenjem, dejanskega odklona rotorja θ_r ne poznamo. θ_r le ocenjujemo in lahko opravimo neko napako ocene. To pomeni, da regulirane veličine ne bodo v RKS, ampak v drugem koordinatnem sistemu, ki bo od tega zamaknjen. Zamaknjen bo za napako ocene $\Delta\theta$, imenovali pa ga bomo FOC koordinatni sistem

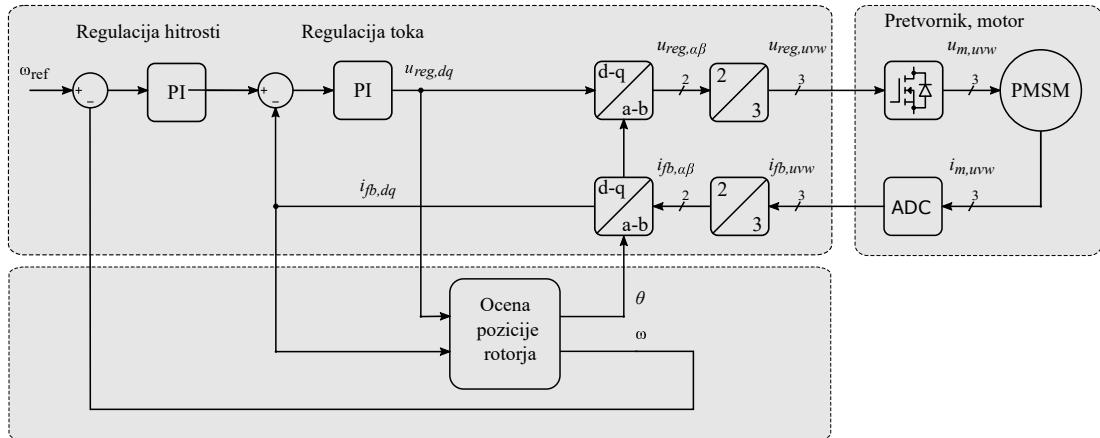
(FKS). FKS je od SKS odklonjen za θ_f .

Pomerjeni tokovi stroja se v prvem koraku transformirajo v SKS z uporabo Clarkine transformacije, nato pa s Parkovo v FKS s kotom 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 željega vzdolžnega in prečnega toka.



Slika 2.2: Uporabljeni koordinatni sistemi pri FOC vodenju.

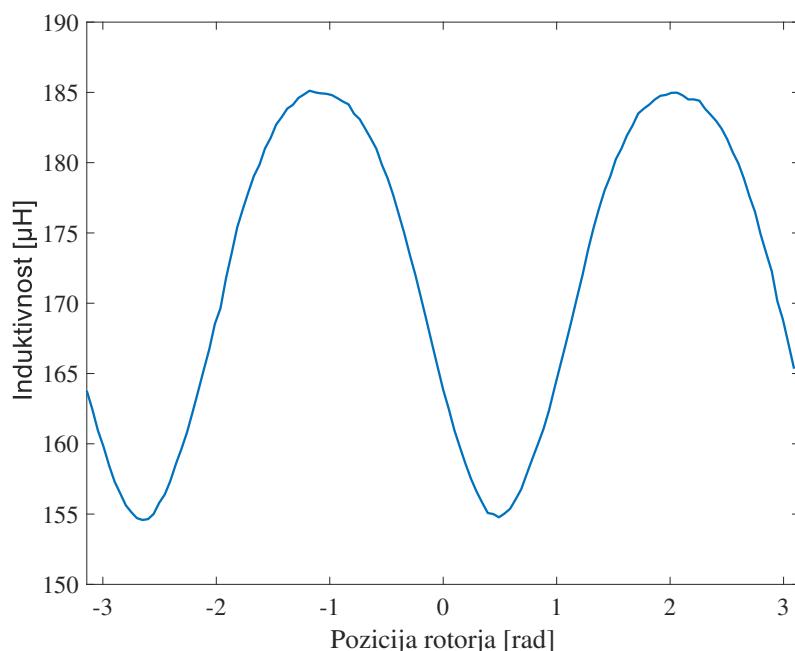
Shema na sliki 2.3 prikazuje brezsenzorsko vodenje, kjer se odklon in hitrost ocenjujeta, v primeru senzorskega pogona pa bi se merila.



Slika 2.3: Shema brezsenzorskega FOC vodenja.

3 Delovanje HFSI

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



Slika 3.1: Induktivnost stroja.

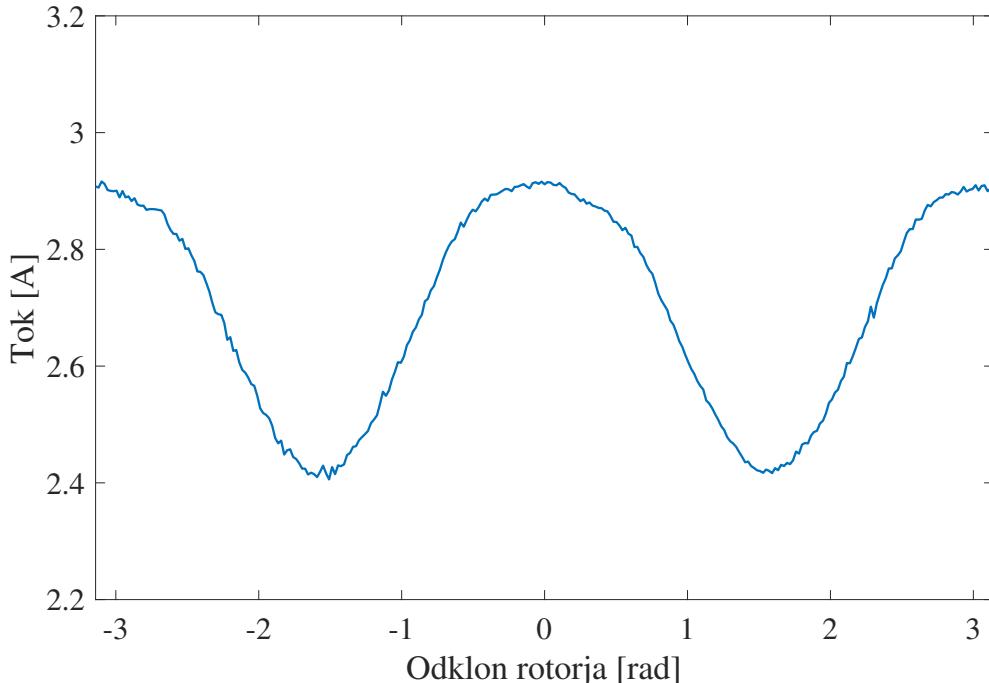
Induktivnost na sliki je prikazana v odvisnosti od relativne rotorske pozicije. Lahko pa pričakujemo minimalno induktivnost v vzdolžni osi rotorja, saj so v tej osi potopljeni permanentni magneti, ki imajo mnogokrat manjšo permeabilnost od feromagnetskega materiala rotorja. V prečni osi pa je induktivnost maksimalna. Na vmesnih pozicijah pa je induktivnost nekje med maksimalno in minimalno,

oblika induktivnosti pa je odvisna od geometrije rotorja. Opazimo, da ni striktno sinusoidne oblike.

3.1 Visokofrekvenčno vzbujanje statorja

Ker želimo pozicijo ocenjevati preko induktivnosti, je to potrebno na nekakšen način meriti. Pri večini metod se stator vzbuja z napetostnim signalom in se pozicijo ocenjuje direktno iz tokovnega odziva, brez vmesnega izračuna induktivnosti. Te ni potrebno izračunati, saj je tokovni odziv odvisen od induktivnosti, ta pa od pozicije. Induktivnost vpliva na amplitudo VF tokovnega odziva, zato je potrebno iz merjenega odziva izločiti amplitudo. To se izvede z uporabo Fourierove vrste [1].

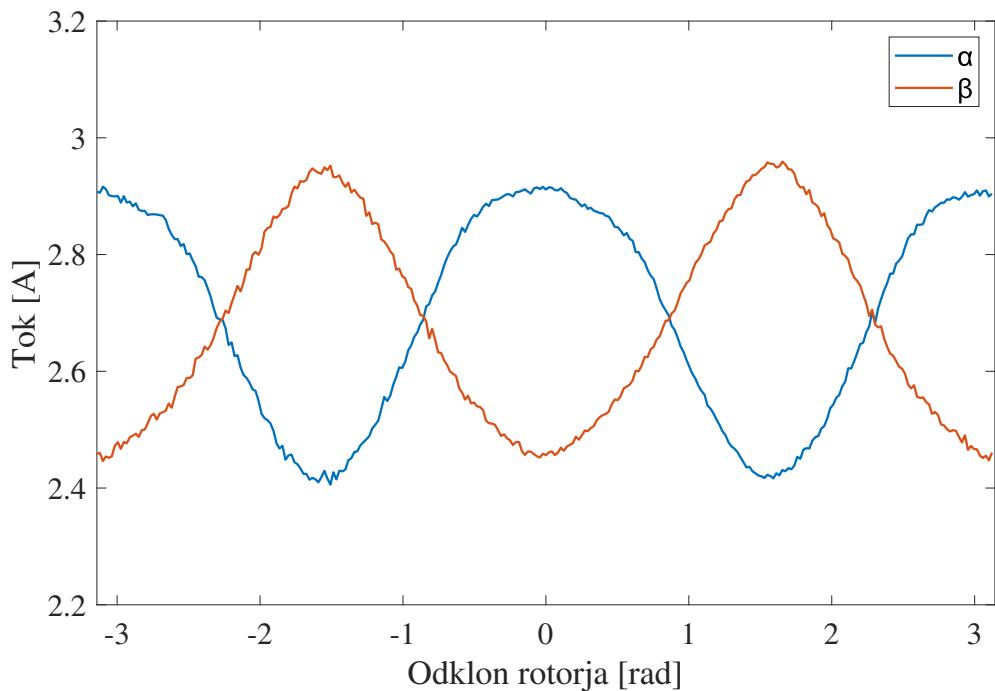
Na začetku poglavja je bila prikazana induktivnost stroja, na sliki 3.2 pa je prikazana amplituda tokovnega odziva v α osi.



Slika 3.2: Amplituda VF tokovnega odziva v α osi v odvisnosti od pozicije rotorja.

Vzbujali smo v SKS, z vrtenjem rotorja prikažemo odvisnost amplitudne tokovnega odziva od pozicije rotorja. Opazimo, da je kot induktivnost tudi amplituda približno sinusoidne oblike z dvakratno frekvenco rotorske pozicije. Amplituda ima maksimalno vrednost, ko je vzdolžna os rotorja poravnana z α oziroma, ko ima rotor odklon 0 stopinj (in 180°). Ko pa je z α oziroma poravnana prečna os rotorja, je amplituda minimalna.

Iz amplitudne tokovnega odziva prikazanega na sliki 3.2 bi težko ocenili pozicijo rotorja, saj funkcija amplitude odziva ni enolična preslikava pozicije. Če bi bila amplituda tokovnega odziva pri vsaki poziciji unikatna, bi potrebovali le obratno funkcijo, s katero bi prišli do pozicije. Na sliki 3.3 je prikazan še odziv v β osi. Opazimo, da je podoben odzivu v α osi, le fazno zamaknjen za $\frac{\pi}{2}$.



Slika 3.3: Amplituda VF tokovnega odziva v oseh α in β v odvisnosti od pozicije rotorja.

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

Lahko pa iz slike 3.3 opazimo, da sta amplitudi odzivov na štirih pozicijah enaki. Če bi lahko sledili eni od teh točk, bi lahko s tem ocenjevali pozicijo rotorja. To drži, saj je pozicija, kjer imata amplitudi enako vrednost relativno na rotor vedno enaka. 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 FOC vodenju 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 vrtimo rotor, dobimo enak odziv kot na sliki 3.3, saj sta vzdolžna in prečna os v tem primeru poravnani z α in β . Ker z vrtenjem rotorja RKS odklanjammo od FKS, s tem ustvarjamo napako ocene pozicije. To pomeni, da si graf na sliki 3.3 lahko predstavljamo tudi kot amplitudo VF tokovnega odziva v FKS, v odvisnosti od napake ocenjene pozicije rotorja, $\Delta\theta$. Če pa bo med vrtenjem rotorja FKS poravnana z RKS, pa bosta amplitudi konstantni. Iz slike 3.3 lahko opazimo, da bo njuna vrednost v vzdolžni osi maksimalna, v prečni pa minimalna.

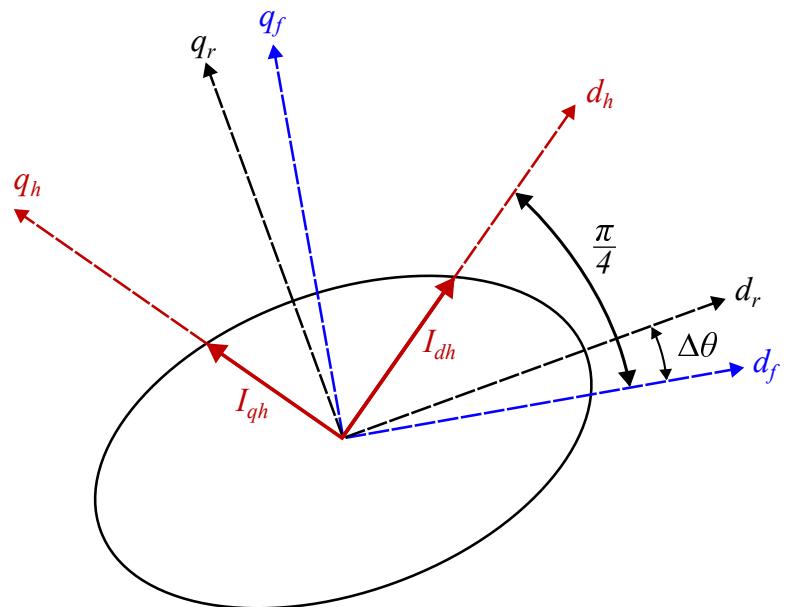
Za ocenjevanje pozicije bi lahko poskrbeli, da sta amplitudi maksimalno odmaknjeni. Ker bo v tem primeru FKS poravnana z RKS, bo napaka ocene pozicije enaka 0. Vendar bi bilo ohranjanje maksimalne razlike amplitud VF tokovnih odzivov kompleksen problem, saj ob neki napaki ocene pozicije in tako s prehodom 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 popraviti pozicijo, 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 $\frac{\pi}{4}$. Iz tega pa sledi, da bomo imeli $\frac{\pi}{4}$ napake v oceni pozicije rotorja. Ta problem rešimo tako, da uvedemo nov koordinatni sistem - HFSI k.s.

(HKS). V tem koordinatnem sistemu bomo vzbujali stator z VF napetostnim signalom in merili VF tokovni odziv. Preko amplitude tokovnega odziva bomo popravljali odklon HKS, da bosta amplitudi VF tokovnega odziva enaki. Ker bosta amplitudi enaki takrat, ko bomo s HKS od RKS odmaknjeni za $\frac{\pi}{4}$, FKS od HKS odmaknjemo za $\frac{\pi}{4}$.

Na sliki 3.4 je prikazan nov koordinatni sistem HKS poleg RKS in FKS. Prikazana je tudi ovojnica amplitudo VF tokovnega odziva v polarnih koordinatah, z vektorji pa je označena meritev amplitude v prečni in vzdolžni osi HKS.



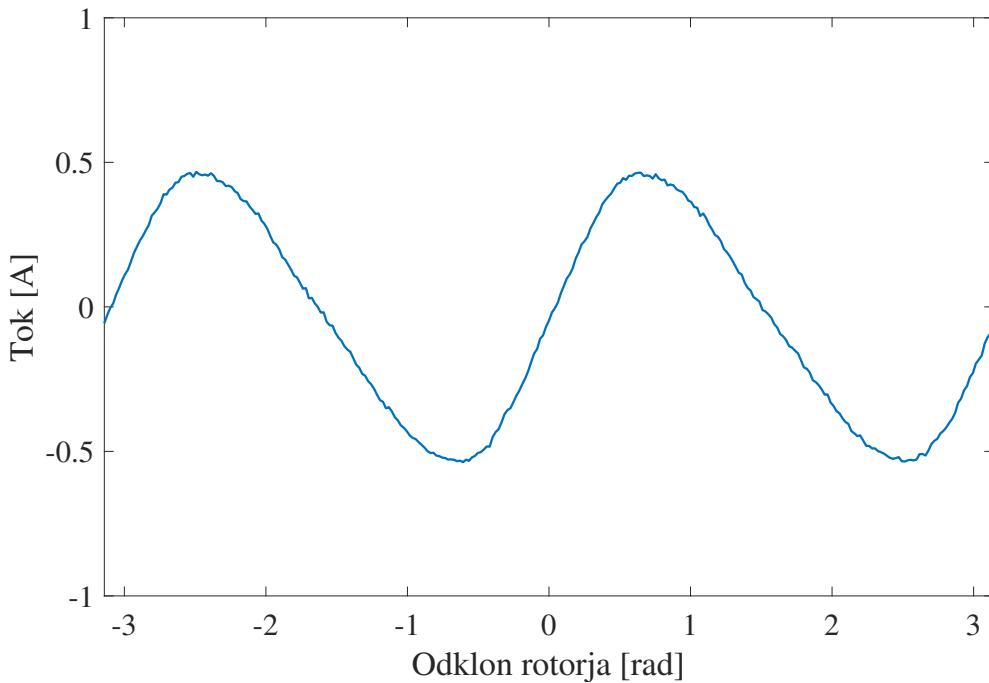
Slika 3.4: Koordinatni sistemi RKS z amplitudo VF tokovnega odziva v črni, FKS v modri in HKS v rdeči v barvi. Prikazani sta tudi amplitudi VF tokovnega odziva I_{dh} in I_{qh} .

3.2 Izračun pozicije rotorja

Za minimizacijo napake ocene pozicije 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 I_e , definirano z enačbo 3.1.

$$I_e = I_{dh} - I_{qh} \quad (3.1)$$

Na sliki 3.5 je prikazan tok I_e , v odvisnosti od odklona FKS od RKS, oziroma napake ocene pozicije $\Delta\theta$.



Slika 3.5: I_e v odvisnosti od odklona FKS od RKS.

Pri tej meritvi je bil HKS od FKS odmaknjen za $\frac{\pi}{4}$, FKS pa je bil poravnан z SKS. Z vrtenjem rotorja smo prikazali odvisnost I_e od napake ocene pozicije $\Delta\theta$.

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. S PI regulatorjem lahko reguliramo I_e in s tem

ocenujemo odklon HKS.

Od željene vrednosti I_e - nič - odštejemo dejansko vrednost in to vstavimo v PI regulator. Z izhodom regulatorja želimo vplivati na odklon HKS, saj bomo tako poskrbeli, da bo tok I_e imel željeno vrednost. V našem primeru bo izhod regulatorja vrtilna hitrost ω_h . To integriramo, da dobimo pozicijo HKS, katero 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 $\frac{\pi}{4}$. Ker ocenujemo pozicijo RKS, do te pridemo z izračunom:

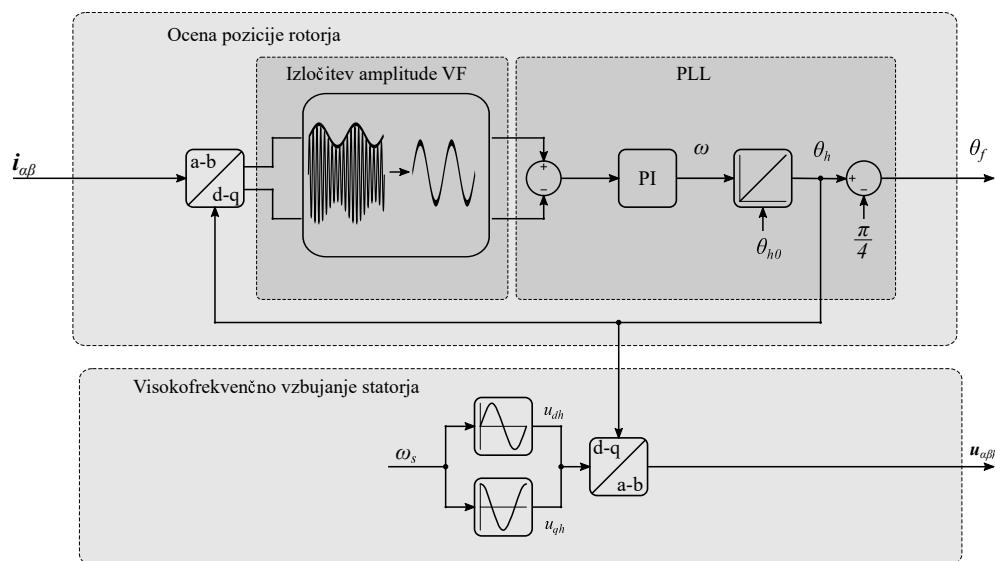
$$\theta_f = \theta_h - \frac{\pi}{4} \quad (3.2)$$

In velja,

$$I_e = 0 \Rightarrow \theta_f = \theta_r \quad (3.3)$$

Točke, kjer ima I_e vrednost 0, lahko imenujemo stabilne točke, saj se z odklonom izven tega območja zaradi regulatorja premaknemo nazaj v stabilnost. Na sliki 3.5 opazimo, da so štiri točke kjer je I_e enak nič, na pozicijah $k\frac{\pi}{2}$, kjer je k poljubno celo število. Pri 0 in π je naklon I_e pozitiven in se regulator lahko stabilizira v katerikoli od teh dveh točk. Če se stabiliziramo v točki π , 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. Točki na pozicijah, kjer je naklon I_e negativen pa sta labilni točki, saj ju bo regulator ob vsaki motnji potisnil nazaj v stabilni točki na pozicijah 0 ali π .

Na sliki 3.6 je prikazana shema HFSI algoritma. Poleg ocenjevanja pozicije rotorja je prikazano še VF napetostno vzbujanje, ki se z inverzno Parkovo transformacijo iz HKS transformira v SKS.

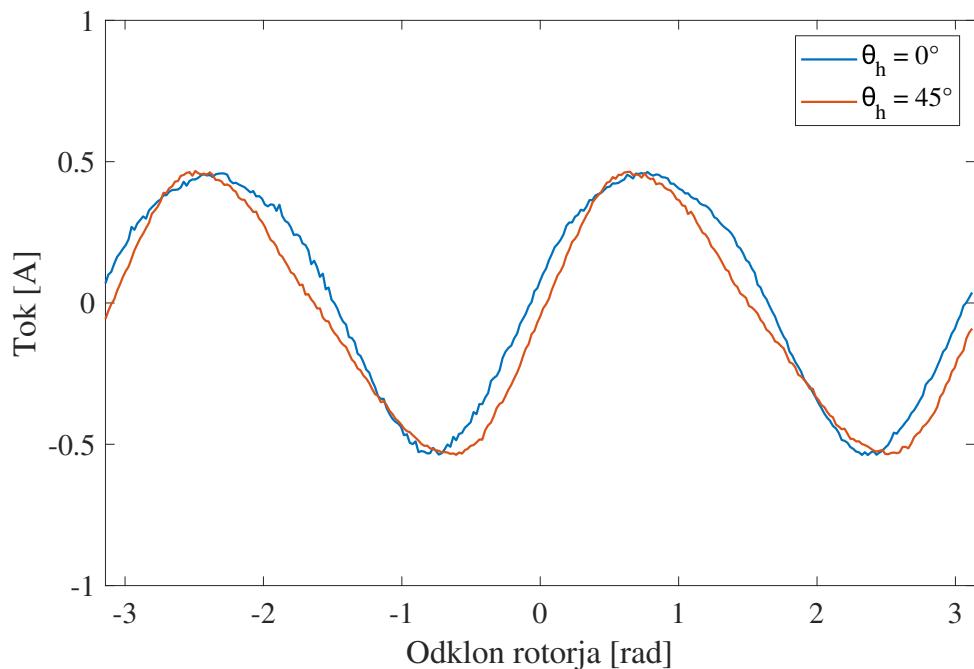


Slika 3.6: Shema HFSI algoritma.

3.3 Odstopanja realnega sistema

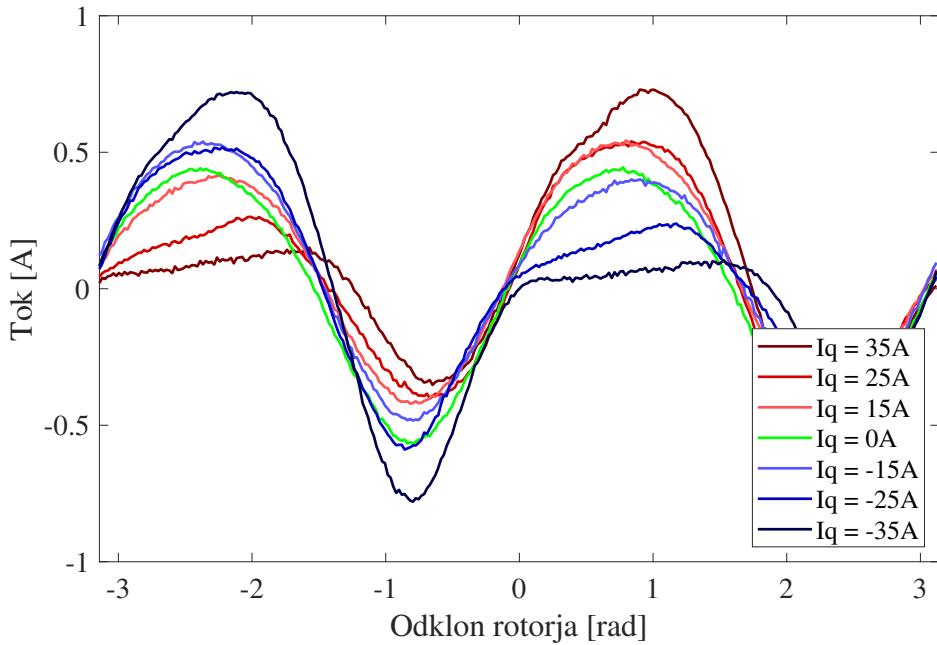
Tekom razvoja smo opazili, da amplitudi VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni osi in s tem tok I_e v določenih razmerah začnejo odstopati od pričakovanih. Že na sliki 3.3 lahko opazimo, da obliki potekov amplitude v nista enaki. Dodatno lahko opazimo spremembo v oblikah potekov amplitud VF tokovnih odzivov z odklanjanjem HKS relativno na SKS. Na sliki 3.3 smo vzbujanje izvajali v SKS. To je matematično enako, kot da bi rekli, da smo vzbujanje izvajali v HKS, ki ga poravnamo s SKS. Če pa HKS od SKS odklonimo za $\frac{\pi}{4}$, bi pričakovali enak odziv kot na sliki 3.3, le fazno zamaknjen za $\frac{\pi}{4}$. Meritve pa kažejo na to, da se spremeni tudi oblika odziva.

Slika 3.7 prikazuje primerjavo toka I_e v odvisnosti od rotorske pozicije za dva primera. V prvem primeru je HKS poravnан z SKS, v drugem pa je od njega odmaknjen za $\frac{\pi}{4}$. Z vrtenjem rotorja prikažemo odvisnost I_e od rotorske pozicije. Odziva sta fazno poravnana za lažjo obravnavo. Opazimo, da se s spremembou oblike premakne stabilna točka. Lahko pričakujemo, da bomo imeli napako v toku I_e v odvisnosti od odklona HKS od SKS.



Slika 3.7: I_e pri odklonu HKS od FKS 0 in 45° .

Na sliki 3.7 je bila enosmerna komponenta prečnega in vzdolžnega toka nič, stator smo vzbujali le z VF signalom za ocenjevanje pozicije. Za tvorjenje navora pa potrebujemo neničelno enosmerno prečno komponentno, katere vpliv na tok I_e je prikazan na sliki 3.8.

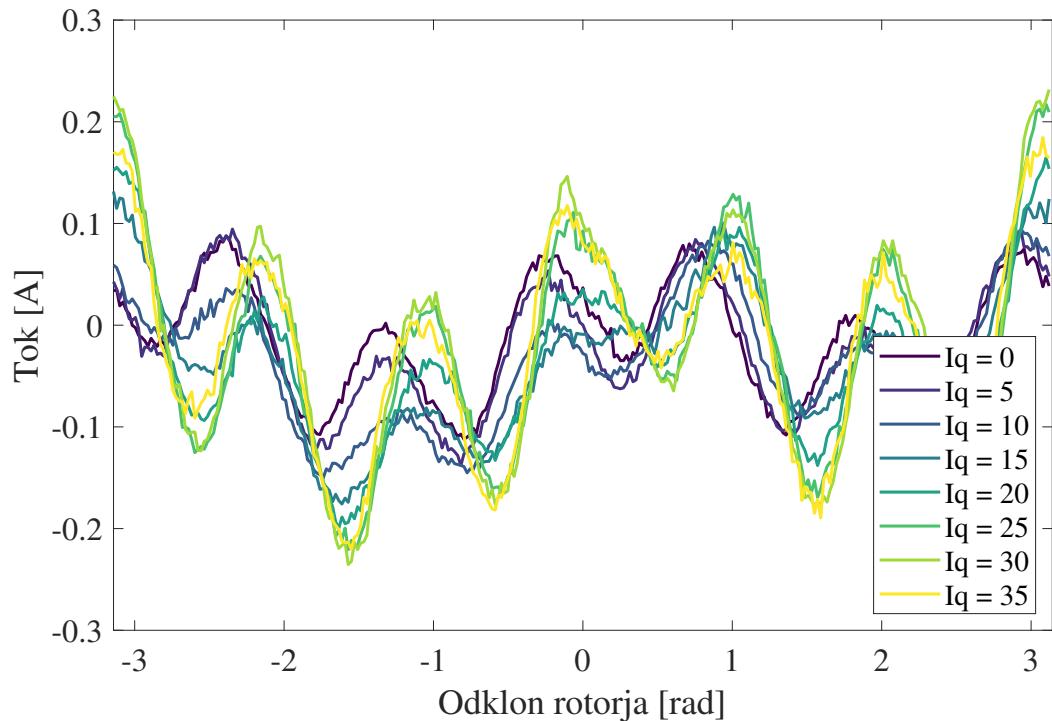


Slika 3.8: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na I_e pri različnih odklonih rotorja od FKS.

Pri tem eksperimentu je bil FKS poravnан s SKS, rotor pa smo vrteli. Enosmerna prečna komponenta toka je bila vodena s FOC regulatorji toka 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 odmagnili od FKS in se prečna komponenta v FKS preslikala 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 sprememjanje oblike in naklona I_e okoli stabilne točke, kjer bo delovna točka našega sistema. Z nekim odstopom okoli ničelne napake se bo I_e premikal po krivulji, prikazani na sliki. Sprememba naklona pomeni spremembo ojačanja povratne zanke, to pa pomeni spremembo dinamike sistema. Naklon se s pozitivnim prečnim tokom sicer ne spreminja,

lahko pa opazimo, da se z negativnim prečnim tokom (ko želimo stroj vrteti v nasprotno smer) I_e okoli delovne točke ne spreminja linearno. To nam lahko ovvari delovanje in terja postavitev delovne točke v drugo stabilno lego.

Dodatna meritev, kjer se odstopanje realnega sistema dobro opazi je, ko FKS poravnamo z RKS, katerega odklon je merjen z dajalnikom pozicije. Pričakovali bi, da bi bila I_e z vrtenjem rotorja (RKS) na vseh pozicijah 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 prečnega toka.

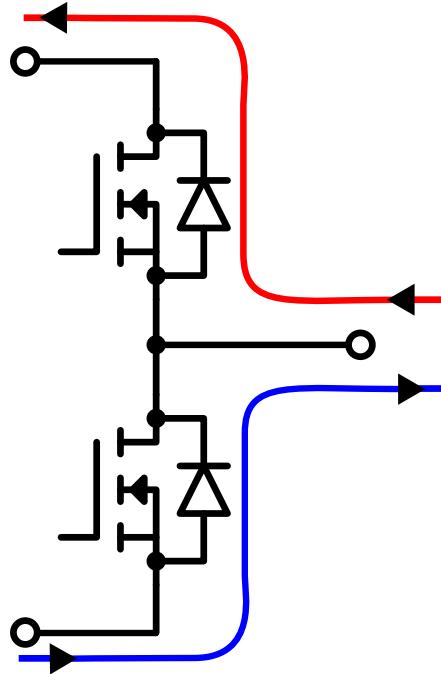


Slika 3.9: Neidealnost I_e pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.

3.4 Vpliv mrtvega časa pretvornika

V praktičnem sistemu se željena izhodna napetost krmilnika pretvori v dejansko z uporabo dvonivojskega pretvornika. Ker ima stroj tri faze, je pretvornik

sestavljen iz treh tranzistorovskih vej. Primer ene je prikazan na sliki 3.10.



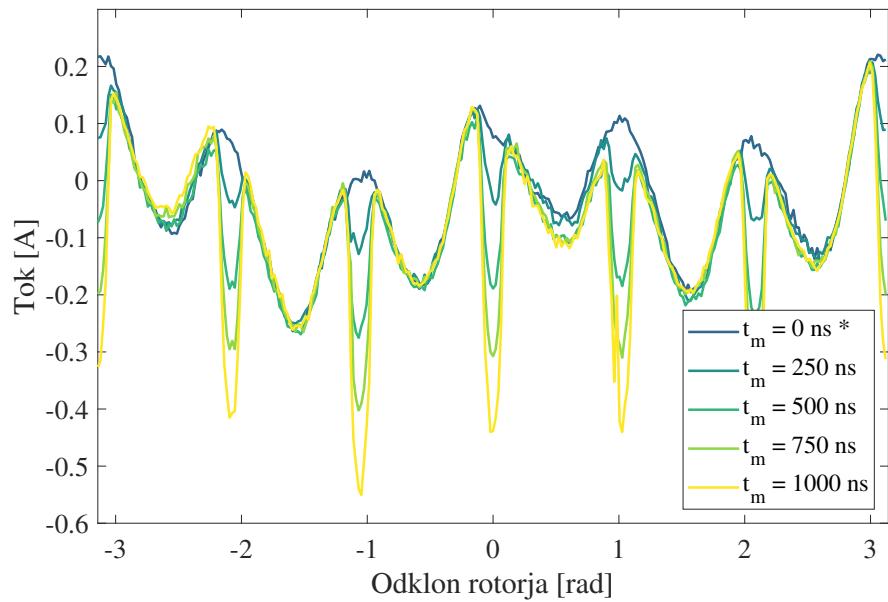
Slika 3.10: Napetost faze ko sta oba tranzistorja zaprta

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 tranzistorovske veje v fazo, med mrtvim časom komutira čez diodo spodnjega tranzistorja. V tem času je napetost te faze enaka spodnjem napetostnem nivoju tranzistorovske veje. Ko pa tok komutira čez zgornjo diodo, pa je napetost faze enaka zgornjem napetostnem nivoju. Napetost faze med mrtvim časom je torej odvisna od polaritete toka skozi vejo. To pomeni, da željena vrednost fazne napetosti ni enaka dejanski [2].

Za delovanje HFSI algoritma 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 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 tokovni odziv spreminja 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 .

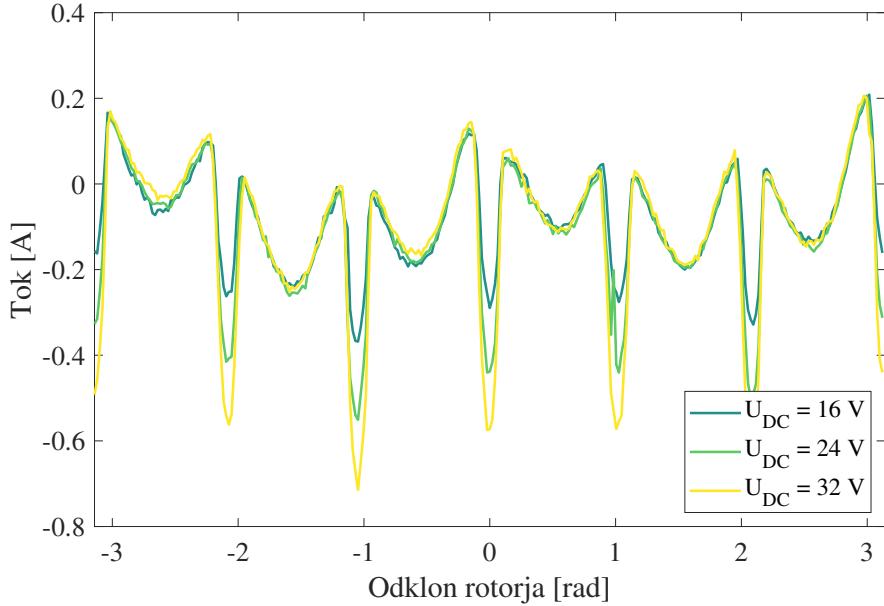
Na sliki 3.11 poleg visokoharmonskega popačenja opazimo, da je na šestih pozicijah odziv popačen in da je magnituda napake dokaj linearno odvisna od mrtvega časa.



Slika 3.11: Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine 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.

* Mrtvi 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.

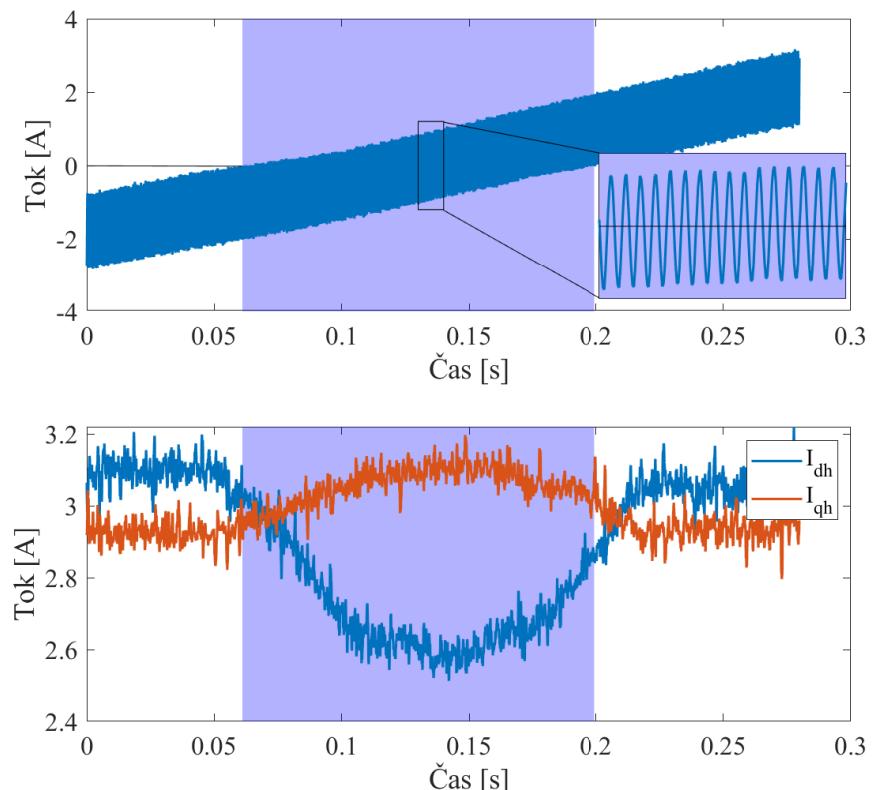


Slika 3.12: Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti

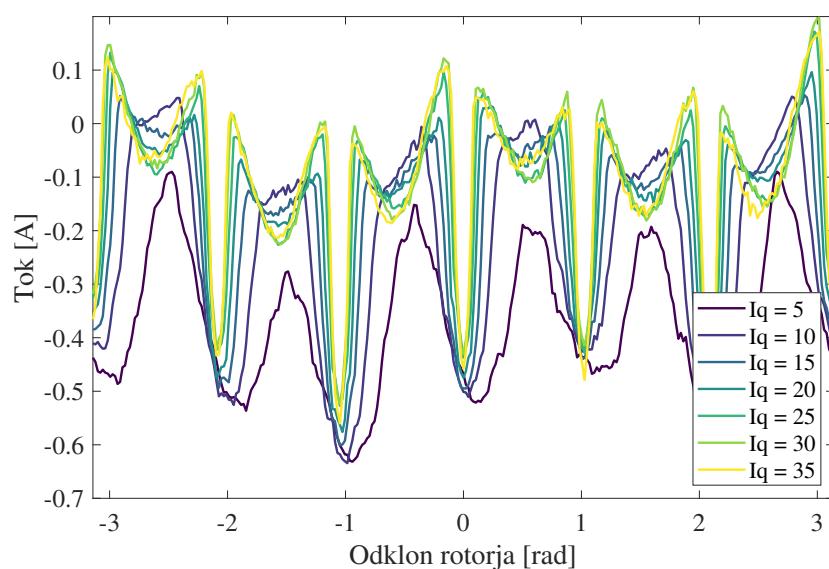
Dodatno lahko pokažemo, da se vpliv mrtvega časa začne kazati takrat, ko začne VF tokovni odziv menjati polariteto. Na zgornjem grafu slike 3.13 je prikazan fazni tok i_u , z obarvanim delom, kjer menja polariteto. Na drugem grafu sta prikazani amplitudi VF tokovnega odziva v vzdolžni in prečni osi.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

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 pozicije, saj bo PI regulator poiskušal zmanjšati napako in to tako, da bo spremenil odklon HKS na mesto, kjer ima tok I_e vrednost nič.



Slika 3.13: Vpliv mrtvega časa na faznem toku

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

4 Integracija v FOC

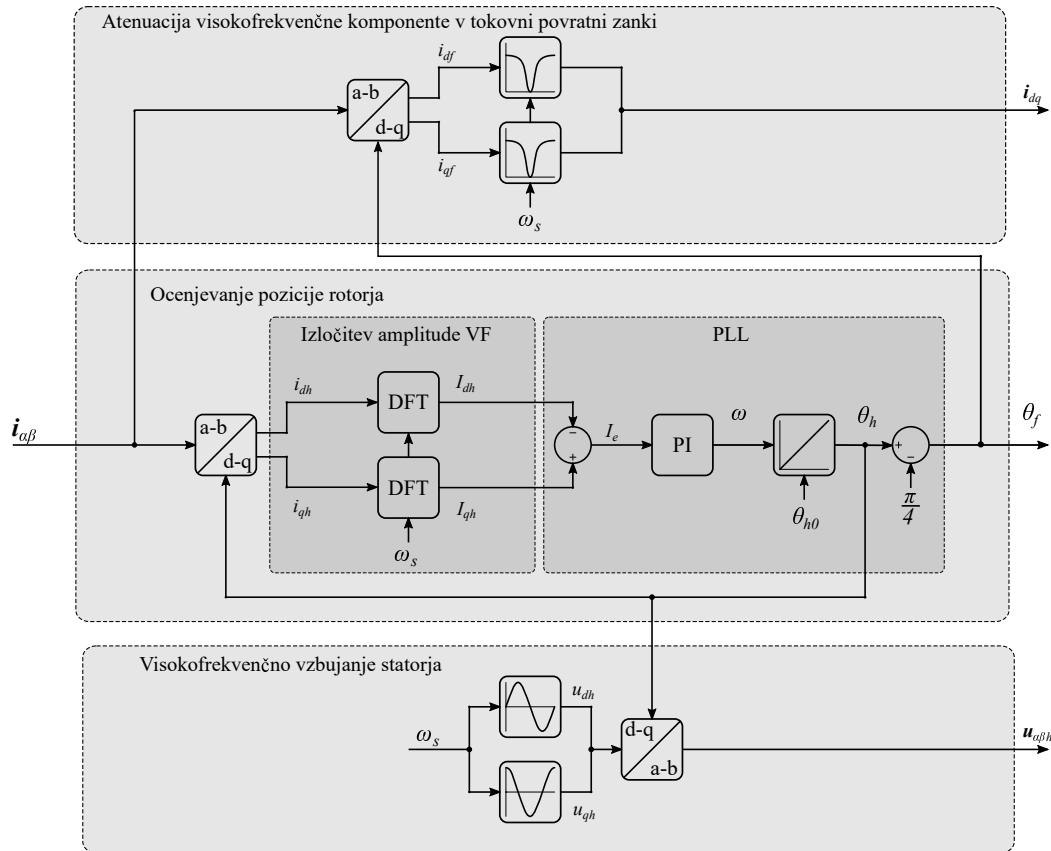
Za uspešno implementacijo HFSI algoritma, ga je potrebno tudi pravilno integrirati v celotno FOC vodenje. Potrebno je poskrbeti za pravilno inicializacijo algoritma, filtriranje tokovne povratne zanke, zadnji element pa je preklop v delovanje SMO opazovalnika, ko vrtilna hitrost doseže dovolj visoko vrednost. Na koncu je predstavljen postopek uglaševanja PI regulatorja.

4.1 Inicializacija HFSI

Ker s HFSI algoritmom nismo zmožni ocenjevati polaritete rotorja (ne razlikujemo med odklonom 0° in 180°), potrebujemo za pravilno smer vrtenja poskrbeti, da je začetna pozicija znana. Pred zagonom HFSI algoritma ocenimo začetno pozicijo rotorja [3], ki se začne uporabljati že od samega začetka delovanja HFSI. Ker je HKS od RKS odklonjen za $\frac{\pi}{4}$, je začetna vrednost kota HKS enaka ocenjeni začetni poziciji RKS z odklonom $\frac{\pi}{4}$.

Pri delovanju HFSI tokovna povratna zanka vključuje tudi VF komponento, ki jo je potrebno izločiti, saj lahko regulatorja toka 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. Ob zagonu prvih nekaj period vzbujalnega signala FOC regulatorje izklopimo, da se prehodni pojav pasovnih filtrov ustali.

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

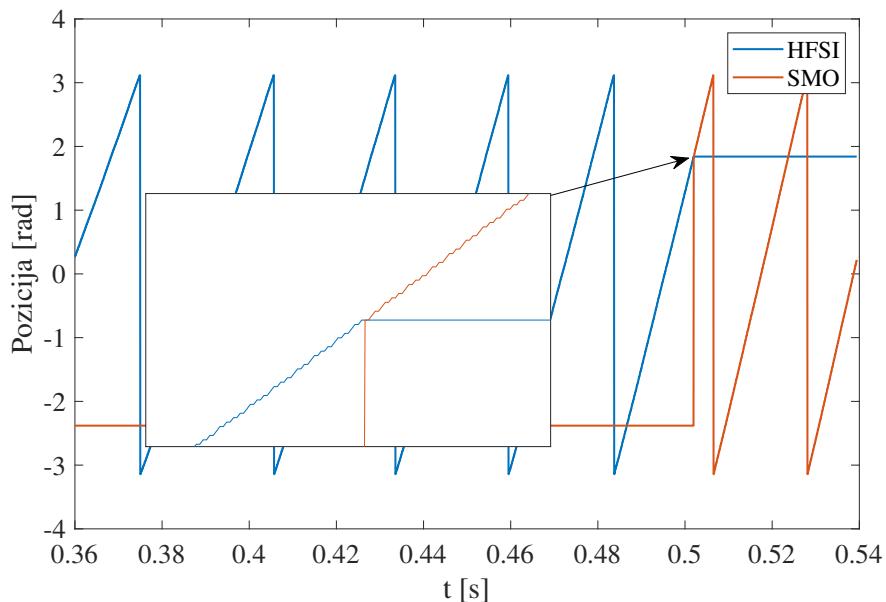


Slika 4.1: HFSI shema z dodanim pasovnim filtrom povratne zanke in začetno vrednost integratorja.

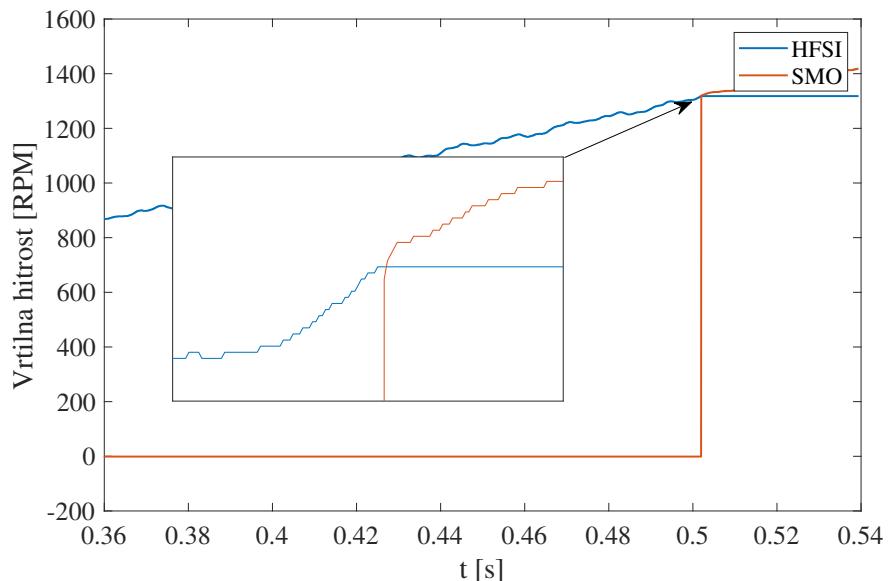
4.2 Brezudarni preklop v delovanje SMO opazovalnika

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

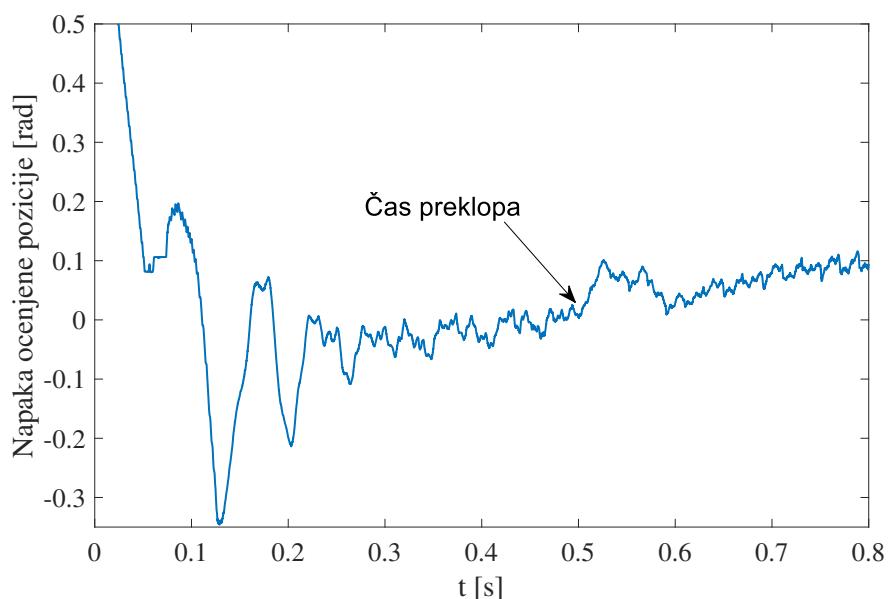
Na slikah 4.2, 4.3 in 4.4 so prikazani ocenjena pozicija, hitrost in napaka ocene. Ob preklopu, ki se zgodi okoli 0.5 sekunde, vrednost hitrosti SMO opazovalnika postavimo na ocenjeno hitrost HFSI algoritma.



Slika 4.2: Preklop v delovanje SMO opazovalnika pozicije.

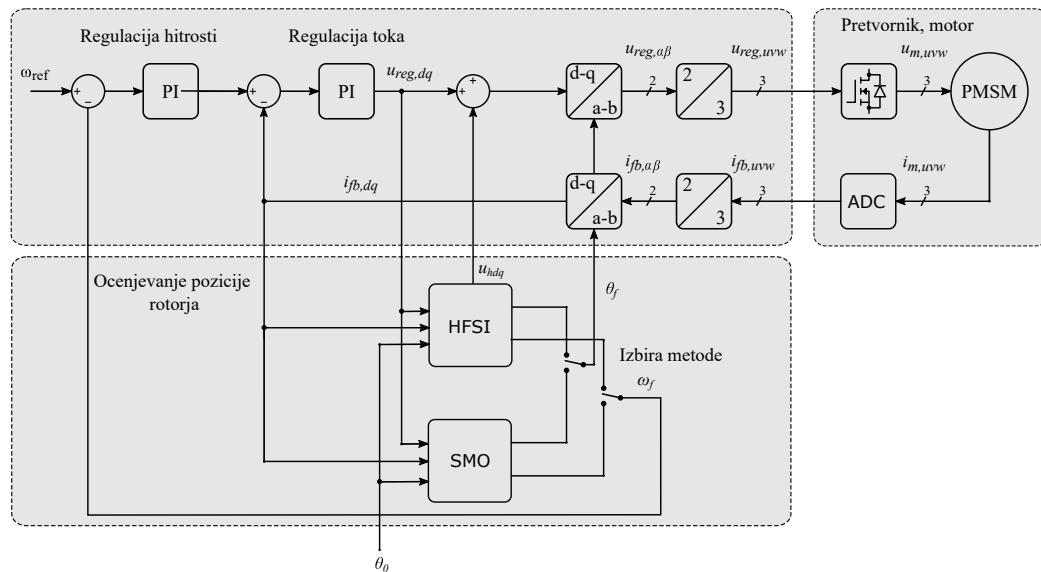


Slika 4.3: Preklop v delovanje SMO opazovalnika pozicije.



Slika 4.4: Preklop v delovanje SMO opazovalnika pozicije.

Slika 4.5 prikazuje FOC shemo s HFSI in SMO opazovalnikoma.



Slika 4.5: FOC shema s HFSI in SMO ocenjevalnikom pozicije.

4.3 Nastavitev parametrov PI regulatorja

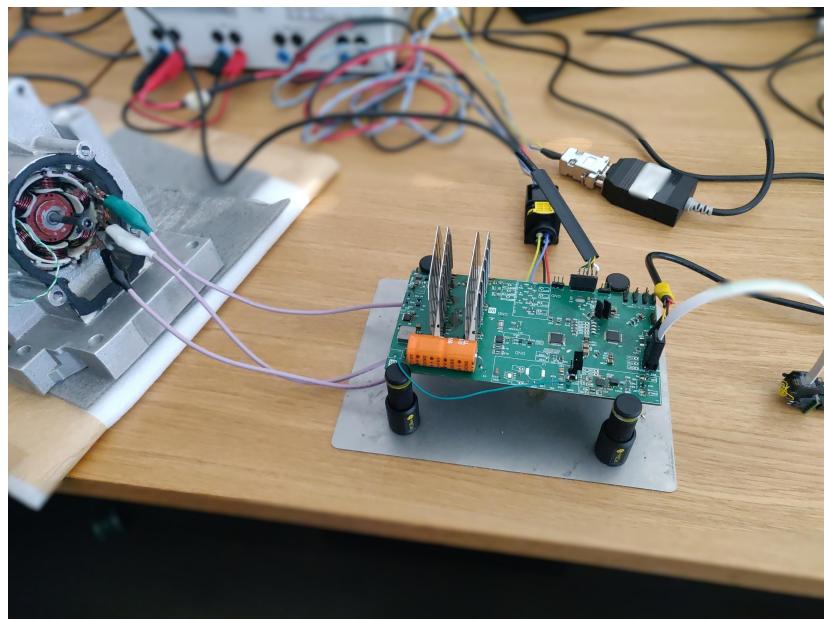
Parametri regulatorja so bili nastavljeni ročno in sicer z opazovanjem delovanja algoritma pri različnih parametrih. Za kriterijsko funkcijo smo izbrali napako ocjenjenega kota in je bila najprej pomerjena pri desetih različnih K_p parametrih, kjer je imel parameter K_i neko začetno vrednost, pri kateri 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 tako, 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. Prenežek K_i parametrer 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 Eksperimenti

V tem poglavju je najprej opisano krmiljenje napetostnega pretvornika in merjenje toka, saj tudi to vpliva na algoritom. 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.

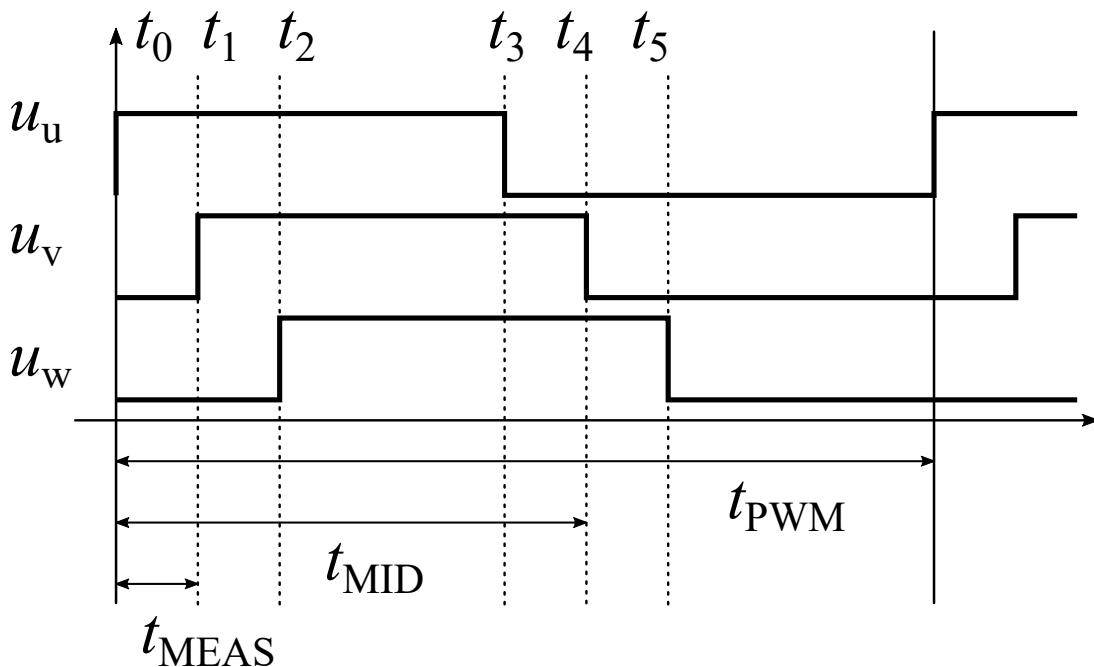


Slika 5.1: Fotografija močnostnega pretvornika in stroja

Na fotografiji 5.1 je prikazan sistem, na katerem je bil razvit HFSI algoritmom.

5.1 Trifazni PWM in meritev toka

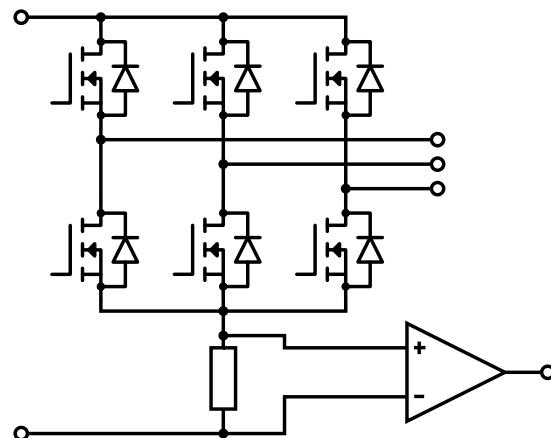
V sistemu se uporablja asimetričen PWM s fazno zamaknjenimi napetostmi. Največja prednost take izvedbe je preprosta implementacija krmiljenja napetosti in merjenja toka, slaba lastnost pa je večje valovanje faznih tokov s frekvenco PWM-ja. Potek faznih napetosti je prikazan na sliki 5.2, kjer se vidi 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 spreminjajo, saj takrat merimo tok, t_3 , t_4 in t_5 pa so odvisni od željenih faznih napetosti. Implementacija na mikrokrmilniku potrebuje še dodatno pretvorbo iz časa v število taktov PWM periferije krmilnika.



Slika 5.2: Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika

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

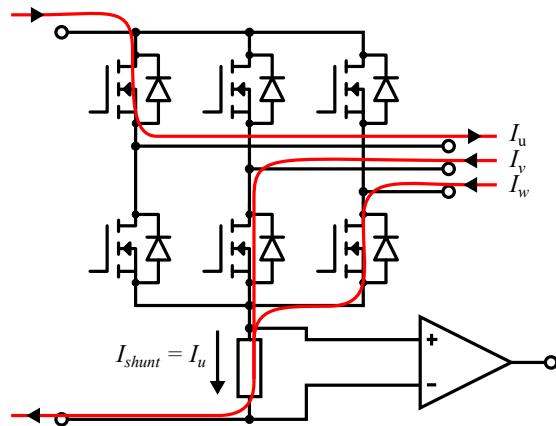
t_{MID} ni polovica t_{PWM} , saj smo rezervirali $2t_{MEAS}$ periode za meritev toka. Zato je t_{MID} enak polovici $t_{MID} - 2t_{MEAS}$. C pa je faktor za pretvorbo željenje napetosti v čas in je preprosto razmerje med dolžino periode in napetostno zalogo. Napetostna zaloga - oziroma napajalna napetost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



Slika 5.3: Shema močnostnega pretvornika in meritve toka

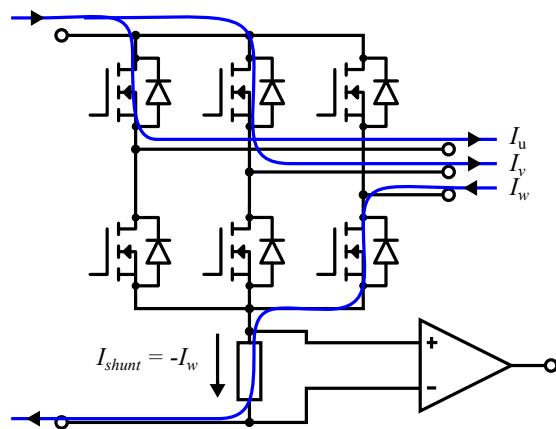
Na sliki 5.3 je prikazan močnostni pretvornik, prav tako pa je prikazano mer-

jenje toka. Uporabljena je konfiguracija enega shunta, kar pomeni, da ko bodo vse tri faze na napajalni napetosti ali na 0V, skozi shunt 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 shunt.



Slika 5.4: Meritev toka i_u

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 shunt, zato tukaj merimo negativen tok i_w .

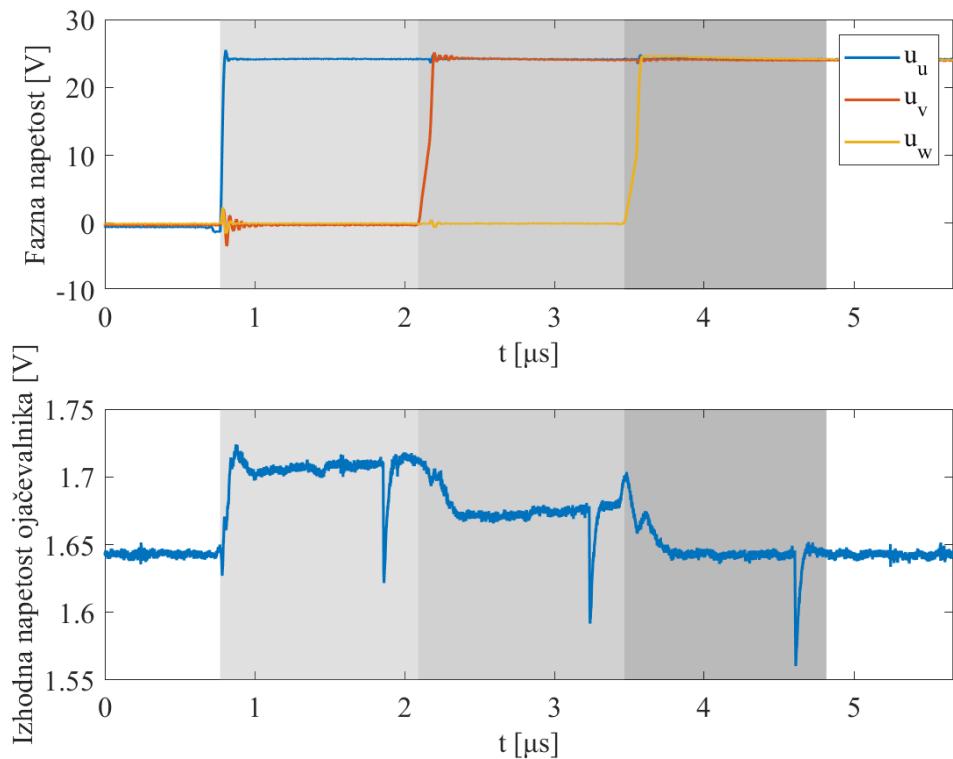


Slika 5.5: Meritev toka $-i_w$

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

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

Na sliki 5.6 so prikazane vse tri fazne napetosti in izhod ojačevalnika. 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 meritev dejanskega toka moramo od meritve prvega in drugega okna odštetiti meritve tretjega.

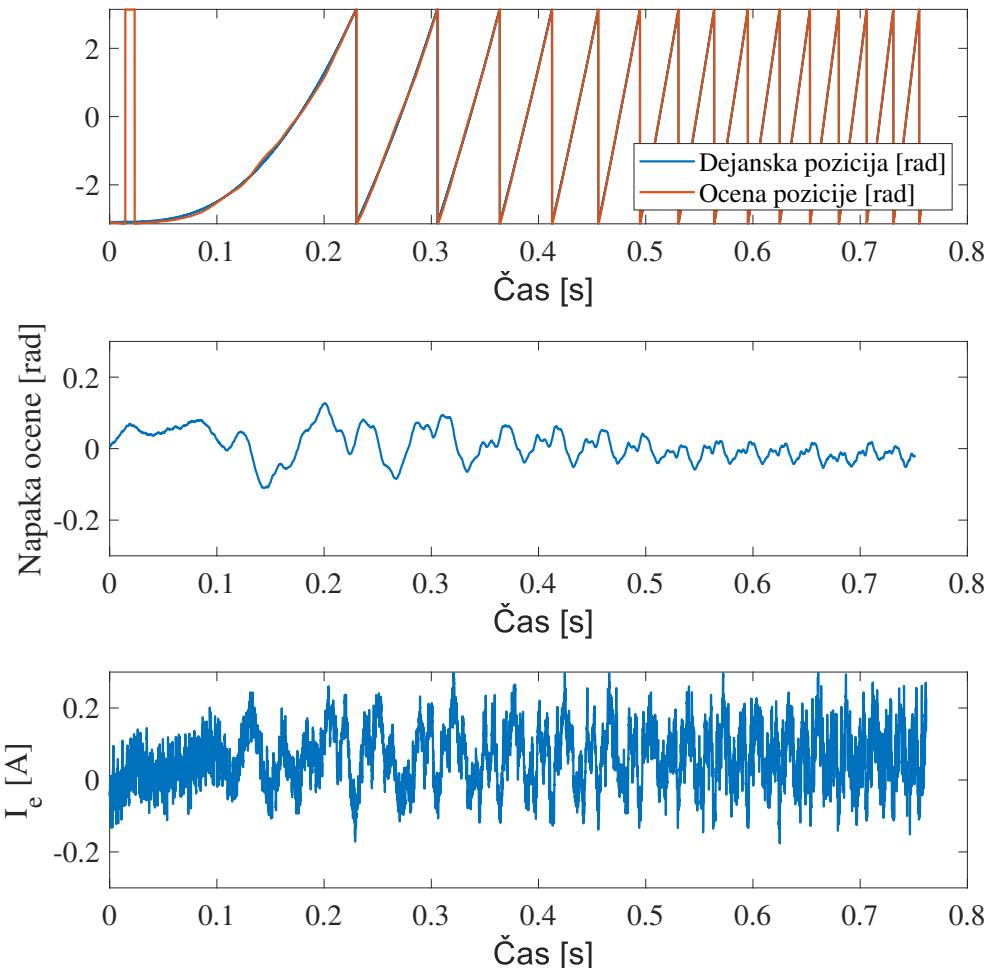


Slika 5.6: Fazne napetosti in ojačan signal shunta.

5.2 Rezultati

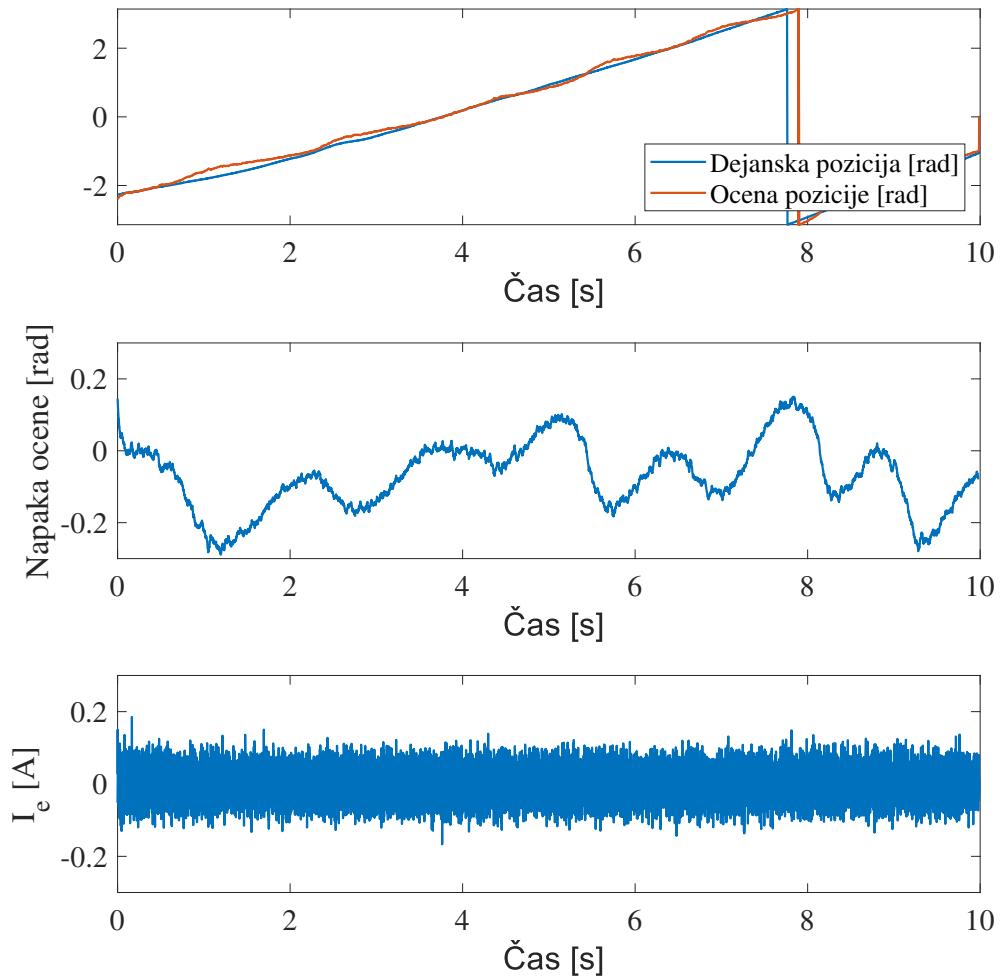
V času razvoja algoritma je bilo opaženo, da se ta odziva drugače pri različnih pogojih. Prvi način obratovanja je, ko rotor hitro pospeši do končne hitrosti brez povečanega bremenskega navora. Drugi način pa je obratovanje s povečanim bremenskim navorom oziroma, ko se rotor vrti počasi.

Na sliki 5.7 je prikazano delovanje algoritma in ocena pozicije brez dodatnega bremenskega navora. Napaka ocene je relativno majhna, vendar se na toku I_e opazi višjeharmonsko popačenje. Ker je vrtilna hitrost visoka, regulator toka I_e ni zmožen odpraviti popačenja, zato popačenje ne vpliva na oceno pozicije rotorja.



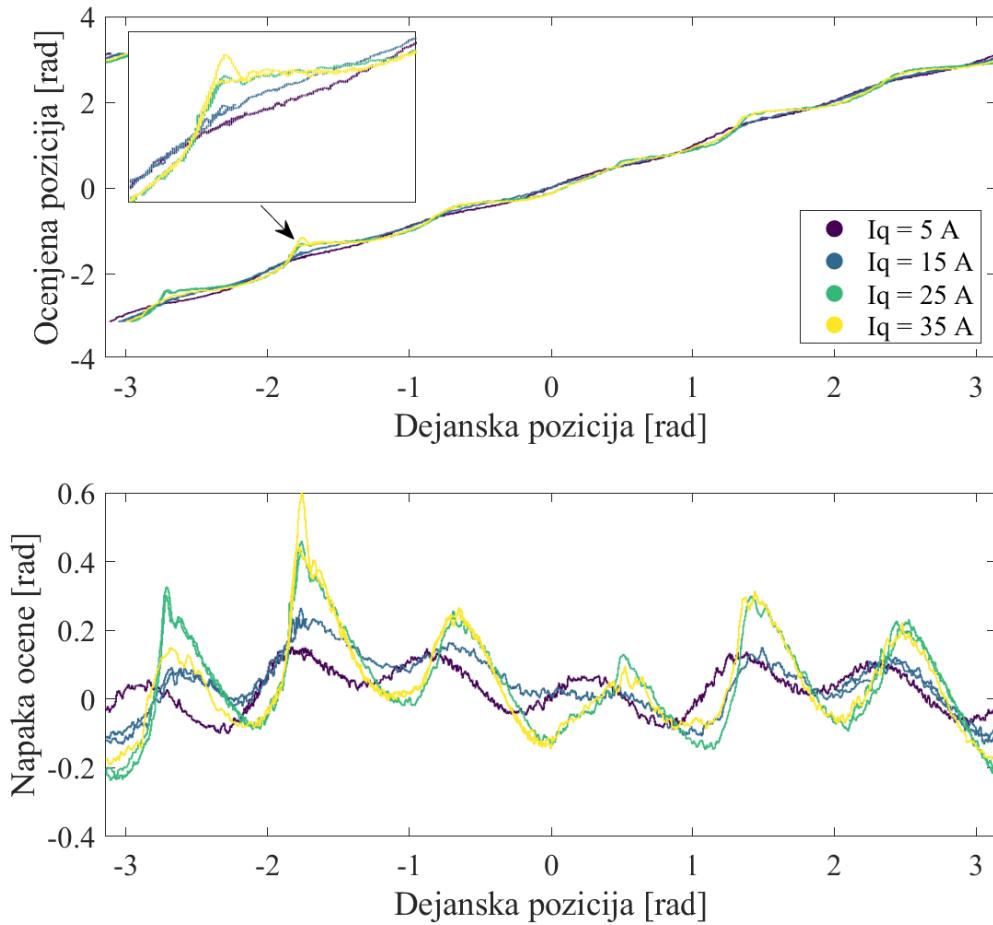
Slika 5.7: Ocena pozicije rotorja in tok I_e pri obratovanju brez dodatnega bremena.

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 toka odpravi višeharmonsko popačenje kot se opazi na tretjem grafu. Vendar pa to vpliva na oceno pozicije, saj z regulacijo napake (npr. visokoharmonsko popačenje) v toku I_e , nastane napaka na oceni pozicije.



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

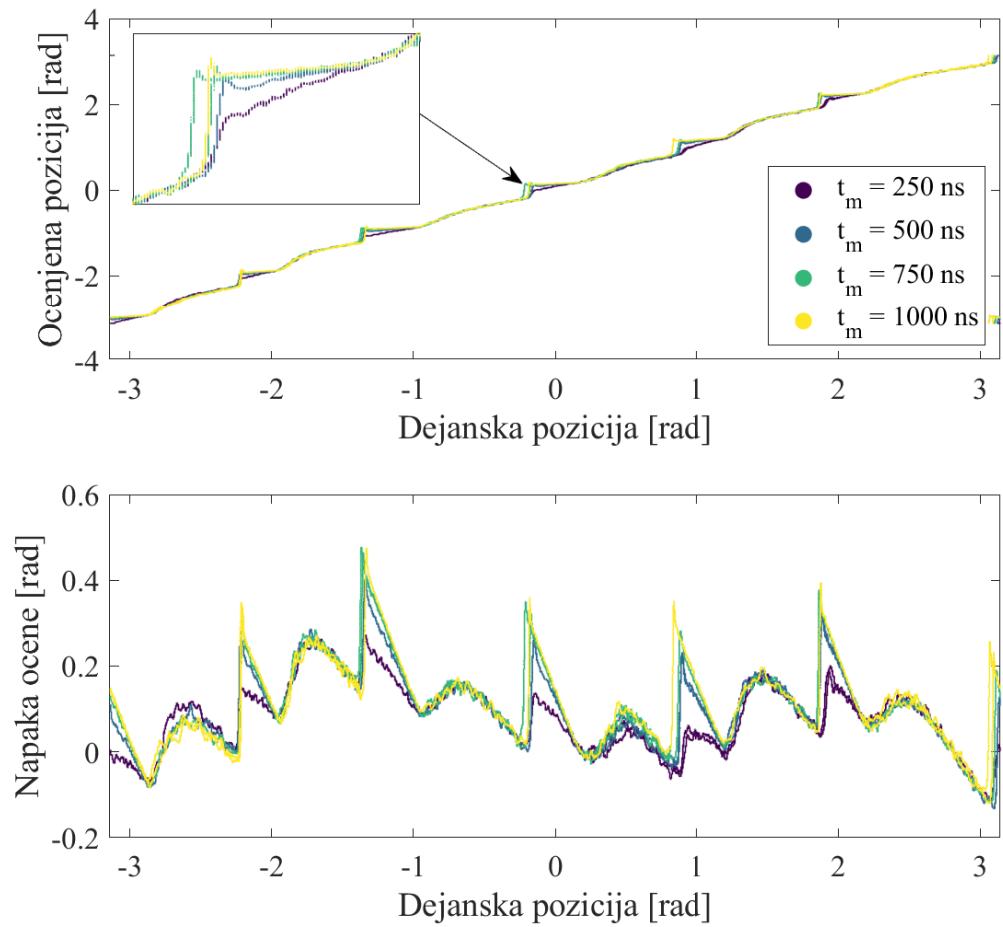
Višjeharmonsko popačenje je odvisno od enosmerne komponente prečnega toka. To se opazi tudi na oceni kota, kot je prikazano na sliki 5.9. Opazimo, da je napaka ocene pozicije rotorja pri nižjih prečnih tokovih majhna in relativno nespremenljiva, z višjimi tokovih pa postane večja. Na napaki ocenjene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



Slika 5.9: Ocena pozicije rotorja in napaka ocene pri različnimi prečnimi tokovi.

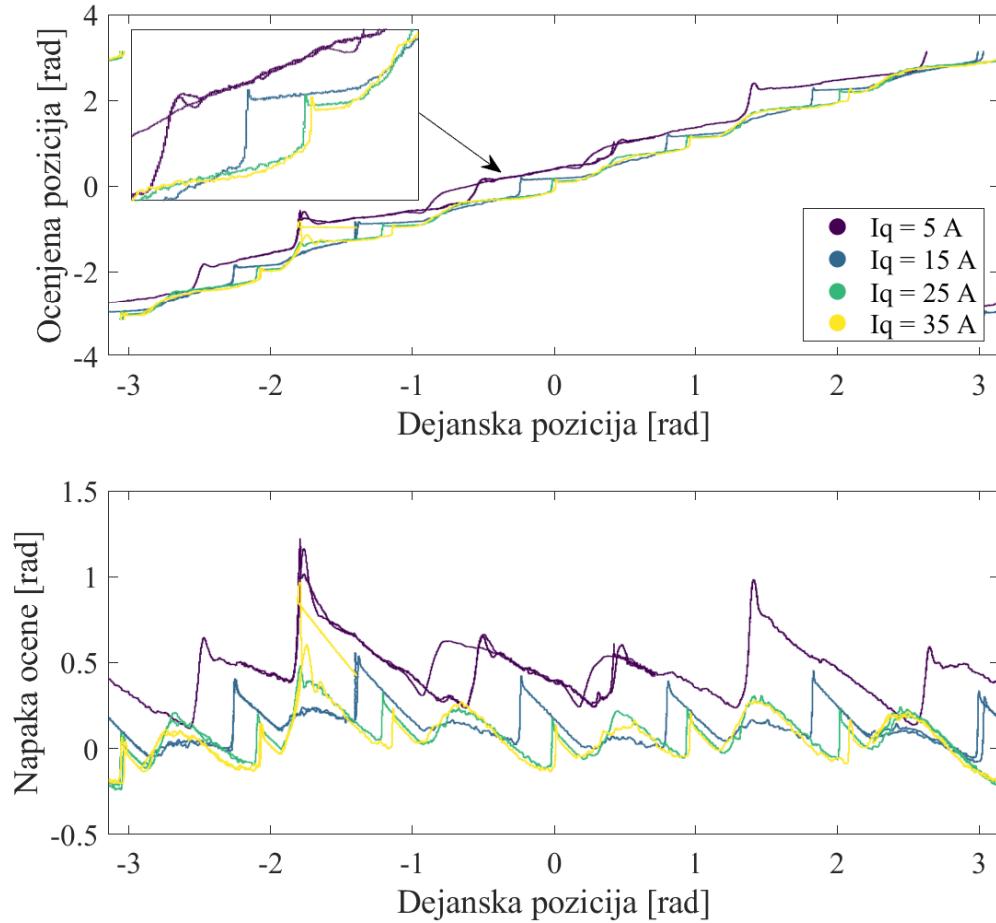
Poglejmo še vpliv mrtvega časa - pokazali smo, da ima ta vpliv na tok I_e , ki je v času efekta mrtvega časa močno popačen. Na sliki 5.10 je prikazan vpliv mrtvega časa na oceno pozicije, kjer je bila enosmerna komponenta prečnega toka 20 A. Vidimo, da je na pozicijah $k\frac{\pi}{3}$ prisotna napaka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

ko s faznimi tokovi preidemo čez nič.



Slika 5.10: Ocena pozicije rotorja in napaka ocene pri različnimi vrednostmi 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 kota pri različnimi prečnimi tokovi in velikim mrtvim 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 naloge smo izdelali algoritmom za ocenjevanje pozicije rotora pri nizkih hitrostih in v nevrtečem stanju. Najprej smo matematično izpeljali pričakovani tokovni odziv kot posledica vzbujanja in rotorske pozicije. 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 pozicije 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 algoritmom 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.

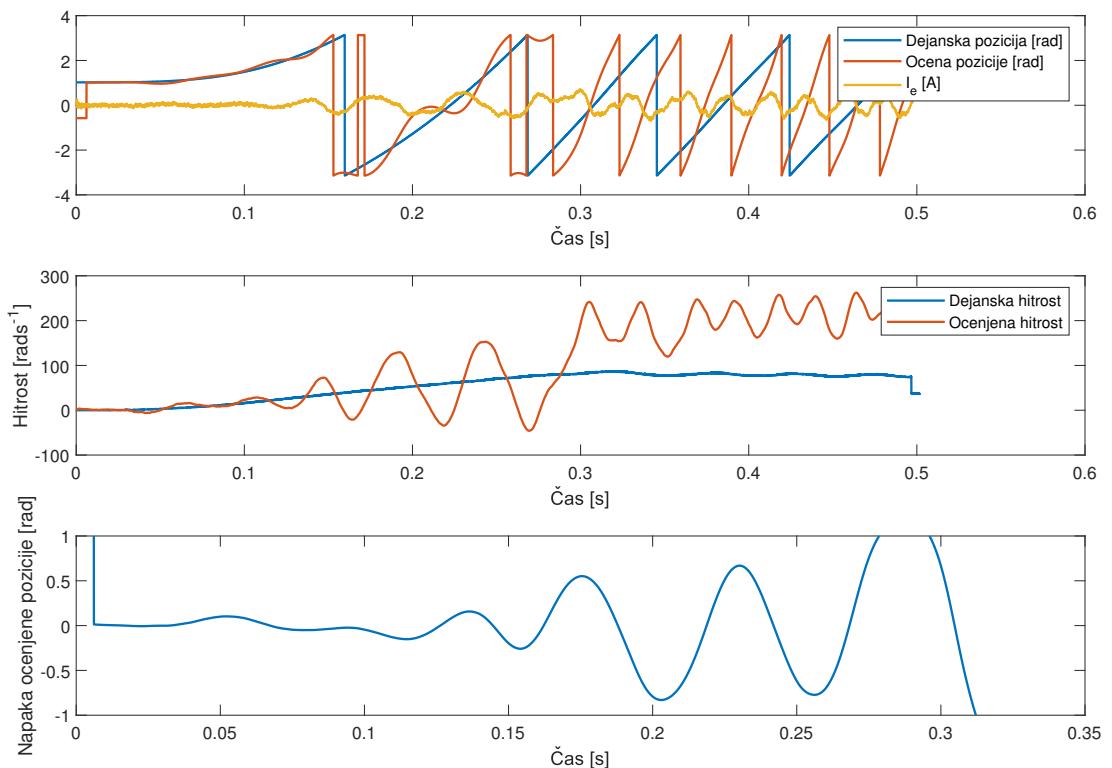
V primeru nadaljnih raziskav bi bilo smiselno raziskati vir višjeharmonskih popačenj in možne kompenzacije.

Literatura

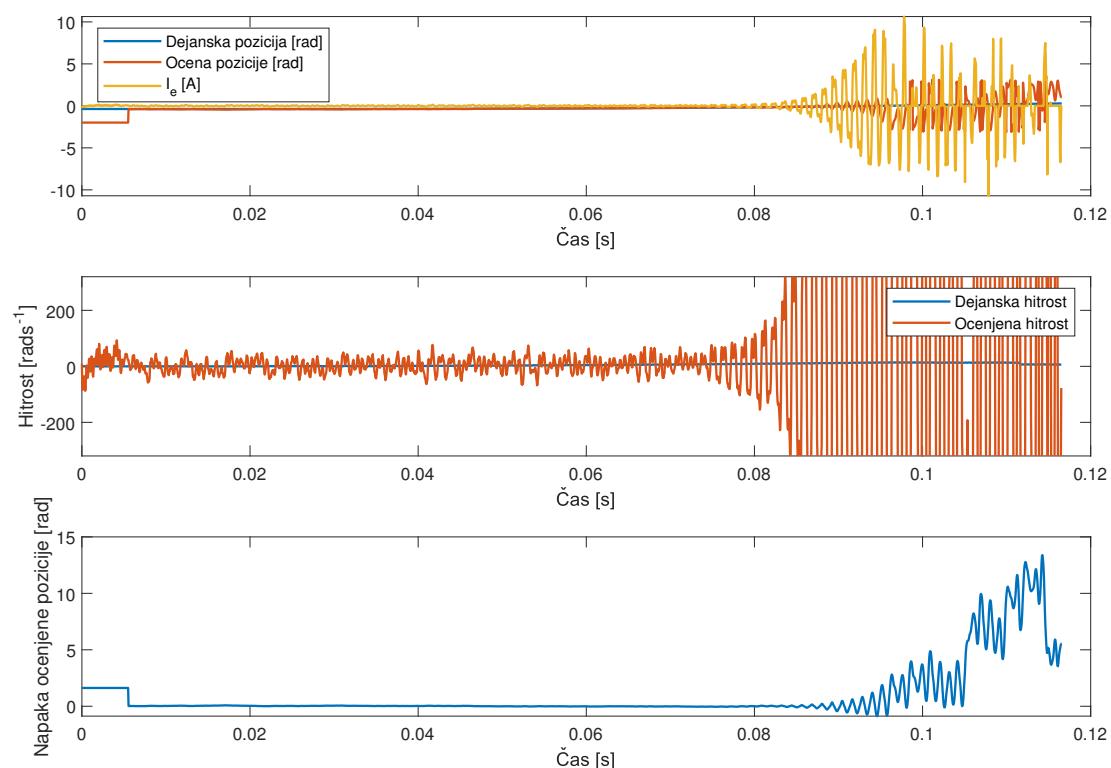
- [1] Wikipedia contributors, “Fourier series — Wikipedia, the free encyclopedia,” 2025. [Online; accessed 27-February-2025].
- [2] V. Ambrožič, P. Zajec, D. Vončina in R. Fišer, *Električni servo pogoni*. Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016.
- [3] M. Boussak, “Implementation and 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.

Dodatek

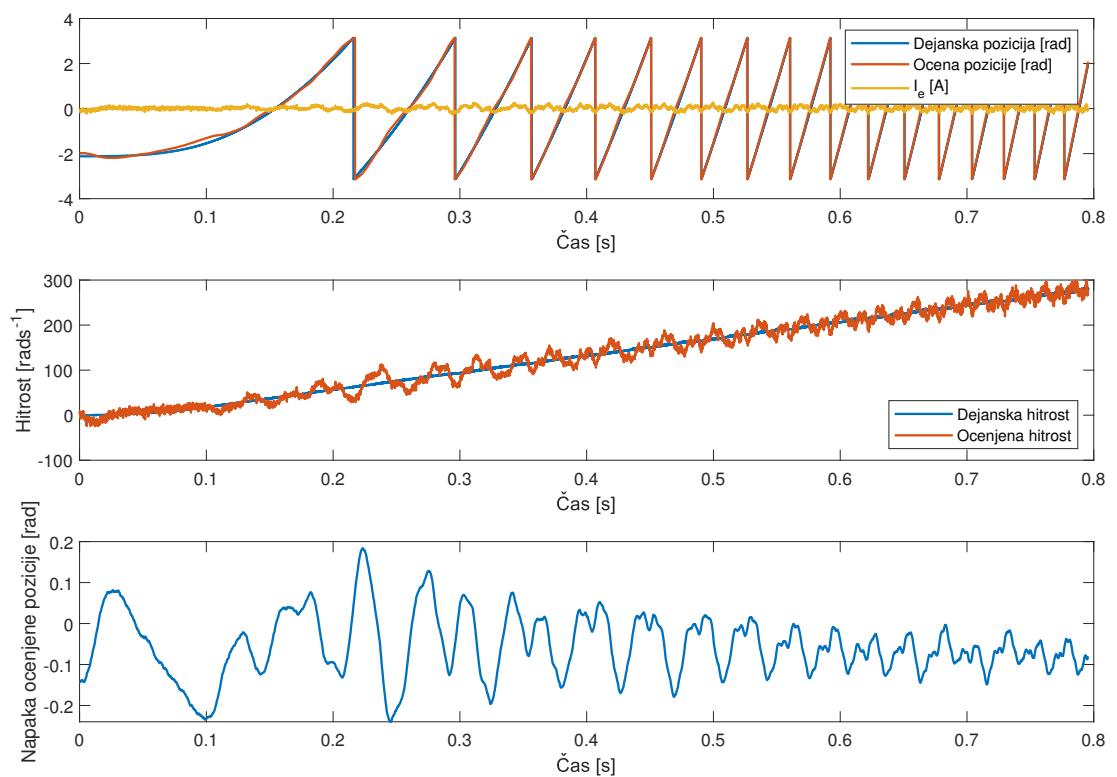
Na slikah 1 - 3 so prikazani vplivi različnih vrednostih K_p na oceno pozicije rotorja, slike 4 - 6 pa prikazujejo vpliv K_i parametra.



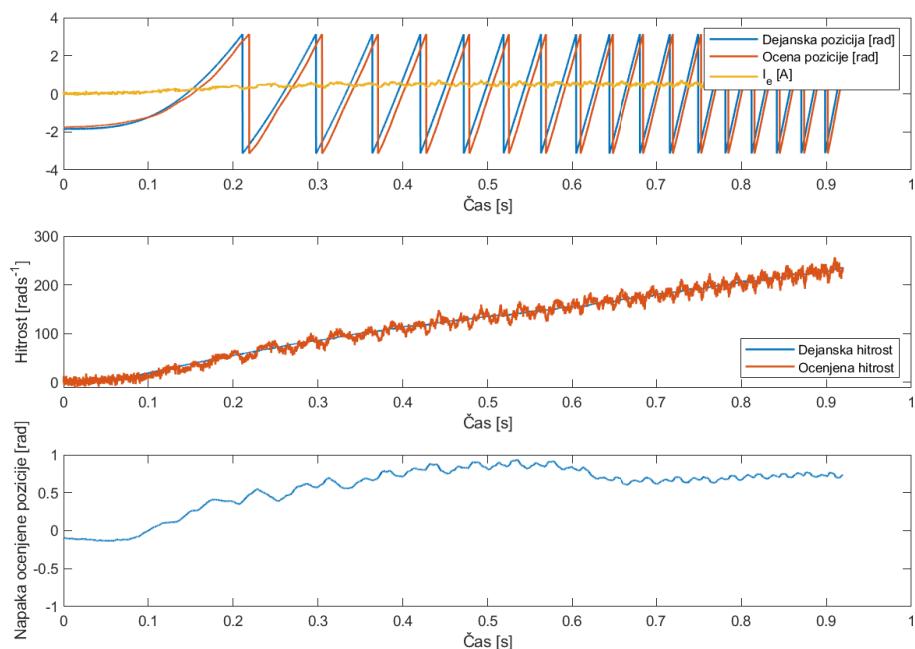
Slika 1: Prikaz vpliva premajhnega K_p parametra.



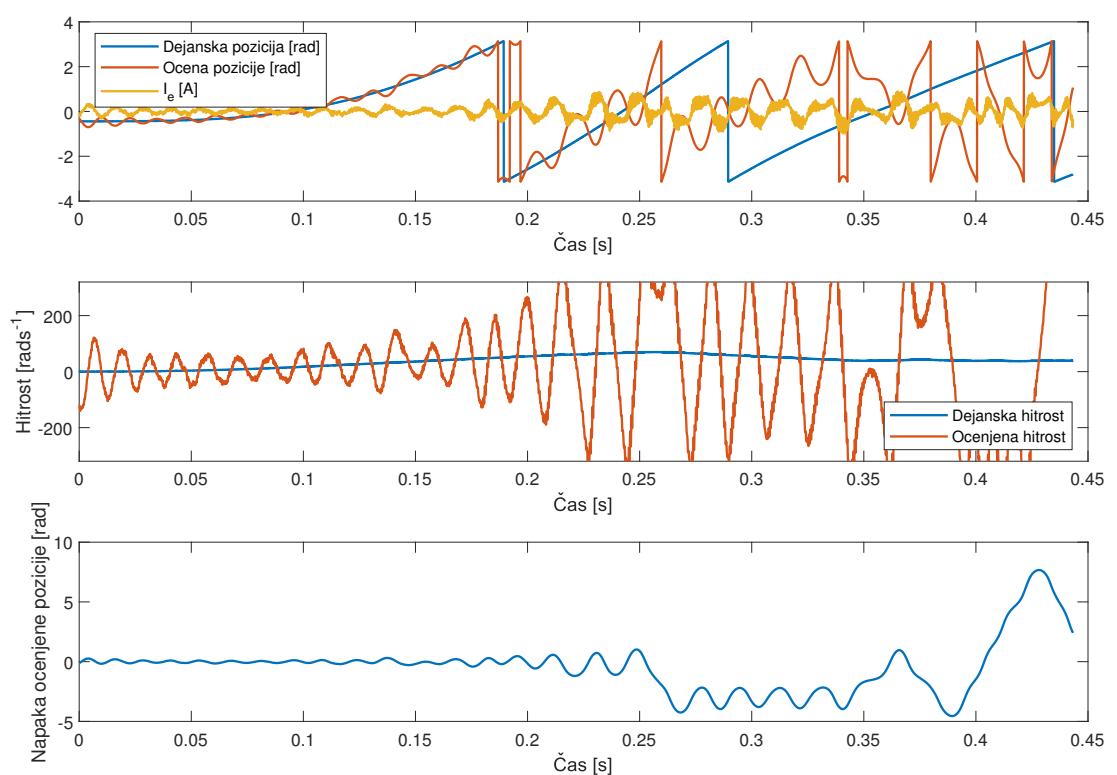
Slika 2: Prikaz vpliva prevelikega K_p parametra.



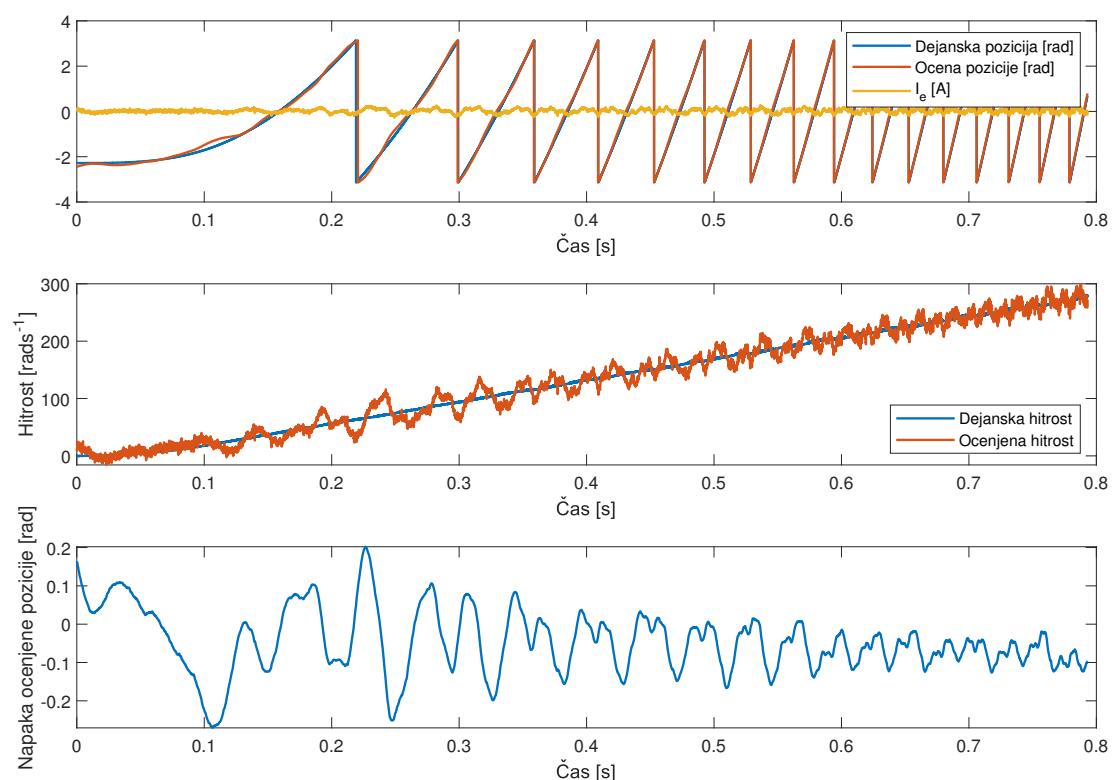
Slika 3: Prikaz vpliva optimalnega K_p parametra.



Slika 4: Prikaz vpliva premajhnega K_i parametra.



Slika 5: Prikaz vpliva prevelikega K_i parametra.



Slika 6: Prikaz vpliva optimalnega K_i parametra.