

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

V brezsenzorskih pogonih s sihronimi stroji potrebujemo pozicijo rotorja oceniti iz merjenega toka. Pri višjih hitrostih se to storiti z opazovalnikom, ki ocenjuje inducirano napetost stroja, preko te pa pozicijo. Pri nižjih hitrostih pa je inducirana napetost premajhna za uporabo opazovalnika, zato se ponavadi uporablja metoda zagona motorja, kjer v statorju ustvarimo vrtirajoče magnetno polje, ki pospeši do željene hitrosti, nato pa se uporabi opazovalnik. Tak zagon motorja lahko odpove pri višjih bremenskih navorih, zato zato se uporabljajo metode, ki izrabljajo pojav izraženih polov. To magistrsko delo obravnava eno od takih metod, imenovano HFSI.

HFSI algoritem 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 pozicije ne poznamo, 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 algoritem 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

<b>1</b>	<b>Uvod</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Sinhronski stroj IPMSM</b>	<b>3</b>
2.1	Model IPMSM . . . . .	4
2.2	Brezsenzorsko vodenje FOC . . . . .	4
<b>3</b>	<b>Delovanje HFSI</b>	<b>7</b>
3.1	Induktivnost stroja . . . . .	8
3.2	Visokofrekvenčno vzbujanje statorja . . . . .	9
3.3	Izračun pozicije rotorja . . . . .	12
3.4	Odstopanja realnega sistema . . . . .	15
3.5	Vpliv mrtvega časa pretvornika . . . . .	17
<b>4</b>	<b>Integracija v FOC</b>	<b>23</b>
4.1	Inicializacija HFSI . . . . .	23
4.2	Brezudarni preklop v delovanje opazovalnika . . . . .	25
4.3	Nastavitev parametrov PI regulatorja . . . . .	28

<b>5 Eksperimenti</b>	<b>29</b>
5.1 Trifazni PWM in meritev toka . . . . .	30
5.2 Rezultati . . . . .	34
<b>6 Zaključek</b>	<b>43</b>
<b>Literatura</b>	<b>45</b>

## Seznam slik

2.1	Presek IPMSM stroja.	3
2.2	Uporabljeni koordinatni sistemi	5
2.3	Shema brezsenzorskega FOC vodenja.	5
3.1	HFSI koordinatni sistem in induktivnostna ovojnica	7
3.2	Induktivnost stroja.	8
3.3	$I_{dh}$ in $I_{qh}$ pri $\gamma = 0$ .	10
3.4	$I_{dh}$ in $I_{qh}$ pri $\gamma = \frac{\pi}{4}$	11
3.5	$I_e$ pri $\gamma = \frac{\pi}{4}$	12
3.6	Shema HFSI algoritma.	14
3.7	$I_e$ pri odklonu HKS od FKS 0 in $45^\circ$ .	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	Ovisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti . . . . .	19
3.13	Vpliv mrtvega časa na faznem toku . . . . .	20
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 opazovalnika pozicije. . . . .	26
4.3	Preklop v delovanje opazovalnika pozicije. . . . .	26
4.4	Preklop v delovanje opazovalnika pozicije. . . . .	27
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	Meritve toka $i_u$ . . . . .	32
5.5	Meritve toka $-i_w$ . . . . .	32
5.6	Fazne napetosti in ojačan signal shunta. . . . .	33
5.7	Ocena pozicije rotorja brez dodatnega bremena. . . . .	34
5.8	Ocena pozicije rotorja pri zelo nizkih hitrostih. . . . .	35
5.9	Ocena kota pri različnih prečnih tokovih. . . . .	36
5.10	Napaka ocene kota pri različnih prečnih tokovih. . . . .	37
5.11	Ocena kota pri različnih mrtvih časih. . . . .	38
5.12	Napaka ocene kota pri različnih mrtvih časih. . . . .	39

5.13	Ocena kota pri različnih prečnih tokovih in velikim mrtvim časom.	40
5.14	Napaka ocene kota pri različnih prečnih tokovih in velikim mrtvim časom. . . . .	41
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	-	-
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	$\theta_r$	radian	rad
Odklon FKS	$\theta_f$	radian	rad
Odklon HKS	$\theta_h$	radian	rad
Induktivnost v vzdolžni in prečni smeri	$L_d; L_q$	Henry	H
Statorska upornost	$R_s$	ohm	$\Omega$
Električna kotna hitrost rotorja	$\omega_r$	radian na sekundo	$rad \cdot s^{-1}$
Frekvenca vzbujjalnega signala	$\omega_s$	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
Mrtvi čas	$t_m$	sekunda	s

# 1 Uvod

V industriji se opazi vedno večja uporaba brezkrtačnih sinhronskih strojev, zato radi njihove specifične gostote moči in dobre učinkovitosti. Vendar pa za vodenje takih motorjev potrebujemo dražje in bolj kompleksne pretvornike, kar pa poveča ceno. Zato se za vodenje uporabijo brezsenzorski algoritmi, ki omogočajo vodenje brezkrtačnih strojev brez uporabe senzorja pozicije, obenem pa to poveča robustnost pogona, saj izključi dodatno mehansko komponentno.

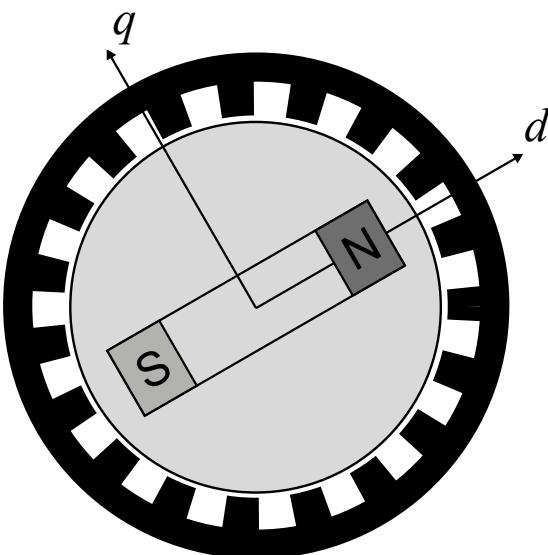
Brezsenzorski algoritmi se delijo na tiste, ki imajo delovno območje pri višjih vrtilnih hitrostih in na algoritme, ki delujejo pri nižjih. V tem delu je predstavljen algoritem za ocenjevanje pozicije rotorja v nevrtečem stanju in pri nizkih vrtilnih hitrostih. Predstavljena je teoretična analiza delovanja algoritma, največja odstopanja realnega sistema od idealnega in implementacija sistema v brezsenzorski sistem, ki uporablja FOC vodenje.



## 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:

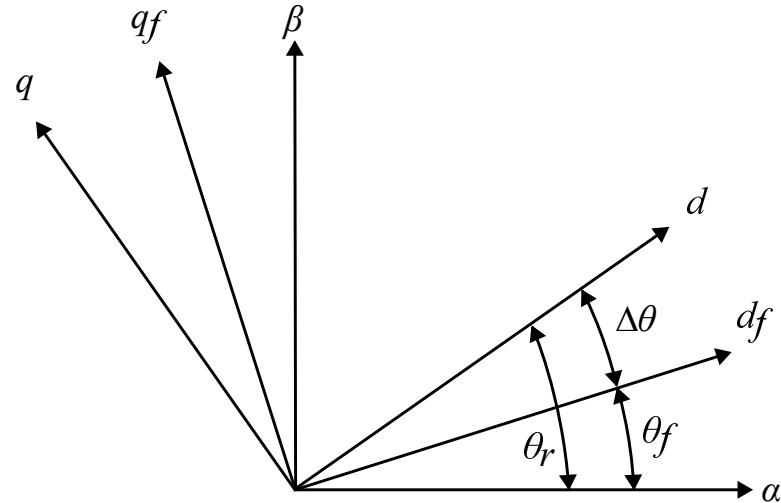
$$M_{el} = \frac{3}{2} p \left( \underbrace{\Psi_{TM} i_q}_{M_{sinhr}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_q i_d}_{M_{rel}} \right) \quad (2.3)$$

## 2.2 Brezsenzorsko vodenje FOC

Za poenostavitev vodenja se uporablja Clarkina transformacija s katero trofazne veličine predstavimo v dveh ortogonalnih oseh -  $\alpha$  in  $\beta$  statorskega koordinatnega sistema (SKS). Veličine v SKS pa transformiramo v RKS z uporabo Parkove transformacije, te pa se uporablja za vodenje tokov v vzdolžni in prečni osi, saj se s to transformacijo trofazne veličine v RKS pokažejo kot enosmerna komponenta. Pri Parkovi transformaciji poleg tokov 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 uporablja pri FOC vodenju. SKS je poravnан s statorjem, RKS z rotorjem in je od SKS odklonjen za kot  $\theta_r$ . FOC koordinatni sistem (FKS) pa je od SKS odklonjen za  $\theta_f$  in se uporablja za vodenje tokov. Napaka med dejanskim in ocenjenim ali pomerjenim odklonom rotorjem je  $\Delta\theta$ .

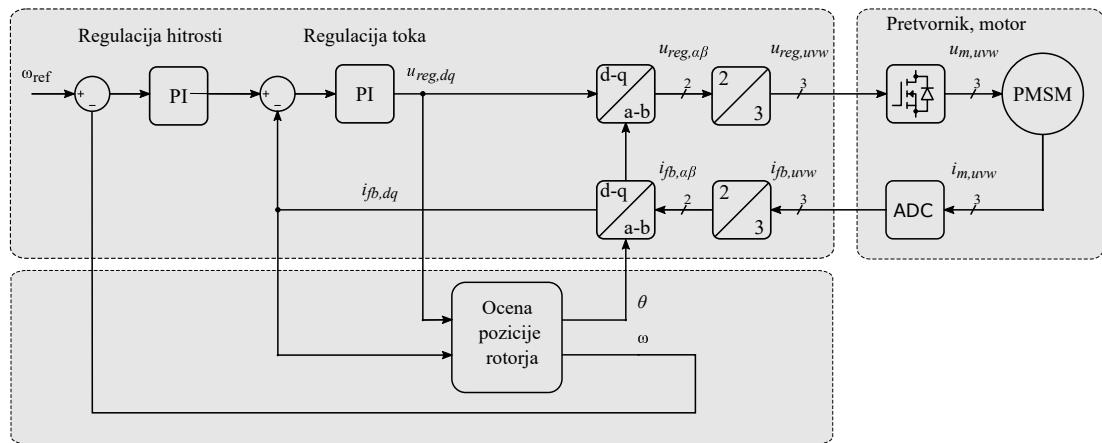
Pomerjeni tokovi stroja se v prvem koraku transformirajo v SKS z uporabo Clar-

kine transformacije, nato pa s Parkovo v FKS s kotom  $\theta_f$ . Tokove v FKS reguliramo, željeno prečno in vzdolžno napetost regulatorja pa transformiramo v trifazne napetosti z inverzno Clarkino in Parkovo transformacijo. Željeni tok pa se uporablja za vodenje hitrosti, kjer je hitrost prav tako merjena ali ocenjena.



Slika 2.2: Uporabljeni koordinatni sistemi

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

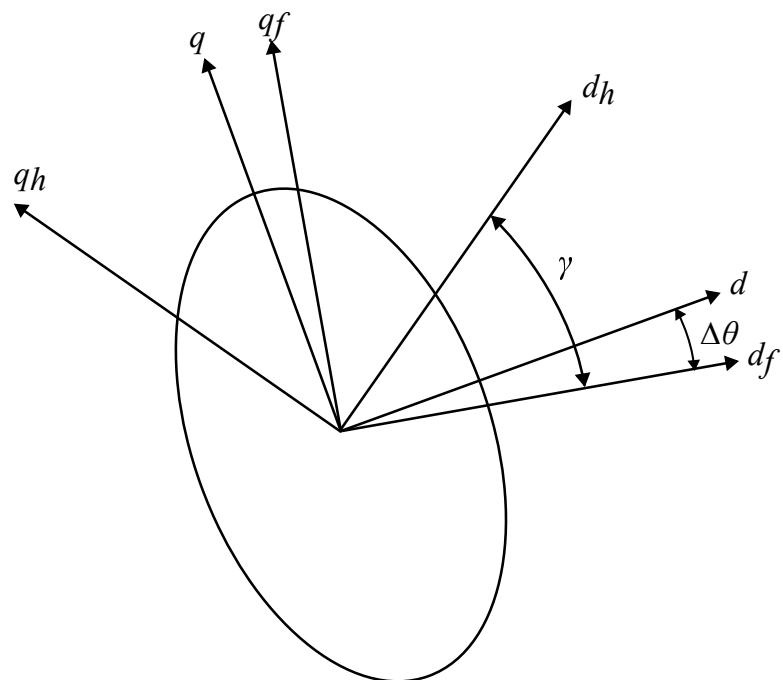


Slika 2.3: Shema brezsenzorskega FOC vodenja.



### 3 Delovanje HFSI

V klasičnem FOC vodenju trofaznega stroja se trofazne veličine z uporabo Clarkine transformacije pretvorijo v SKS, nato pa z uporabo Parkove transformacije v FKS. Pri HFSI metodi pa se uporablja dodaten d-q koordinatni sistem, HFSI koordinatni sistem (HKS), v katerem vzbujamo stator z visokofrekvenčnim signallom in tokovni odziv uporabljamo za oceno odklona HKS. Na sliki 3.1 je prikazan RKS, FKS s koordinatama  $d_f$  in  $q_f$  in HFSI koordinatni sistem s koordinatama  $d_h$  in  $q_h$ , ki je od FKS zamaknjen za kot  $\gamma$ . Na sliki ima RKS prikazano induktivnostno ovojnico, preko katere ocenjujemo pozicijo rotorja.



Slika 3.1: HFSI koordinatni sistem in induktivnostna ovojnica

### 3.1 Induktivnost stroja

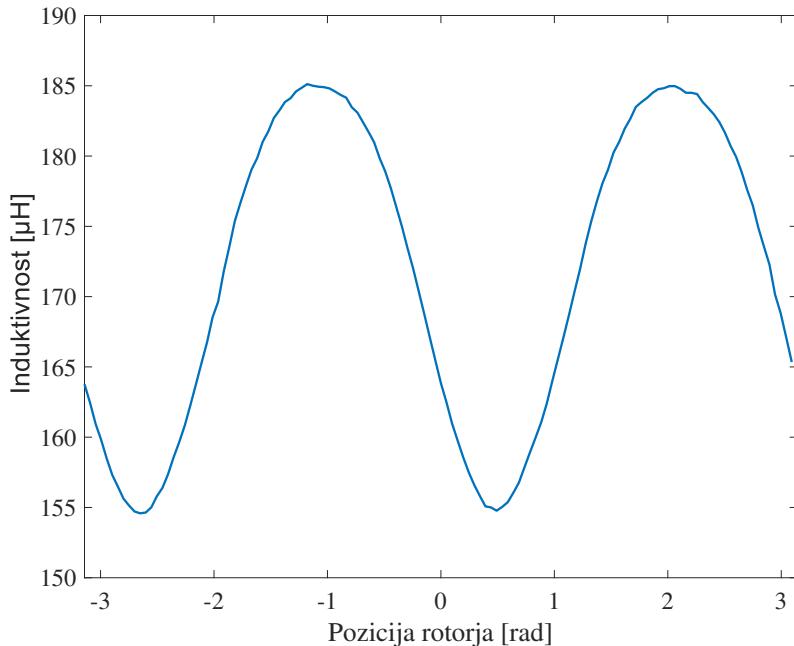
Razlika induktivnosti v vzdolžni in prečni smeri RKS se pojavi zaradi neheterogene sestave rotorja in je maksimalna v prečni smeri in minimalna v smeri vzdolžni. Kot je prikazano na sliki 3.1, je HKS zamaknjen za kot  $\gamma$  od FKS. Induktivnosti lahko matematično zapišemo kot:

$$L_{dh} = L_p + L_r \cos(2\Delta\theta + \gamma) \quad (3.1)$$

$$L_{qh} = L_p - L_r \cos(2\Delta\theta + \gamma) \quad (3.2)$$

, kjer je  $\Delta\theta$  napaka ocene pozicije,  $L_p$  je srednja vrednost induktivnosti,  $L_r$  pa je polovica razlike med maksimalno in minimalno induktivnostjo.

Zapis induktivnosti s kosinusoidno funkcijo je le poenostavitev realnosti, ker niso vsi stroji konstruirani tako, da potek sledi sinusoidni krivulji. Oblika induktivnosti je namreč posledica geometrije rotorja - oblike izraženih polov rotorja. Dejanski potek induktivnosti je prikazan na sliki 3.2, kjer je bila ta pomerjena z RLC metrom ene same faze, drugi dve pa sta bili odklopljeni.



Slika 3.2: Induktivnost stroja.

### 3.2 Visokofrekvenčno vzbujanje statorja

Ker je induktivnost stroja odvisna od pozicije rotorja, lahko za ocenjevanje pozicije to uporabimo. Stator vzbujamo z visokofrekvenčnim signalom, amplituda tokovnega odziva pa bo odvisna od induktivnosti. Večina algoritmov za zaznavanje pozicije iz induktivnosti stroja stator vzbuja v prečni in vzdolžni osi tako, da se vektor napetosti signala v HKS vrati [1]. Zato sta napetosti  $u_{dh}$  in  $u_{qh}$  definirani z enačbami 3.3 in 3.4.  $U_h$  je amplituda vzbujalnega signala,  $\omega_h$  pa vrtilna hitrost.

$$u_{dh} = U_h \sin(\omega_h t) \quad (3.3)$$

$$u_{qh} = U_h \cos(\omega_h t) \quad (3.4)$$

V enačbah 2.1 in 2.2 ob predpostavitvi, da se rotor ne vrati ozziroma vrati z nizko frekvenco, zanemarimo člena  $e_d$  in  $e_q$  in stroj poenostavimo v RL vezje:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (3.5)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (3.6)$$

Pri dovolj visoki frekvenci vzbujanja se tudi predpostavi, da je statorska ohmska upornost mnogokrat manjša od reaktance in zapišemo amplitudo tokovnega odziva vzdolžne in prečne komponente HKS odvisne od induktivnosti.

$$I_{dh} = \frac{U_h}{\omega_s L_d} \quad (3.7)$$

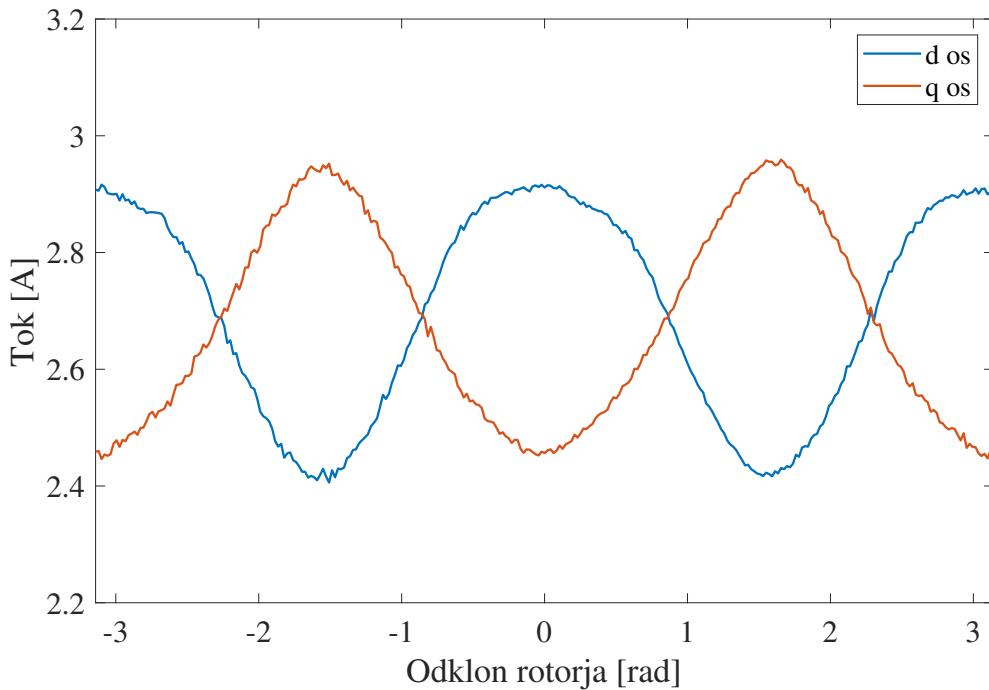
$$I_{qh} = \frac{U_h}{\omega_s L_q} \quad (3.8)$$

Ko vstavimo induktivnosti  $L_d$  in  $L_q$  v zgornjo enačbo, dobimo amplitudo tokovnega odziva v odvisnosti od odklona HKS od RKS.

$$I_{dh} = \frac{U_d}{\omega_s(L_p + L_r \cos(2\Delta\theta + \gamma))} \quad (3.9)$$

$$I_{qh} = \frac{u_s}{\omega_s(L_p - L_r \cos(2\Delta\theta + \gamma))} \quad (3.10)$$

Amplitudo na realnem sistemu izračunamo s Fourierovo transformacijo merjenega toka, kjer se v digitalnih sistemih velikokrat uporablja diskretna Fourierova transformacija (DFT). Ta pa je za ta primer prepotratna, saj potrebujemo amplitudo signala pri le eni frekvenci - zato uporabimo fourierovo vrsto. Do amplitude pridemo z množenjem okna s sinusno in kosinusno funkcijo [2].

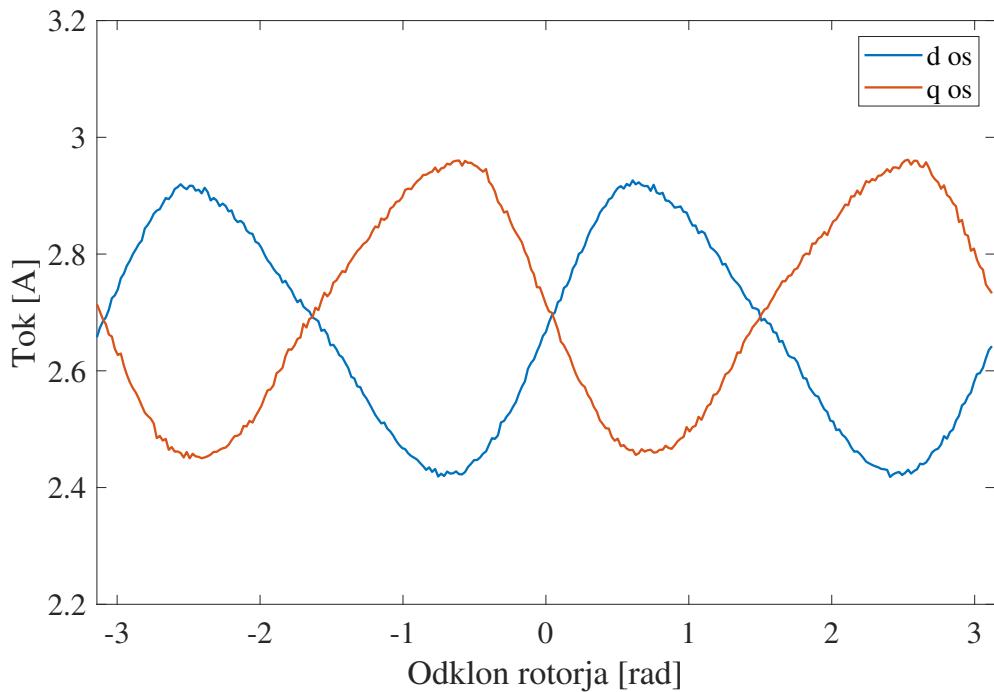


Slika 3.3:  $I_{dh}$  in  $I_{qh}$  pri  $\gamma = 0$ .

Na sliki 3.3 sta amplitudi VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni osi, kjer je bil odklon HKS od FKS, kot  $\gamma$ , enak nič. Ko je odklon FKS od RKS ali napaka ocene rotorja  $\Delta\theta$  enaka nič, bo amplituda v vzdolžni smeri maksimalna, v prečni pa minimalna. Če želimo tekom delovanja stroja ohranjati minimalno napako

ocene pozicije rotorja, moramo tako poskrbeti, da bosta imeli amplitudi maksimalno in minimalno vrednost. Ta rešitev pa ni optimalna, saj ob neki napaki ocene in tako s prehodom izven maksimalne amplitude v nižjo vrednost težko vemo, ali je napaka pozitivna ali negativna. Drugače rečeno, če si predstavljamo graf na sliki 3.3 kot odvisnost amplitud od napake ocene rotorja, iz merjenih amplitud ne moremo razlikovati med pozitivno in negativno napako. To pa pomeni, da ne vemo v katero smer moramo popraviti pozicijo, da pridemo nazaj na maksimalno vrednost merjene amplitude.

Ko pa postavimo kot  $\gamma$  na  $\frac{\pi}{4}$ , torej je HKS za ta kot odmaknjen od FKS, pa bosta amplitudi ob ničti napaki enaki. Če amplitudi odštejemo, bo brez napake ocene njuna razlika enaka nič, pri pozitivni napaki bo razlika pozitivna, pri negativni napaki pa negativna. Zato postavimo  $\gamma$  na vrednost  $\frac{\pi}{4}$ , njena vrednost pa se skozi delovanje algoritma ne bo sprinjala in bo konstantna.

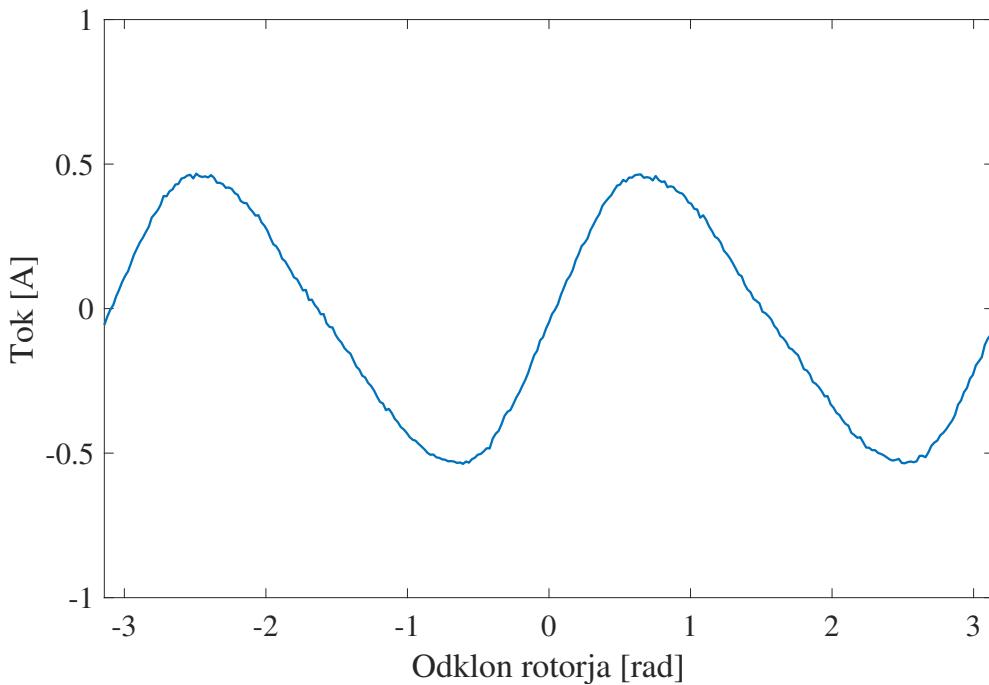


Slika 3.4:  $I_{dh}$  in  $I_{qh}$  pri  $\gamma = \frac{\pi}{4}$ .

### 3.3 Izračun pozicije rotorja

Amplitudi VF tokovnega odziva na prečni in vzdolžni osi HKS sedaj odštejemo in to razliko uporabimo kot regulirano veličino:

$$I_e = I_{dh} - I_{qh} \quad (3.11)$$



Slika 3.5:  $I_e$  pri  $\gamma = \frac{\pi}{4}$ .

Na sliki 3.5 je prikazan tok  $I_e$ , kjer je  $\gamma$  enaka  $\frac{\pi}{4}$ . Ker je ta veličina odvisna od relativne pozicije rotorja od HKS, lahko to veličino reguliramo in s tem ocenjujemo odklon rotorja. Ko je ocena brez napake, je razlika amplitud oziroma regulirana veličina enaka nič, zato bo tudi željena vrednost regulacije nič.

Od željene vrednosti regulirane veličine odštejemo dejansko vrednost  $I_e$  in to vstavimo v PI regulator. Izhod regulatorja je regulirna veličina, to je veličina s katero vplivamo na regulirano. V tem primeru je to vrtilna hitrost  $\omega_h$ , ki jo integriramo da dobimo pozicijo HKS, katero pa 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 dejanska pozicija rotorja enaka ocenjeni poziciji. Ker pa to velja za primer, ko ima  $\gamma$  vrednost  $\frac{\pi}{4}$ , pridemo do ocene pozicije rotorja z izračunom:

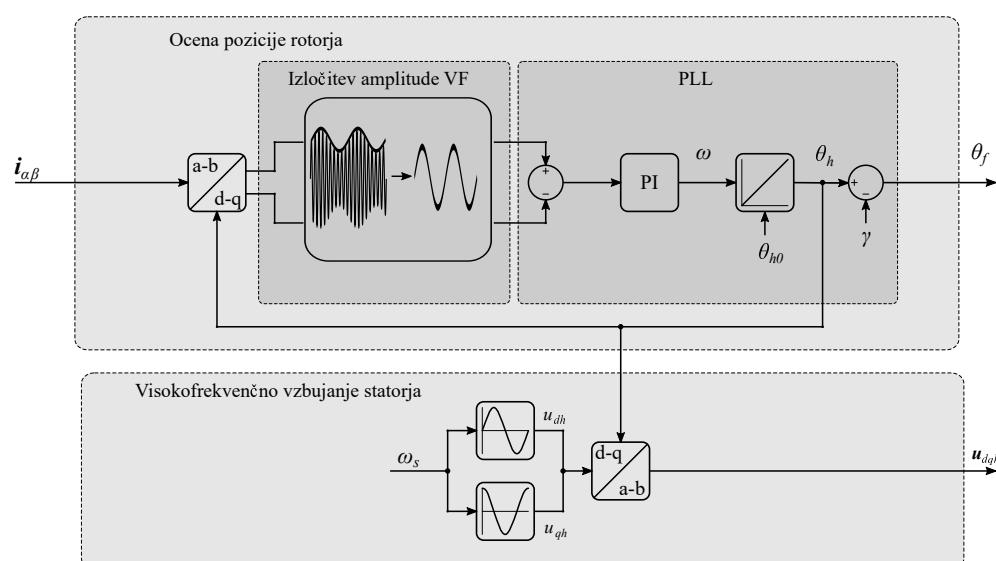
$$\theta_f = \theta_h - \frac{\pi}{4} \quad (3.12)$$

In velja,

$$I_e = 0 \Rightarrow \theta_f = \theta_r \quad (3.13)$$

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 nič in  $\pi$  je naklon  $I_e$  pozitiven in se regulator lahko stabilizira v katerikoli. Če se stabiliziramo v točki  $\pi$ , bo pozitivna enosmerna komponenta v FKS iz vidika rotorja v RKS postala negativna in se bo motor vrtil 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 stabilno točko na poziciji 0 ali  $\pi$ .

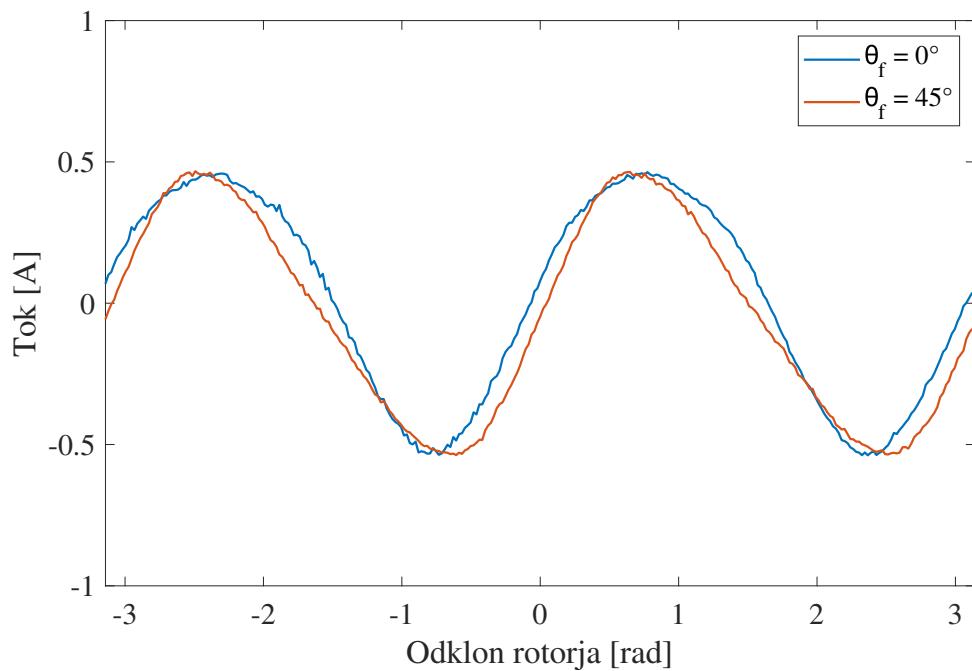
Na sliki 3.6 je prikazana shema HFSI algoritma.



Slika 3.6: Shema HFSI algoritma.

### 3.4 Odstopanja realnega sistema

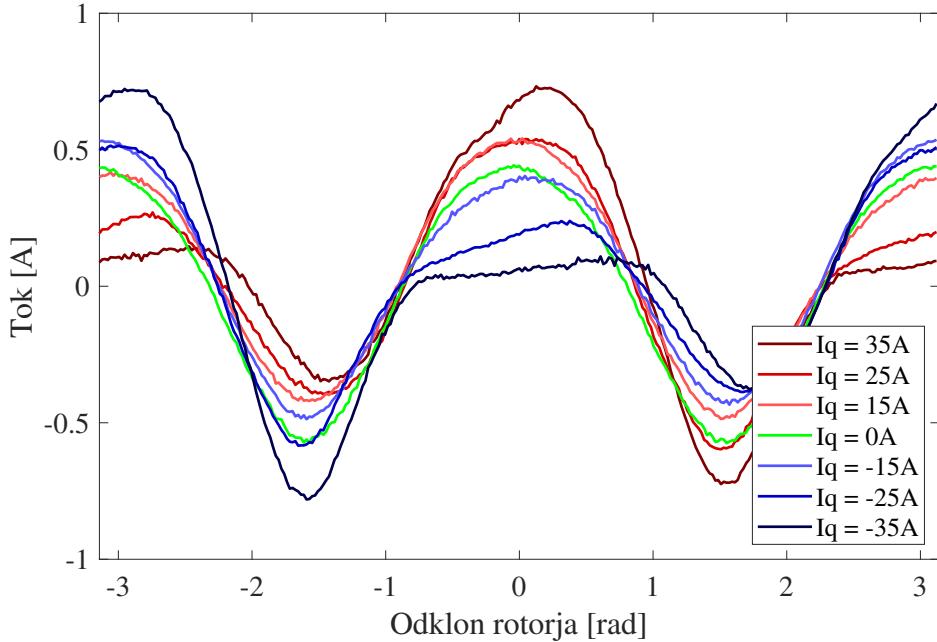
Tekom razvoja smo opazili, da amplitude v določenih razmerah začnejo odstopati od pričakovanih. Že na slikah 3.3 in 3.4 lahko opazimo, da obliki potekov amplitud nista enaki. Na prvi sliki je bil HKS poravnан s SKS, na drugi pa je bil za  $\frac{\pi}{4}$  odmaknjen. V idealnem okolju, bi pričakovali enaki obliki, le zamaknjeni za  $\frac{\pi}{4}$ , vendar pa se oblika signala spreminja z odklonom HKS od SKS.



Slika 3.7:  $I_e$  pri odklonu HKS od FKS 0 in  $45^\circ$ .

Slika 3.7 prikazuje  $I_e$ , ko je bil HKS poravnан s SKS in ko je bil zamaknjen za  $45^\circ$ . Opazimo, da se s spremembo oblike premakne stabilna točka. Lahko pričakujemo, da bomo imeli napako  $I_e$  v odvisnosti od odklona HKS od SKS, ta pa se bo spremenjal z vrtenjem rotorja.

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.

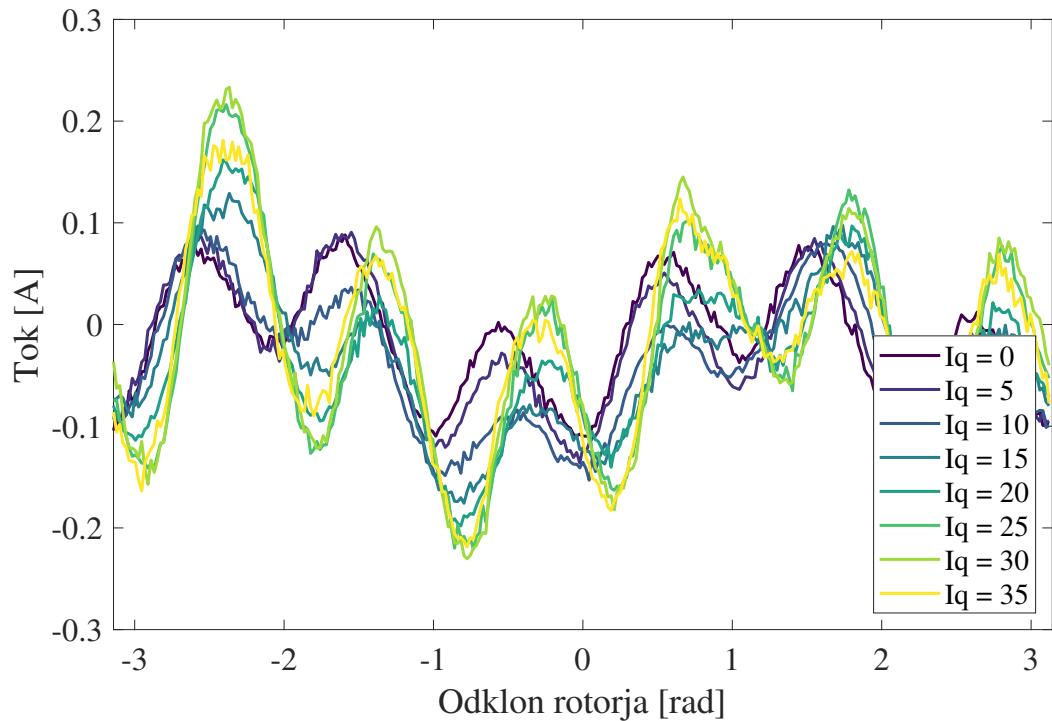


Slika 3.8: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na  $I_e$  pri različnih odklonih rotorja od FKS.

Prečna komponenta je bila vodena s FOC regulatorji toka v koordinatnem sistemu FKS. Vzdolžna komponenta 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 naklon  $I_e$  okoli stabilne točke, kjer bo delovna točka našega sistema. Z nekim odstopom okoli ničelne napake se bo  $I_e$  premikal po krivulji in sprememba naklona pomeni spremembo ojačanja povratne zanke, to pa pomeni spremembo dinamike sistema. Naklon se s prečnim tokom sicer ne spreminja, lahko pa opazimo, da se z negativnim prečnim tokom (vrtenje v nasprotno smer)  $I_e$  okoli delovne točke ne spreminja linearно. To nam lahko okvari delovanje in terja postavitev delovne točke v drugo stabilno lego.

Dodatna meritev, kjer se odstopanje 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 rotorja enaka nič, saj v tem primeru nimamo napake ocene. Realna meritev pa pokaže na pojav višjeharmonskoga

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.

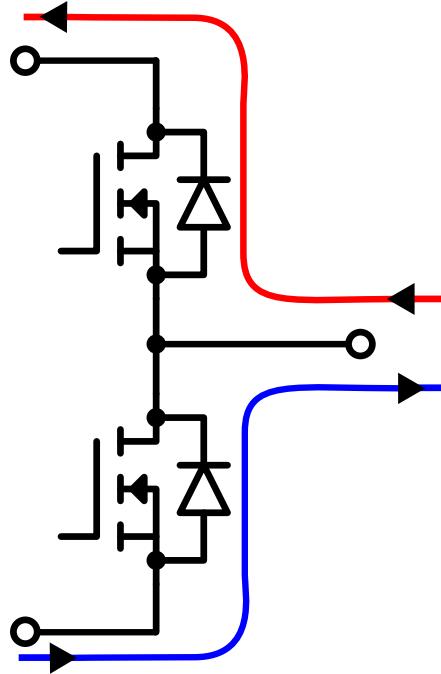


Slika 3.9: Neidealnost  $I_e$  pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.

### 3.5 Vpliv mrtvega časa pretvornika

V praktičnem sistemu, kjer se uporablja močnostni pretvornik imamo opravka s preklopi visokih in nizkih tranzistorjev. Ko je odprt nizek fet, je fazna napetost 0V, ko je odprt visok fet pa je fazna napetost enaka napajalni. Med preklopom iz 0V in 24V pa je za kratek čas potrebno izklopiti oba, saj v primeru, kjer prevajata oba nastane nizko-impedančna pot, ki povzroči kratek stik. Čas, ko sta izklopljena oba se imenuje mrtvi čas, napetost faze v tem času pa je odvisna od smeri toka te faze. Slika 3.10 prikazuje odvisnost napetosti faze, ko sta oba tranzistorja močnostnega pretvornika te faze zaprta. Ker sta oba zaprta, mora tok steći skozi diodo zgornjega ali spodnjega tranzistorja. Ko tok teče v stroj, steče skozi spodnjo diodo, zato je napetost te faze v tem primeru 0V, ko pa teče iz

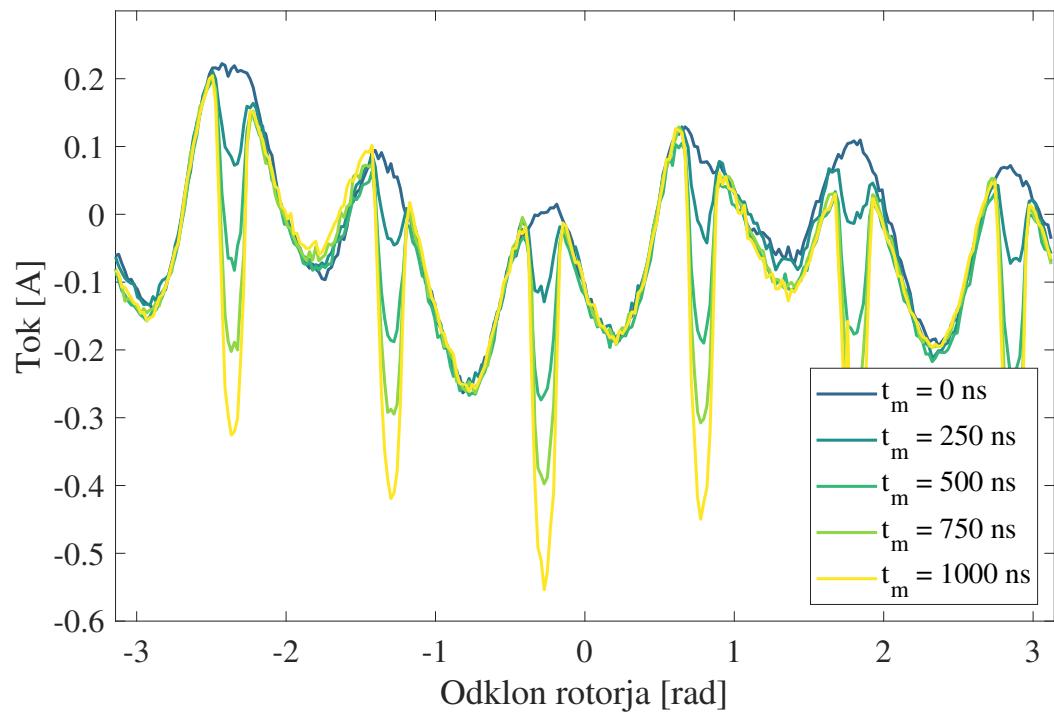
stroja, pa steče skozi zgornjo in je napetost takrat enaka napajalni. To povzroča napetostno napako [3].



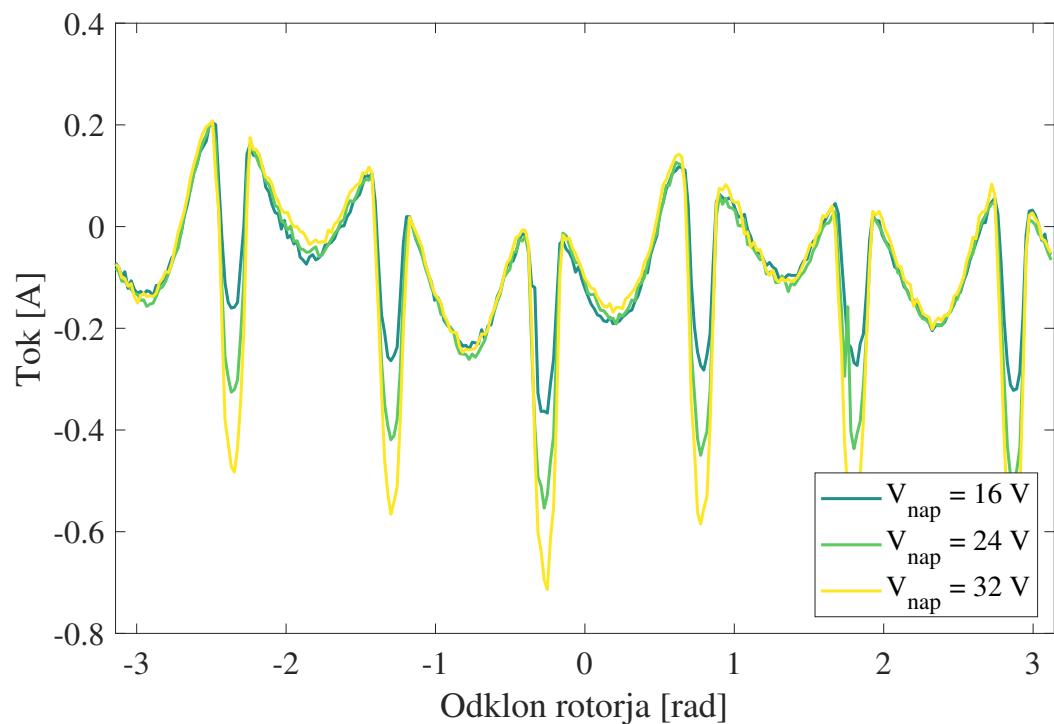
Slika 3.10: Napetost faze ko sta oba tranzistorja zaprta

Za delovanje HFSI algoritma pa poleg osnovne harmonske komponente 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. Ko pa vzbujamo še s konstantnim prečnim ali vzdolžnim tokom, pa vidimo vpliv mrtvega časa samo, ko osnovna harmonska tokovna komponenta zamenja polariteto. To lahko potrdimo z meritvami na realnem sistemu, kjer HKS odmaknemo od RKS za  $\frac{\pi}{4}$  in v FKS vzbujamo stator s konstantnim tokom, rotor pa počasi vrtimo. Pričakovali bi konstantno in enako amplitudo VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni komponenti HKS, vendar na sliki 3.11 opazimo, da je na šestih pozicijah 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.

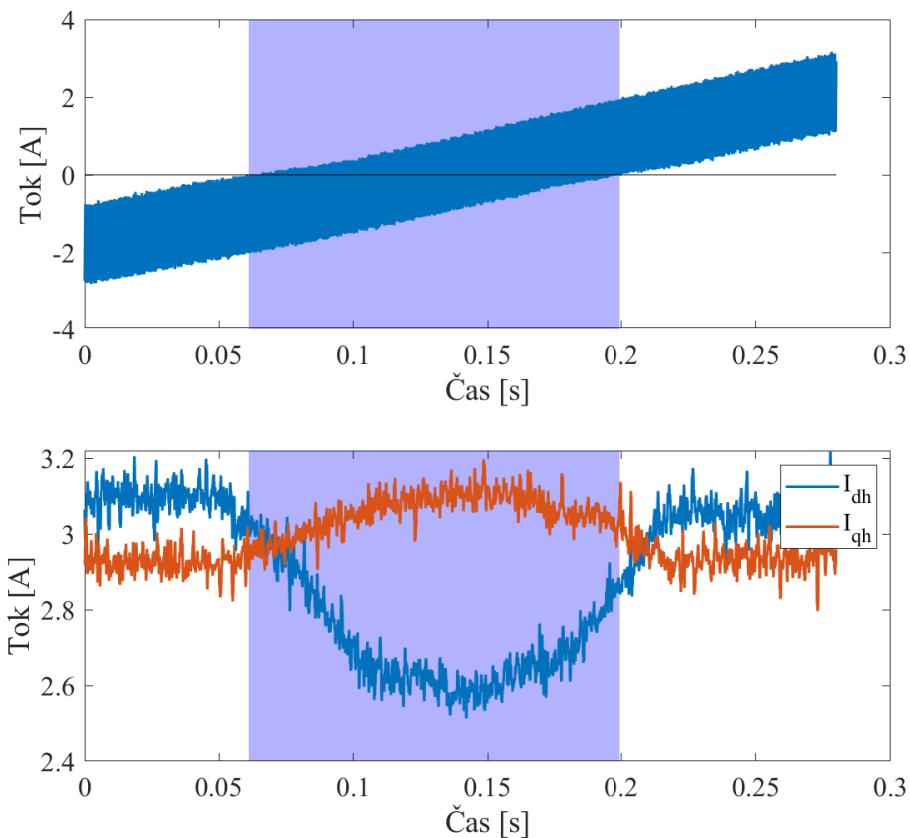


Slika 3.11: Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa



Slika 3.12: Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti

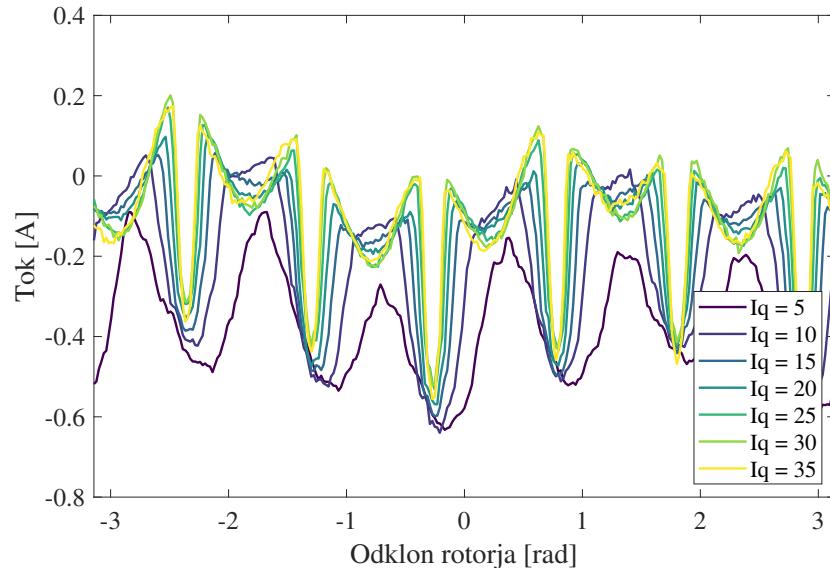
Dodatno lahko pokažemo, da se vpliv mrtvega časa začne kazati takrat, ko začne VF tokovni odziv menjati polariteto. Na zgornjem grafu sta prikazani amplitudi tokovnega odziva prečne in vzdolžne komponente in fazni tok  $i_u$ , na drugem grafu pa filtriran  $i_u$  s pasovnim filtrom. Na prvem grafu je z modro barvo označen del, kjer fazni tok prehaja skozi nič, torej takrat, ko mrtvi čas kvari tokovni odziv. Opazi se izrazit efekt mrtvega časa na tokovnem odzivu prečne in vzdolžne komponente v modrem delu, prav tako pa se opazi na faznem toku na drugem grafu.



Slika 3.13: Vpliv mrtvega časa na faznem toku

Iz slike 3.13 lahko sklepamo, da bo popačenje zaradi mrtvega časa večje tudi z večjo povprečno amplitudo VF tokovnega odziva (oziroma bo vidno v širšem kotu) in večje, če bo enosmerna komponenta toka v FKS manjša, saj bo v večih kotnih pozicijah VF tokovna komponenta prehajala čez ničti tok, oziroma menjala

polariteto. To lahko pokažemo z meritvijo, prikazano na sliki 3.14



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

Takšno popačenje amplitude odziva naravno vpliva na oceno pozicije, saj bo PI regulator poiskušal zmanjšati napako in to tako, da bo spremenil odklon HKS na mesto, kjer imata odziva enako vrednost. Sklepamo lahko tudi, da bo z višjimi tokovi napaka ocenejene pozicije manjša, saj se bo PI regulator zreguliral z manjšim odklonom, ker so motnje po kotu ožje.



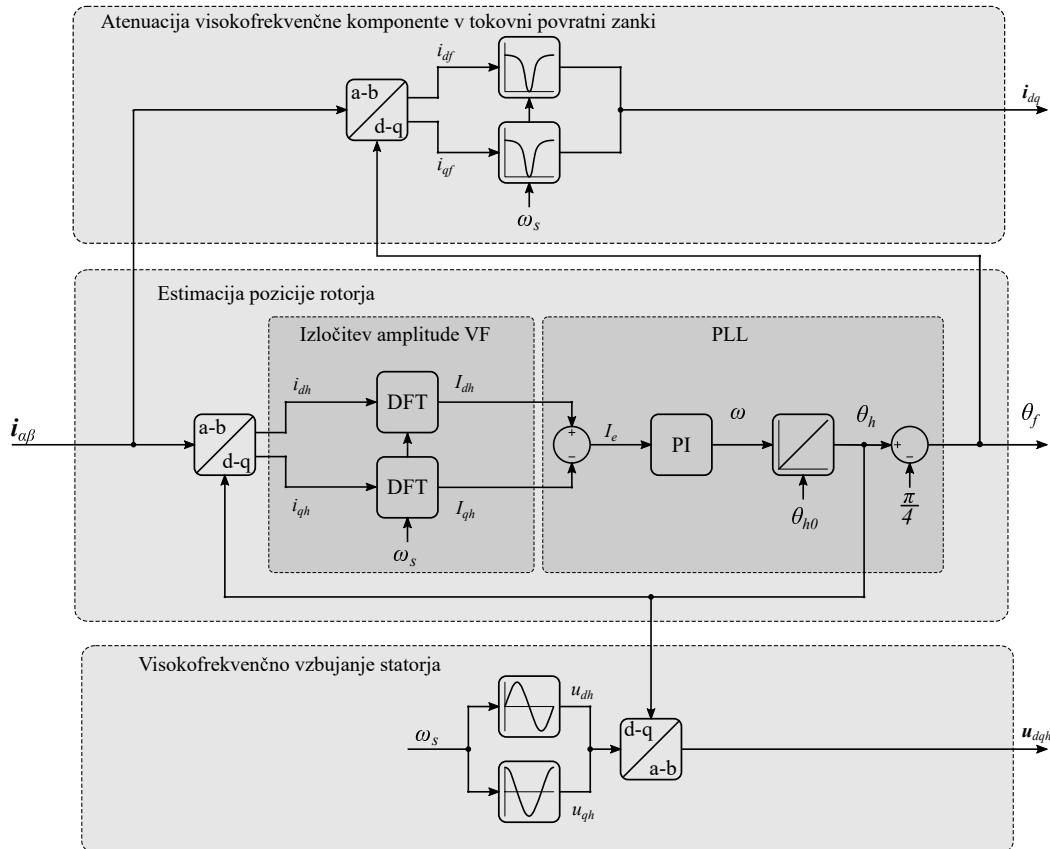
## 4 Integracija v FOC

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 opazovalnika, ko vrtilna hitrost doseže dovolj visoko vrednost. Na koncu je predstavljen postopek uglasevanja PI regulatorja.

### 4.1 Inicializacija HFSI

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

Pri delovanju HFSI tokovna povratna zanka vključuje tudi VF komponento, ki jo je potrebno izfiltrirati, 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 vzbujальнega signala FOC regulatorje izklopimo, da se prehodni pojav pasovnih filtrov ustali.



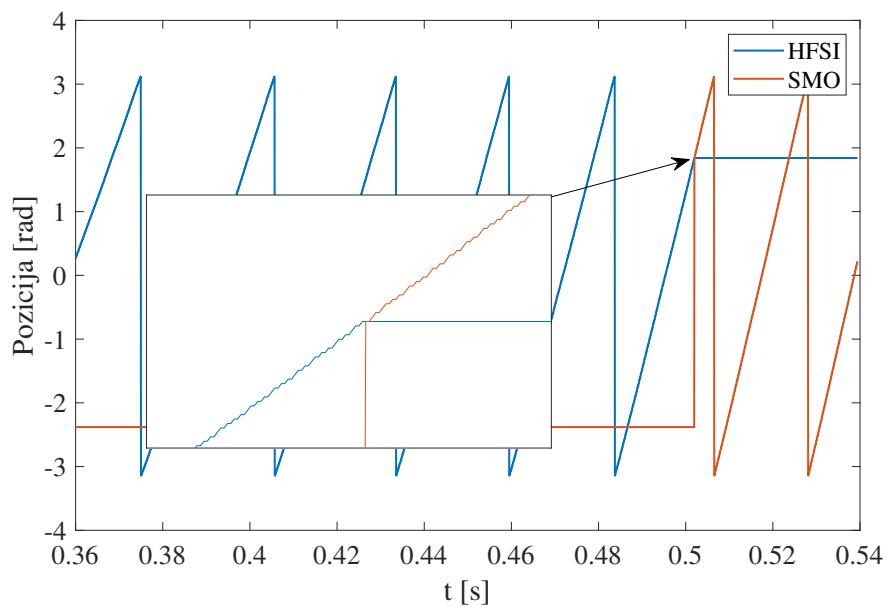
Slika 4.1: HFSI shema z dodanim pasovnim filtrom povratne zanke in začetno vrednost integratorja.

## 4.2 Brezudarni preklop v delovanje opazovalnika

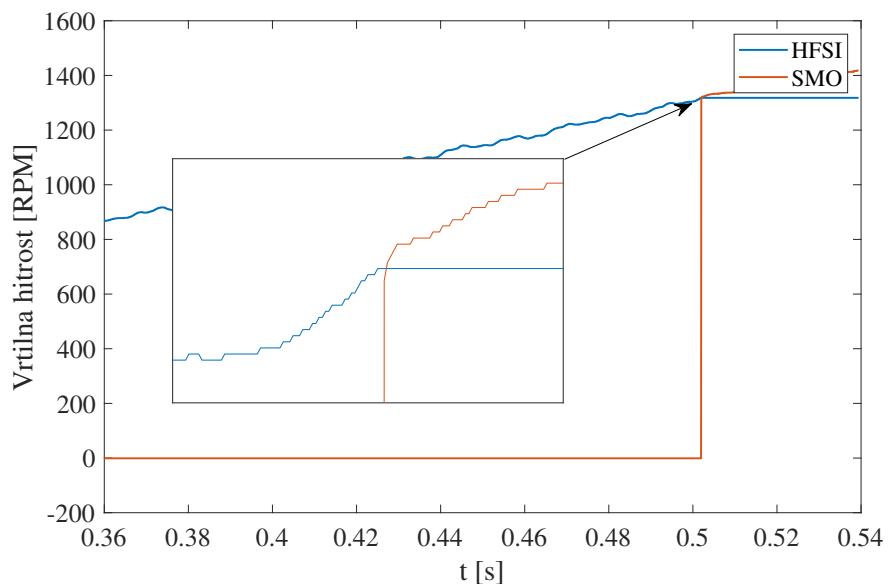
Proti koncu delovanja HFSI algoritma, ko je vrtilna hitrost že dovolj visoka, da ocenjujemo pozicijo rotorja z inducirano napetostjo, je potrebno izvesti brezudarni preklop. Tako po preklopu želimo, da opazovalnik začne delovati v pravilni delovni točki. To lahko dosežemo tako, da opazovalnik deluje že pred preklopom, vzporedno s HFSI algoritmom. Ob preklopu tako samo izklopimo vzbujanje statorja. Ta način pa terja dodatne kalkulacije, ki so lahko v določenih sistemih, kjer je nadvsem pomembna nizka cena in zato uporaba manj zmogljivih procesorjev, previsoke. Zato se uporabi drug način, ki pa ob preklopu postavi 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 uporablajo za ocenjevanje inducirane napetosti, ocenjeno hitrost in pozicijo. Problem pri tej metodi pa je, da se je težko izogniti manjšim prenihajem, saj bo vedno prisotna napaka ocene pozicije in hitrosti algoritma HFSI in ima zato opazovalnik ob preklopu že neko majhno napako.

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, hitrost opazovalnika predpolnimo z ocenjeno hitrostjo HFSI algoritma.

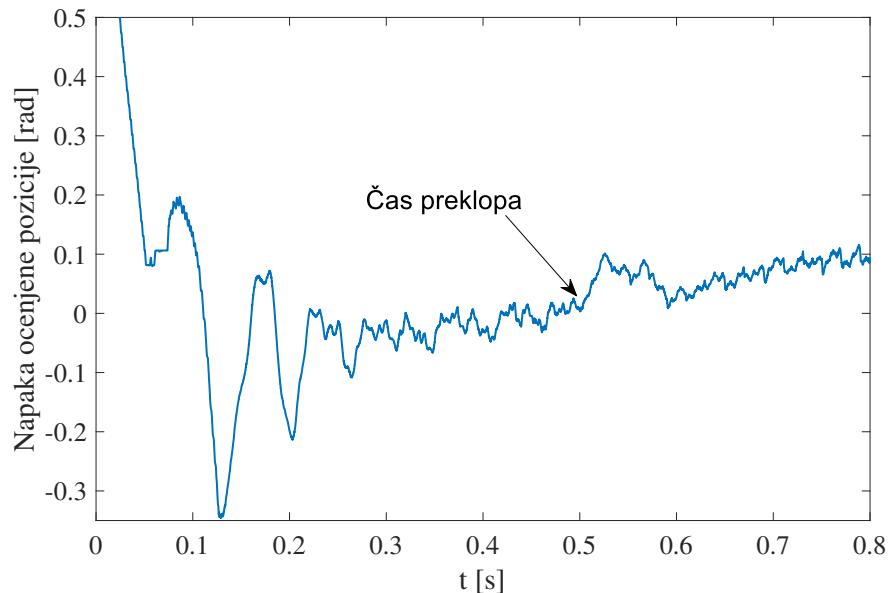
Slkika 4.5 prikazuje FOC shemo s HFSI in SMO ocenjevalnikoma pozicije. Dodatno je prikazano vzbujanje rotorja z visokofrekvenčnim signalom.



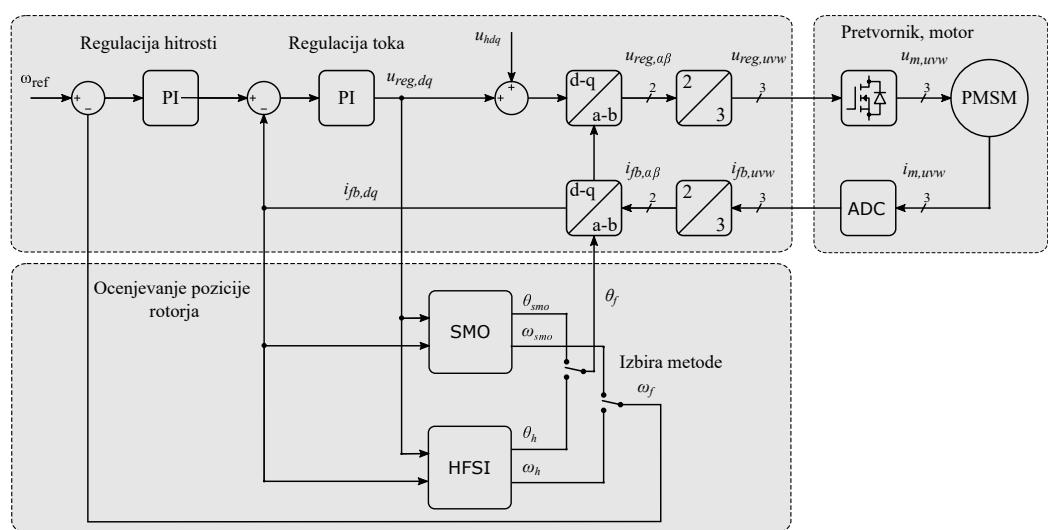
Slika 4.2: Preklop v delovanje opazovalnika pozicije.



Slika 4.3: Preklop v delovanje opazovalnika pozicije.



Slika 4.4: Preklop v delovanje opazovalnika pozicije.



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.

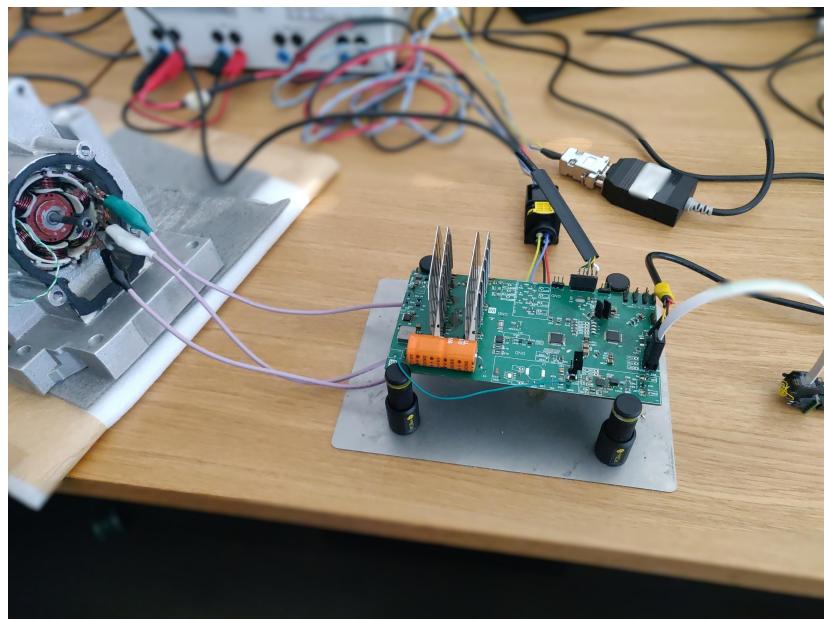
V prvi iteraciji je bil obseg vrednosti parametrov, pri katerij se je meril odziv tak, da je algoritem pri robnih vrednostih postal nestabilen. Ko se je izvajala druga iteracija pa se je obseg parametrov zmanjšal in je bil okoli vrednosti, pridobljene s prvo iteracijo.

Na slikah 1 - 3 so prikazani vplivi napačne izbire  $K_p$  parametra. Premajhen parameter povzroči večinoma integralski odziv in dobimo velike dolge prenihaje, prevelik pa polynom destabilizira sistem. Zadnja slika prikazuje optimalno izbiro, kjer ocenjena pozicija sledi dejanski brez večje napake.

Slike 4 - 6 pa prikazujejo vpliv  $K_i$  parametra. Z izbiro premajhnega parametra regulirno veličino nikoli ne zreguliramo na nič, kar povzroči konstantno napako. Brez uporabe  $K_i$  parametra pa stroj pade iz sinhronizacije. Prevelik  $K_i$  ponovno destabilizira sistem, opzimalen z optimalnim parametrom pa dobimo podoben odziv kot na sliki 3, saj je bil  $K_p$  parameter že optimalno izbran.

## 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.

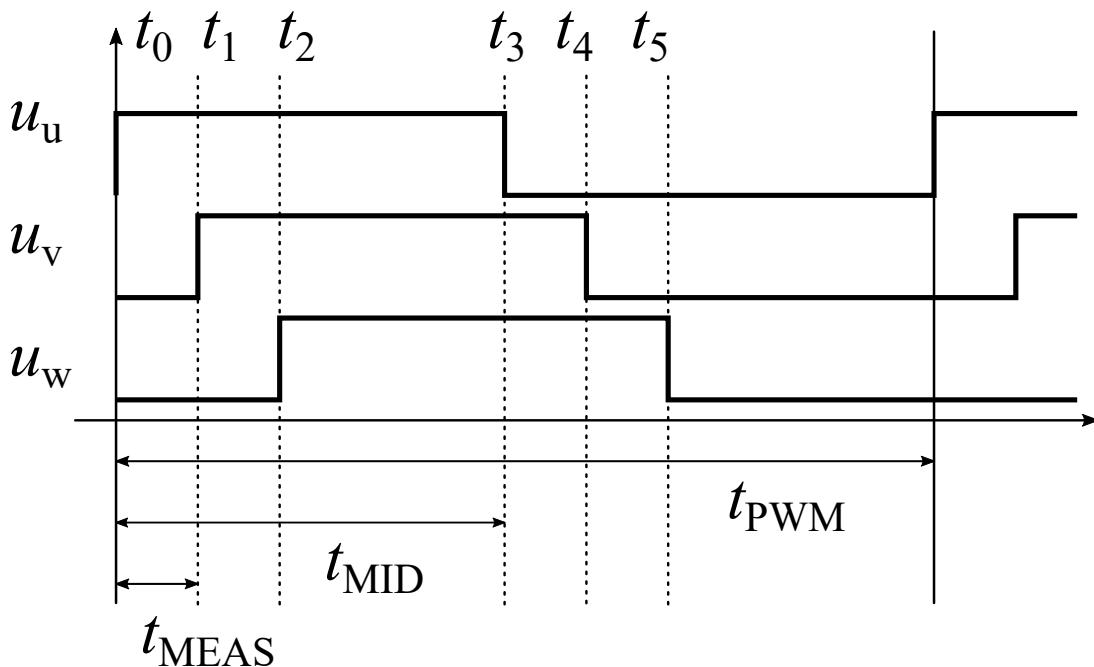


Slika 5.1: Fotografija močnostnega pretvornika in stroja

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

## 5.1 Trifazni PWM in meritev toka

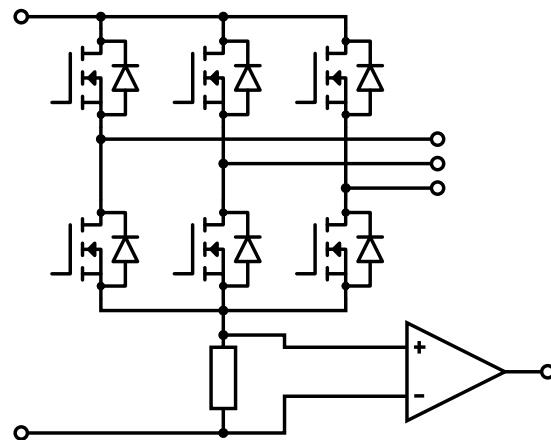
V sistemu se uporablja asimetričen PWM s fazno zamaknjenimi fazami. Največja prednost tega je preprosta implementacija krmiljenja napetosti in merjenje toka, slaba lastnost pa je večje valovanje frekvence PWM-ja. Potek faznih napetosti je prikazan na sliki 5.2, kjer se vidi fazni zamak faz - fazno sta 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

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

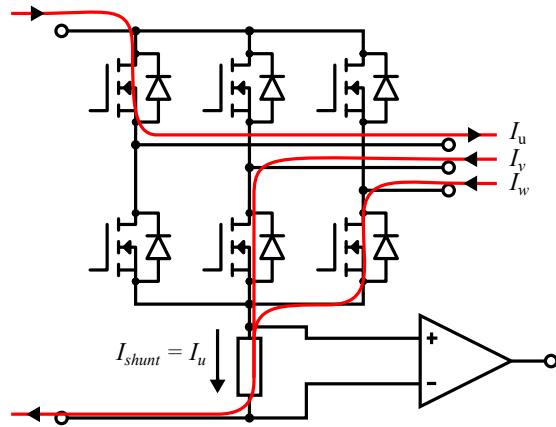
$t_{MID}$  ni polovica  $t_{PWM}$ , saj smo rezervirali  $2t_{MEAS}$  periode za meritev toka. Zato je  $t_{MID}$  enak polovici  $t_{MID} - 2t_{MEAS}$ .  $C$  pa je faktor za pretvorbo željenje napetosti v čas in je preprosto razmerje med dolžino periode in napetostno zalogo. Napetostna zaloga - oziroma napajalna napetost - se aktivno meri, saj želimo da je dejanska napetost na izhodu enaka željeni. Pri FOC vodenju to praviloma ni problem, saj regulatorji toka to napako odpravijo. HFSI algoritom pa vsebuje tudi visokofrekvenčno napetostno vzbujanje in se predpostavlja, da je taka tudi na izhodu in ni odvisna od napajalne napetosti. Če bi ta bila odvisna, bi pri višjih napajalnih napetostih dobili večji tokovni odziv, kar pa si lahko predstavljamo kot ojačanje povratne zanke - to pa bi sledilo v spremembo dinamike regulacijskega sistema, ki ga HFSI vsebuje.



Slika 5.3: Shema močnostnega pretvornika in meritve toka

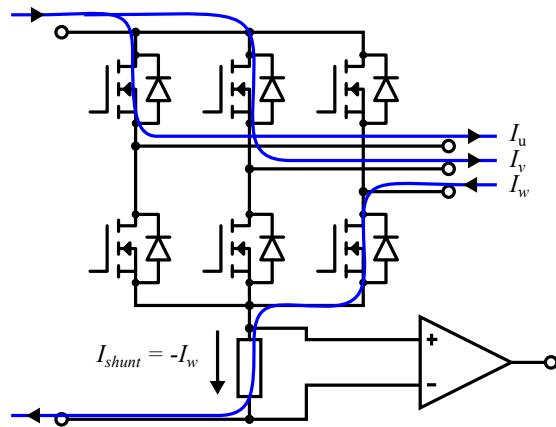
Na sliki 5.3 je prikazan močnostni pretvornik, prav tako pa je prikazano merjenje toka. Uporabljena je konfiguracija enega shunta, kar pomeni, da ko bodo vse tri faze na napajalni napetosti ali na 0V, skozi shunt ne bo tekel tok. Zato

meritev delamo v 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  $i_w$ .

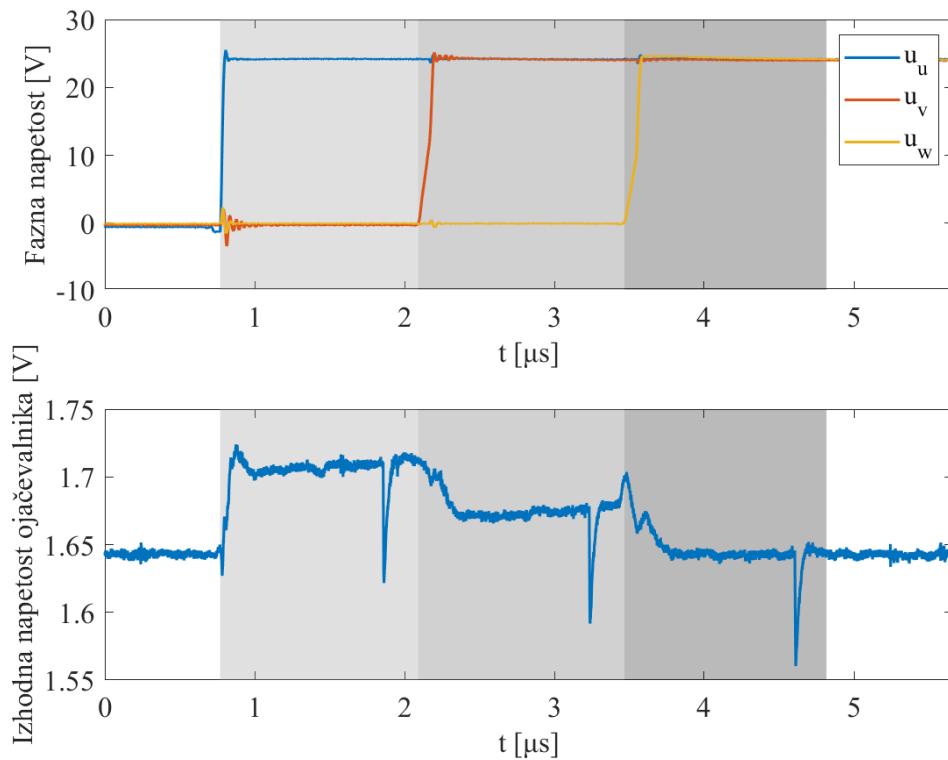


Slika 5.5: Meritev toka  $-i_w$

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

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

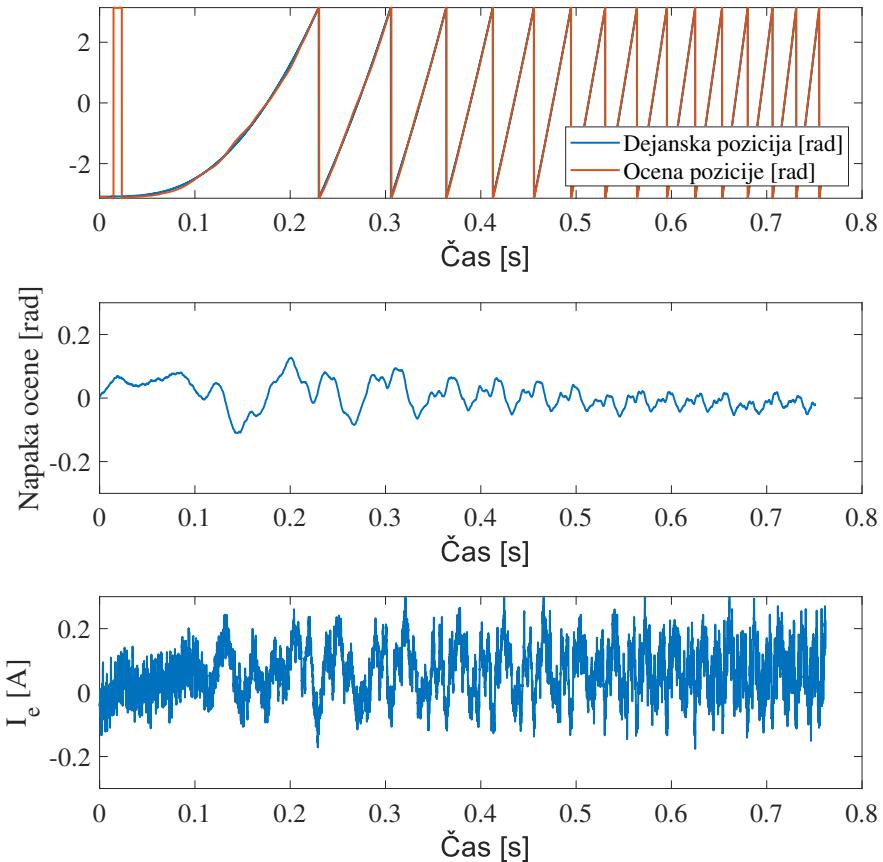
Na sliki 5.6 so prikazane vse tri fazne napetosti in izhod ojačevalnika. Prvi dve svetlo sivi območji označujeta merilno okno tokov  $I_u$  in  $-I_w$ , v tretjem oknu pa merimo napetost izhoda ojačevalnika pri toku 0 A. Za meritev dejanskega toka moramo od meritve prvega in drugega okna odšteti meritve tretjega. Meritve pa se lahko opazi proti koncu merilnih oken, kjer se izhoda napetost ojačevalnika sesede.



Slika 5.6: Fazne napetosti in ojačan signal shunta.

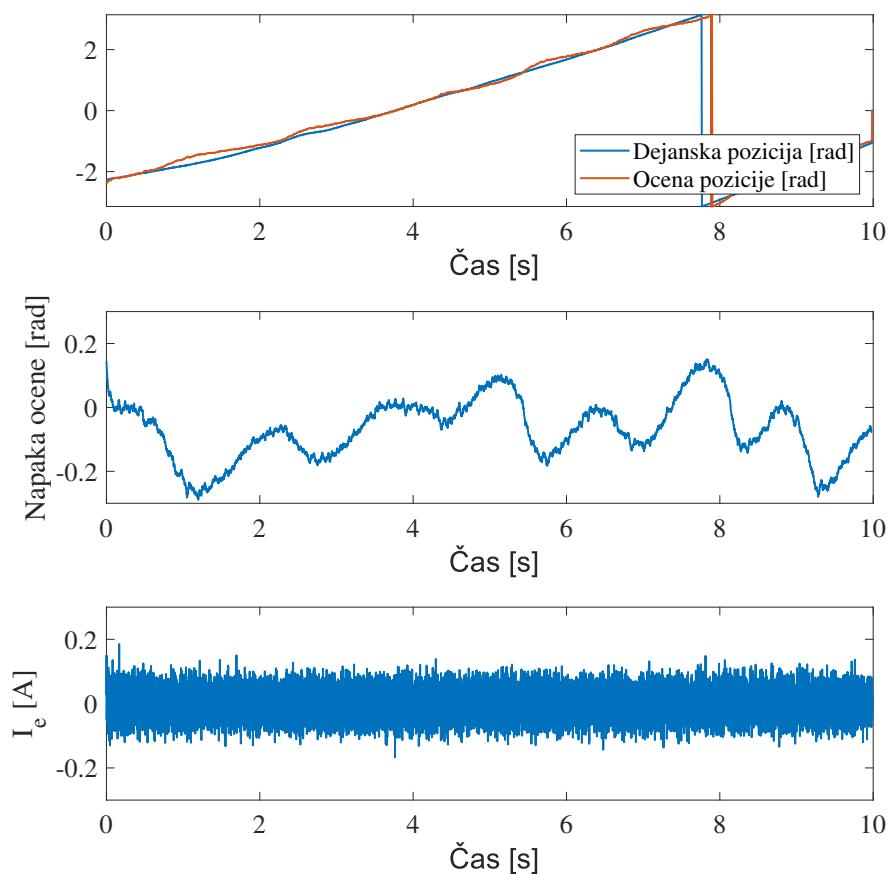
## 5.2 Rezultati

V času razvoja algoritma je bilo opaženo, da se ta različno obnaša, ko hitro pospeši do končne hitrosti brez povečanega bremenskega navora in ko je bremenski navor visok, oziroma če ga vrtimo zelo počasi. Na sliki 5.7 je prikazano delovanje algoritma in ocena pozicije brez dodatnega bremenskega navora. Na sliki 5.8 pa je bila pozicija rotorju vsiljena tako, da smo ga vrteli s hitrostjo približno enega obrata na 10 sekund.



Slika 5.7: Ocena pozicije rotorja brez dodatnega bremena.

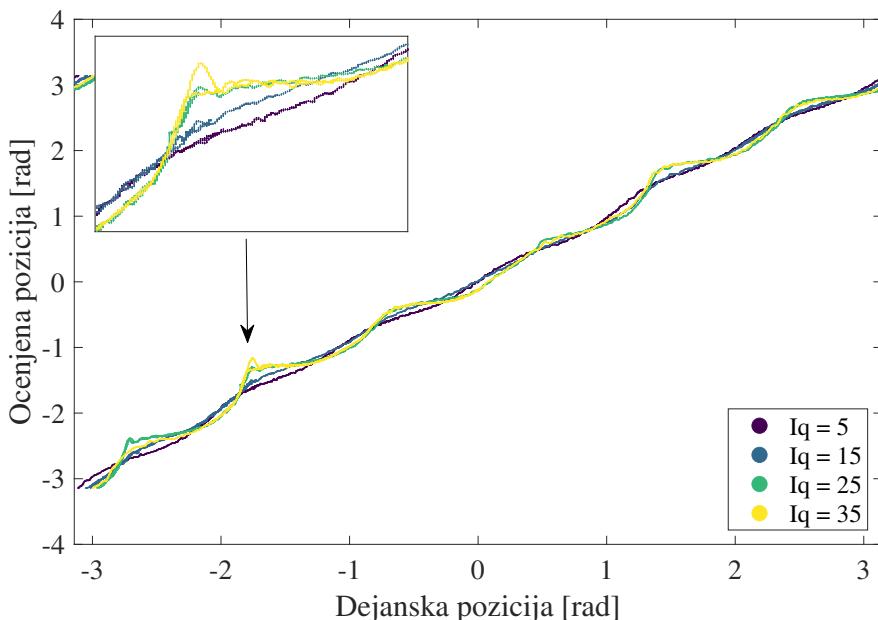
Na prvi sliki opazimo, da brez dodatne obremenitve stroj hitro pospeši in vztrajnost integratorja poskrbi, da se z oceno pozicije ne ujamemo v razne napake odziva zaradi mrtvega časa ali drugih pojavov. Se pa ti opazijo na amplitudi VF tokovnih odzivov kot višjeharmonsko valovanje. Ko pa vrtimo stroj z nizko hitrostjo, regulator bolje zregulira razliko amplitud, vendar pa je zaradi pojavov



Slika 5.8: Ocena pozicije rotorja pri zelo nizkih hitrostih.

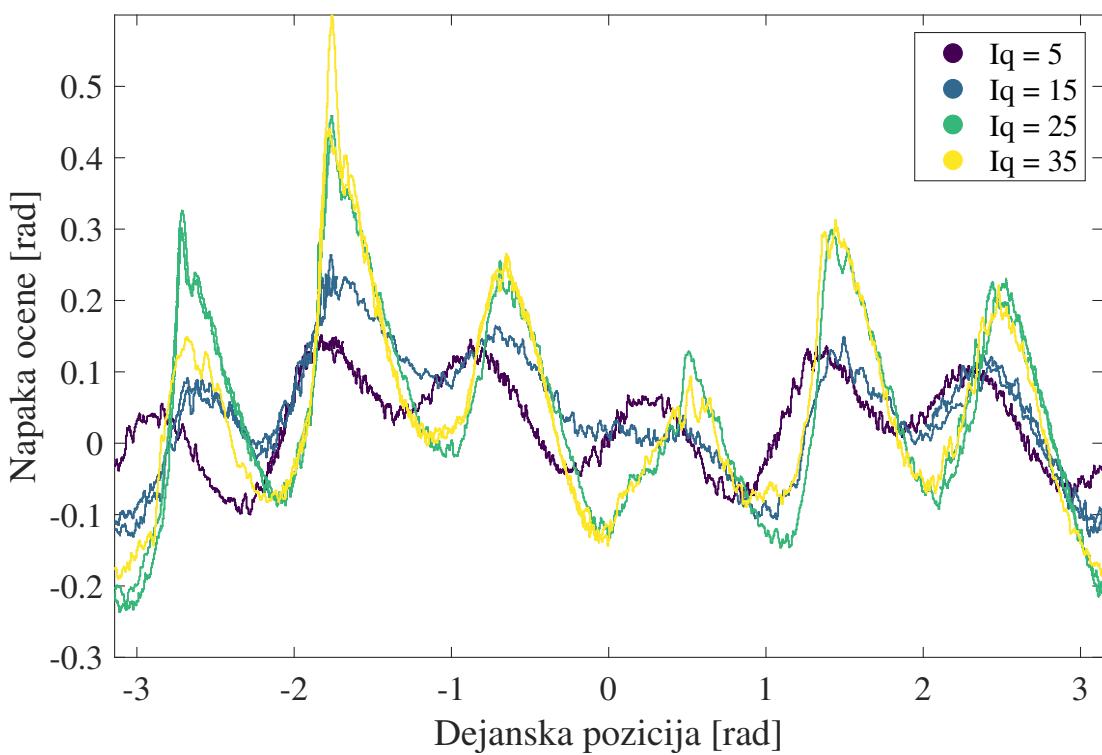
omenjenih v poglavju 3 napaka ocene pozicije večja.

Na koncu tega poglavja smo prav tako pokazali vpliv prečnega toka na tokovni odziv, kjer je bilo opaziti višje harmonsko komponento, ki nam je kvarila odziv in je bila višja z višjim tokom. To se pozna tudi na oceni kota, kot je prikazano na slikah 5.9 in 5.10. Opazimo, da je napaka pri nižjih tokovnih majhna in relativno nespremenljiva, z višjimi tokovih pa postane večja.

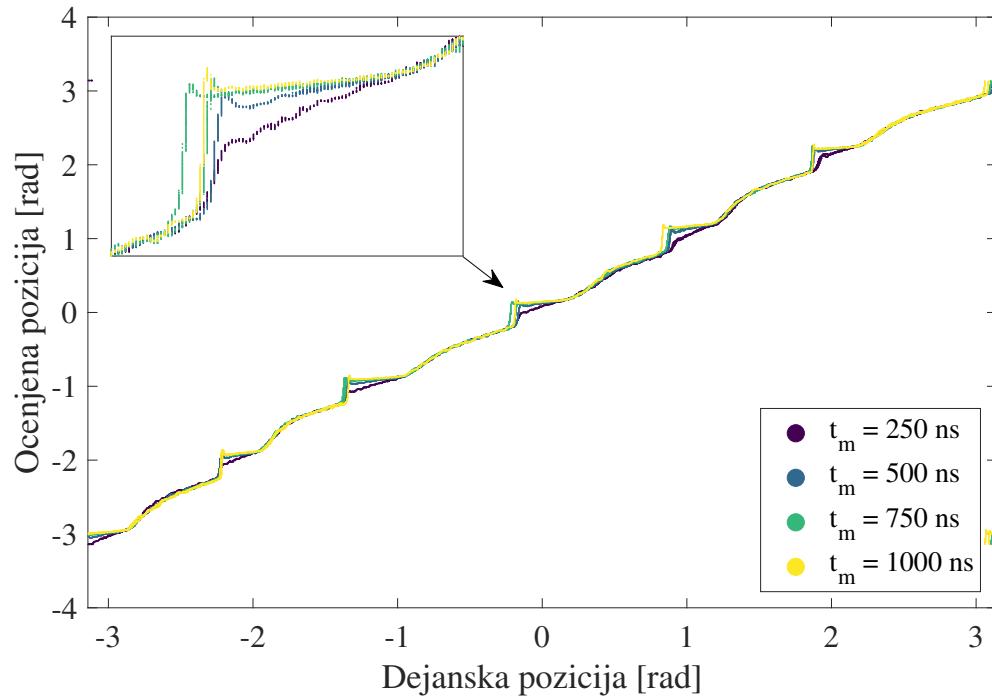


Slika 5.9: Ocena kota pri različnih prečnih tokovih.

Poglejmo še vpliv mrtvega časa - pokazali smo da ima ta vpliv na tokovni odziv, ki je v času efekta mrtvega časa močno popačen. Na slikah 5.11 in 5.12 je prikazan vpliv mrtvega časa na oceni pozicije. Vidimo, da imamo ostre prehode, na pozicijah  $k\frac{\pi}{3}$ , kar je ravno takrat, ko smo poravnani s fazami oziroma, ko s faznimi tokovi preidemo čez nič. Prečni tok pri tem eksperimentu je bil nominalen (18 A). Lahko pa tudi opazimo, da se odziv ne spreminja z mrtvim časom (razen pri vrednosti 250  $\mu$ s). Efekt mrtvega časa se na amplitudi tokovnih odzivov kaže kot ozek pulz. Po amplitudi je visok, vendar ker je po poziciji ozek, se regulator zregulira z majhnim oklonom in je zato tudi napaka relativno majhna. Amplituda tukaj le diktira, kako močno bo regulator odreagiral na napako.



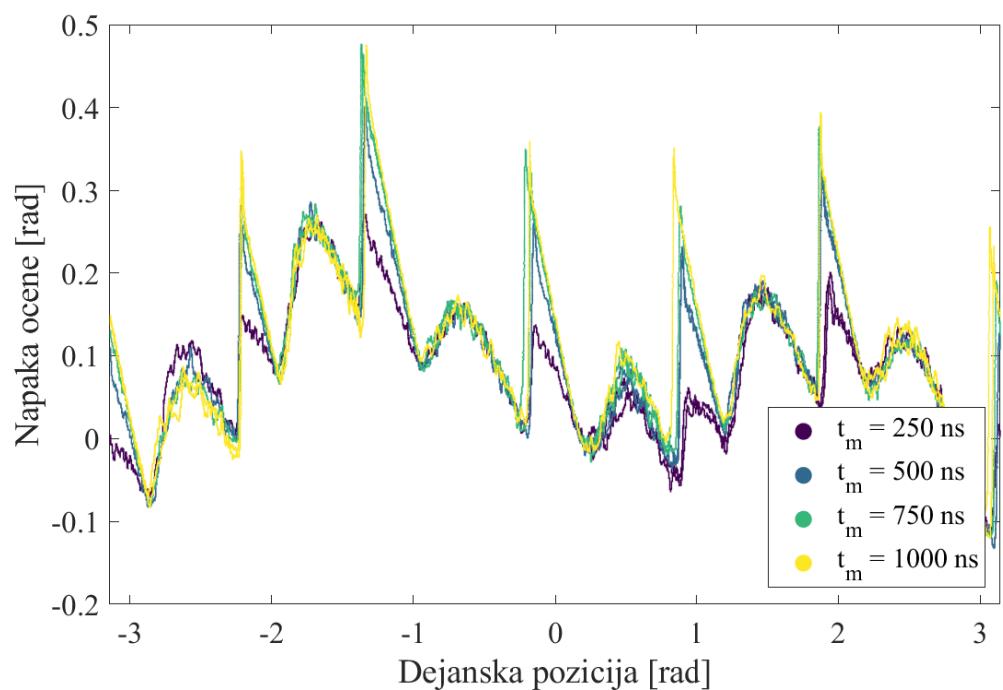
Slika 5.10: Napaka ocene kota pri razlicnih prečnih tokovih.



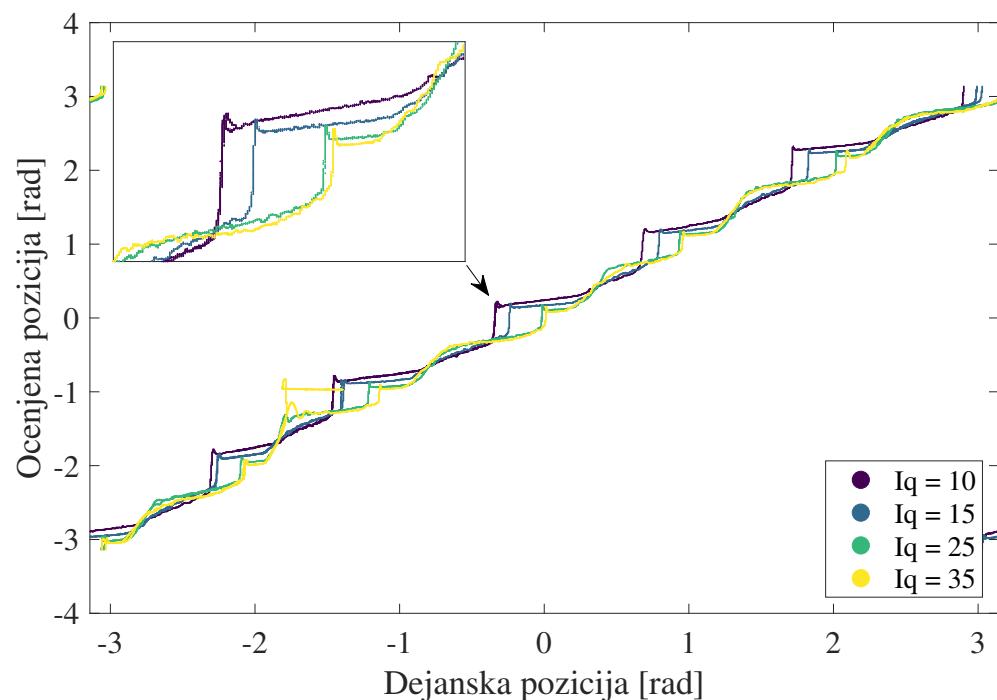
Slika 5.11: Ocena kota pri različnih mrtvih časih.

Poleg vpliva mrtvega časa se še vedno opazi vpliv višjeharmonskega popačenja, katerega vpliv je bil prikazan na prejšnjih dveh slikah. Smo pa tudi pokazali odvisnost efekta mrtvega časa od faznih tokov, na slikah 5.11 in 5.12 pa se to opazi še na oceni pozicije. Z nižjimi prečnimi tokovi ima večji vpliv mrtvi čas, z višjimi pa višjeharmonsko popačenje.

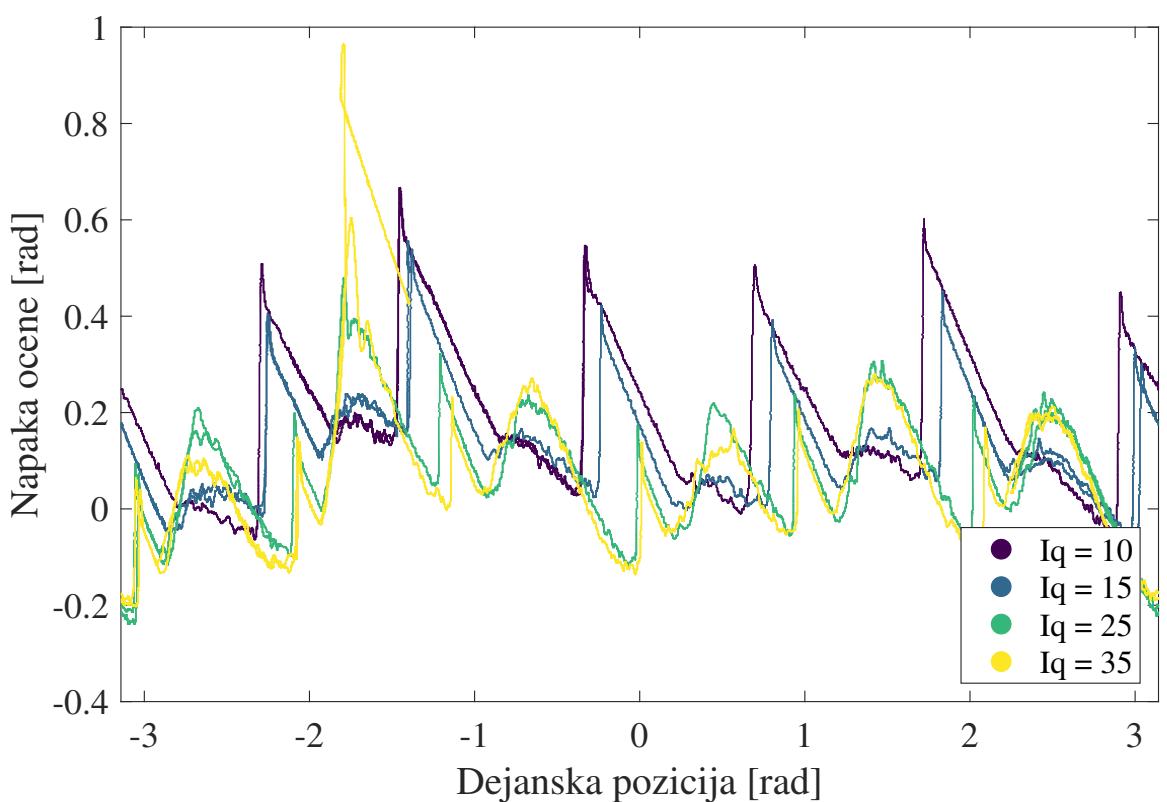
Pri tem eksperimentu je bil mrtvi čas  $1\mu s$ , kar je v resnici relativno velika vrednost. V praksi je mrtvi čas precej nižji, ne moremo pa se mu izogniti, zato je bil prikazan njegov vpliv.



Slika 5.12: Napaka ocene kota pri različnih mrtvih časih.



Slika 5.13: Ocena kota pri različnih prečnih tokovih in velikim mrtvim časom.



Slika 5.14: Napaka ocene kota pri razlicnih precnih tokovih in velikim mrtvim casom.



## 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.

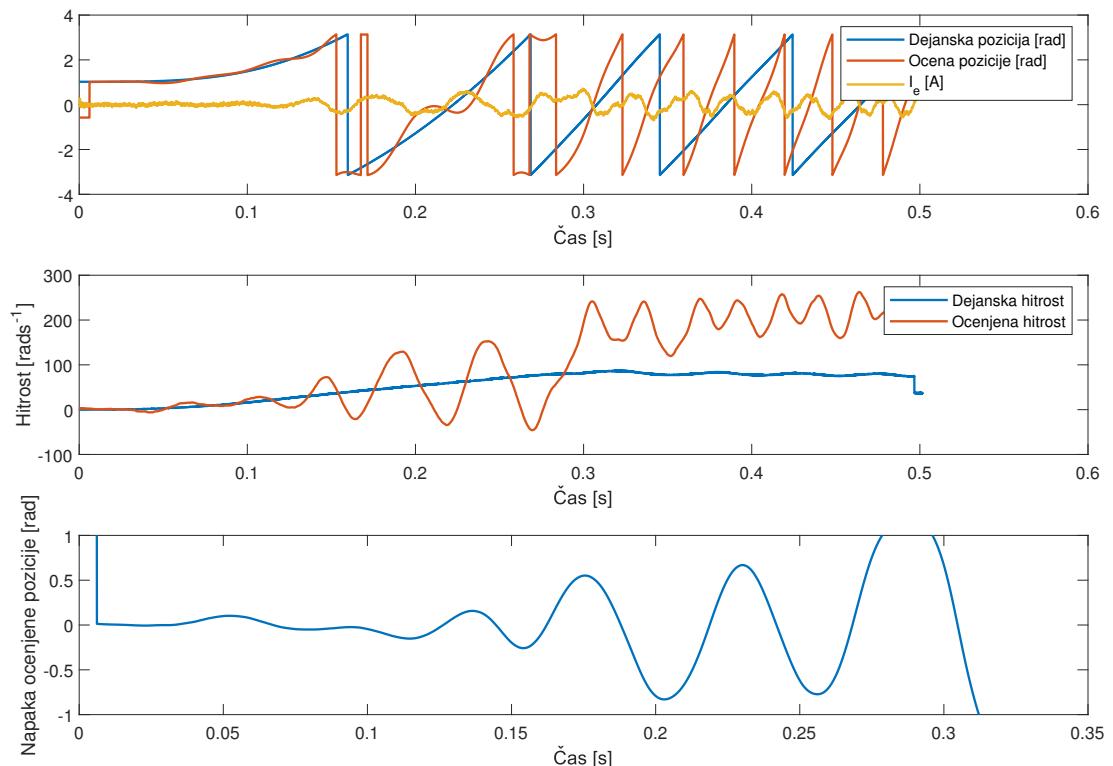


## Literatura

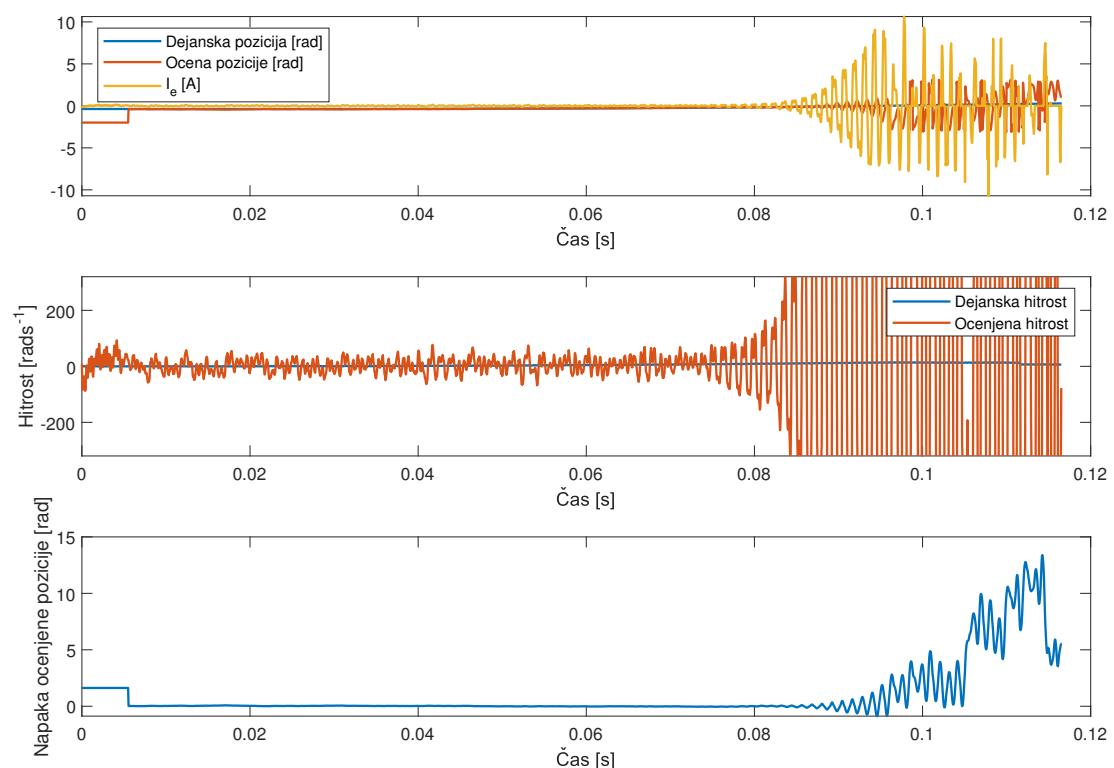
- [1] S. Sato, H. Iura, K. Ide in S.-K. Sul, “Three years of industrial experience with sensorless ipmsm drive based on high frequency injection method,” v *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, str. 74–79, 2011.
- [2] Wikipedia contributors, “Fourier series — Wikipedia, the free encyclopedia,” 2025. [Online; accessed 27-February-2025].
- [3] V. Ambrožič, P. Zajec, D. Vončina in R. Fišer, *Električni servo pogoni*. Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016.
- [4] 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.



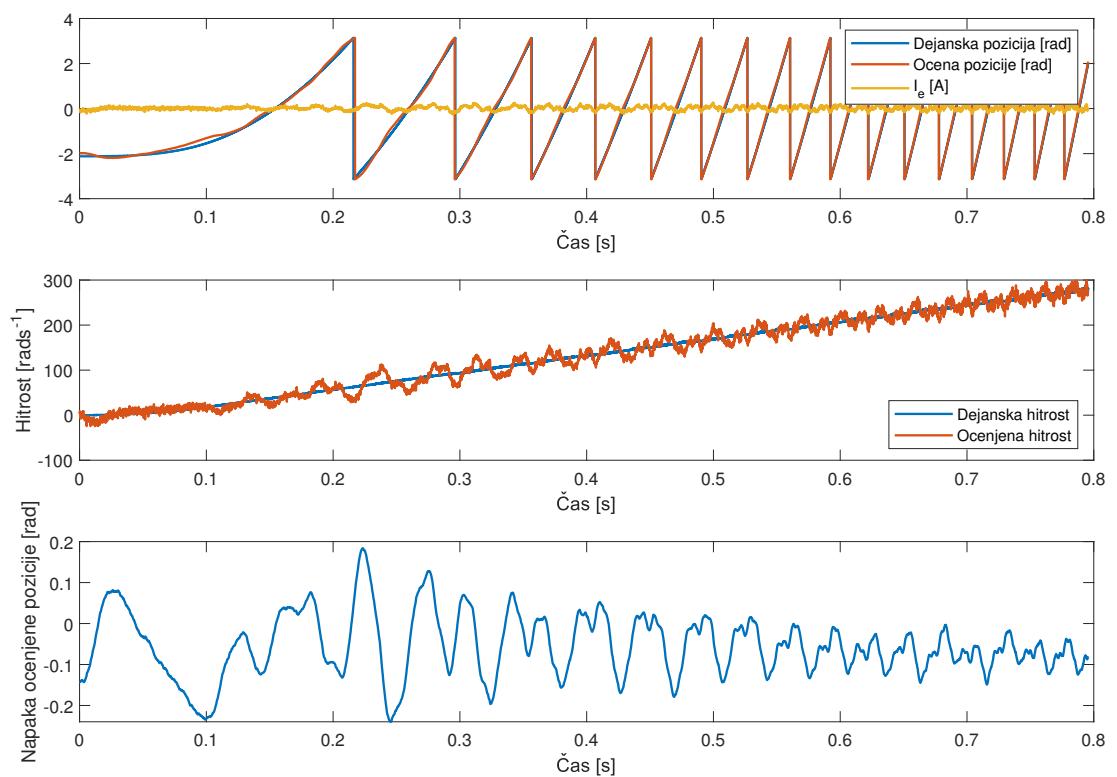
# Dodatek



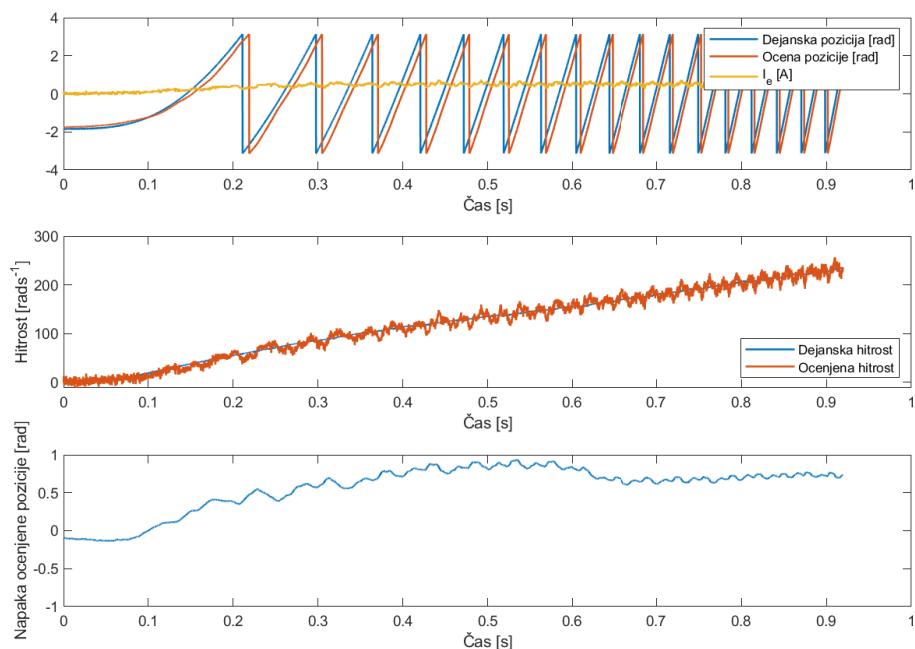
Slika 1: Prikaz vpliva premajhnega  $K_p$  parametra.



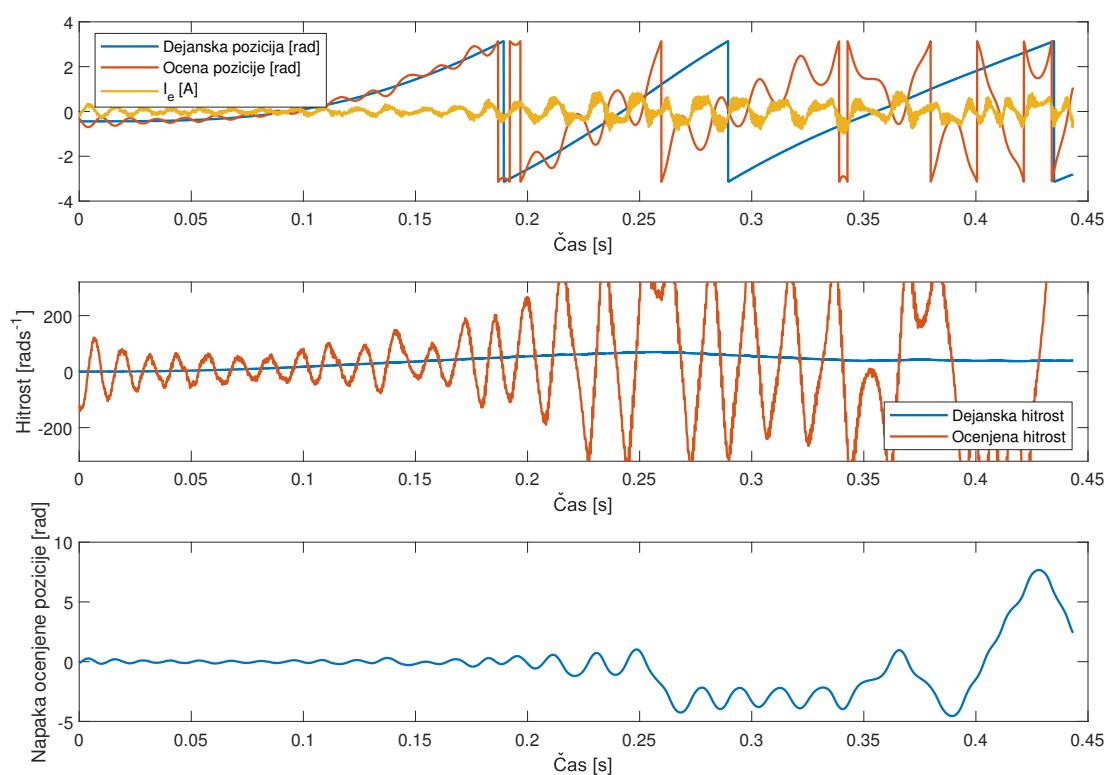
Slika 2: Prikaz vpliva prevelikega  $K_p$  parametra.



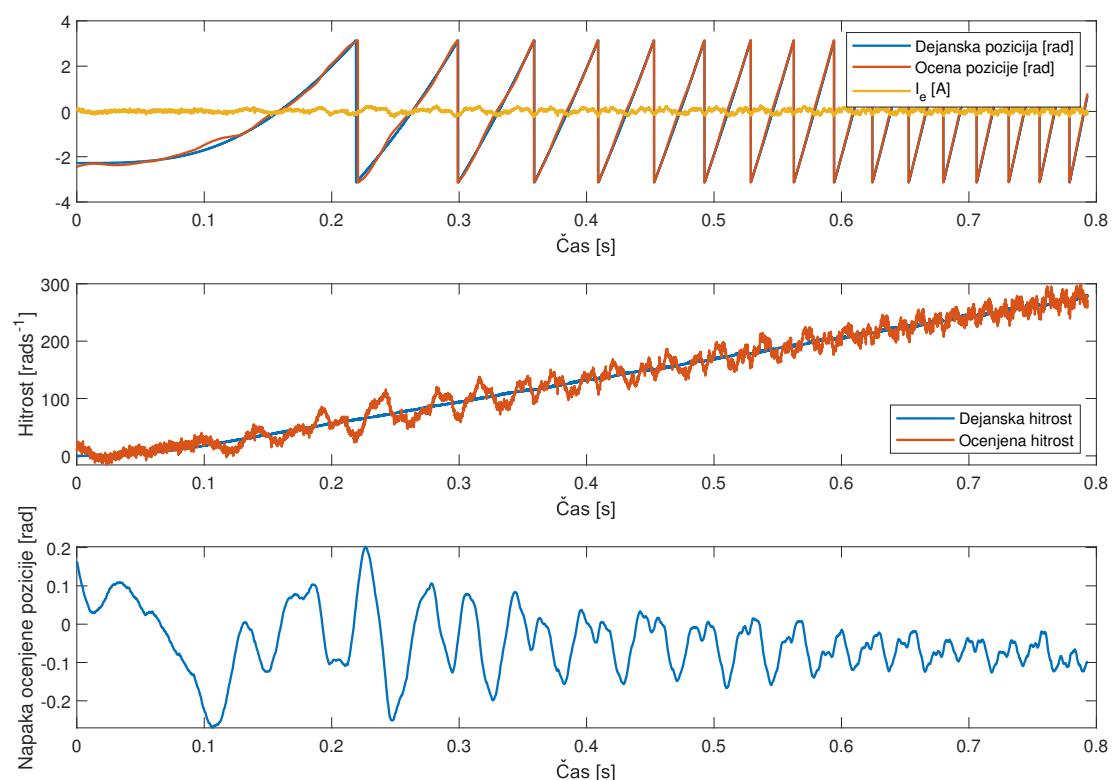
Slika 3: Prikaz vpliva optimalnega  $K_p$  parametra.



Slika 4: Prikaz vpliva premajhnega  $K_i$  parametra.



Slika 5: Prikaz vpliva prevelikega  $K_i$  parametra.



Slika 6: Prikaz vpliva optimalnega  $K_i$  parametra.