

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

<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 . . . . .	7
3.2	Vzbujanje z visoko frekvenco v d-q prostoru . . . . .	10
3.3	Izračun pozicije rotorja . . . . .	17
3.4	Vpliv mrtvega časa pretvornika . . . . .	22
<b>4</b>	<b>Integracija v FOC</b>	<b>27</b>
4.1	Inicializacija HFSI . . . . .	27
4.2	Začetni kot in izbira minimuma . . . . .	28
4.3	Brezudarni preklon v delovanje opazovalnika . . . . .	28
4.4	Nastavitev parametrov PI regulatorja . . . . .	29

<b>5</b>	<b>Eksperimenti</b>	<b>31</b>
5.1	Trifazni PWM in meritev toka . . . . .	32
5.2	Rezultati . . . . .	35
5.2.1	Primerjava ... . . . .	36
<b>6</b>	<b>Zaključek</b>	<b>37</b>
	<b>Literatura</b>	<b>39</b>
	75095	

## Seznam slik

2.1	Presek IPMSM stroja. . . . .	3
2.2	Shema brezsenzorskega FOC vodenja. . . . .	5
3.1	Shema HFSI algoritma. . . . .	8
3.2	Koordinatni sistemi uporabljeni v HFSI algoritmu . . . . .	9
3.3	Induktivnost stroja . . . . .	10
3.4	Primer vključitve slike. . . . .	13
3.5	Primer vključitve slike. . . . .	13
3.6	Primer vključitve slike. . . . .	14
3.7	Primer vključitve slike. . . . .	14
3.8	Primer vključitve slike. . . . .	15
3.9	Primer vključitve slike. . . . .	16
3.10	Primer vključitve slike. . . . .	16
3.11	Primer vključitve slike. . . . .	17
3.12	Primer vključitve slike. . . . .	18
3.13	Primer vključitve slike. . . . .	18

3.14 Primer vključitve slike. . . . .	19
3.15 Primer vključitve slike. . . . .	20
3.16 Primer vključitve slike. . . . .	20
3.17 Primer vključitve slike. . . . .	21
3.18 Napetost faze ko sta oba tranzistorja zaprta . . . . .	23
3.19 Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa . .	24
3.20 Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti . .	24
3.21 Vpliv mrtvega časa na faznem toku . . . . .	25
4.1 Preklop v delovanje opazovalnika pozicije. . . . .	30
5.1 Fotografija močnostnega pretvornika in stroja . . . . .	31
5.2 Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika . . . . .	32
5.3 Shema močnostnega pretvornika in meritve toka . . . . .	34
5.4 Shema močnostnega pretvornika in meritve toka . . . . .	34
5.5 Shema močnostnega pretvornika in meritve toka . . . . .	35

## Seznam tabel



## Seznam uporabljenih simbolov

V pričujočem zaključnem delu so uporabljene naslednje veličine in simboli:

Veličina / oznaka		Enota	
Ime	Simbol	Ime	Simbol
Vzbujanje z visokofrekvenčnim signalom	HFSI	sekunda	s
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	IPM	-	-
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	$dh; qh$	-	-
električni kot rotorja	$\theta_r$	radian	rad
odklon FKS	$\theta_f$	radian	rad
odklon HKS	$\theta_h$	radian	rad
Induktivnost v d in q 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 vzbujalnega signala	$f_s$	hertz	Hz
število polov	$p$	-	-
Napetost v d in q smeri	$U_d; U_q$	volt	V
Tok v d in q smeri	$I_d; I_q$	ampere	A
VF napetostno vzbujanje	$U_d^{VF}; U_q^{VF}$	volt	V
VF tokovni odziv	$I_d^{VF}; I_q^{VF}$	ampere	A



# 1 Uvod

V industriji se opazi vedno večja uporaba brezkrtačnih sinhronskih strojev, zaradi 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. 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.

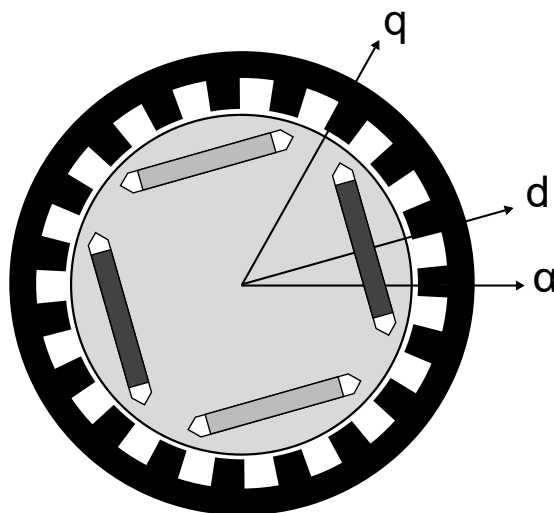
Večina brezsenzorskih algoritmov deluje na principu opazovalnika pozicije, ki estimira inducirano napetost stroja, ta pa je pri nizkih obratih premajhna za uporabo le-teh, zato je potrebno za visoke navore pri nizkih obratih uporabiti drugo metodo. Praktično vse metode za estimacijo pozicije v nevrtečem stanju ali pri nizkih vrtilnih 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 algoritem.



## 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 permanentne 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:

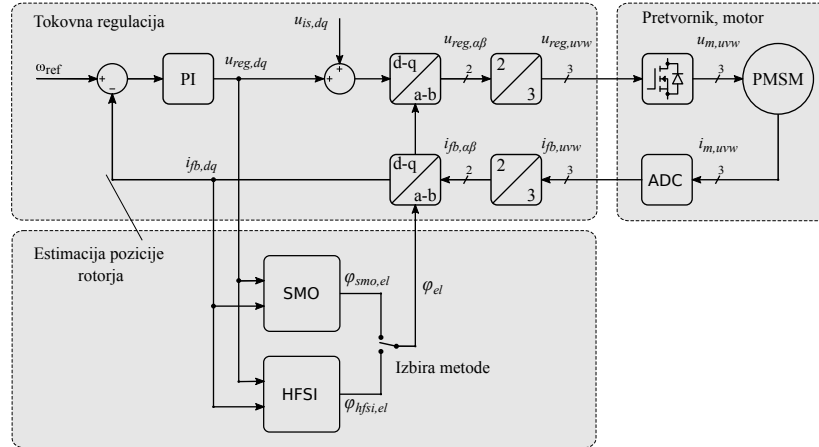
$$M_{el} = \frac{3}{2} p \left( \underbrace{\Psi_{TM} i_q}_{M_{sinhr}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_q i_d}_{M_{rel}} \right) \quad (2.3)$$

## 2.2 Brezsenzorsko vodenje FOC

Pri vodenju FOC uporabljamo kaskadni regulator, kjer se notranja zanka uporablja za regulacijo toka, zunanja pa regulacijo hitrosti (ali pozicije). Za poenostavitev vodenja se uporablja Clarkina transformacija s katero trofazne veličine predstavimo v dveh ortogonalnih oseh,  $\alpha$  in  $\beta$  v statorskem koordinatnem sistemu (SKS). Veličine v SKS pa transformiramo v RKS z uporabo Parkove transformacije, te pa se uporabljajo 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 slabi 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 TODO citat. Opisana metoda odpove pri nižjih hitrostih, kjer je inducirana napetost premajhna oziroma ničelna v nevtrtečem 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 vzbujajo stator med vsako PWM periodo, druge uporabljajo pulzirajoč signal, ki vzbuja le vzdolžno komponentno in tako minimizira moteč navor zaradi vzbujalne napetosti. HFSI algoritem pa uporablja vrteč signal, ki vzbuja tudi prečno komponentno.

Zaznavanje začetne pozicije rotorja v nevtrtečem stanju je prav tako pomembna, saj omogoča takojšnje delovanje z visoko učinkovitostjo, prav tako pa izniči možnost vrtenja v napačno smer. Za zaznavanje začetne pozicije se prav tako izkorišča izraženost polov in je opisano v [3].



## 3 Delovanje HFSI

V tem poglavju je opisano delovanje HFSI metode. Ker metoda stoji na predpostavki, da se induktivnost v d in q 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.

V klasičnem FOC vodenju 3 faznega stroja se fazne veličine z uporabo Clarkine transformacije pretvorijo v 2 fazni sistem, nato pa z uporabo Parkove transformacije v d-q k.s. Pri HFSI metodi pa se uporablja dodaten d-q k.s., HKS, v katerem vzbujamo stator in tokovni odziv uporabljamo za vodenje odklona HKS. Na sliki 3.1 je prikazana shema HFSI algoritma.

### 3.1 Induktivnost stroja

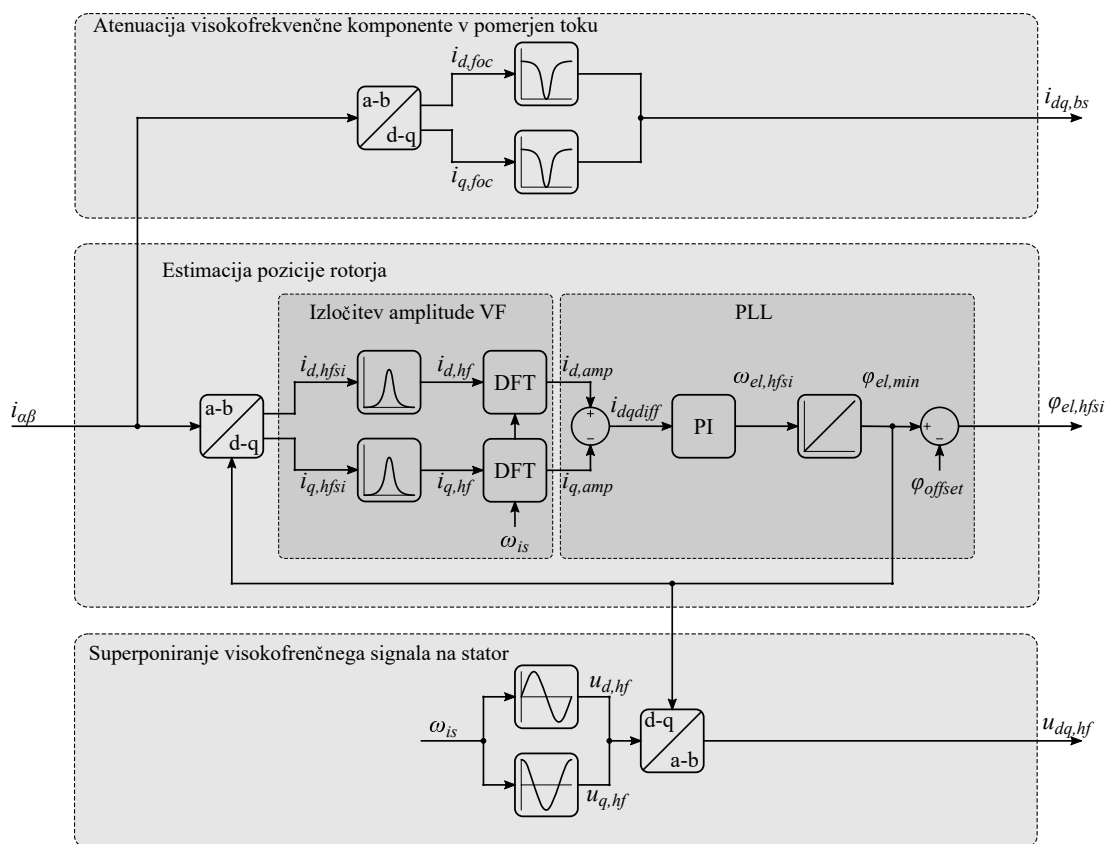
Razlika induktivnosti v d in q osi RKS se pojavi zaradi neheterogene sestave rotorja in je maksimalna v smeri q in minimalna v smeri d. Kot je prikazano na sliki TODO, je HKS zamaknjen za kot  $\frac{\pi}{4}$  od RKS. Ko je napaka estimacije kota enaka 0, sta induktivnosti v smeri d in q k.s. HKS enaki. Induktivnosti lahko matematično zapišemo kot:

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

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

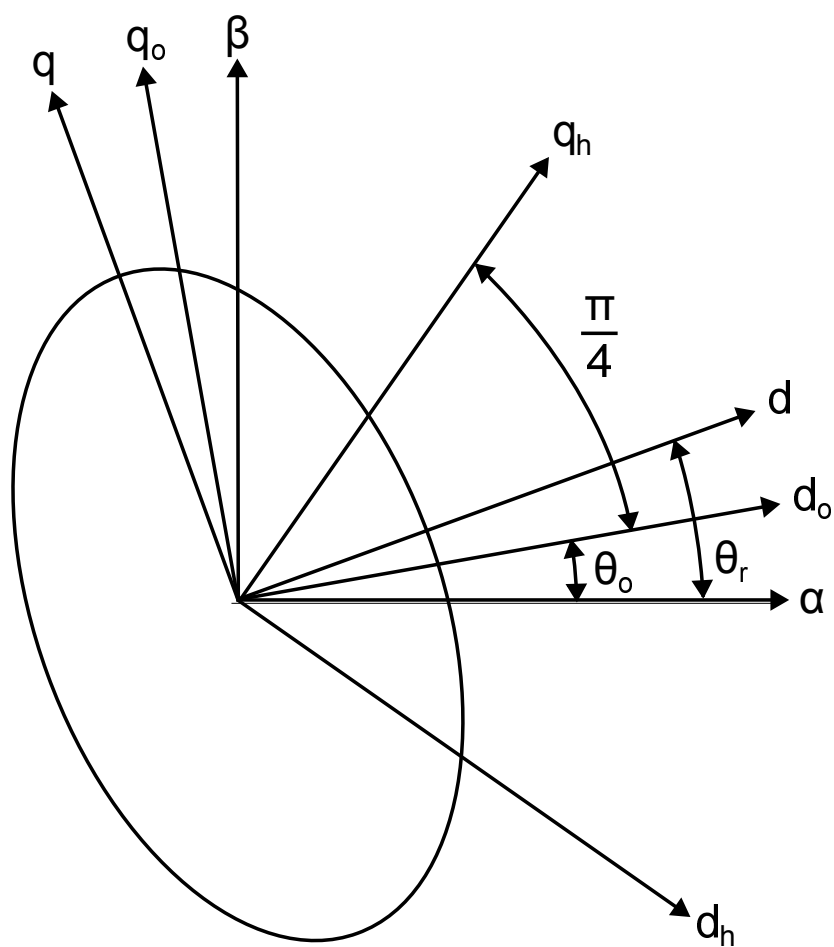
, kjer je  $\Delta\theta$  napaka estimirane pozicije.

Zapis induktivnosti s kosinusoidno funkcijo je le poenostavitev realnosti, ker niso



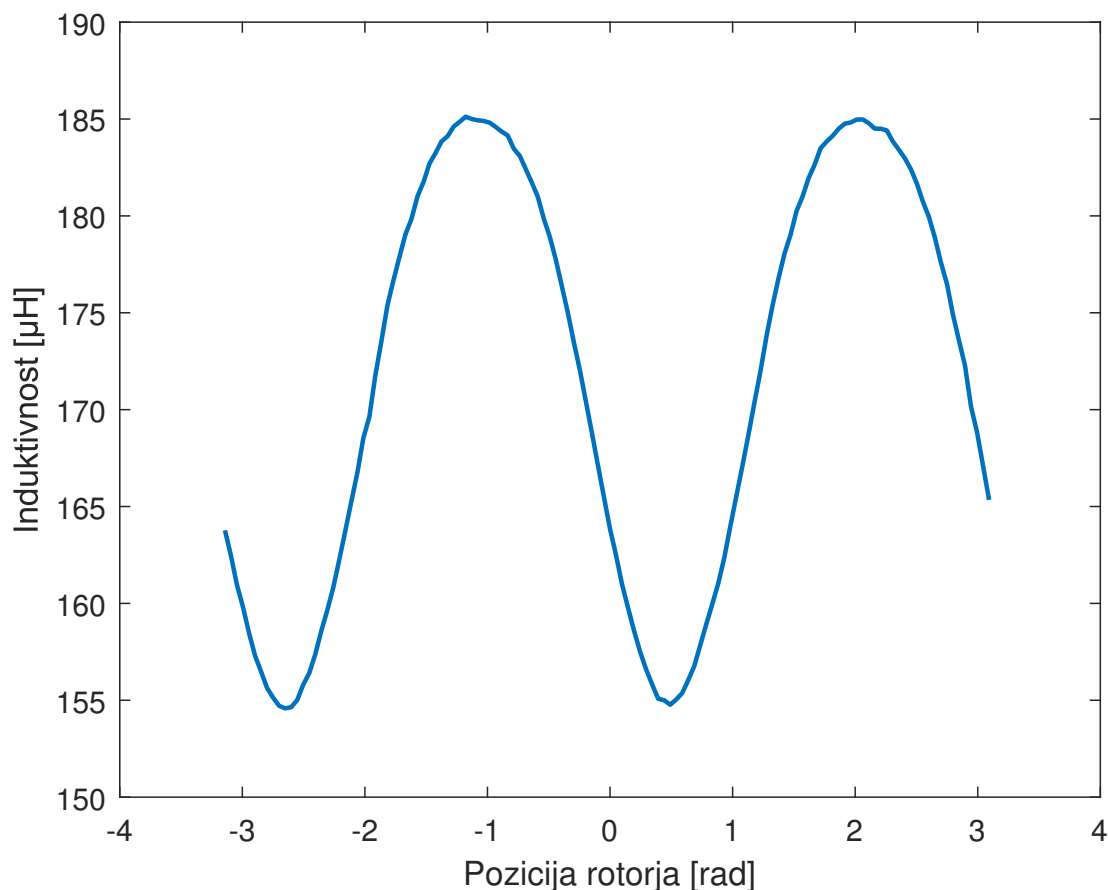
Slika 3.1: Shema HFSI algoritma.





Slika 3.2: Koordinatni sistemi uporabljeni v HFSL algoritmu

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 kviri tudi vzdolžni in prečni tok, kot bo prikazano v naslednjem poglavju.



Slika 3.3: Induktivnost stroja

### 3.2 Vzbujanje z visoko frekvenco v d-q prostoru

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:

$$Z_L = R_L + X_L = R_L + j2\pi f_s L$$

Če je  $R_L$  znatno manjši od  $X_L$  lahko zapišemo:

$$Z_L \cong j2\pi f_s L$$

Skozi tuljavo z nekim vzbujanjem, bi tekel naslednji tok:

$$I = \frac{U}{Z_L} = \frac{U_s \sin(2\pi f_s)}{2\pi f_s L}$$

Amplituda tokovnega odziva, bi tako bila:

$$\hat{I} = \frac{U_s}{2\pi f_s L}$$

V enačbah 3.1 in 3.2 ob predpostaviti, da se rotor ne vrti oz vrti z nizko frekvenco, zanemarimo člen inducirane napetosti in motor poenostavimo v RL vezje:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (3.1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (3.2)$$

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

$$\hat{I}_{dh} = \frac{U_s}{2\pi f_s L_{dh}}$$

$$\hat{I}_{qh} = \frac{U_s}{2\pi f_s L_{qh}}$$

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

$$\hat{I}_{dh} = \frac{U_s}{2\pi f_s (L_p + L_r \cos(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}))}$$

$$\hat{I}_{qh} = \frac{U_s}{2\pi f_s (L_p + L_r \cos(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}))}$$

V realnem sistemu iz merjenega toka dobimo visoko frekvenčni odziv, ne pa direktno amplitude. To moramo izračunati iz odziva s pomočjo Fourierove transformacije. 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 Goertzelov algoritem.

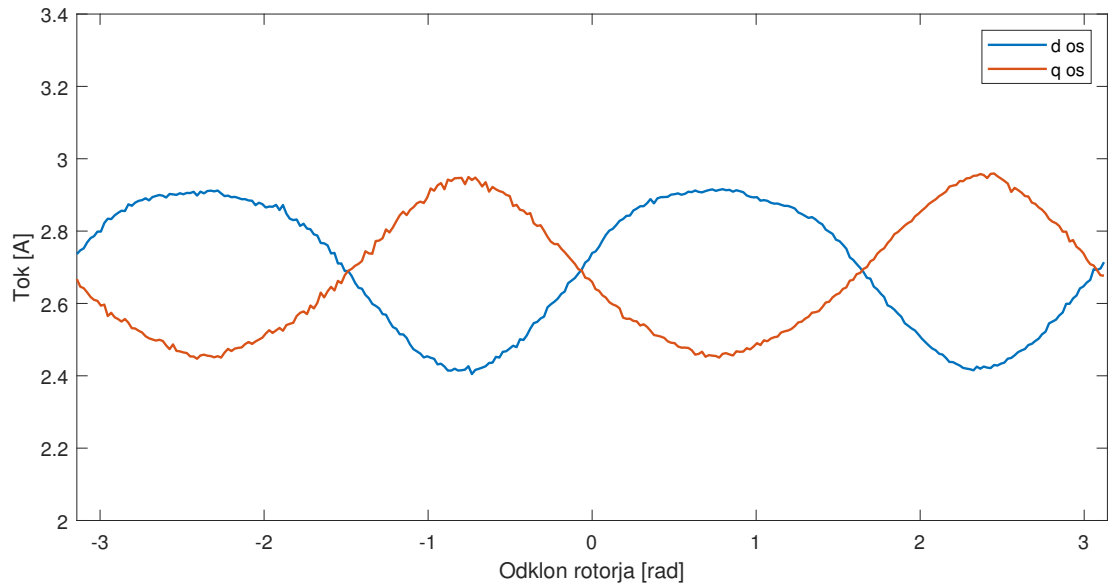
// TODO bolj natančno?

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 amplitude 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).

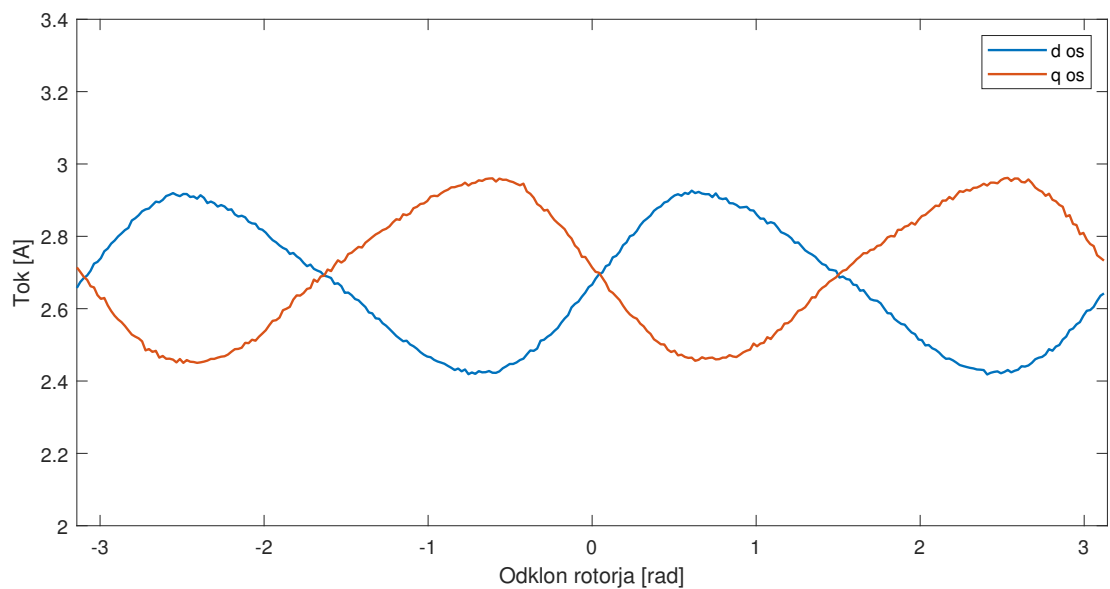
Na sliki 3.4 je bil koordinatni sistem HKS poravnan s SKS - torej je bila vzdolžna os HKS poravnana z osjo  $\alpha$  SKS, na sliki 3.5 pa je bil HKS za 45 stopinj odmaknjen od SKS. Opazimo, da je že tukaj nekaj odstopanja. V delovanju HFSI metode, kjer se HKS vrti napram SKS, bomo dobili različne odzive, odvisno od trenutnega odklona HKS, tudi če bo HFSI pravilno estimiral odklon.

Dodatno nam odziv kvarita vzdolžna in prečna tokova, ki ju uporabljamo za tvorjenje navora, pri metodah MTPA in slabljenje polja pa poleg prečne tudi tok vzdolžne komponente ni ničlen. Ta dva tokova dodatno magnetita jedro rotorja, kar spremeni magnetne razmere v stroju, kot je prikazano na slikah 3.6 - 3.8:

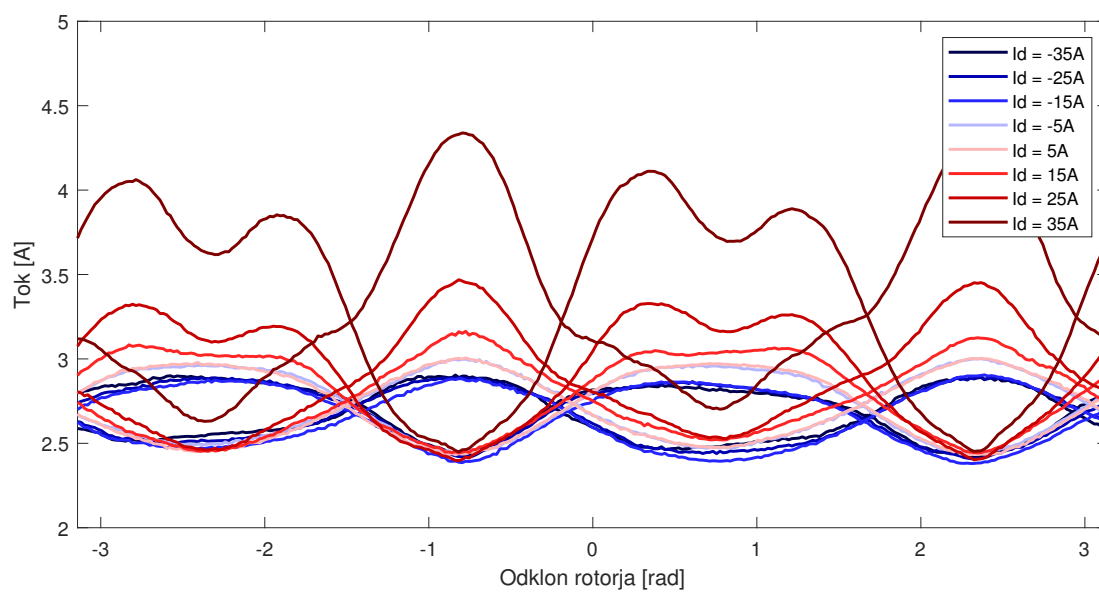
Vidimo, da vzdolžni tok močno zmanjša induktivnost v d smeri, v q smeri pa je odziv relativno nespremenljiv po različnih vzdolžnih tokovnih. Vzbujanje



Slika 3.4: Primer vključitve slike.

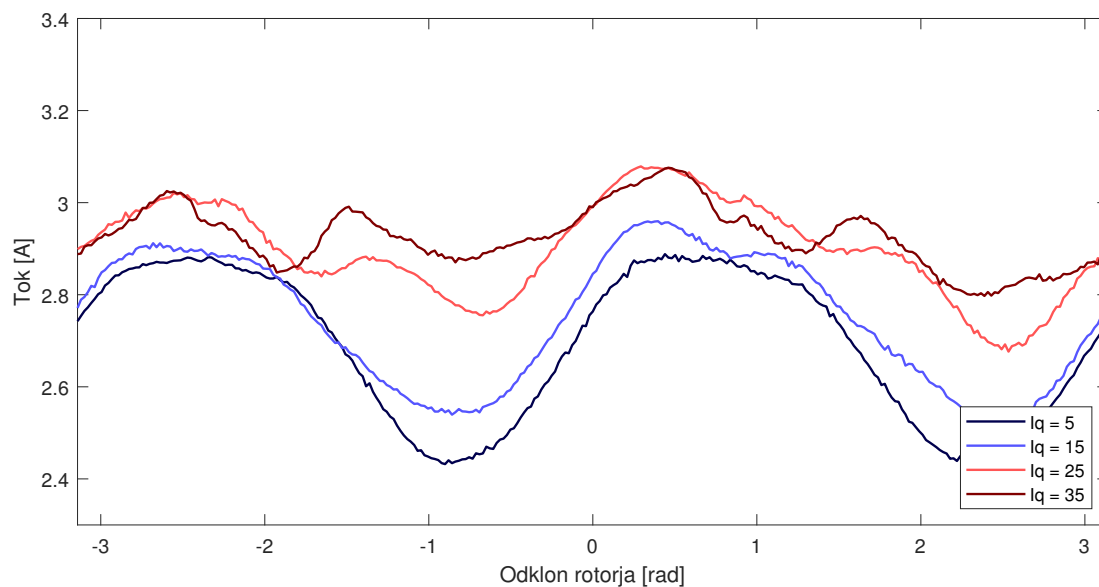


Slika 3.5: Primer vključitve slike.

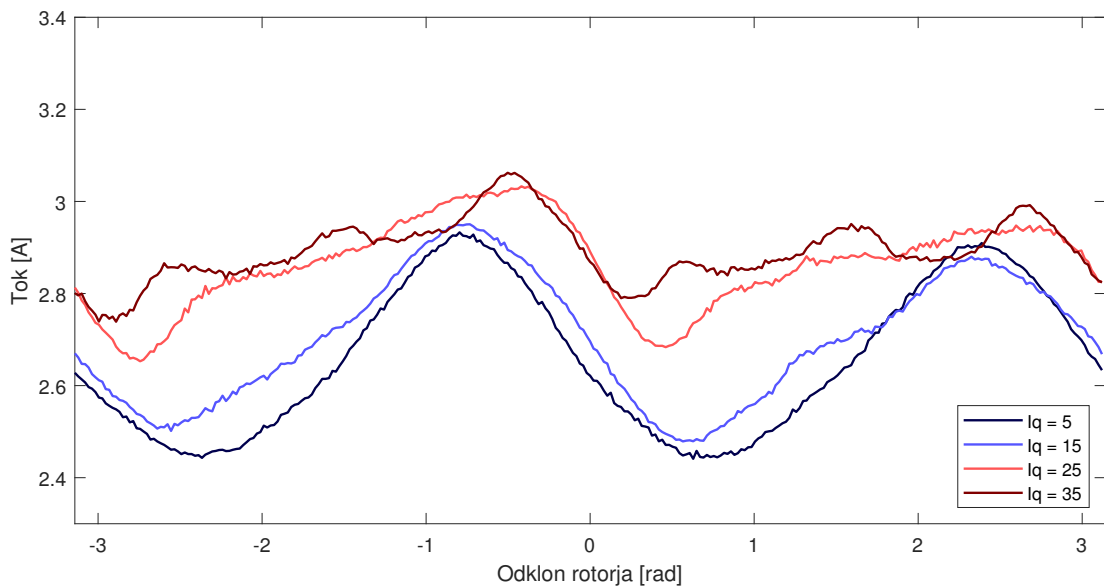


Slika 3.6: Primer vključitve slike.

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.



Slika 3.7: Primer vključitve slike.

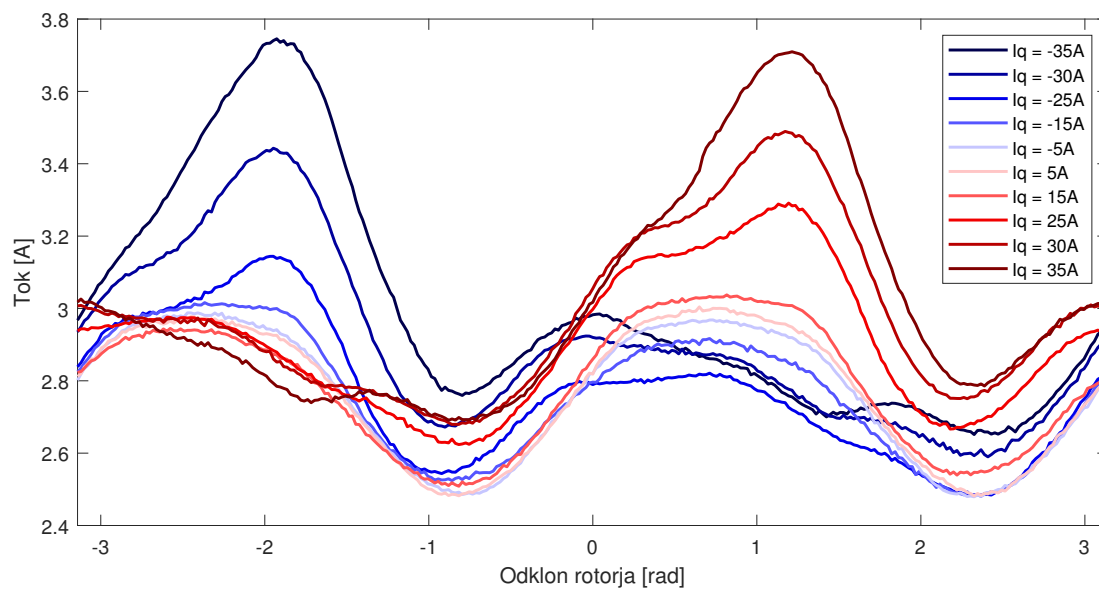


Slika 3.8: Primer vključitve slike.

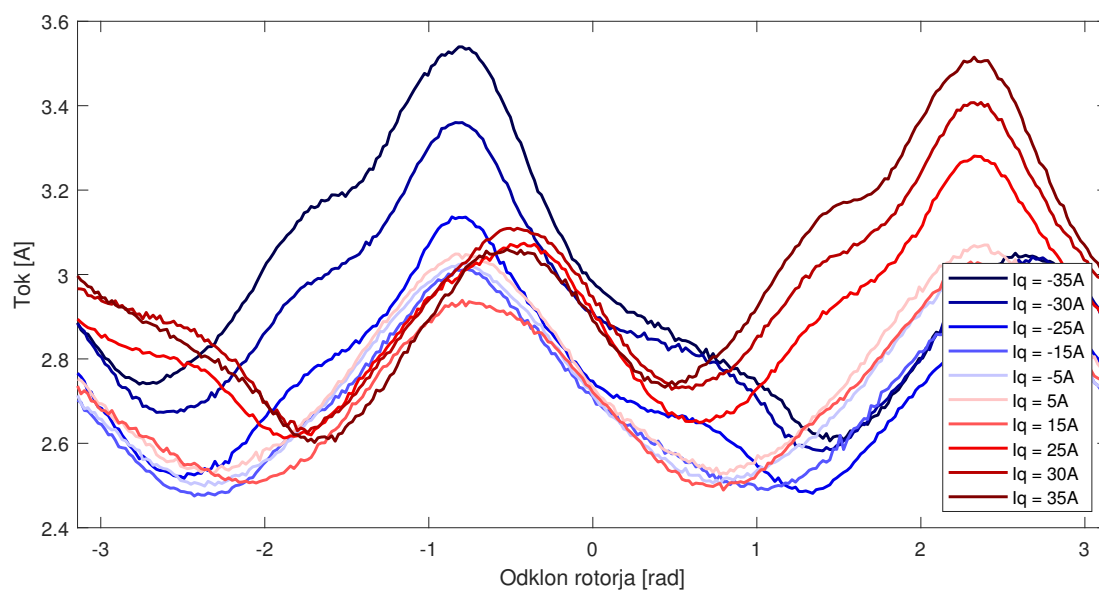
Moramo pa se zavedati tudi dejstva, da pri brezsenzorskem vodenju ne poznamo prave pozicije rotorja in imamo na voljo samo približno vrednost. Tudi v poenostavljenem vodenju kjer uporabljamo samo prečni tok za tvorjenje navora, bomo v primeru napake estimirane pozicije rotorja v RKS imeli nek neničelni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

Na slikah 3.9 in 3.10 je TODO Komentiraj.

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. Prečni tok parametriziramo in opazujemo njegov vpliv na amplitudi. Odklon RKS od SKS je znan in merjen z dajalnikom pozicije, nato pa rotor počasi vrtilimo. V idealnem primeru bi morali dobiti konstanten odziv enakih amplitud v



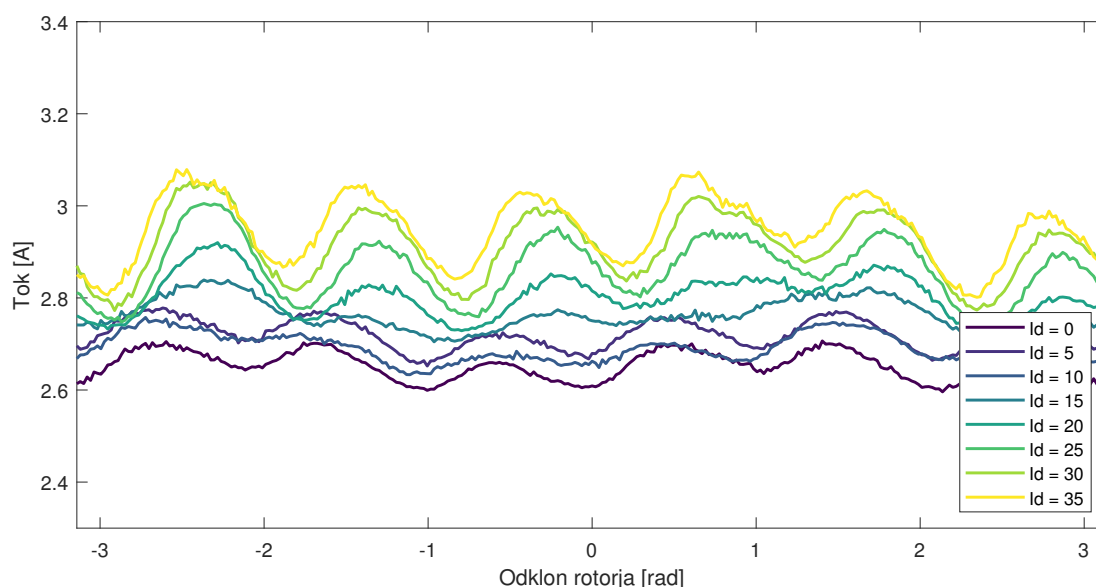
Slika 3.9: Primer vključitve slike.



Slika 3.10: Primer vključitve slike.



obeh smereh, vendar zaradi raznih vplivov dobimo na odzivu motnje, ki kvarijo estimacijo pozicije. To je prikazano na slikah 3.11 - 3.13, kjer je prikazana amplituda v vzdolžni smeri (3.11), prečni smeri (3.12) in razlika, ki jo reguliramo (3.13).



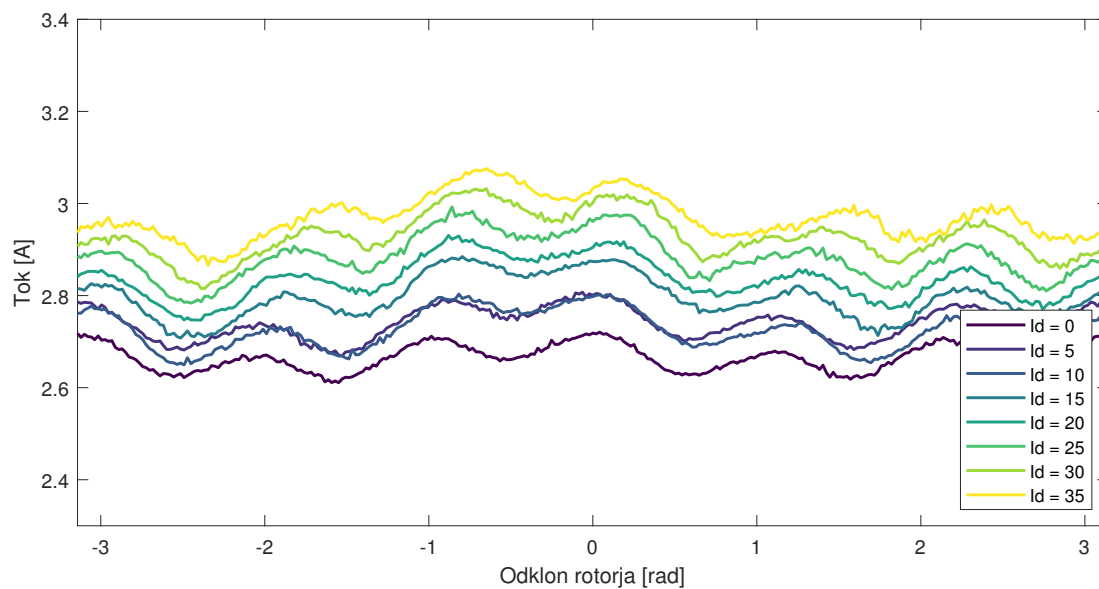
Slika 3.11: Primer vključitve slike.

Najprej se opazi, da se povprečna amplituda z višanjem prečnega toka povečuje, bolj pomembno pa je izrazito povečanje višje-harmonske komponente, ki nam kvari odziv. Na sliki 3.12 se to hitreje opazi, saj je prikazana razlika in višja povprečna amplituda obeh signalov ni pomembna, višje-harmonska komponenta pa pride do izraza v regulirani veličini, kar nam kvari estimacijo pozicije. To je prikazano v zadnjem poglavju.

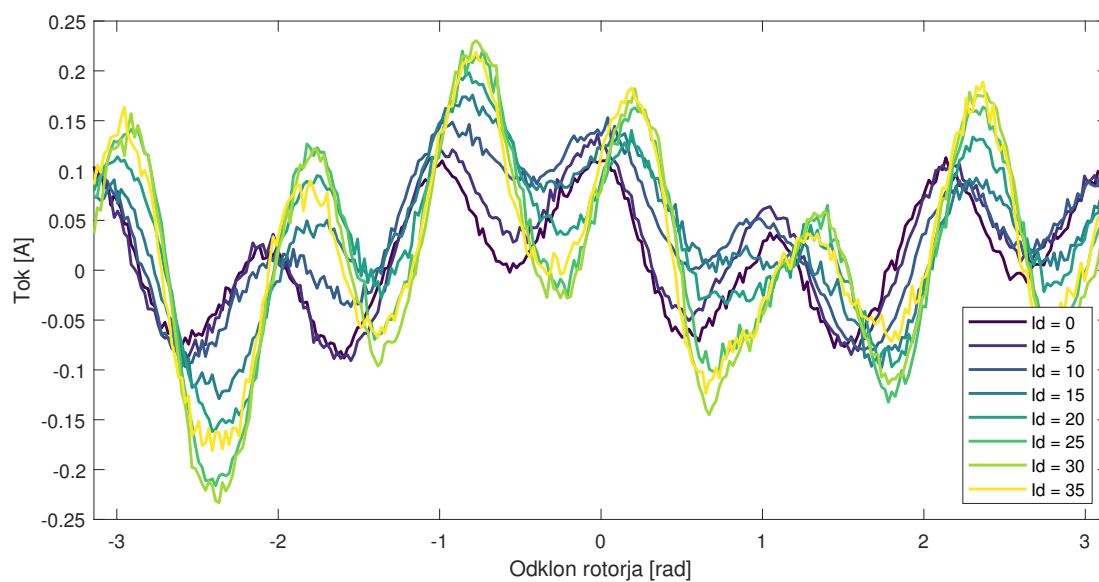
Tukaj bi dodali, da je nominalen fazni tok motorja 18A. TODO vprašanje za profesorja?

### 3.3 Izračun pozicije rotorja

Amplitudi tokovnega odziva v d smeri in q smeri HKS sedaj odštejemo in to razliko uporabimo kot regulirano veličino:



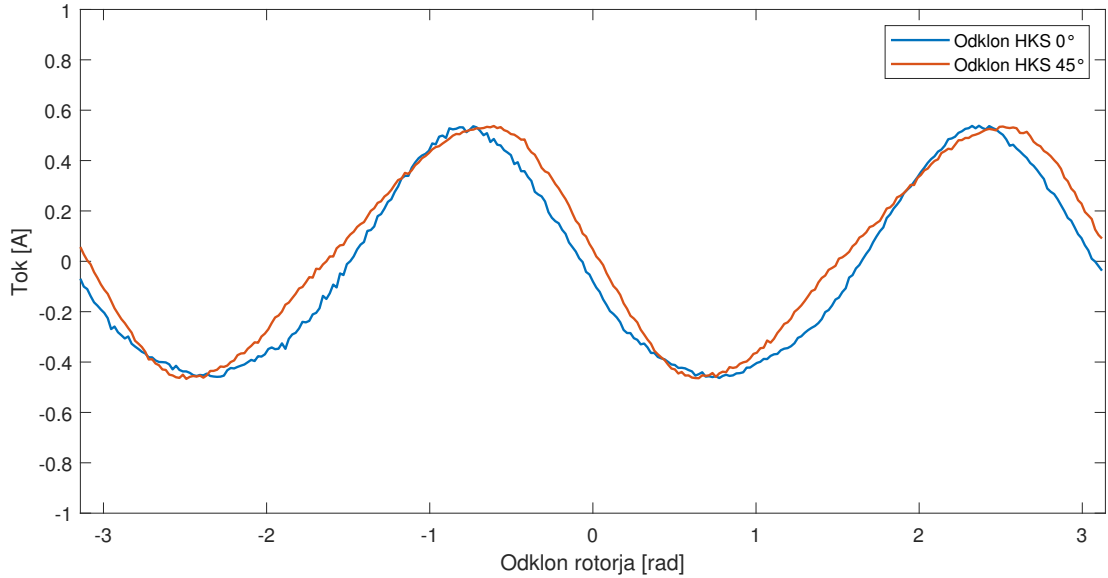
Slika 3.12: Primer vključitve slike.



Slika 3.13: Primer vključitve slike.

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

V primeru, kjer sta vzdolžni in prečni tok enaka nič in vzbujamo stator le z visoko frekvenco v HKS, je  $\hat{I}_e$  dokaj sinusoidne oblike, kot je vidno na sliki 3.14.



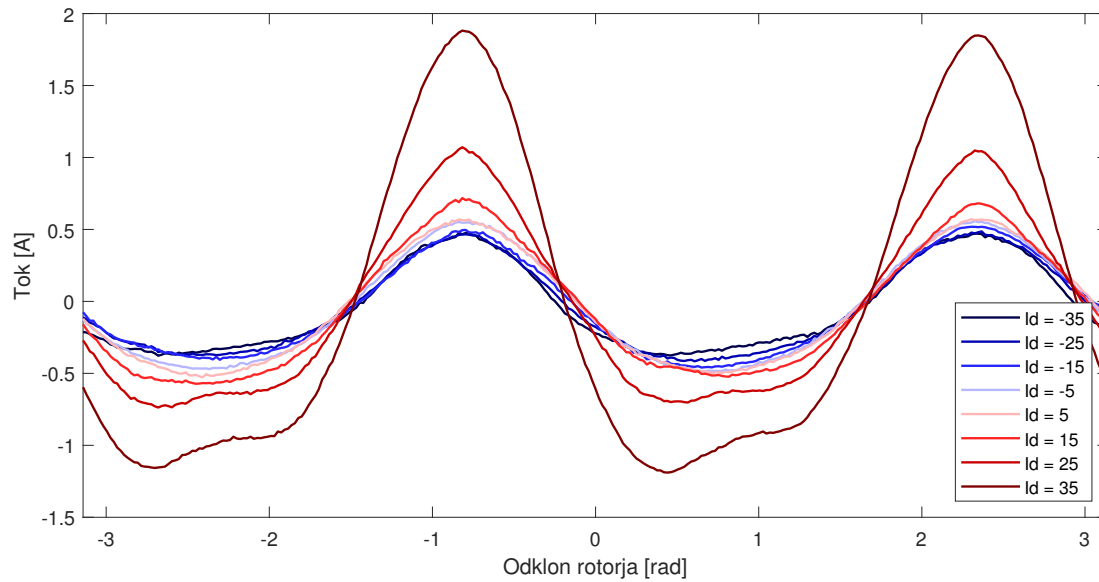
Slika 3.14: Primer vključitve slike.

Iz slike 3.14 je razvidno, da že samo odklon HKS od SKS vpliva na lokacijo ničelne napake. V prejšnjem poglavju je so bili prikazani odzivi v odvisnosti od prečnega in vzdolžnega toka.  $\hat{I}_e$  v teh pogojih je naslednja:

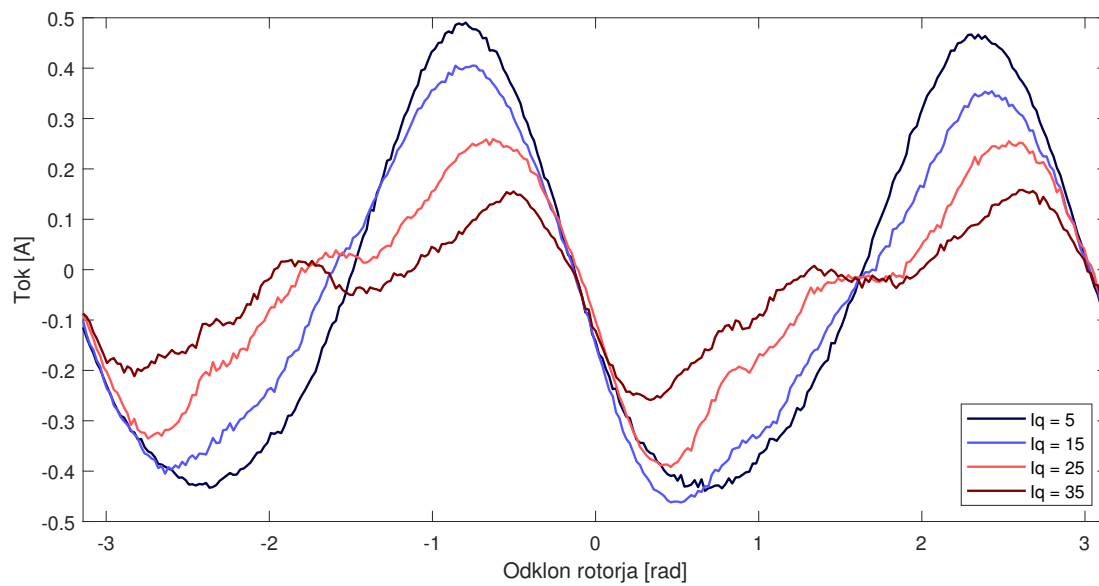
Vzdolžni tok nam močno poveča amplitudo regulirane veličine  $\hat{I}_e$ , s tem pa se okoli delovne točke naklon regulirane veličine tudi močno poveča. To nam spremeni ojačanje povratne zanke in s tem dinamiko sistema.

Prečni tok pa nam amplitudo regulirane veličine zmanjša, opazi pa se tudi, da v dveh točkah ( $\frac{\pi}{2}$  in  $-\frac{\pi}{2}$ ) regulirana veličin ni več linearna. Pri višjih tokovih se celo izravna. V teh točkah algoritem ni več stabilen, zato se mora izbrati prava delovna točka. Opazimo pa, da kljub uporabi visokega prečnega toka pri ničtem odklonu ali odklonu za kot  $\pi$  regulirana veličina ohranja naklon in delovna točka, kjer  $\hat{I}_e = 0$  se ne spreminja.

Da dobimo realnen pogled na delovanje algoritma v brezsenzorskem načinu, pa

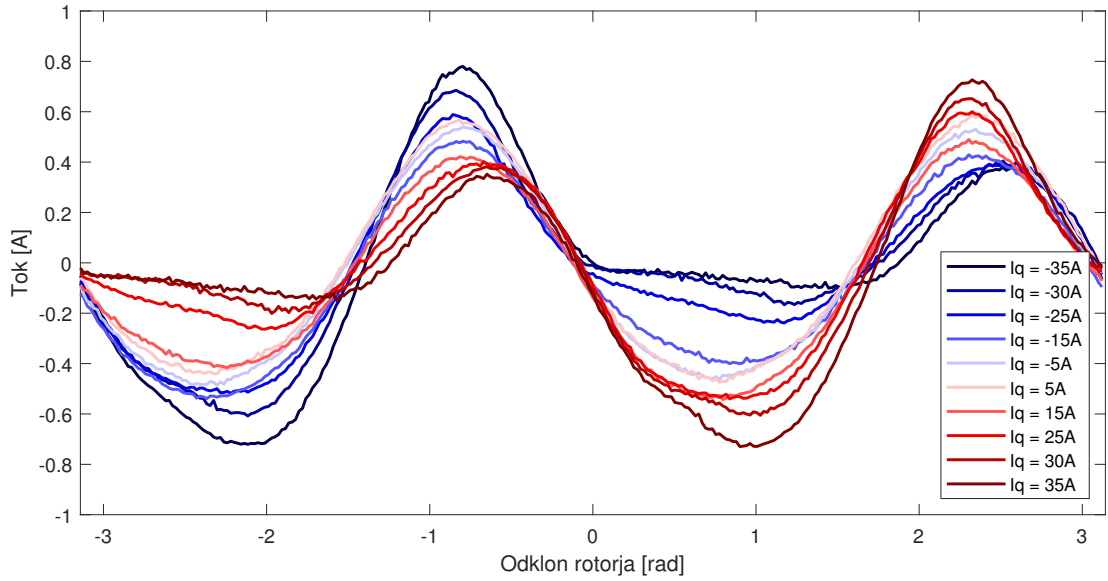


Slika 3.15: Primer vključitve slike.



Slika 3.16: Primer vključitve slike.

moramo pogledati, kakšen bo odziv toka  $\hat{I}_e$  v odvisnosti od napake estimirane pozicije rotorja. Če na sliki ?? odštejemo amplitudi odziva v prečni in vzdolžni komponenti dobimo vrednost toka  $\hat{I}_e$  v odvisnosti od napake estimacije pozicije rotorja. To je prikazano na sliki 3.17:



Slika 3.17: Primer vključitve slike.

Če poskrbimo, da bo imel tok  $\hat{I}_e$  vedno ničelno vrednost, bo tako tudi HKS odklonjen od rotorskega koordinatnega sistema za  $\frac{\pi}{4}$ . Opazimo da se okoli delovne točka, ko je napaka ocenjenega kota majhna, se  $\hat{I}_e$  spreminja linearno. 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 preko katere vplivamo na regulirano. V tem primeru je to vrtilna hitrost  $\omega_o$ , 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. Iz tega sledi, da je HKS od RKS odklonjen za  $\frac{\pi}{4}$ . Do pozicije rotorja pridemo s preprostim izračunom:

$$\theta_r = \theta_h - \frac{\pi}{4} \quad (3.3)$$

### 3.4 Vpliv mrtvega časa pretvornika

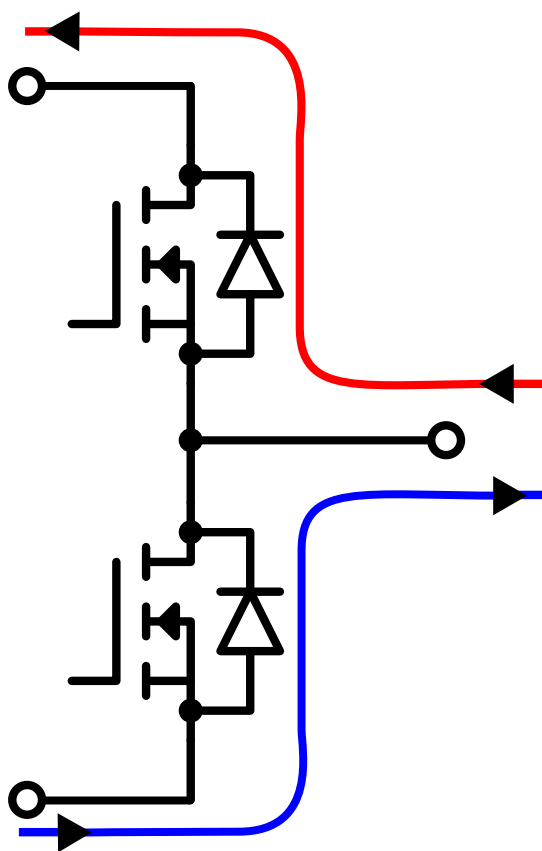
Kaj je mrtvi čas, zakaj je potreben in kako vpliva na sistem. Realna napetost na statorju zaradi mrtvega časa, kako to vpliva na sistem etc.

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 preklpom 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 3.18 prikazuje odvisnost napetosti faze, ko sta oba tranzistorja močnostnega pretvornika te faze zaprta. Ker sta oba zaprta, mora tok steči 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].

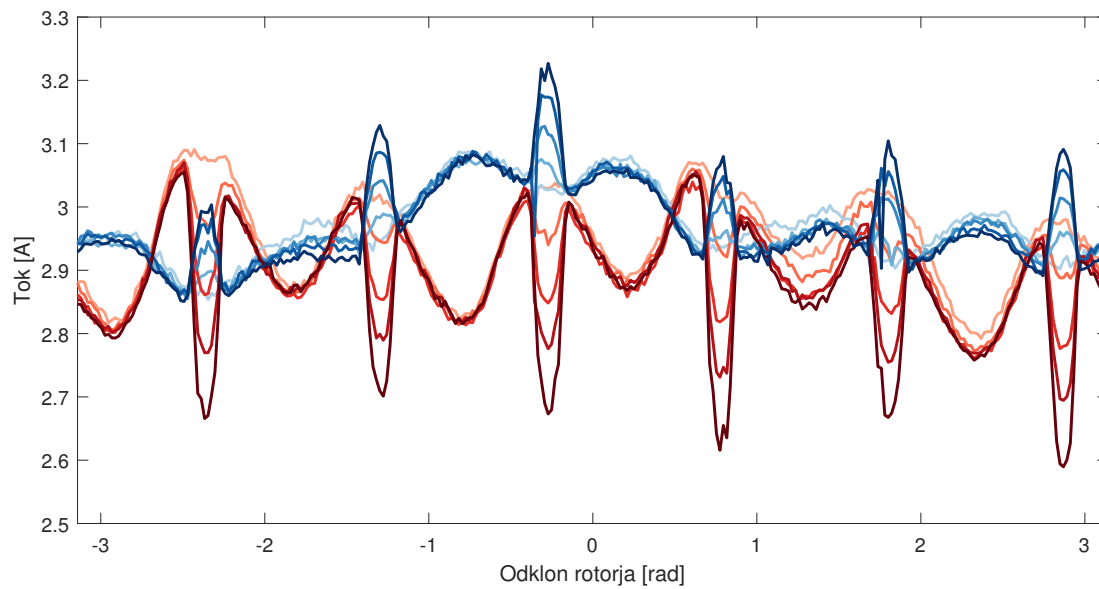
Za delovanje HFSI algoritma pa poleg osnovne harmonske komponente za tvorjenje navora vzbujamo stator še z visoko frekvenčno komponento. V primeru, kjer stator vzbujamo samo z visoko frekvenco, bi mrtvi čas vedno vplival na odziv in njegov vpliv bi bil konstanten. Ko pa vzbujamo še s konstantnim prečnim 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 3.19 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.

Prav tako lahko potrdimo, da je mrtvi čas odvisen od napajalne napetosti, prikazano na sliki 3.20. Odziv je bil pomerjen pri napetostih 16V, 24V in 32V, kjer je temnejša barva večja napetost.

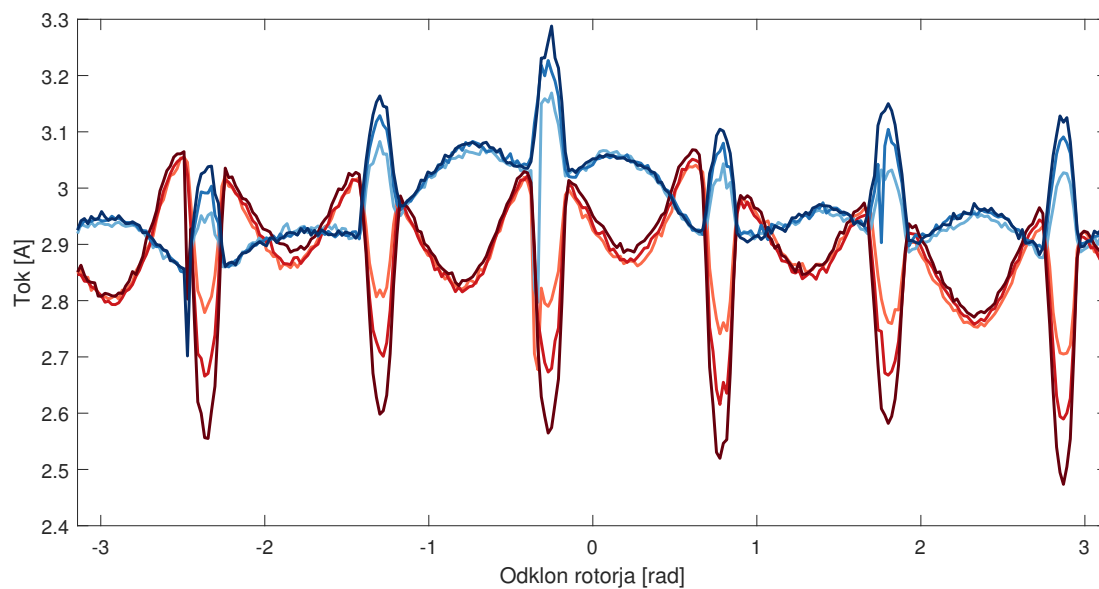
Dodatno lahko pokažemo, da se vpliv mrtvega časa začne kazati takrat, ko



Slika 3.18: Napetost faze ko sta oba tranzistorja zaprta



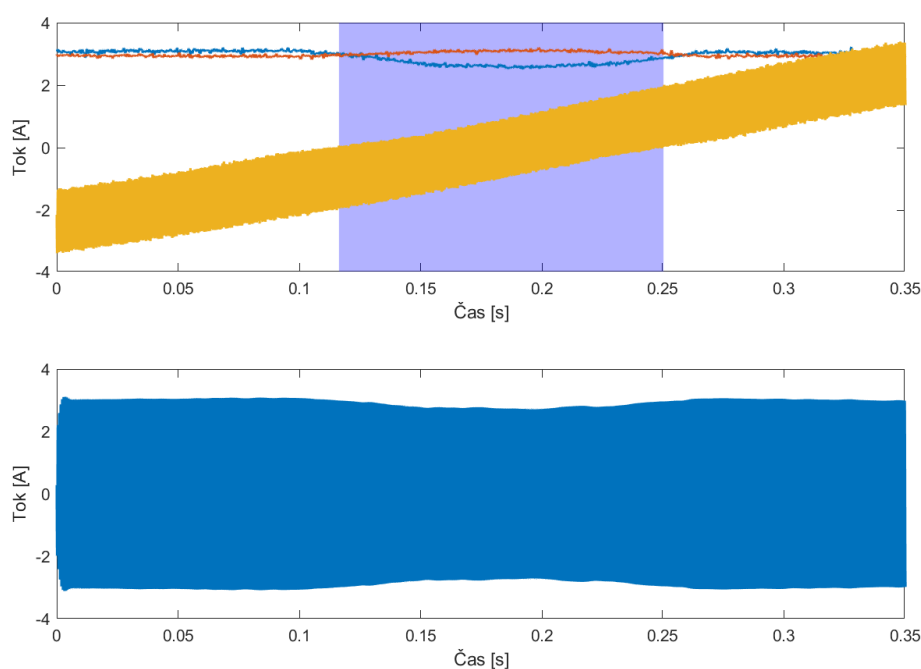
Slika 3.19: Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa



Slika 3.20: Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti



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 kviri 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 3.21: Vpliv mrtvega časa na faznem toku

Takšno popačenje amplitude odziva naravno vpliva na oceno pozicije, saj bo PI regulator poiskoval zmanjšati napako in to tako, da bo spremenil odklon HKS na mesto, kjer imata odziva enako vrednost. 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 preklon v delovanje opazovalnika, ko vrtilna hitrost doseže dovolj visoko vrednost. Na koncu je predstavljen postopek ugaševanja 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. 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 RKS, kjer ima konstantno frekvenco in sicer tako, s katero vzbuja stator v HKS. Ker filtriramo v RKS, pa lahko filtrirane tokove  $I_d$  in  $I_q$  direktno uporabimo za tokovno regulacijo.

Ob zagonu prvih nekaj period vzbujačnega signala FOC regulatorje izklopimo, da se prehodni pojav pasovnih filtrov ustali.

## 4.2 Začetni kot in izbira minimuma

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 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 3.17, da se regulirana veličina okoli stabilnih točk pri višjih prečnih tokovih obnaša drugače. V dveh točkah je linearna, 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 algoritem 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.

Na sliki ?? so prikazani odzivi v različnih točkah.

## 4.3 Brezudarni preklap v delovanje opazovalnika

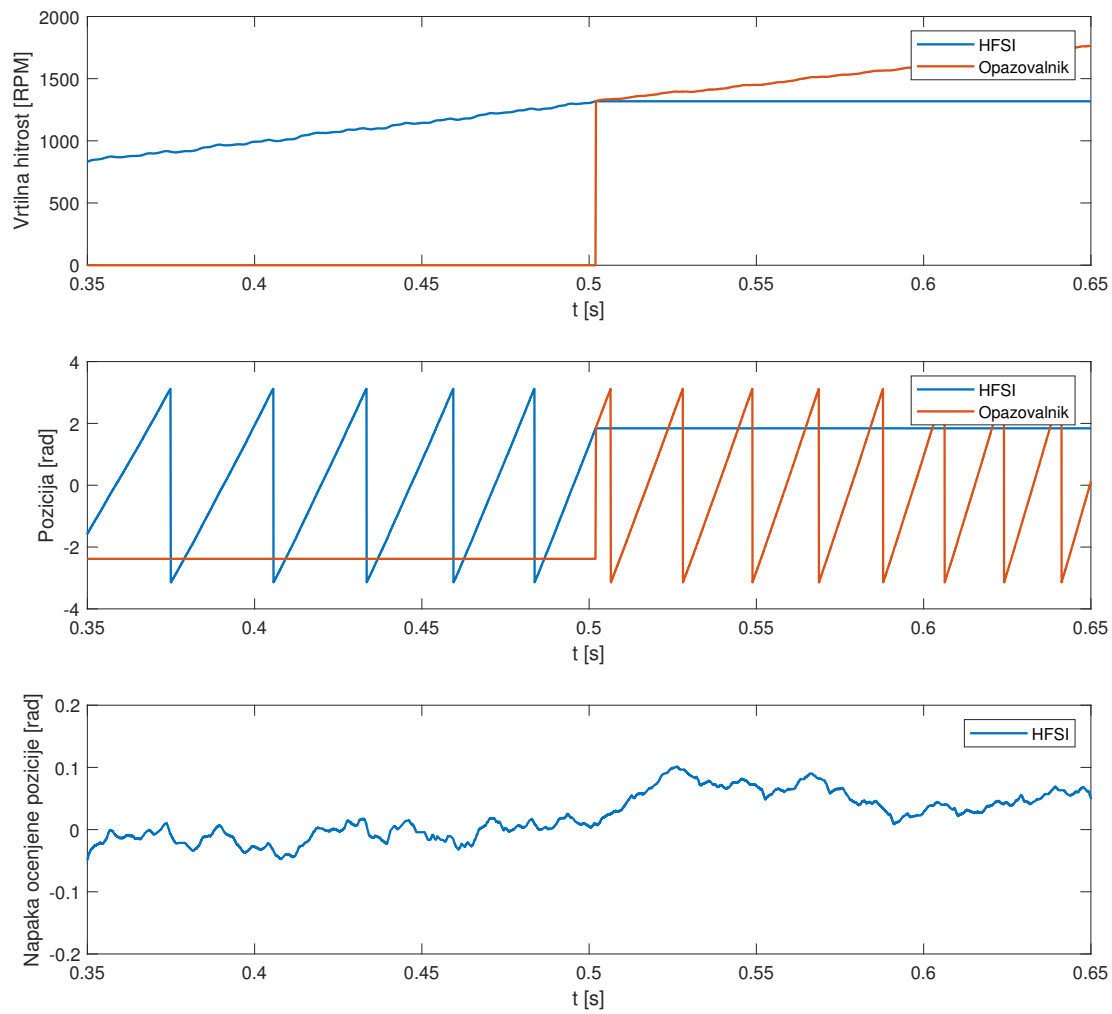
Proti koncu delovanja HFSI algoritma, ko je vrtilna hitrost že dovolj visoka, da ocenjujemo pozicijo rotorja z inducirano napetostjo, je potrebno izvesti brezudarni preklap. Takoj po preklopu želimo, da opazovalnik začne delovati v pravilni delovni točki. To lahko dosežemo tako, da opazovalnik deluje 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 uporablja za estimacijo inducirane napetosti, ocenjeno hitrost in pozicijo. Problem pri tej metodi pa je, da se je težko izogniti manjšim prenehajem, 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 prenehaj.

## 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 ocenjenega kota in je bila najprej pomejena pri 10 različnih  $K_p$  parametrih, kjer je imel parameter  $K_i$  neko začetno vrednost, pri kateri je bil algoritem stabilen. Nato se je izbral  $K_p$  z najmanjšo napako in ponovno pomeril odziv s tem parametrom in različnimi  $K_i$  parametri. Tako smo pridobili  $K_p$  in  $K_i$  s prvo iteracijo, nato pa se izvedla dodatna iteracija, da smo prišli do optimalnih parametrov.

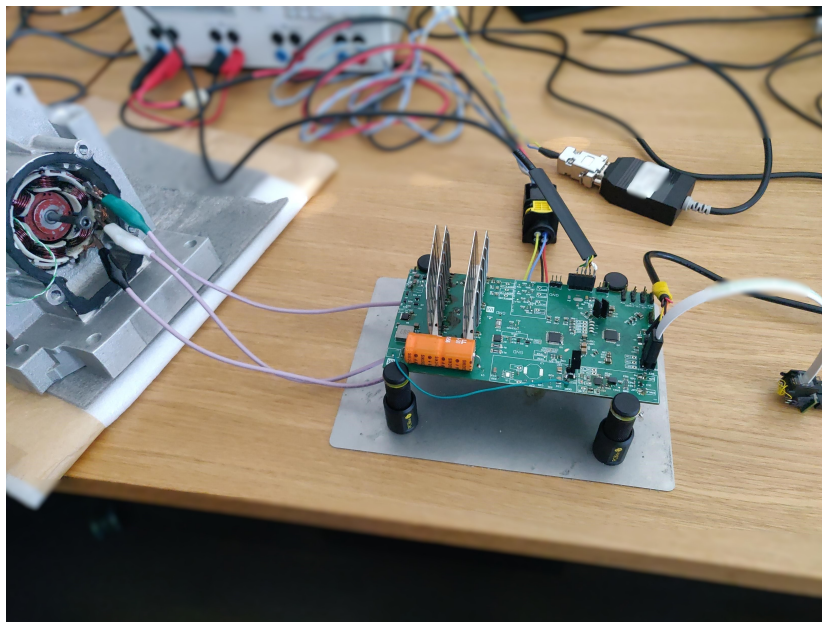
V prvi iteraciji je bil obseg vrednosti parametrov, pri katerih se je meril odziv tak, da je algoritem pri robnih vrednostih postal nestabilen. Ko se je izvajala druga iteracija pa se je obseg parametrov zmanjšal in je bil okoli vrednosti, pridobljene s prvo iteracijo.



Slika 4.1: Preklop v delovanje opazovalnika pozicije.

## 5 Eksperimenti

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

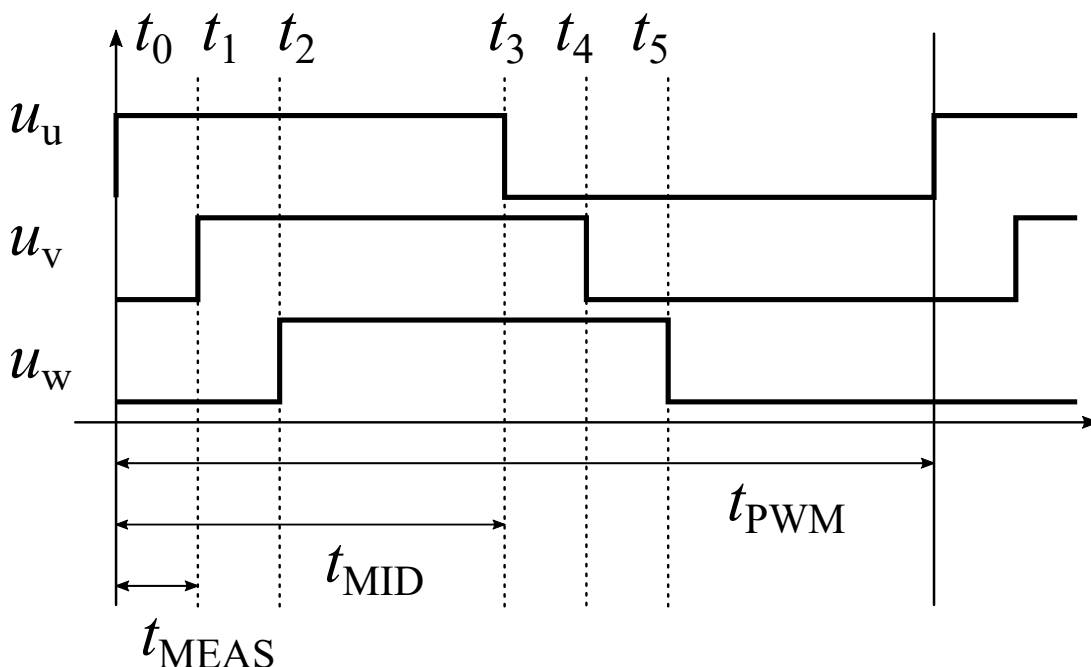


Slika 5.1: Fotografija močnostnega pretvornika in stroja

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

## 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



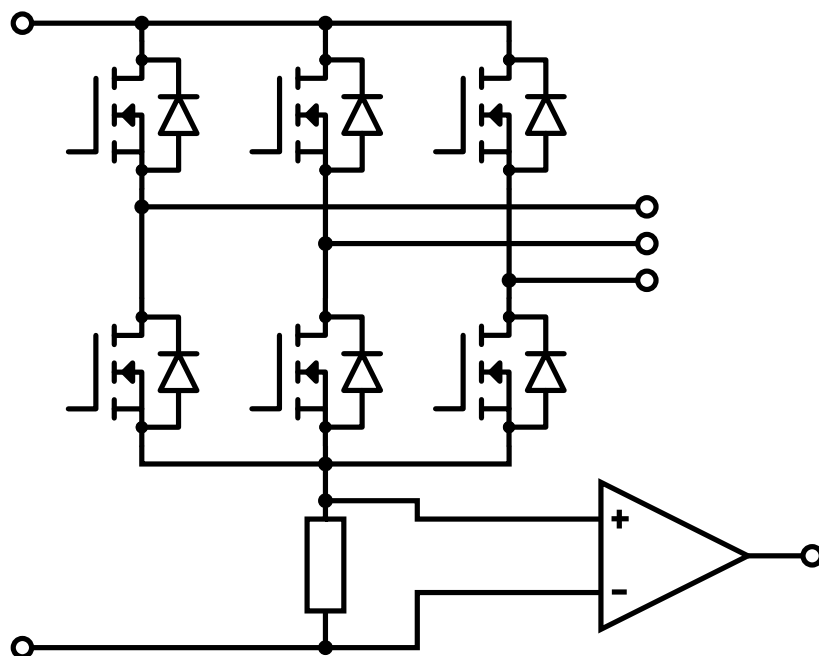
$$\begin{aligned}
t_0 &= 0 \\
t_1 &= t_{MEAS} \\
t_2 &= 2t_{MEAS} \\
t_3 &= t_{MID} + u_u C \\
t_4 &= t_{MID} + t_{MEAS} + u_v C \\
t_5 &= t_{MID} + 2t_{MEAS} + u_w C
\end{aligned} \tag{5.1}$$

$t_{MID}$  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 tokovni regulatorji tok regulirajo. HFSI algoritem 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.

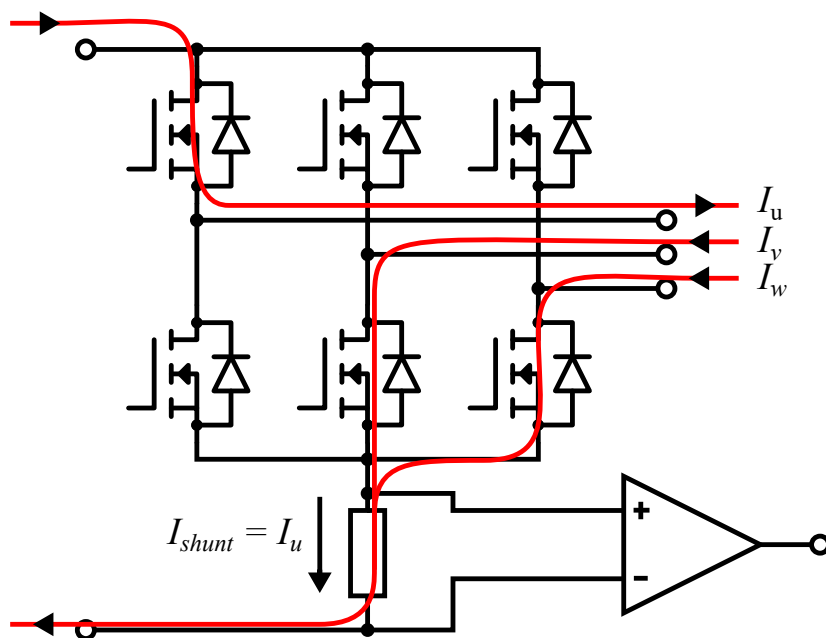
Na sliki 5.3 je prikazan močnostni pretvornik, prav tako pa je prikazano merjenje toka. Uporabljena je konfiguracija enega shunta, kar pomeni, da ko bodo vse tri faze na napajalni napetosti ali na 0V, skozi shunt ne bo tekkel tok. Zato meritev delamo v začetku PWM periode, ko naprej preklopimo prvo fazo, 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.

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  $I_w$ .

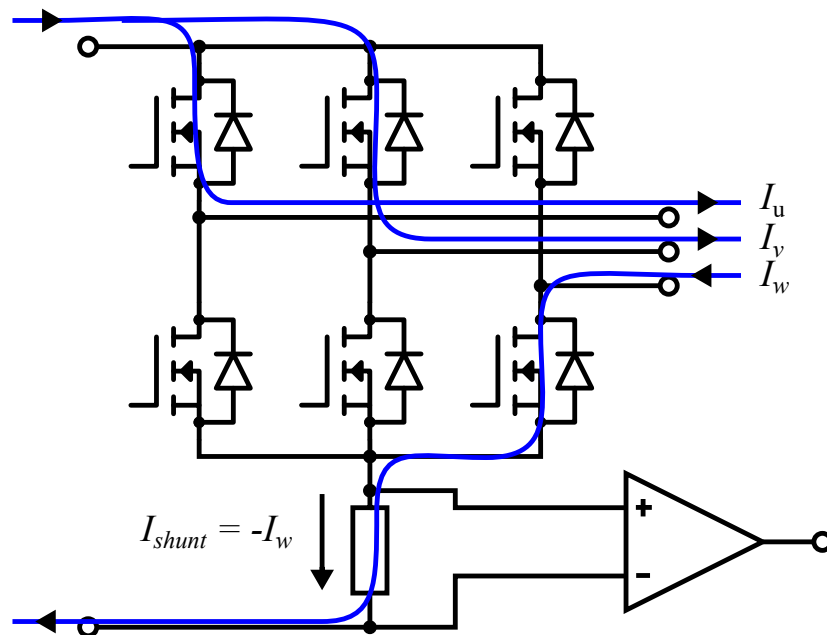
Tok druge faze  $I_v$  pa izračunamo po enačbi 5.2 iz dveh meritev, saj velja  $I_u + I_v + I_w = 0$ .



Slika 5.3: Shema močnostnega pretvornika in meritve toka



Slika 5.4: Shema močnostnega pretvornika in meritve toka



Slika 5.5: Shema močnostnega pretvornika in meritve toka

$$I_v = -(I_u + I_w) \quad (5.2)$$

## 5.2 Rezultati

Vpliv izbire napačnega začetnega minimuma

Vpliv mrtvega časa na oceno kota

Vpliv  $I_q$  na oceno kota

PID tuning

Razlika odziva pri nizkem/srednjem navoru in visokem/vsiljena pozicija

### 5.2.1 Primerjava ...

Podsekcije za različne meritve, primerjave, odvisnosti veličin, potrjevanje teoretične osnove iz prejšnega poglavja, itd...

## 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] 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