

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

Povzetek

Ključne besede:

Abstract

Key words:

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	Induktivnost stroja	8
3.2	Visokofrekvenčno vzbujanje statorja	10
3.3	Izračun pozicije rotorja	18
3.4	Vpliv mrtvega časa pretvornika	20
4	Integracija v FOC	27
4.1	Inicializacija HFSI	27
4.2	Začetni kot in izbira stabilne delovne točke	28
4.3	Brezudarni preklop v delovanje opazovalnika	28
4.4	Nastavitev parametrov PI regulatorja	30

5 Eksperimenti	35
5.1 Trifazni PWM in meritev toka	36
5.2 Rezultati	39
6 Zaključek	47
Literatura	49

Seznam slik

2.1	Presek IPMSM stroja.	3
2.2	Shema brezsenzorskega FOC vodenja.	5
3.1	Shema HFSI algoritma.	7
3.2	Uporabljeni koordinatni sistemi	8
3.3	Induktivnost stroja.	9
3.4	\hat{i}_{dh} in \hat{i}_{qh} pri odklonu 0° .	12
3.5	\hat{i}_{dh} in \hat{i}_{qh} pri odklonu 45° .	12
3.6	Vpliv enosmerne vzdolžne tokovne komponentne na \hat{i}_{dh} in \hat{i}_{qh} .	13
3.7	Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{dh} .	14
3.8	Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{qh} .	14
3.9	Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{dh} pri različnih odklonih rotorja od FKS.	15
3.10	Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{qh} pri različnih odklonih rotorja od FKS.	16
3.11	Neidealnost \hat{i}_{dh} pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.	17
3.12	Neidealnost \hat{i}_{qh} pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.	17

3.13 \hat{i}_e pri odklonu 0° in 45°	18
3.14 Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_e pri različnih odklonih rotorja od FKS.	19
3.15 Neidealnost \hat{i}_e pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS. .	20
3.16 Napetost faze ko sta oba tranzistorja zaprta	21
3.17 Odvisnost popačenja amplituda odziva od dolžine mrtvega časa .	22
3.18 Odvisnost popačenja amplituda odziva od napajalne napetosti . .	22
3.19 Vpliv mrtvega časa na faznem toku	23
3.20 Vpliv prečnega toka na popačenje \hat{i}_{dh} zaradi mrtvega časa.	24
3.21 Vpliv prečnega toka na popačenje \hat{i}_{qh} zaradi mrtvega časa.	24
3.22 Vpliv prečnega toka na popačenje \hat{i}_e zaradi mrtvega časa.	24
 4.1 Preklop v delovanje opazovalnika pozicije.	29
4.2 Prikaz vpliva premajhnega K_p parametra.	30
4.3 Prikaz vpliva prevelikega K_p parametra.	31
4.4 Prikaz vpliva optimalnega K_p parametra.	31
4.5 Prikaz vpliva premajhnega K_i parametra.	32
4.6 Prikaz vpliva prevelikega K_i parametra.	32
4.7 Prikaz vpliva optimalnega K_i parametra.	33
 5.1 Fotografija močnostnega pretvornika in stroja	35
5.2 Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika	36
5.3 Shema močnostnega pretvornika in meritve toka	37

5.4	Meritev toka i_u	38
5.5	Meritev toka $-i_w$	38
5.6	Fazne napetosti in ojačan signal shunta.	39
5.7	Ocena pozicije rotorja brez dodatnega bremena.	40
5.8	Ocena pozicije rotorja pri zelo nizkih hitrostih.	40
5.9	Ocena kota pri različnih prečnih tokovih.	41
5.10	Napaka ocene kota pri različnih prečnih tokovih.	41
5.11	Ocena kota pri različnih mrtvih časih.	42
5.12	Napaka ocene kota pri različnih mrtvih časih.	43
5.13	Ocena kota pri različnih prečnih tokovih in velikim vrtvimi časom.	43
5.14	Napaka ocene kota pri različnih prečnih tokovih in velikim vrtvimi časom.	44
5.15	Izbira delovne točke obratovanja regulatorja.	45

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

1 Uvod

V industriji se opazi vedno večja uporaba brezkrtačnih sinhronskih strojev, zradi njihove specifične gostote moči in dobre učinkovitosti. Vendar pa za vodenje takih motorjev potrebujemo dražje in bolj kompleksne gonilnike, 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.

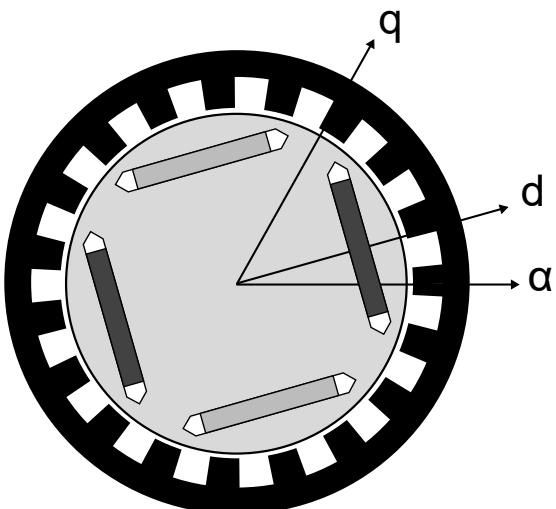
Večina brezsenzorskih algoritmov deluje na principu opazovalnika pozicije, ki estimira inducirano napetost stroja, ta pa je pri nizkih obratih premajhna za uporabo le-teh, zato je potrebno za robusten zagon pri nizkih obratih in visokem bremenskem navoru uporabiti drugo metodo. V našem primeru, se v bremenu pogona nahaja emulzija olja in vode, ki pri nizkih temperaturah zamrzne in poveča bremenski navor. Zato je nastala potreba po višjih navorih pri nizkih obratih in uporaba HFSI algoritma.

Praktično vse metode za estimacijo pozicije v nevrtečem stanju ali pri nizkih vrtilih hitrostih temeljijo na zaznavanju izraženosti polov rotorja. To delo predstavi teoretično analizo delovanja algoritma, največja odstopanja realnega sistema od idealnega in pokaže implementacijo sistema v brezsenzorski sistem, ki uporablja FOC algoritmom.

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:

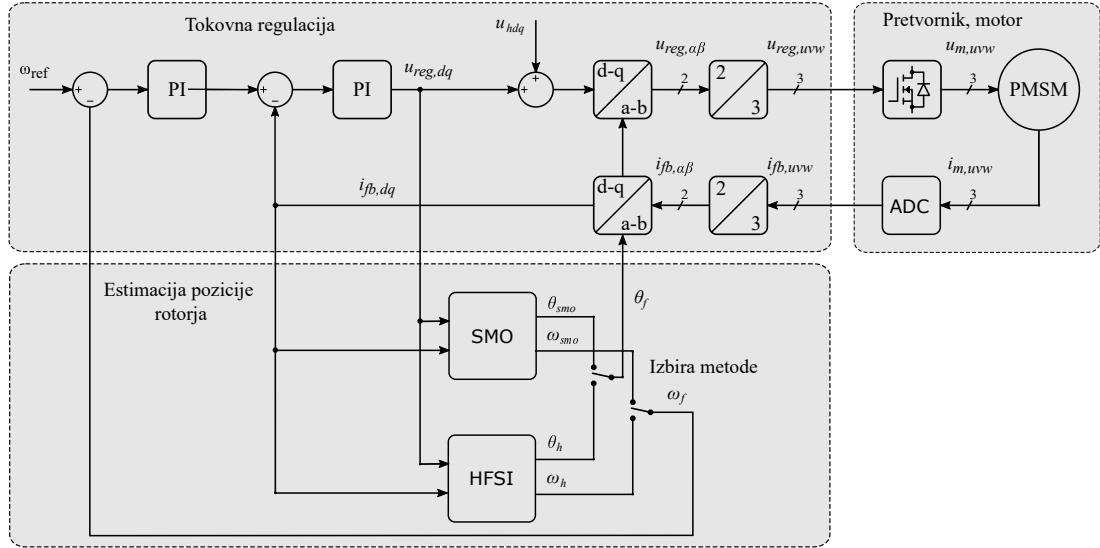
$$M_{el} = \frac{3}{2} p \left(\underbrace{\Psi_{TM} i_q}_{M_{sinhr}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_q i_d}_{M_{rel}} \right) \quad (2.3)$$

2.2 Brezsenzorsko vodenje FOC

Pri vodenju FOC uporabljamo kaskadni regulator, kjer se notranja zanka uporablja za regulacijo toka, zunanjega pa regulacijo hitrosti (ali pozicije). Za poenostavitev vodenja se uporablja Clarkina transformacija s katero trofazne veličine predstavimo v dveh ortogonalnih oseh, α in β v statorskem koordinatnem sistemu (SKS). Veličine v SKS pa transformiramo v RKS z uporabo Parkove transformacije, te pa se uporablja za vodenje tokov v vzdolžni in prečni osi. Pri SPMSM se uporablja striktno prečna komponenta za tvorjenje navora, tok vzdolžne komponente pa se regulira na ničelni tok. Pri IPMSM pa je poleg sinhronskega navora prisoten tudi reluktančni navor, katerega lahko izokristimo za doseganje višjega navora z metodo maksimalnega navora na Ampere (MTPA) [1].

Za doseganje višje končne vrtilne hitrosti pa se uporablja metoda slabljenja polja, kjer se z vzdolžno komponento slablji magnetno polje rotorskih magnetov in s tem zniža efekt inducirane napetosti[1].

Na sliki 2.2 je prikazana shema FOC regulacije sistema, ki vključuje HFSI algoritem. Ker se v sistemu ne uporablja nobena od omenjenih metod, je željena vrednost toka vzdolžne komponente enaka 0.



Slika 2.2: Shema brezsenzorskega FOC vodenja.

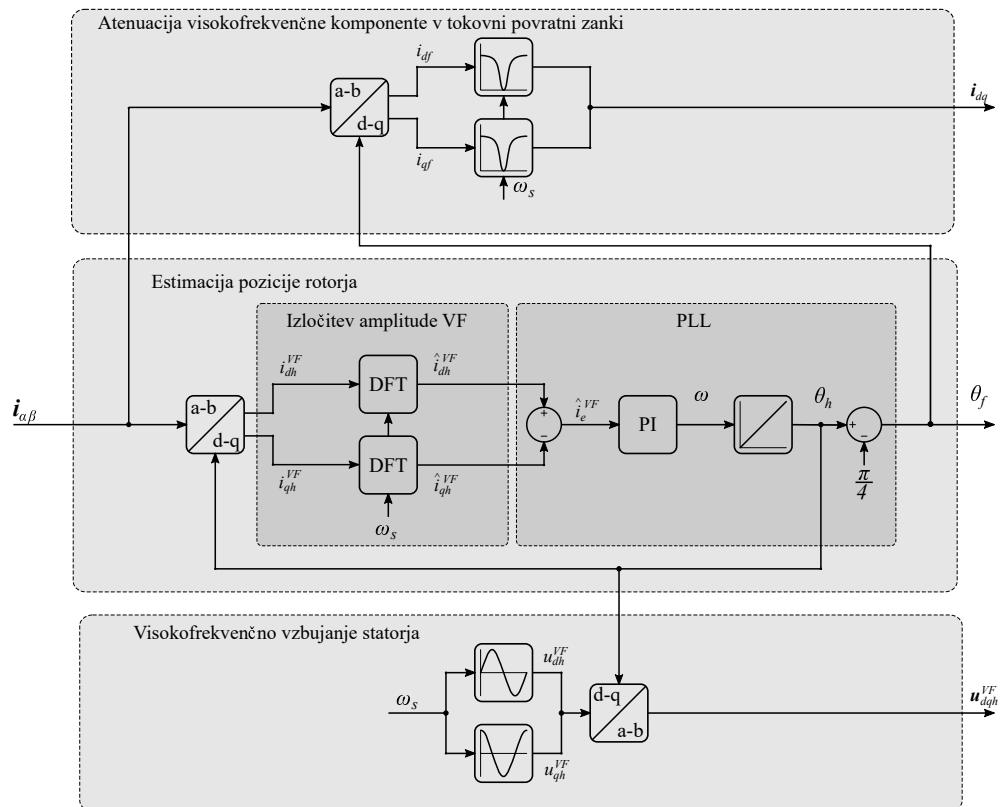
Ker se uporablja brezsenzorsko vodenje, je potrebno odklon rotorja estimirati iz merjenega toka. Pri višji vrtilni hitrosti se za to uporablja opazovalnik pozicije. Ta z uporabo modela motorja, merjenega kota in znane pritisnjene napetosti estimira inducirano napetost, ki pa je funkcija odklona rotorja. Z uporabo fazno zaklenjene zanke (PLL) pa se iz inducirane napetosti estimira odklon rotorja.

Opisana metoda odpove pri nižjih hitrostih, kjer je inducirana napetost premajhna oziroma ničelna v nevrtečem stanju. V takih pogojih se uporabljajo metode, ki izkoriščajo izraženost polov [2]. Skupnost vseh takih metod je vzbujanje statorja z dodatno napetostno komponento, ki je superponirana osnovno, ki tvori navor. Nekatere metode uporabljajo pulzirajoč signal, ki vzbuja le vzdolžno komponentno in tako minimizira moteč navor zaradi vzbujalne napetosti [3]. HFSI algoritem pa uporablja vrteč signal, ki vzbuja tudi prečno komponentno.

Zaznavanje začetne pozicije rotorja v nevrtečem stanju je prav tako pomembna, saj omogoča takojšnje delovanje z visoko učinkovitostjo, prav tako pa iznica možnost vrtenja v napačno smer. Za zaznavanje začetne pozicije se prav tako izkorišča izraženost polov in je opisano v [4].

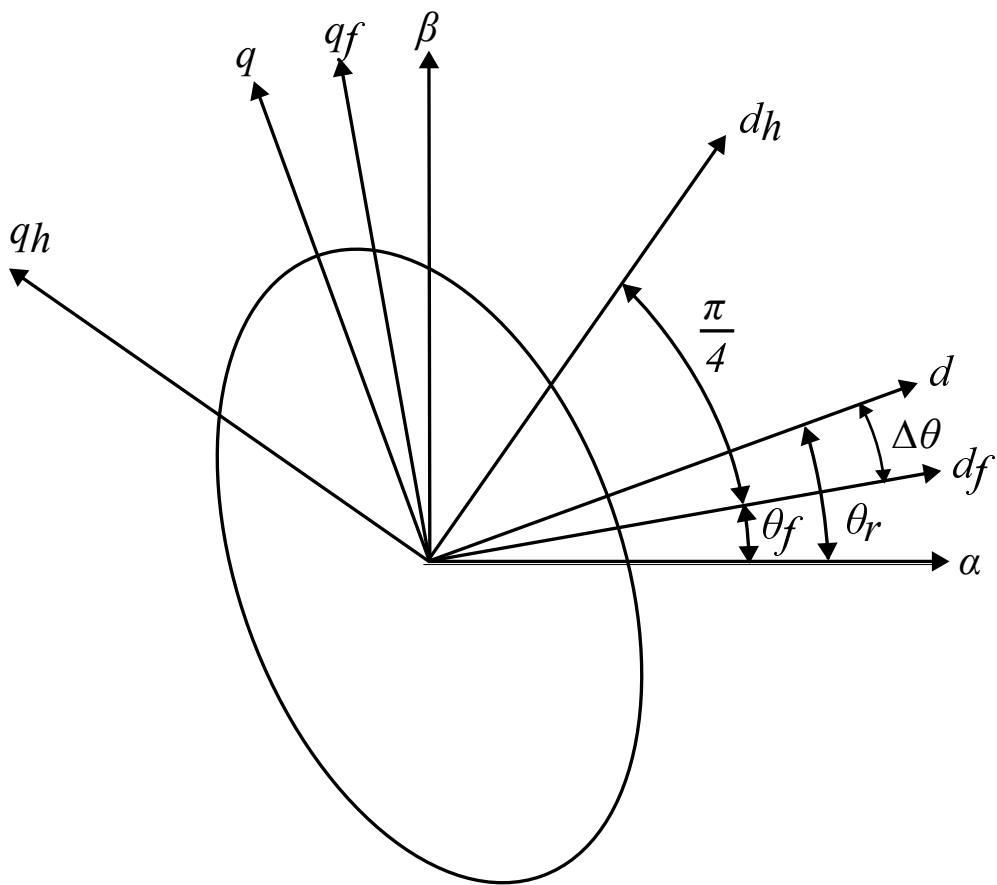
3 Delovanje HFSI

V tem poglavju je opisano delovanje HFSI metode. Ker metoda stoji na predpostavki, da se induktivnost v vzdolžni in prečni smeri razlikujeta, je najprej predstavljena induktivnost stroja, nato je opisan postopek vzbujanja statorja z visoko frekvenco, nato pa izračun estimiranega kota. Na koncu je opisana integracija algoritma v FOC. Na sliki 3.1 je prikazana shema HFSI algoritma.



Slika 3.1: Shema HFSI algoritma.

V klasičnem FOC vodenju trofaznega stroja se fazne veličine z uporabo Clarkine transformacije pretvorijo v dvofazni sistem, nato pa z uporabo Parkove transformacije v d-q k.s., FKS. Pri HFSI metodi pa se uporablja dodaten d-q k.s., HKS, v katerem vzbujamo stator in tokovni odziv uporabljam za estimacijo odklona HKS. Na sliki 3.2 so prikazani uporabljeni koordinatni sistemi, RKS pa ima dodano induktivnostno ovojnico, preko katere ocenjujemo pozicijo rotorja.



Slika 3.2: Uporabljeni koordinatni sistemi

3.1 Induktivnost stroja

Razlika induktivnosti v vzdolžni in prečni smeri RKS se pojavi zaradi nehetetogene sestave rotorja in je maksimalna v prečni smeri in minimalna v smeri vzdolžni. Kot je prikazano na sliki 3.2, je HKS zamknjen za kot $\frac{\pi}{4}$ od FKS. Ko

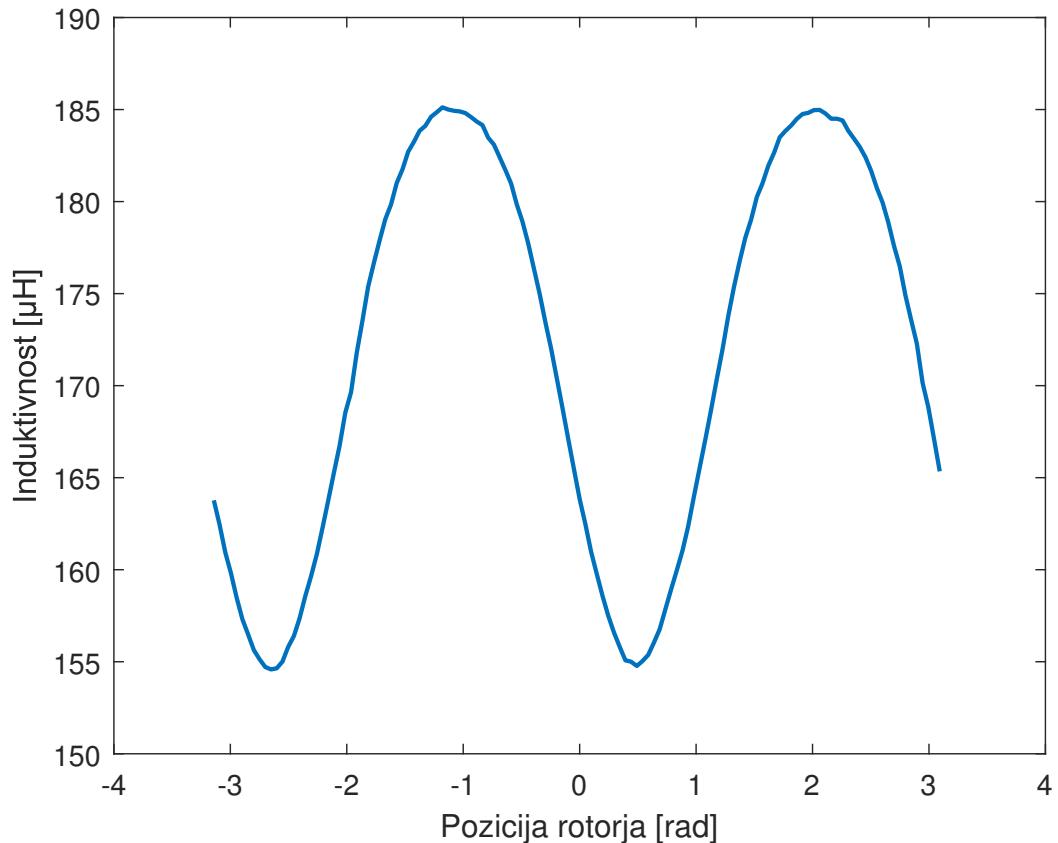
je napaka estimacije kota enaka 0, sta induktivnosti v smeri vzdolžni in prečni smeri HKS enaki. Induktivnosti lahko matematično zapišemo kot:

$$L_{dh} = L_p + L_r \cos\left(2\Delta\theta + \frac{pi}{2}\right) \quad (3.1)$$

$$L_{qh} = L_p + L_r \cos\left(2\Delta\theta - \frac{pi}{2}\right) \quad (3.2)$$

, kjer je $\Delta\theta$ napaka estimirane pozicije.

Zapis induktivnosti s kosinusoidno funkcijo je le poenostavitev realnosti, ker niso vsi stroji konstruirani tako, da potek sledi sinusoidni krivulji. Oblika induktivnosti namreč pride iz geometrije rotorja - oblike izraženih polov rotorja. Dejanski potek induktivnosti je prikazan na sliki 3.3, kjer je bila ta pomerjena z RLC metrom ene same faze, drugi dve pa sta bili odklopljeni. Poleg tega nam odziv kvare tudi vzdolžni in prečni tok, kot bo prikazano v naslednjem poglavju.



Slika 3.3: Induktivnost stroja.

3.2 Visokofrekvenčno vzbujanje statorja

Ker se bo pozicija estimirala preko induktivnosti, je le to potrebno meriti. En od načinov merjenja induktivnosti je preko merjenja impedance - tuljavo vzbujamo z izmenično napetostjo amplitude U_s neke frekvence f_s in iz pomerjenega toka izračunamo upornost. Ta je za tuljavo, ki ima upornost R_L in induktivnost L naslednja:

$$Z_L = R_L + X_L = R_L + j\omega_s L \quad (3.3)$$

Če je R_L znatno manjši od X_L lahko zapišemo:

$$Z_L \cong j\omega_s L \quad (3.4)$$

Skozi tuljavo z nekim vzbujanjem, bi tekkel naslednji tok:

$$I = \frac{U}{Z_L} = \frac{U_s \sin(\omega_s t)}{\omega_s L} \quad (3.5)$$

Amplituda tokovnega odziva, bi tako bila:

$$\hat{i} = \frac{U_s}{\omega_s L} \quad (3.6)$$

V enačbah 3.7 in 3.8 ob predpostavitvi, da se rotor ne vrati oz vrti z nizko frekvenco, zanemarimo člen inducirane napetosti in motor poenostavimo v RL vezje:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (3.7)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (3.8)$$

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.

$$\hat{i}_{dh} = \frac{u_s}{\omega_s L_{dh}} \quad (3.9)$$

$$\hat{i}_{qh} = \frac{u_s}{\omega_s L_{qh}} \quad (3.10)$$

Ko vstavimo induktivnosti L_{dh} in L_{qh} v zgornjo enačbo, dobimo amplitudo tokovnega odziva v odvisnosti od odklona HKS od RKS.

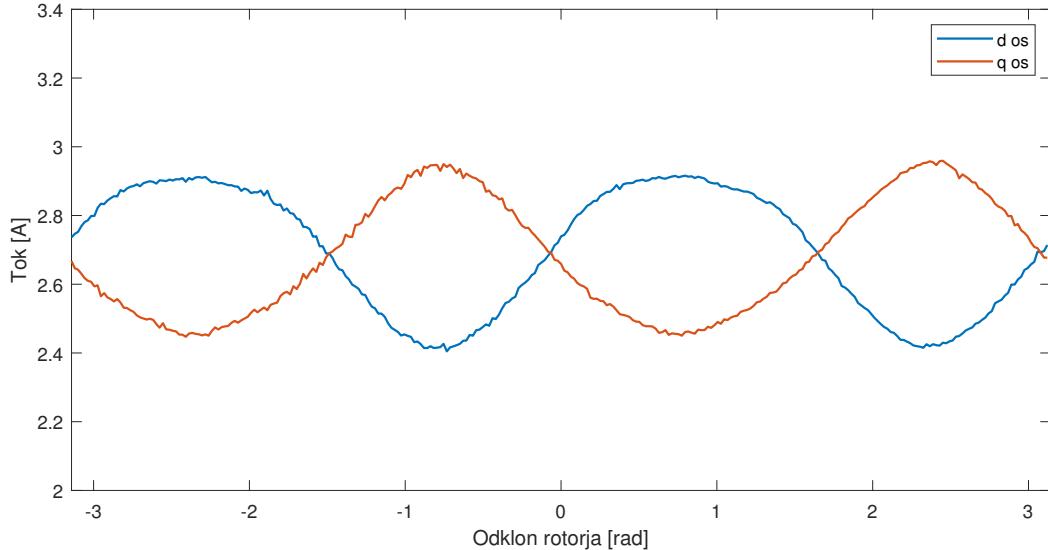
$$\hat{i}_{dh} = \frac{u_s}{2\pi f_s(L_p + L_r \cos(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}))} \quad (3.11)$$

$$\hat{i}_{qh} = \frac{u_s}{2\pi f_s(L_p + L_r \cos(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}))} \quad (3.12)$$

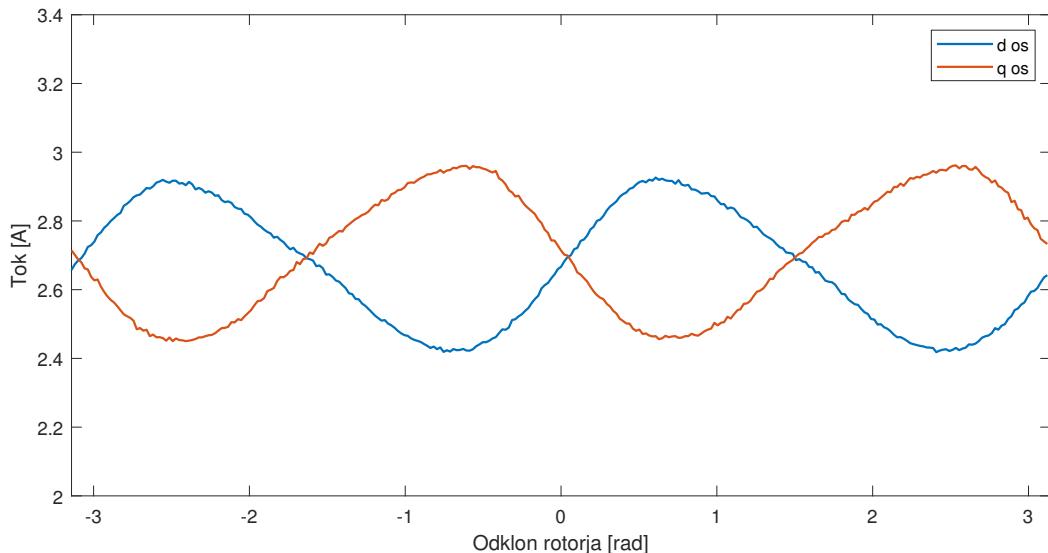
V realnem sistemu iz merjenega toka dobimo visoko frekvenčni odziv, ne pa direktno amplitude. To moramo izračunati iz odziva in je bilo prvotno izvedeno z min-max algoritmom. Ta v določenem oknu odšteje maksimalno in minimalno amplitudo signala. Algoritem je hiter, vendar ima slabo lastnost, da efektivno pod-vzorči signal, namreč minimalna in maksimalna vrednost sinusoidnega signala se v eni periodi ne spreminja in je tako izločena amplituda enaka po celotni periodi VF signala. Ko se z oknom začnemo premikati čez novo periodo odziva, imamo novo maksimalno vrednost. Drug način pa je s pomočjo Fourierove transformacije, prednost te je, da imamo novo amplitudo v vsakem diskretnem času. V digitalnih sistemih se velikokrat uporablja diskretna Fourierova transformacija (DFT), ki 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 [5]. To že uporabljamo za visokofrekvenčno vzbujanje, kar poenostavi implementacijo in pohitri izračun.

Kot induktivnost stroja, so tudi tokovni odzivi poenostavitev realnega sistema. Lahko pričakujemo najnižjo vrednost amplitude tokovnega odziva v

vzdolžni smeri in najvišjo v prečni, vendar bo oblika in s tem tudi odklon, kjer sta odziva enake amplitudo malo zamaknjena od pričakovane. To je prikazano na slikah 3.4 in 3.5, kjer je odklon rotorja kot med rotorjem - gnanim ročno - in FKS (HKS je za $\pi/4$ zamaknjen od FKS).



Slika 3.4: \hat{i}_{dh} in \hat{i}_{qh} pri odklonu 0° .

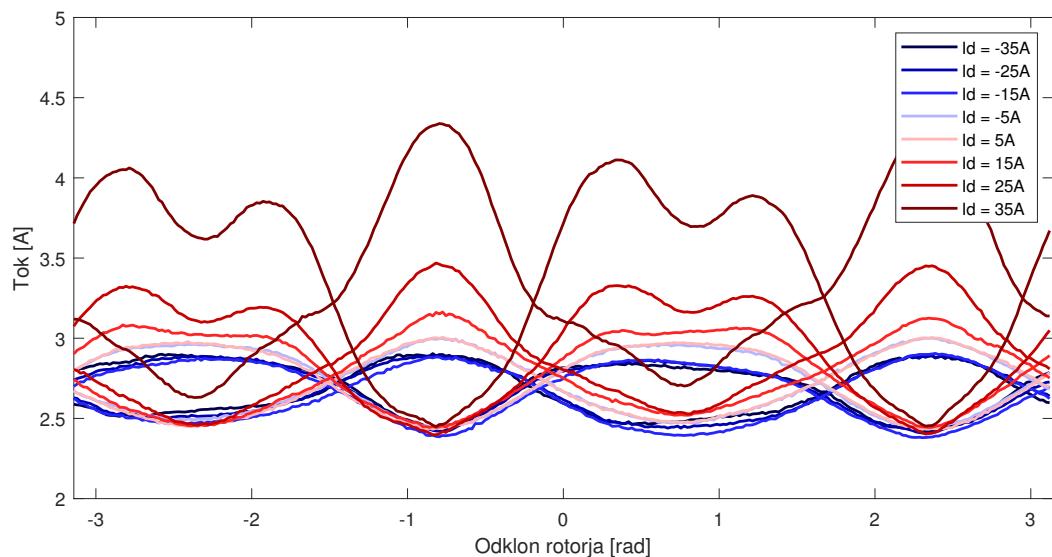


Slika 3.5: \hat{i}_{dh} in \hat{i}_{qh} pri odklonu 45° .

Na sliki 3.4 je bil koordinatni sistem HKS poravnан s SKS - torej je bila vzdolžna os HKS poravnana z osjo α SKS, na sliki 3.5 pa je bil HKS za 45 stopinj

odmaknjen od SKS. Pri obeh slikah je na abcisni osi prikazan odklon RKS od FKS. Opazimo, da je že tukaj nekaj odstopanja od pričakovanega idealnega odziva. Pričakovali bi enak odziv pri tej meritvi, ne glede na odklon HKS od SKS. V delovanju HFSI metode, kjer se HKS vrti relativno na SKS, bomo tako dobili popačenja v odzivu z odklonom HKS.

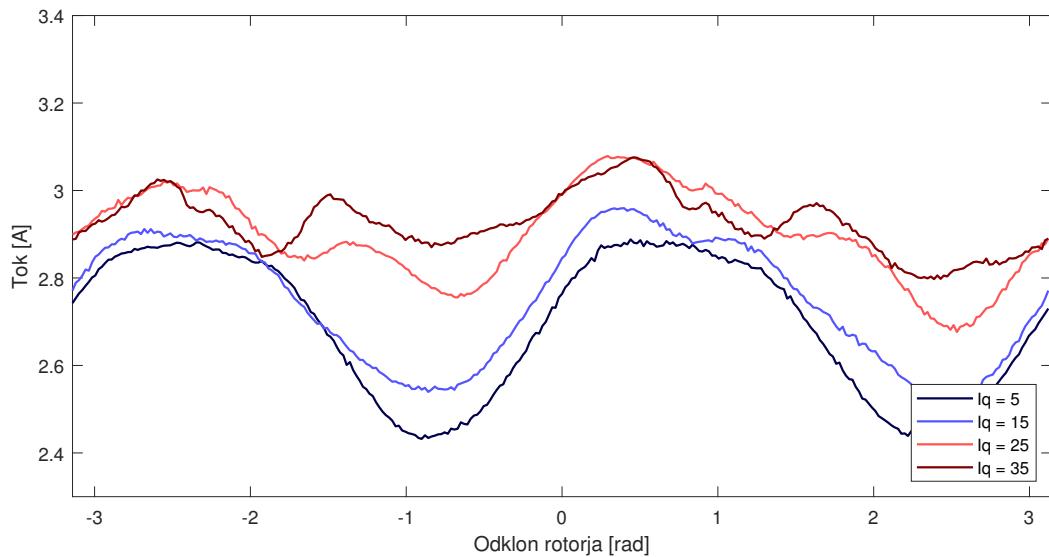
Dodatno nam odziv kvarita prečni in vzdolžni tok - prvega uporabljamo za tvorjenje navora, pri metodah MTPA in slabljenje polja pa tudi drugega. Ta dva tokova dodatno magnetita jedro rotorja, kar spremeni magnetne razmere v stroju, kot je prikazano na slikah 3.6 - 3.8, kjer uporabljamo dodatno enosmerno prečno in vzdolžno komponentno v RKS, katerega odklon je znan z dajalnikom pozicije:



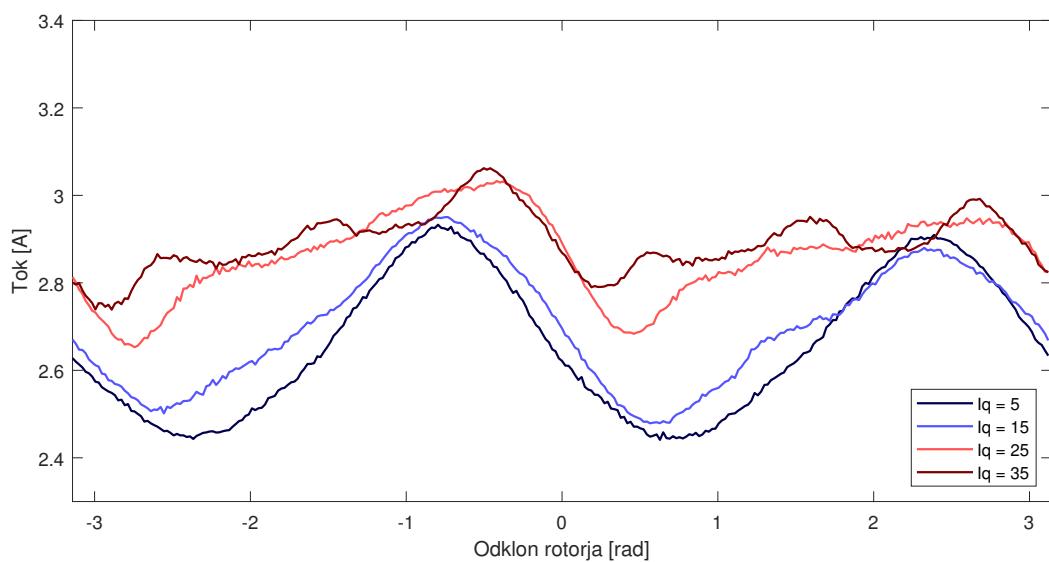
Slika 3.6: Vpliv enosmerne vzdolžne tokovne komponentne na \hat{i}_{dh} in \hat{i}_{qh} .

Vidimo, da vzdolžni tok močno poveča odzov pri višjih pozitivnih tokovih, pri negativnih pa odziv ostane relativno nespremenjen. To se pojavi verjetno zato, ker s pozitivnim tokom jedro dodatno magnetimo, z negativnim pa negiramo magnetno polje permanentnih magnetov.

Vzbujanje s prečnim tokom pa je prikazano na dveh slikah, na sliki 3.7 je prikazan odziv v vzdolžni smeri HKS, na sliki 3.8 pa prečni. Prav tako je prikazan odziv samo pri pozitivnem prečnem (enosmerinem) vzbujanju, ker je pri negativnem ta simetričen odziv pri pozitivnem. Opazimo, da pri višjih tokovih odziv močno popačen in daleč od idealnega.

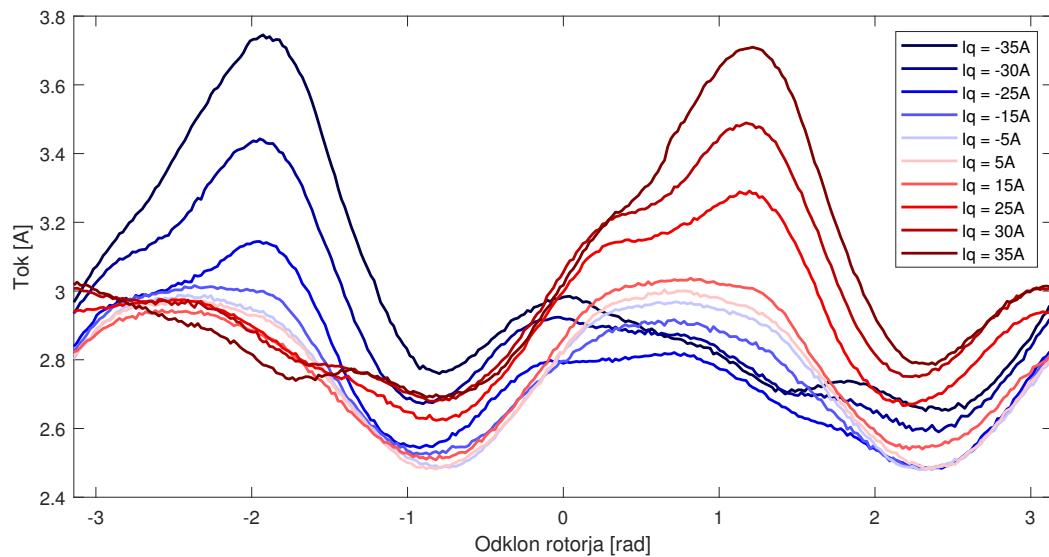


Slika 3.7: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{dh} .



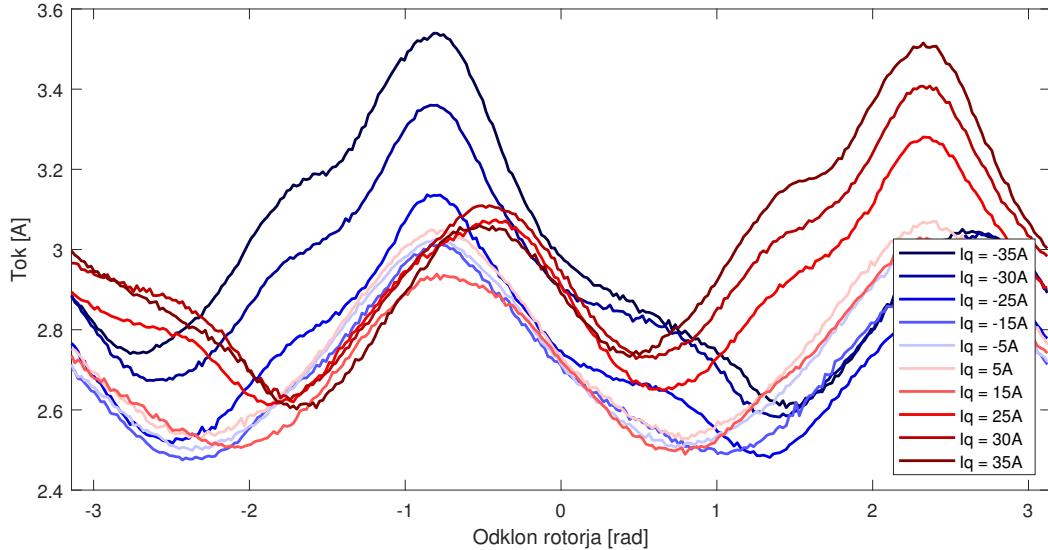
Slika 3.8: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{qh} .

Moramo pa se zavedati tudi dejstva, da pri brezsenzorskem vodenju ne poznamo prave pozicije rotora in imamo na voljo samo približno vrednost. Slike 3.6 - 3.8, kjer je bila pozicija rotorja znana z dajalnikom pozicije, prikazujejo samo odziv amplitude VF tokovnega odziva v primeru vzdolžnega ali prečnega toka RKS. V realnem sistemu pa se bo pozicija estimirala in bo imela neko napako. Tudi v poenostavljenem vodenju kjer uporabljamo samo prečni tok za tvorjenje navora, bomo v primeru napake estimirane pozicije rotorja v RKS imeli nek neničelni vzdolžni tok, saj prečni tok, ki ga vodimo s FOC vodenjem, vodimo v FKS in ne v RKS, s prisotno napako ocenjenega toka pa ta dva nista poravnana. Zato si poglejmo amplitude tokovnih odzivov v primeru, kjer ne poznamo pozicije rotorja. HKS je kot prej od FKS odmaknjen za $\frac{\pi}{4}$ in poravnан s SKS, vrednost prečnega toka je parametrizirana, vzdolžni tok se vodi na ničelno vrednost, z vrtenjem rotorja pa umetno ustvarjamo napako estimirane pozicije.



Slika 3.9: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{dh} pri različnih odklonih rotorja od FKS.

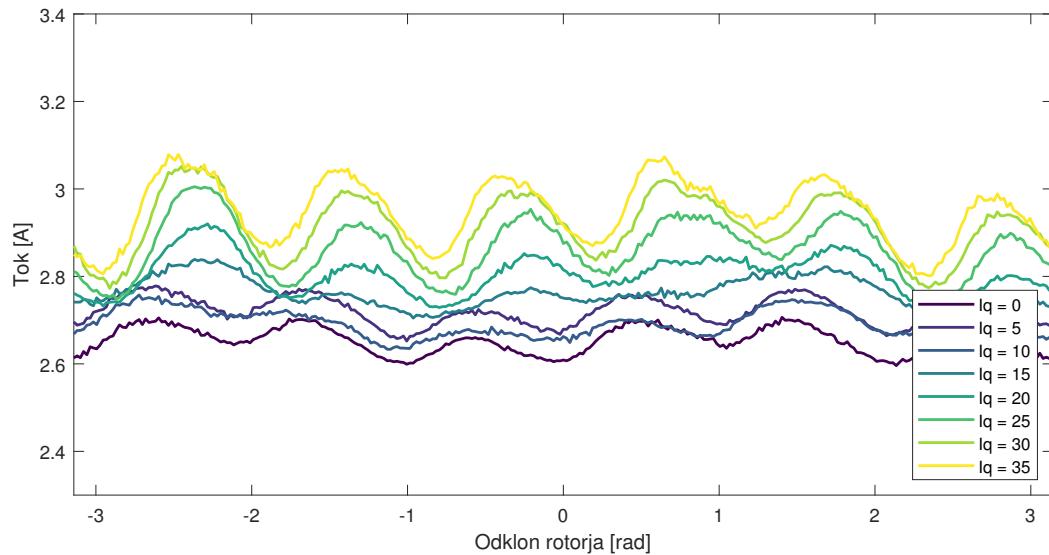
Na sliki 3.9 je prikazana amplituda VF tokovnega odziva v vzdolžni smeri, na sliki 3.10 pa v prečni. Opazimo, da so odzivi pri negativnem toku le fazno zamaknjeni za 180 stopinj. To je pričakovano, saj je negativni tok le za 180 električnih stopinj obrnjen vektor pozitivnega prečnega toka. Opazimo tudi, da je v eni polovici grafa amplituda dokaj nespremenljiva, na drugem koncu pa močno odvisna od odklona rotorja. Enosmerna komponenta prečnega toka je regulirana



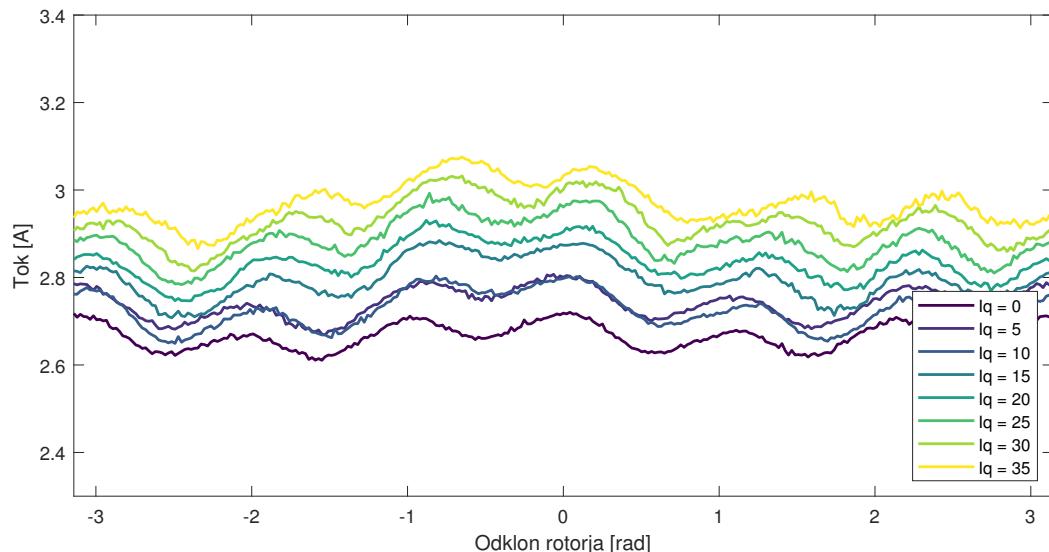
Slika 3.10: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_{qh} pri različnih odklonih rotorja od FKS.

v FKS, kateri pa se ne obrača relativno na SKS, kar pomeni, da z obračanjem rotorja v nekaterih pozicijah tvorimo navor, v drugih pa rotor magnetimo s tem tokom. V primeru, kjer je napaka ocene majhna, je magnetenje rotorja tudi majhno saj je le prečni tok neničeln.

Dodatna meritev, ki pokaže ne-idealnost sistema je primer, kjer HKS odmaknemo od RKS za $\frac{\pi}{4}$ - torej morata biti amplitudi tokovnega odziva v HKS enaki (lahko rečemo tudi da FKS poravnamo z RKS, katerega pozicija je znana z dajalnikom in obratujemo brez napake ocene pozicije rotorja). Prečni tok parametriziramo in opazujemo njegov vpliv na amplitudi. Odklon RKS od SKS je znan in merjen z dajalnikom pozicije, nato pa rotor počasi vrtimo. V idealnem primeru bi morali dobiti konstanten odziv enakih amplitud v obeh smereh, vendar zaradi raznih vplivov dobimo na odzivu motnje, ki kvarijo estimacijo pozicije. To je prikazano na slikah 3.11 - 3.12, kjer je prikazana amplituda v vzdolžni smeri (3.11) in prečni smeri (3.12).



Slika 3.11: Neidealnost \hat{i}_{dh} pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.



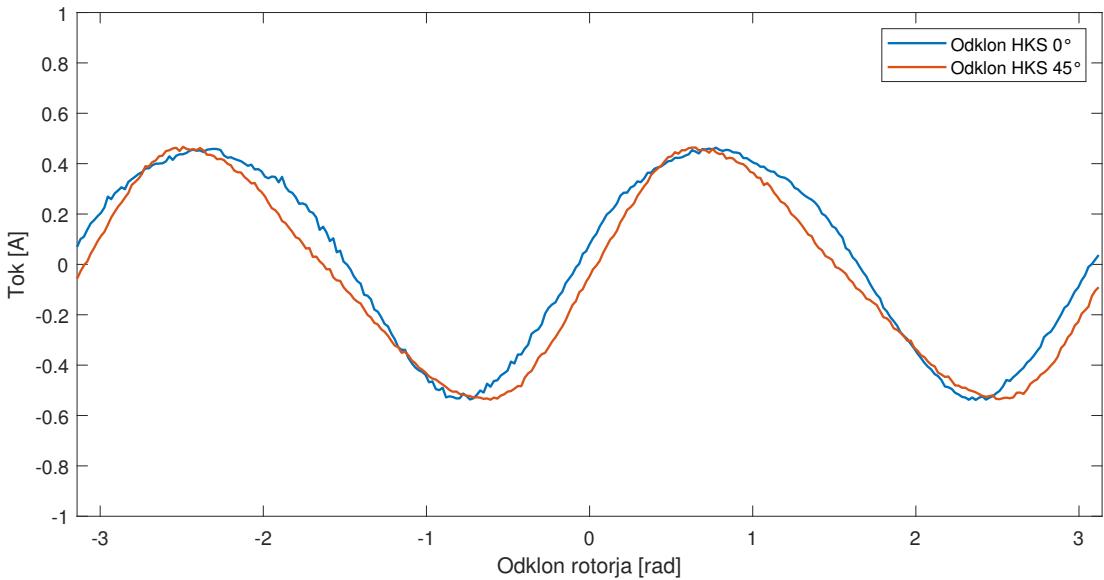
Slika 3.12: Neidealnost \hat{i}_{qh} pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.

Najprej se opazi, da se povprečna amplituda z višanjem prečnega toka povečuje, bolj pomembno pa je izrazito povečanje višje-harmonske komponente, ki se pojavi v vzdolžnem odzivu. Ta pride do izraza v naslednjem poglavju, kjer uvedemo novo spremenljivko - razliko amplitud tokovnih odzivov.

3.3 Izračun pozicije rotorja

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

$$\hat{i}_e = \hat{i}_{dh} - \hat{i}_{qh}$$



Slika 3.13: \hat{i}_e pri odklonu 0° in 45° .

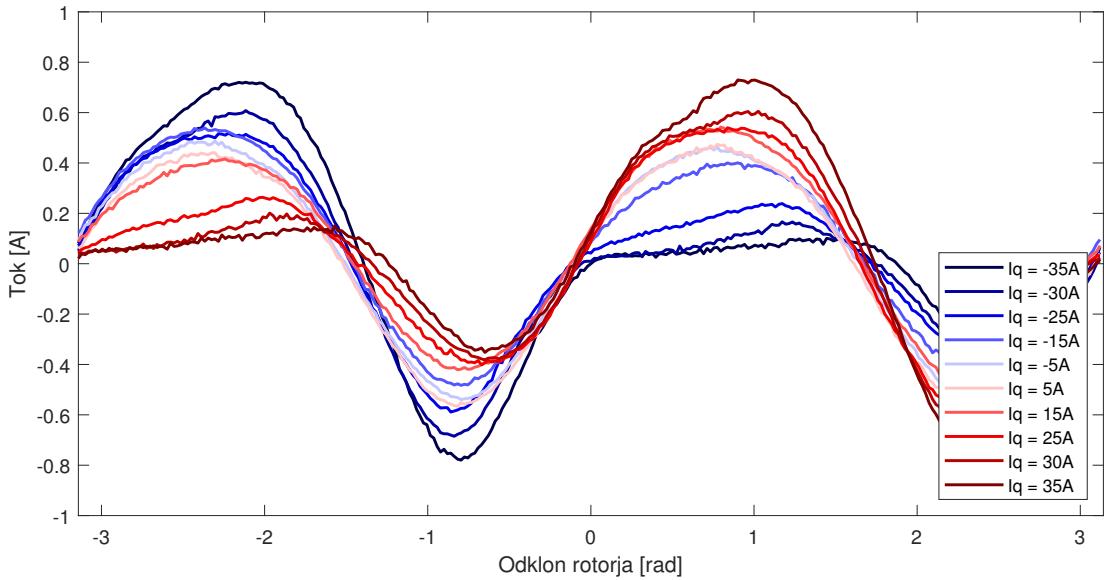
Na sliki 3.13 je prikazan tok \hat{i}_e , kjer vzbujamo stator le z visoko frekvenco v HKS. Odklon HKS se ne spreminja in je poravnан z SKS, vrtimo pa rotor stroja. Opazimo da se okoli delovne točka, ko je napaka ocenjenega kota majhna, \hat{i}_e spreminja linearno. Željena vrednost tega signala je nič, saj bosta takrat amplitudi VF tokovnega odziva prečne in vzdolžne komponente enaki, FKS pa bo poravnан z RKS. Od željene vrednosti regulirane veličina, torej nič, odštejemo dejansko vrednost \hat{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 ω_h , ki jo integriramo da dobimo pozicijo HKS, katero pa v povratni zanki uporabimo za nov izračun \hat{i}_e .

Tako z regulacijo \hat{i}_e na nič dosežemo, da sta amplitudi tokovnega odziva v vzdolžni in prečni komponenti HKS enaki. Kot smo že omenili, je to takrat, ko je HKS od RKS odmaknjen za $\frac{\pi}{4}$. Do pozicije rotorja pridemo s preprostim izračunom:

$$\theta_r = \theta_h - \frac{\pi}{4} \quad (3.13)$$

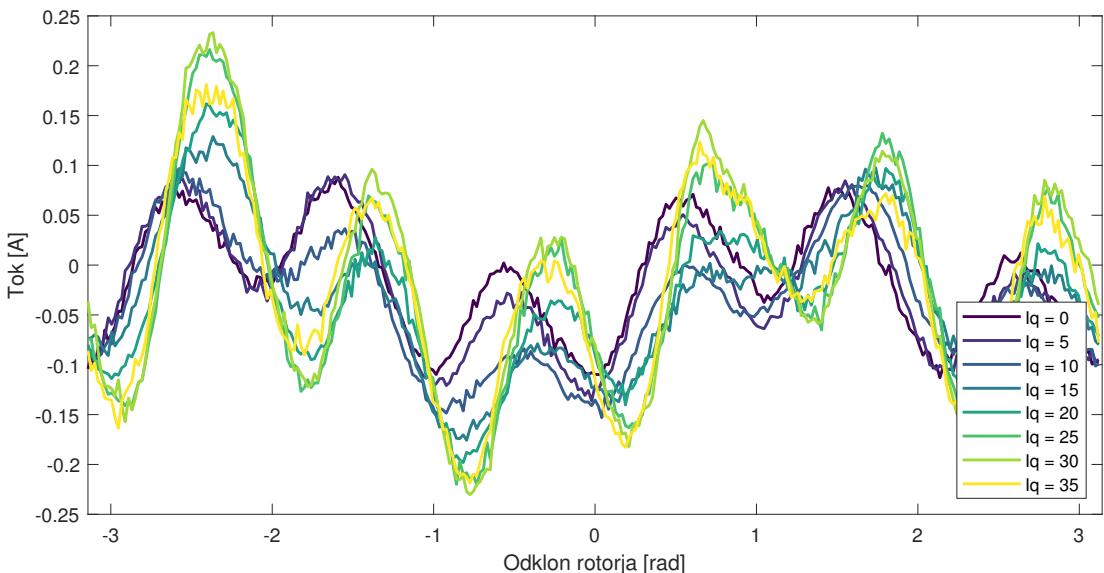
Na sliki 3.13 se opazi, da že samo odklon HKS od SKS vpliva na lokacijo ničelne napake, torej bo prisotna neka napaka na oceni pozicije rotorja, na določenih odklonih HKS od SKS. To bo dodatno prikazano v zadnjem poglavju.

Za tvorjenje navora pa potrebujemo dodatno enosmerno tokovno komponentno na prečni osi HKS. V prejšnjem podpoglavlju smo pokazali, da ta vpliva na amplitudi VF tokovnega odziva. Odvisnost razlike teh dveh, torej \hat{i}_e , od napake ocenjene pozicije je prikazana na sliki 3.14. Slika prikazuje razliko amplitud VF tokovnih odzivov prečne in vzdolžne komponente, prikazanih v prejšnjem podpoglavlju (sliki 3.9 in 3.10), pri različnih prečnih tokovih.



Slika 3.14: Vpliv enosmerne prečne tokovne komponentne na \hat{i}_e pri različnih odklonih rotorja od FKS.

Z meritvijo amplitud VF odziva v odvisnosti od napake pridobimo informacijo o okolici delovne točke regulatorja. Lahko pa pogledamo tudi, kako se ta točka spreminja v odvisnosti od odklona HKS od SKS, saj smo s sliko 3.13 pokazali, da vrednost razlike amplitud ni vedno nič pri istem odklonu HKS od RKS. Slika 3.15 prikazuje razliko amplitud VF tokovnega odziva v prečni in vzdolžni komponenti HKS, kjer je HKS od RKS odmaknjen za $\frac{\pi}{4}$, pozicija RKS je znana z dajalnikom pozicije, rotor pa vrtimo. Pričakovali bi, da je razlika amplitud enaka 0, vendar se opazi, da je prisotna višje-harmonika komponenta, ki je višja z višjim prečnim tokom. V zadnjem poglavju je prikazana napaka ocenjene pozicije v tem primeru.

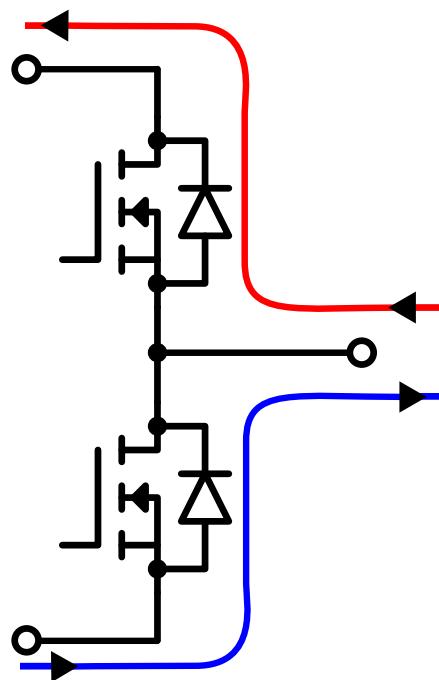


Slika 3.15: Neidealnost \hat{i}_e pri različnih prečnih tokovih, kjer HKS sledi RKS.

3.4 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

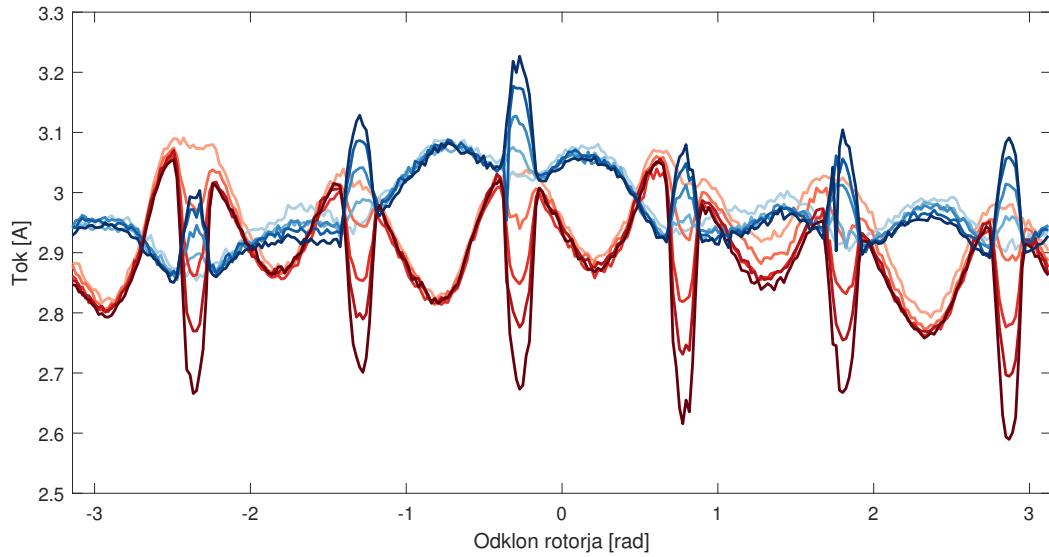
od smeri toka te faze. Slika 3.16 prikazuje odvisnost napetosti faze, ko sta oba tranzistorja močnostnega pretvornika te faze zaprta. Ker sta oba zaprta, mora tok steći skozi diodo zgornjega ali spodnjega tranzistorja. Ko tok teče v stroj, steče skozi spodnjo diodo, zato je napetost te faze v tem primeru 0V, ko pa teče iz stroja, pa steče skozi zgornjo in je napetost takrat enaka napajalni. To povzroča napetostno napako [1].



Slika 3.16: Napetost faze ko sta oba tranzistorja zaprta

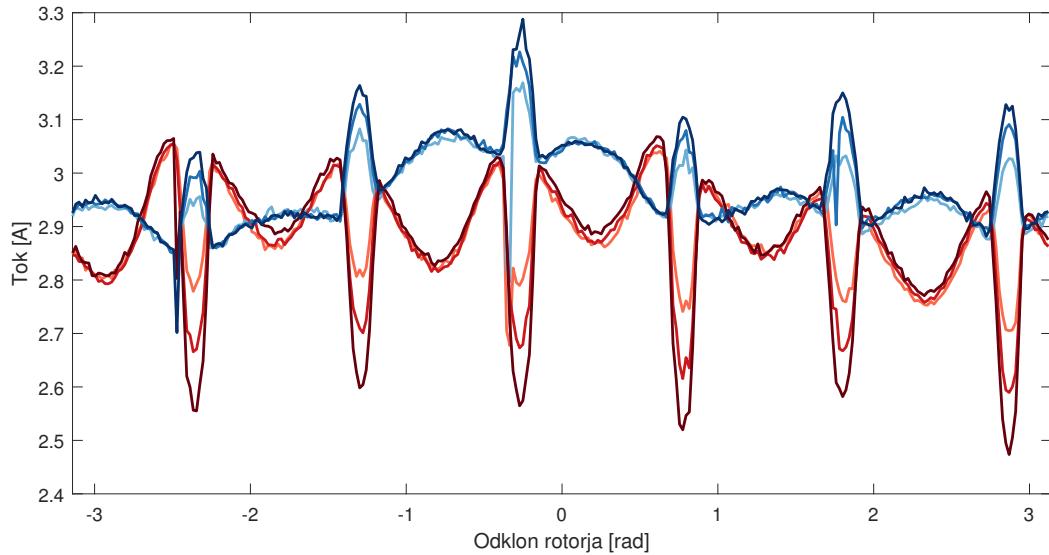
Za delovanje HFSI algoritma pa poleg osnovne harmonske komponente za tvorjenje navora vzbujamo stator še z visoko frekvenčno komponento. V primeru, kjer stator vzbujamo samo z visoko frekvenco, bi mrtvi čas vedno vplival na odziv in njegov vpliv bi bil konstanten. Ko pa vzbujamo še s konstantnim prečnim 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 3.17 opazimo, da je na šestih pozicijah odziv popačen in da je magnituda napake dokaj linearno odvisna od mrtvega časa. Modra barva označuje amplitudo

VF odziva prečne komponente, rdeča pa vzdolžne. Temnejši kot so odzivi, večji je mrtvi čas.



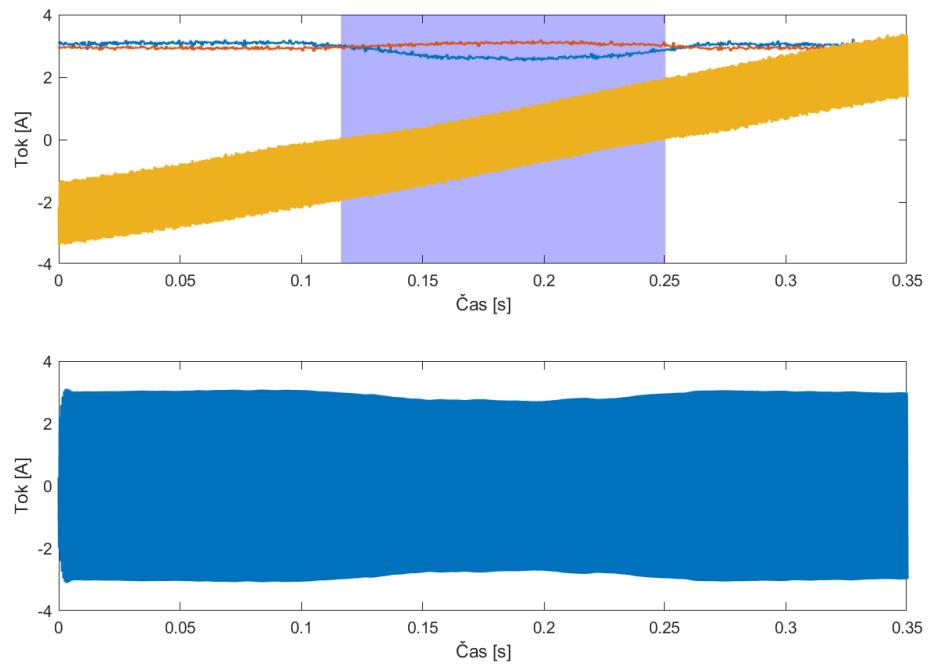
Slika 3.17: Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa

Prav tako lahko potrdimo, da je mrtvi čas odvisen od napajalne napetosti, prikazano na sliki 3.18. Odziv je bil pomerjen pri napetostih 16V, 24V in 32V, kjer je temnejša barva večja napetost.



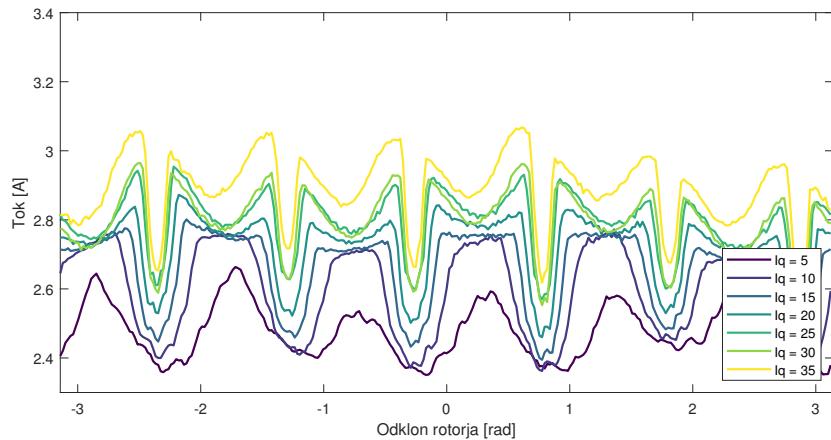
Slika 3.18: Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti

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.

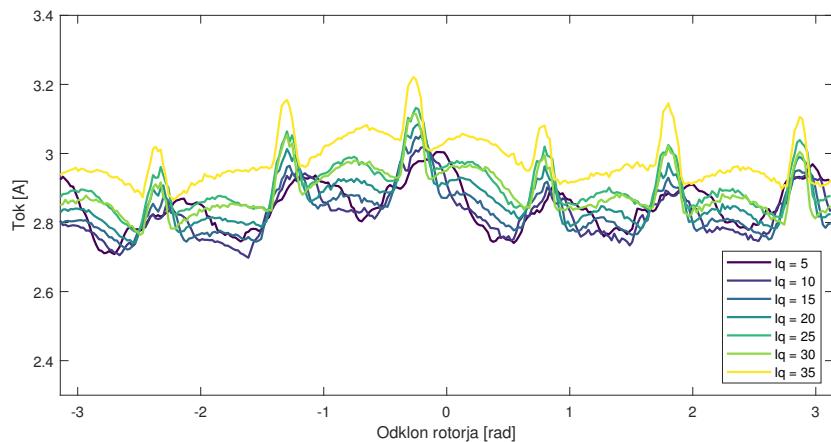


Slika 3.19: Vpliv mrtvega časa na faznem toku

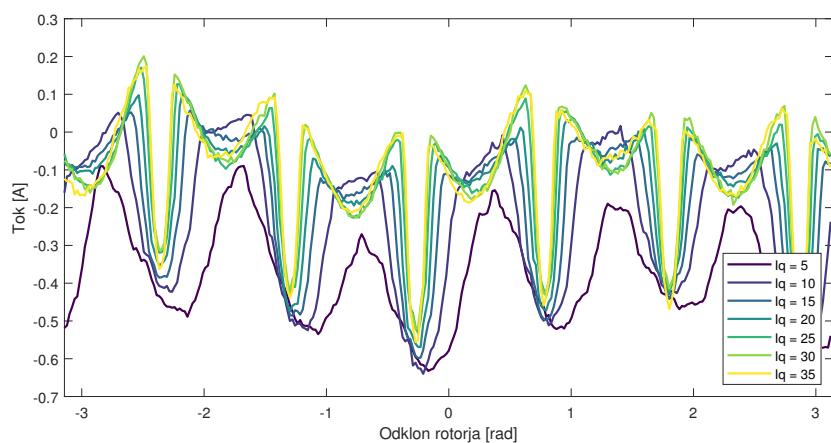
Iz slike 3.19 lahko sklepamo, da bo popačenje zaradi mrtvega časa večje tudi z večjo povprečno amplitudo VF tokovnega odziva (ozioroma bo vidno v širšem kotu) in večje, če bo enosmerna komponenta toka v FKS manjša, saj bo v večih kotnih pozicijah VF tokovna komponenta prehajala čez ničti tok, oziroma menjala polariteto. To lahko pokažemo z meritvami, prikazanimi na slikah 3.20 in 3.21, kjer je prikazana amplituda v vzdolžni in prečni smeri, in na sliki 3.22, kjer je prikazana njuna razlika.



Slika 3.20: Vpliv prečnega toka na popačenje \hat{i}_{dh} zaradi mrtvega časa.



Slika 3.21: Vpliv prečnega toka na popačenje \hat{i}_{qgh} zaradi mrtvega časa.



Slika 3.22: Vpliv prečnega toka na popačenje \hat{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, saj so motnje po kotu ožje. Vpliv mrtvega časa na oceno pozicije pa je prikazan v zadnjem poglavju.

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, 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. 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 tokovna regulatorja s povratno zanko vplivata na VF odziv ali pa celo destabilizirata sistem. 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 tokovno regulacijo. Ob zagonu prvih nekaj period vzbujalnega signala FOC regulatorje izklopimo, da se prehodni pojavi pasovnih filtrov ustali.

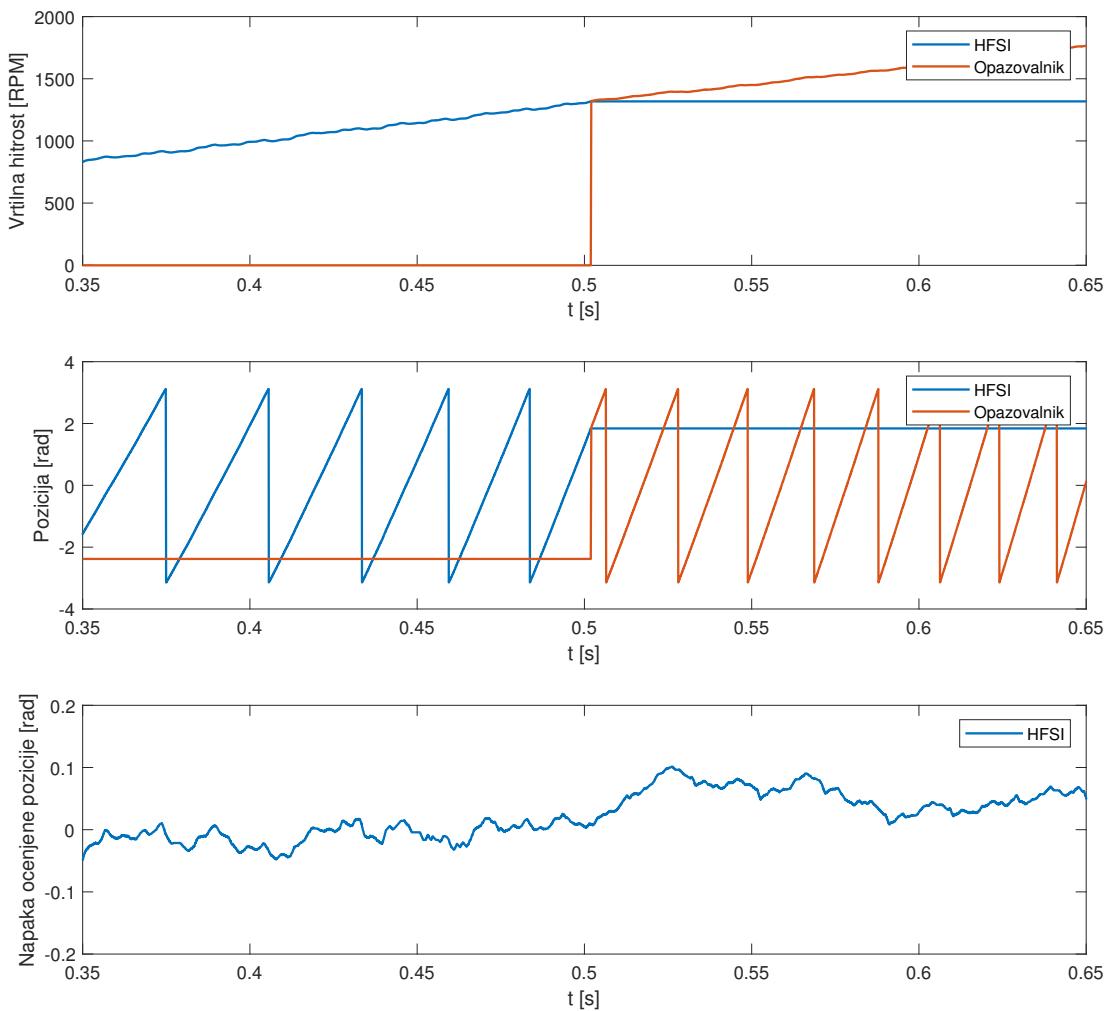
4.2 Začetni kot in izbira stabilne delovne točke

Ob inicializaciji HFSI algoritma, moramo določiti začetno pozicijo in tako primerno tudi postaviti HKS v stabilno točko regulacije - do sedaj smo vedno definirali to točko kot odklon od RKS za $\frac{\pi}{4}$. Smo pa že pri matematičnem zapisu tokovnih odzivov in tudi realnih odzivov opazili, da so štiri stabilne regulacijske točke - torej tisti odkloni HKS od RKS, kjer ima razlika amplitudnih odzivov ali regulirana veličina vrednost nič. Tako bi pričakovali, da je lahko tudi odklon HKS od RKS poljuben, oziroma bolj točno $\frac{\pi}{4} + k\frac{\pi}{2}$, kjer je k poljubno naravno število. Nato pa smo pokazali z meritvijo, prikazano na sliki 3.14, da se regulirana veličina okoli stabilnih točk pri višjih prečnih tokovih obnaša drugače. V dveh točkah je linear, v drugih dveh pa ima v eni smeri drugačen naklon kot v drugi. Torej bi pričakovali, da bi dobili tudi drugačno obnašanje algoritma v različnih točkah, vendar pa se je izkazalo, da algoritom ni tako občutljiv in niti ni važno v katero začetno stabilno točko ga postavimo (četudi ga v končni implementaciji vedno postavimo v stabilno točko, ki ima najbolj linearno okolico). Tukaj moramo paziti, da ne ustvarimo pozitivne povratne zanke s postavitvijo v napačno začetno stabilno točko. HKS lahko postavimo v katerokoli od štirih obstoječih, vendar ima regulirana veličina okoli dveh pozitiven naklon, okoli drugih dveh pa negativen. Če ne spremenimo predznaka regulirane veličine v dveh stabilnih točkah, kjer ima ta negativen naklon bo nastala pozitivna povratna zanka, ki destabilizira sistem.

4.3 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 uporabljajo za estimacijo inducirane napetosti, ocenjeno hitrost in pozicijo. Problem pri tej metodi pa je, da se je težko izogniti manjšim prenihajem, saj bo vedno prisotna napaka estimacije pozicije in hitrosti algoritma HFSI in ima zato opazovalnik ob preklopu že neko majhno napako. Na sliki 4.1 sta na prvem grafu prikazani ocenjeni hitrosti HFSI algoritma in opazovalnika. Ob preklopu, ki se zgodi okoli 0.5 sekunde, hitrost opazovalnika predpolnimo z ocenjeno hitrostjo HFSI algoritma. Drugi graf prikazuje ocenjeno pozicijo obeh algoritmov, na zadnjem grafu pa je prikazana napaka ocenjenega kota. Po preklopu se opazi minimalen prenihaj.



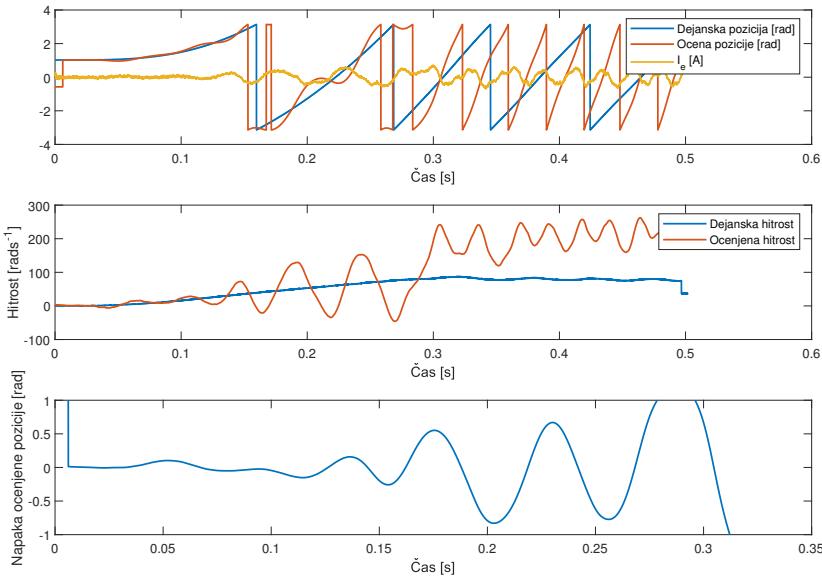
Slika 4.1: Preklop v delovanje opazovalnika pozicije.

4.4 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.

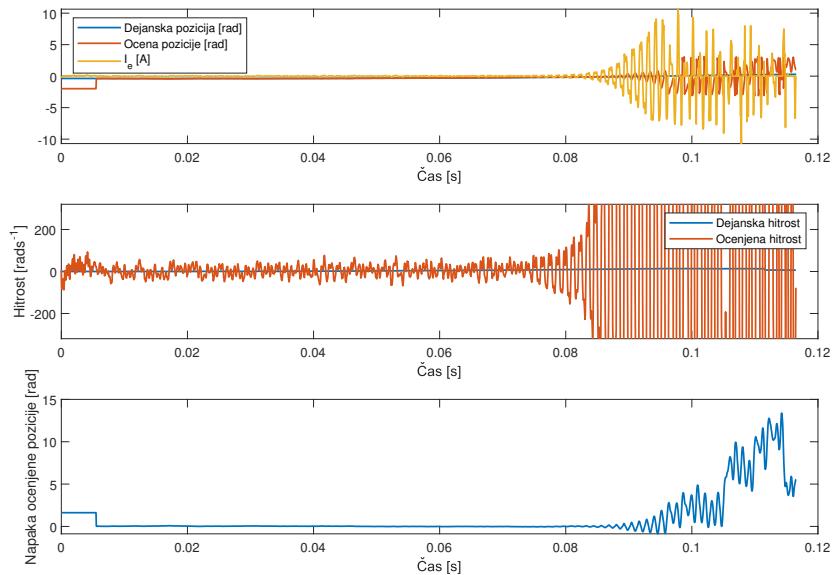
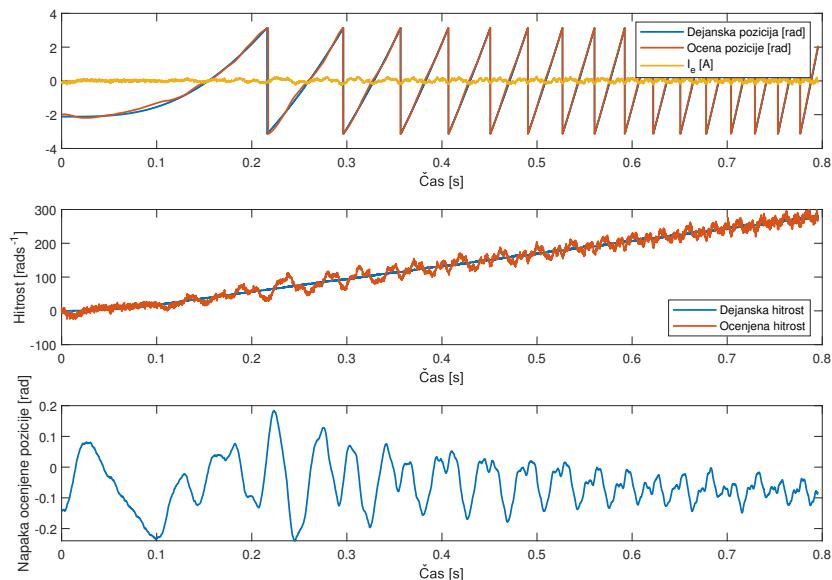
V prvi iteraciji je bil obseg vrednosti parametrov, pri katerij se je meril odziv tak, da je algoritem pri robnih vrednostih postal nestabilen. Ko se je izvajala druga iteracija pa se je obseg parametrov zmanjšal in je bil okoli vrednosti, pridobljene s prvo iteracijo.

Na slikah 4.2 - 4.4 so prikazani vplivi napačne izbire K_p parametra. Premajhen parameter povzroči večinoma integralski odziv in dobimo velike dolge prenihaje, prevelik pa polynomia destabilizira sistem. Zadnja slika prikazuje optimalno izbiro, kjer ocenjena pozicija sledi dejanski brez večje napake.

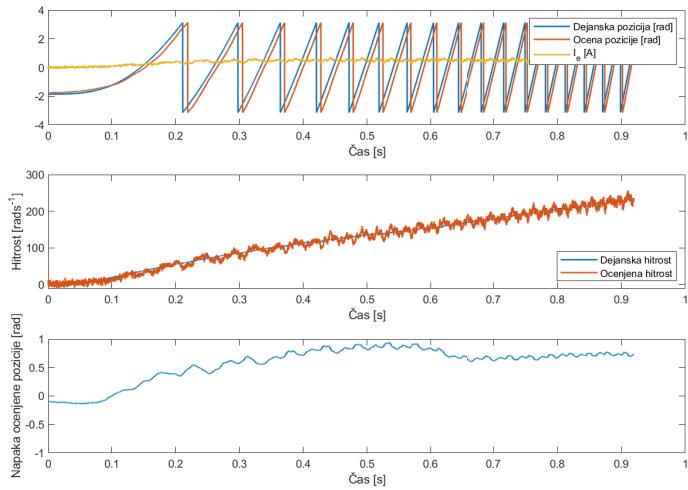


Slika 4.2: Prikaz vpliva premajhnega K_p parametra.

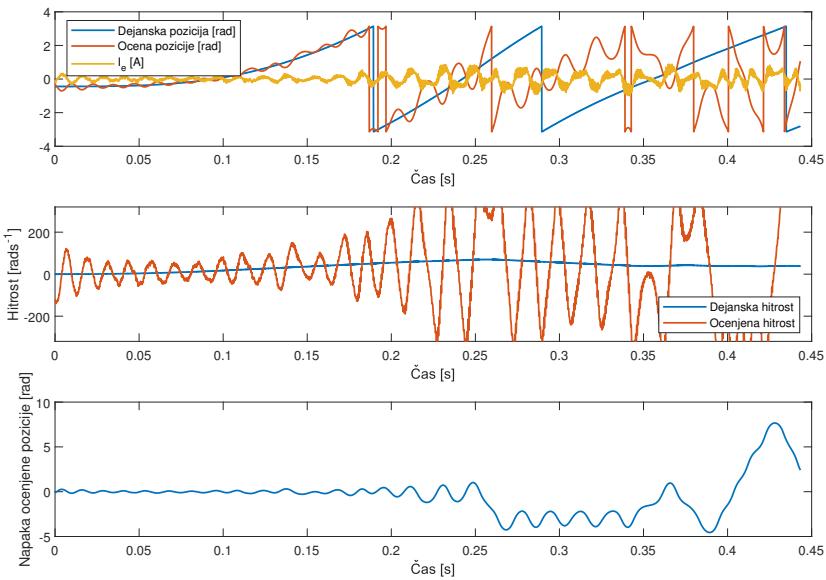
Slike 4.5 - 4.7 pa prikazujejo vpliv K_i parametra. Z izbiro premajhnega pa-

Slika 4.3: Prikaz vpliva prevelikega K_p parametra.Slika 4.4: Prikaz vpliva optimalnega K_p parametra.

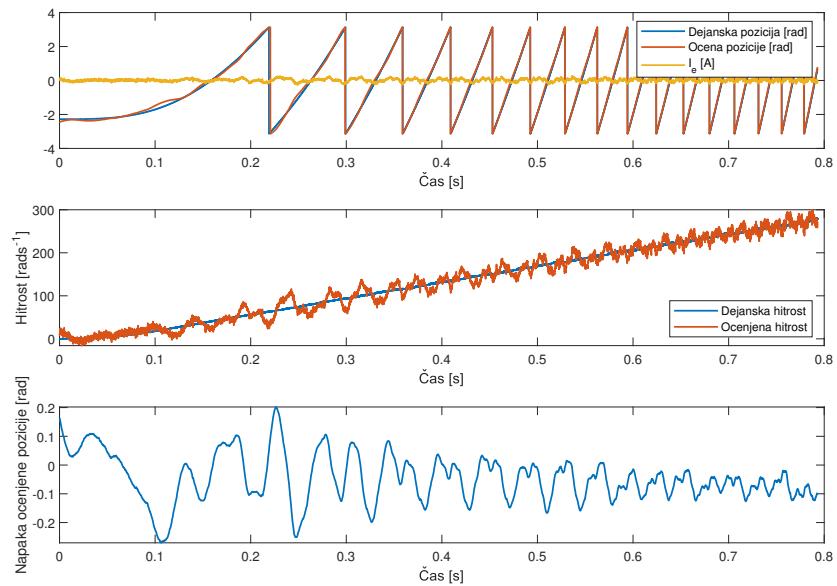
rametra regulirno veličino nikoli ne zreguliramo na nič, kar povzroči konstantno napako. Brez uporabe K_i parametra pa stroj pade iz sinhronizacije. Prebelik K_i ponovno destabilizira sistem, opzimalen z optimalnim parametrom pa dobimo podoben odziv kot na sliki 4.4, saj je bil K_p parameter že optimalno izbran.



Slika 4.5: Prikaz vpliva premajhnega K_i parametra.



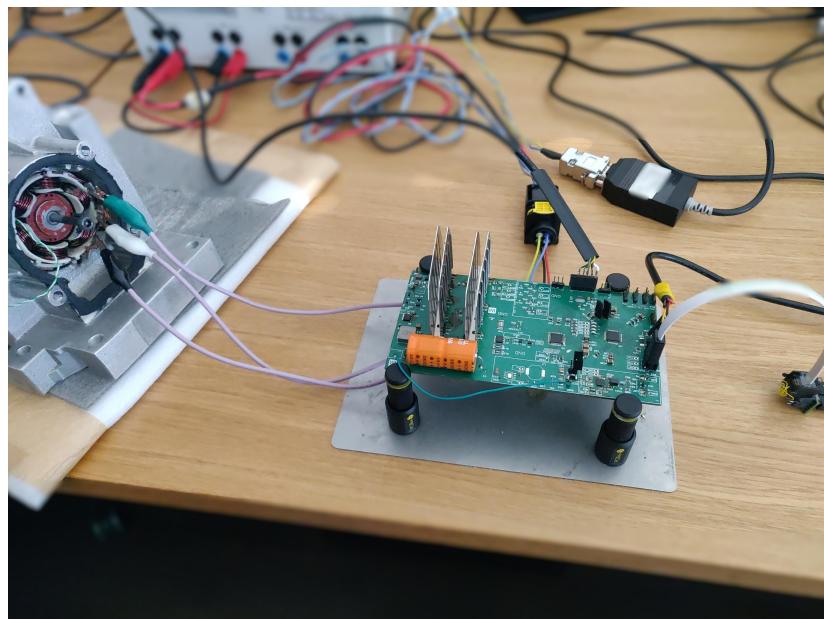
Slika 4.6: Prikaz vpliva prevelikega K_i parametra.



Slika 4.7: Prikaz vpliva optimalnega K_i parametra.

5 Eksperimenti

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

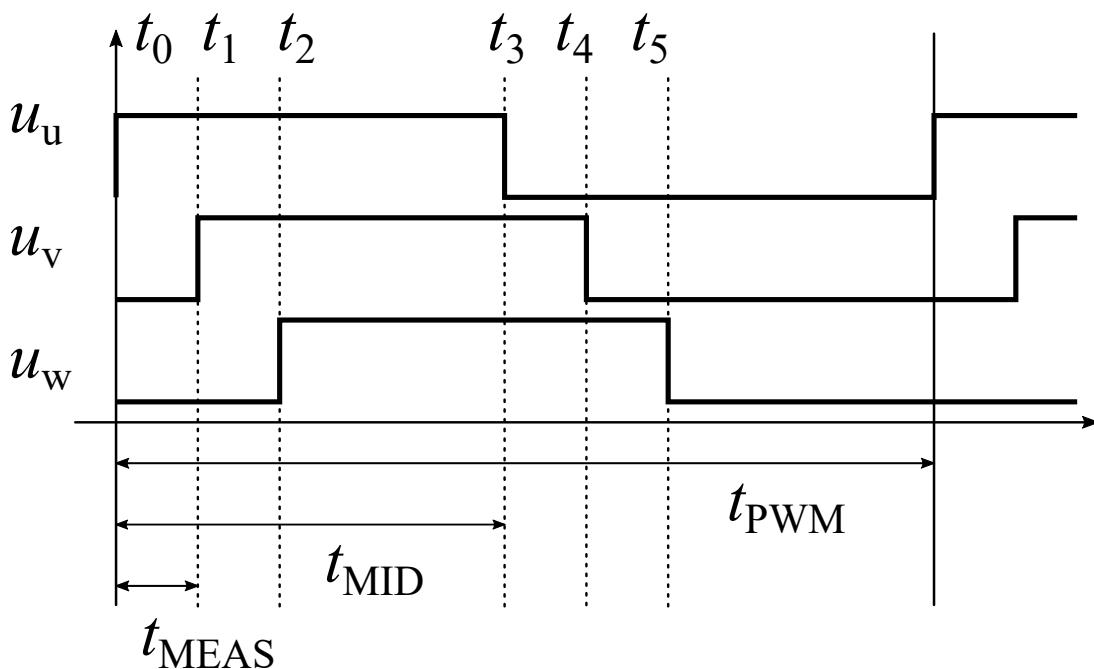


Slika 5.1: Fotografija močnostnega pretvornika in stroja

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

5.1 Trifazni PWM in meritev toka

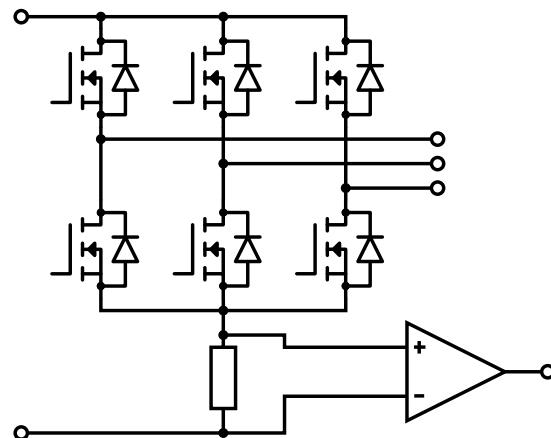
V sistemu se uporablja asimetričen PWM s fazno zamaknjenimi fazami. Največja prednost tega je preprosta implementacija krmiljenja napetosti in merjenje toka, slaba lastnost pa je večje valovanje frekvence PWM-ja. Potek faznih napetosti je prikazan na sliki 5.2, kjer se vidi fazni zamak faz - fazno sta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

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

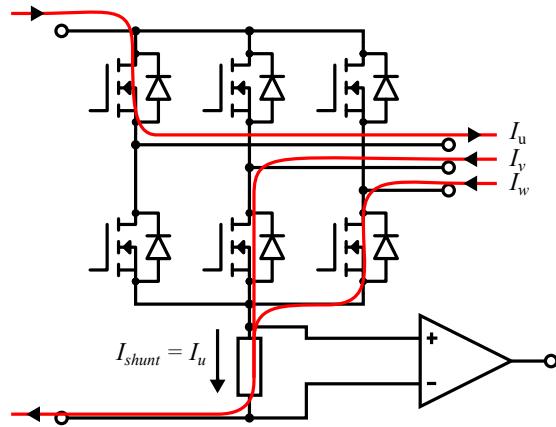
t_{MID} ni polovica t_{PWM} , saj smo rezervirali $2t_{MEAS}$ periode za meritev toka. Zato je t_{MID} enak polovici $t_{MID} - 2t_{MEAS}$. C pa je faktor za pretvorbo željenje napetosti v čas in je preprosto razmerje med dolžino periode in napetostno zalogo. Napetostna zaloga - oziroma napajalna napetost - se aktivno meri, saj želimo da je dejanska napetost na izhodu enaka željeni. Pri FOC vodenju to praviloma ni problem, saj tokovni regulatorji tok regulirajo. 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

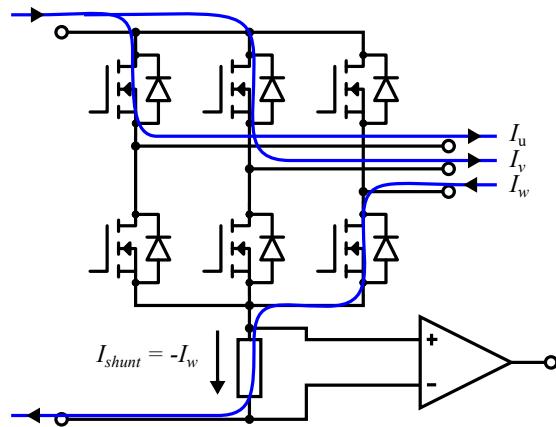
Na sliki 5.3 je prikazan močnostni pretvornik, prav tako pa je prikazano merjenje toka. Uporabljena je konfiguracija enega shunta, kar pomeni, da ko bodo vse tri faze na napajalni napetosti ali na 0V, skozi shunt ne bo tekel tok. Zato

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 .

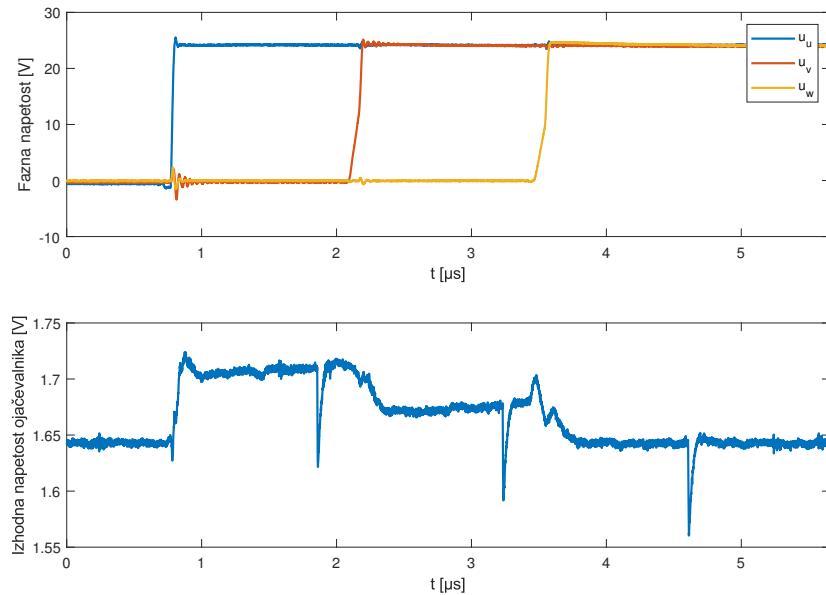


Slika 5.5: Meritev toka $-i_w$

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.

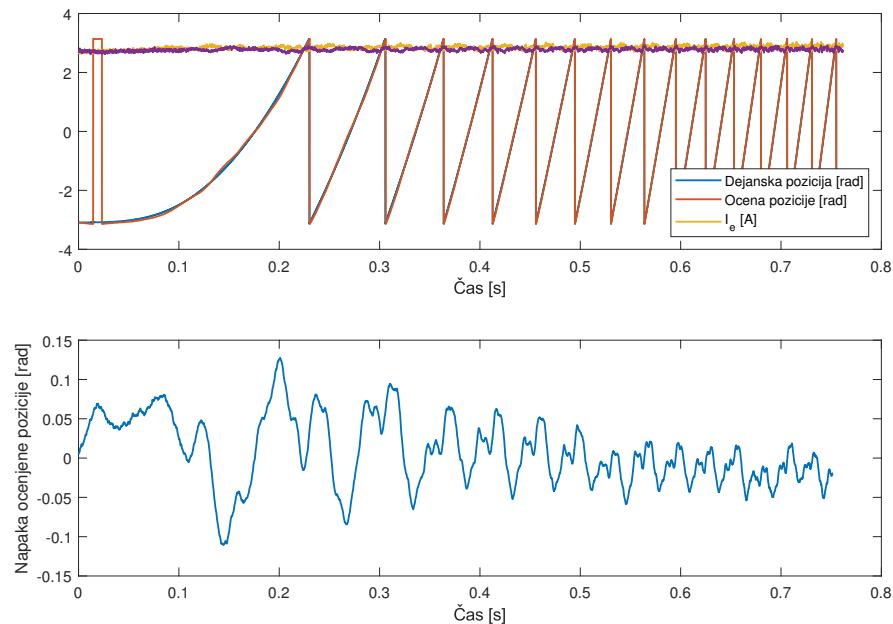


Slika 5.6: Fazne napetosti in ojačan signal shunta.

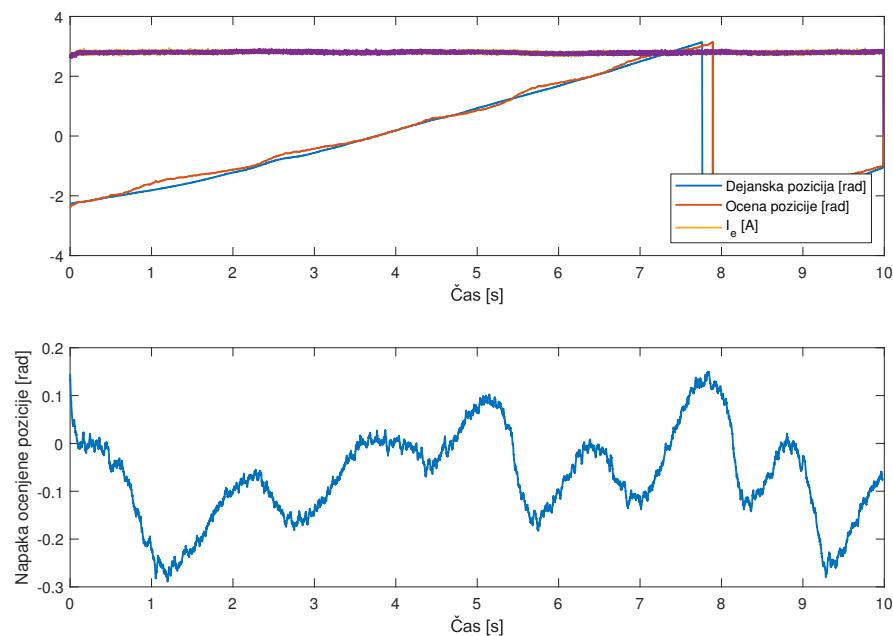
5.2 Rezultati

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 enega obrata na 10 sekund.

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



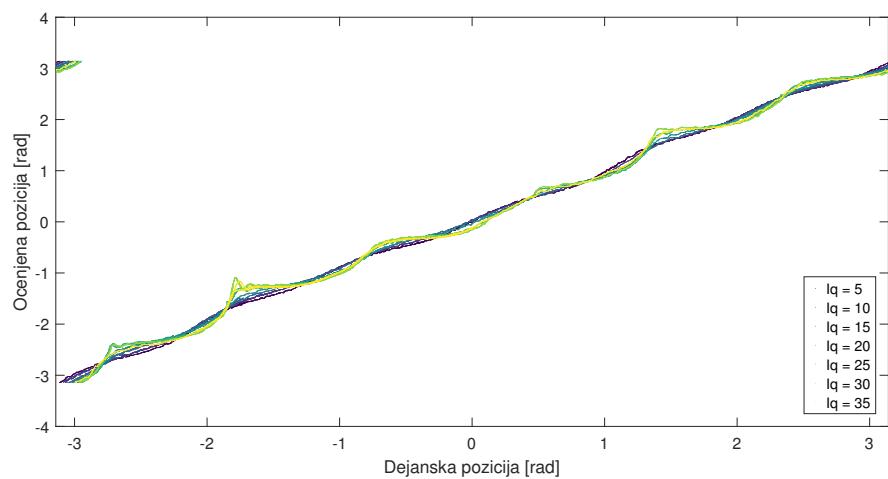
Slika 5.7: Ocena pozicije rotorja brez dodatnega bremena.



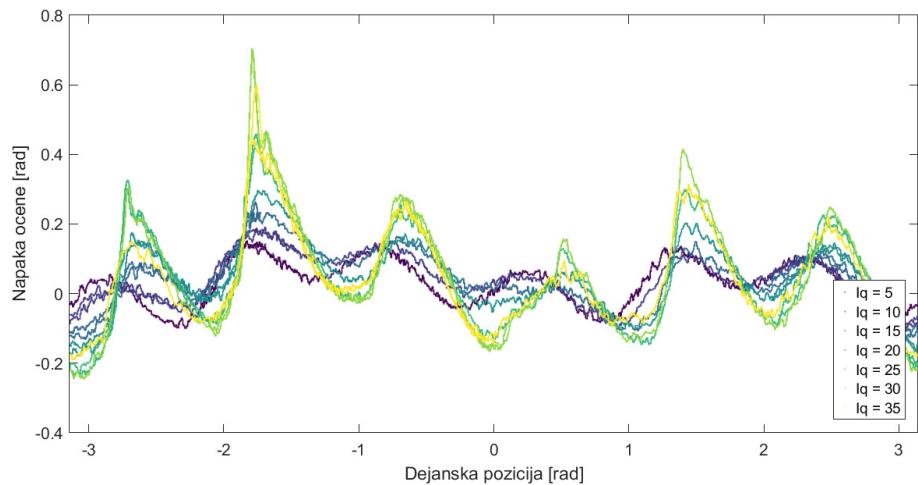
Slika 5.8: Ocena pozicije rotorja pri zelo nizkih hitrostih.

hitrostjo, regulator bolje zregulira razliko amplitud, vendar pa je zaradi pojavov 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.

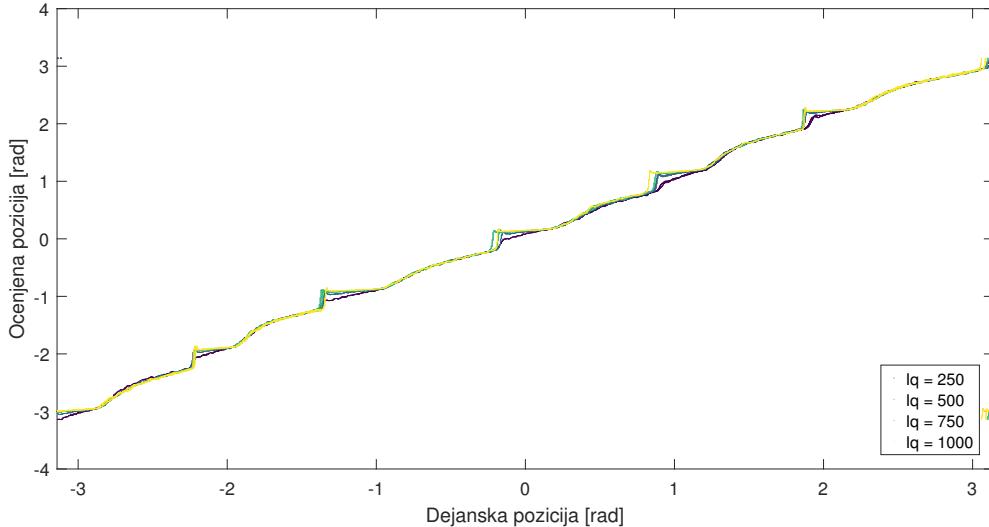


Slika 5.9: Ocena kota pri različnih prečnih tokovih.

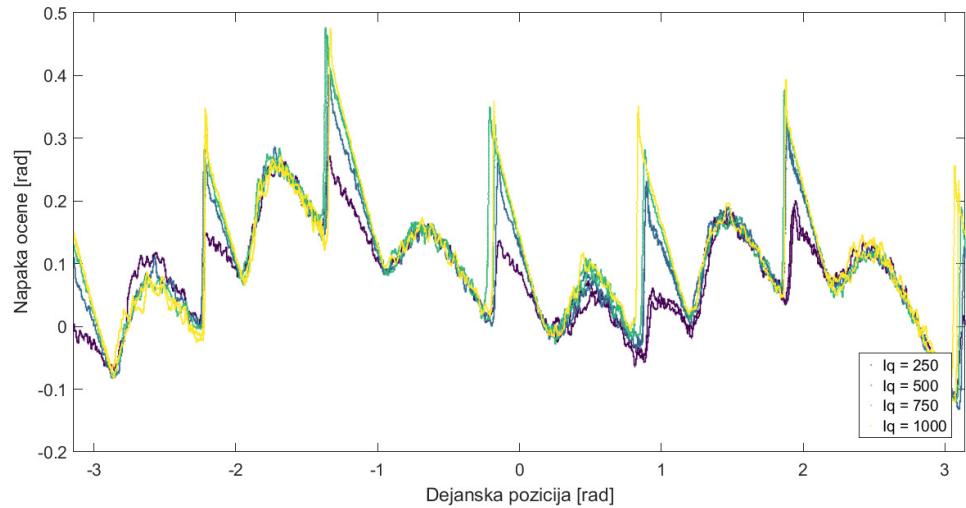


Slika 5.10: Napaka ocene kota pri različnih prečnih tokovih.

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 μ 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.

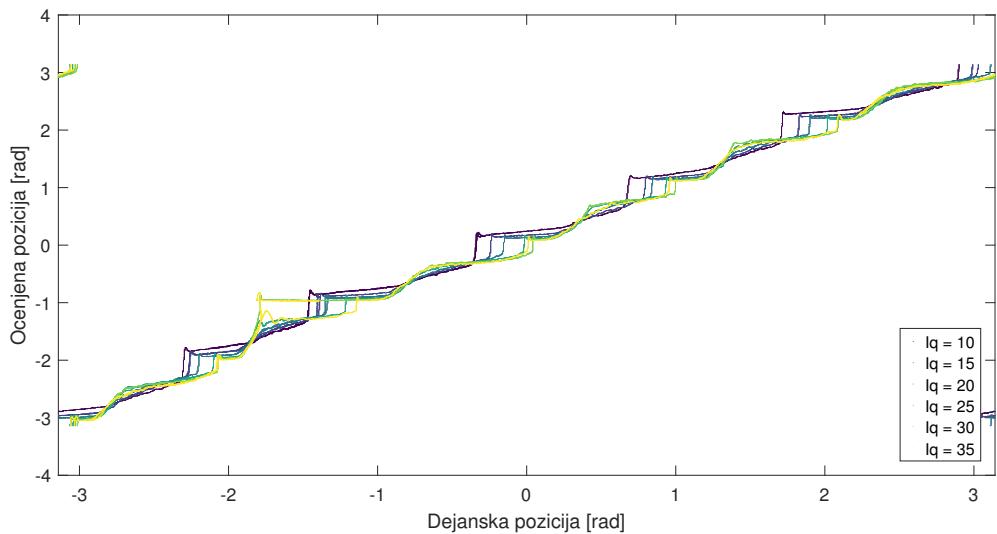


Slika 5.11: Ocena kota pri različnih mrtvih časih.

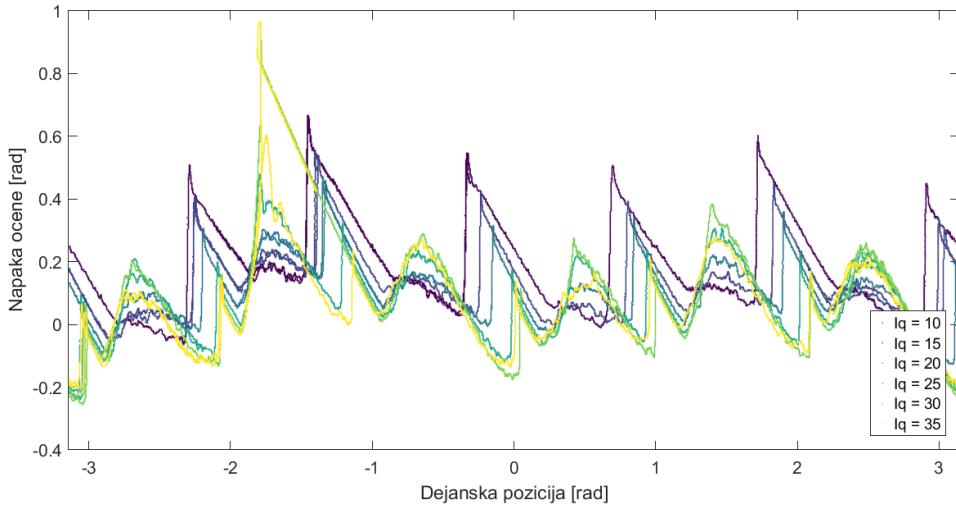


Slika 5.12: Napaka ocene kota pri različnih mrtvih časih.

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.



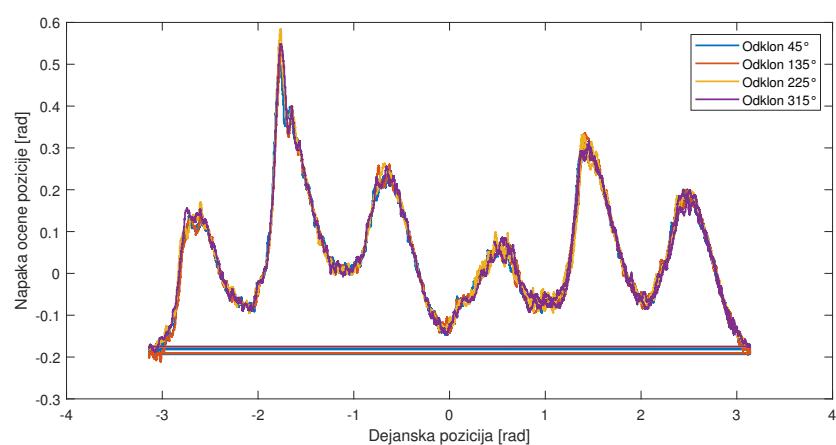
Slika 5.13: Ocena kota pri različnih prečnih tokovih in velikim vrtvim časom.



Slika 5.14: Napaka ocene kota pri različnih prečnih tokovih in velikim vrtvima časom.

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.

V prejšnjem poglavju smo omenili izbiro začetne stabilne točke delovanja algoritma in možen vpliv na delovanje. Narejen je bil eksperiment, kjer smo motor počasi vrteli in opazovali ocenjeno pozicijo. To smo storili za vse štiri začetne točke, kjer je bil prečni tok maksimalen, da se poižkusi delovanje v najslabšem primeru. Na sliki 5.15 je prikazana ocena pozicije pri vseh štirih začetnih točkah, kjer lahko opazimo, da se algoritmom obnaša zelo podobno, ne glede na izbiro stabilne pozicije ozziroma odklona HKS od RKS:



Slika 5.15: Izbira delovne točke obratovanja regulatorja.

6 Zaključek

Literatura

- [1] V. Ambrožič, P. Zajec, D. Vončina in R. Fišer, *Električni servo pogoni*. Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016.
- [2] 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.
- [3] J.-I. Ha, K. Ide, T. Sawa in S.-K. Sul, “Sensorless position control and initial position estimation of an interior permanent magnet motor,” v *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 4, str. 2607–2613 vol.4, 2001.
- [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.
- [5] Wikipedia contributors, “Fourier series — Wikipedia, the free encyclopedia,” 2025. [Online; accessed 27-February-2025].