

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	7
3.2	Vzbujanje z visoko frekvenco v d-q prostoru	9
3.3	Izračun pozicije rotorja	16
3.4	Vpliv mrtvega časa pretvornika	19
4	Integracija v FOC	23
4.1	Inicializacija HFSI	23
4.2	Začetni kot in izbira minimuma	24
4.3	Preklop v SMO	24
5	Eksperimenti	25

5.1	Trifazni PWM in meritev toka	25
5.2	Rezultati	26
5.2.1	Primerjava	27
6	Zaključek	29
	Literatura	31
	75095	

Seznam slik

2.1	Presek IPMSM stroja.	3
2.2	Shema brezsenzorskega FOC vodenja.	5
3.1	Koordinatni sistemi uporabljeni v HFSI algoritmu	8
3.2	Induktivnost stroja	9
3.3	Primer vključitve slike.	12
3.4	Primer vključitve slike.	12
3.5	Primer vključitve slike.	13
3.6	Primer vključitve slike.	13
3.7	Primer vključitve slike.	14
3.8	Primer vključitve slike.	15
3.9	Primer vključitve slike.	15
3.10	Primer vključitve slike.	16
3.11	Primer vključitve slike.	17
3.12	Primer vključitve slike.	17
3.13	Primer vključitve slike.	18

3.14	Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa .	20
3.15	Odvisnost popačenja amplitude odziva od napajalne napetosti . .	20
5.1	Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika	27

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	θ_r	radian	rad
odklon FKS	θ_f	radian	rad
odklon HKS	θ_h	radian	rad
Induktivnost v d in q 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 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

Vedno večja uporaba brezkrtačnih sinhronskih strojev v industriji, vendar je njihova cena visoka, zato brez senzorja, brezsenzorsko tudi zaradi boljše robustnosti. Brezsenzorsko vodenje prednosti slabosti bla bla bla

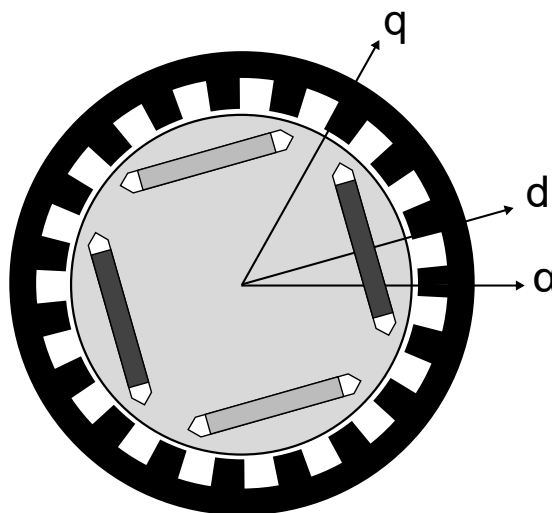
Pogon, ki vključuje algoritem HFSl ima separator (breme), kateremu se močno spremeni karakteristika pri nizkih temperaturah, saj olje zamrzne bla bla bla...

HFSl torej rešuje problem zagona stroja iz nevrtečega stanja, z uporabo maksimalnega navora, do določene vrtilne hitrosti, kjer preklopi na SMO

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:

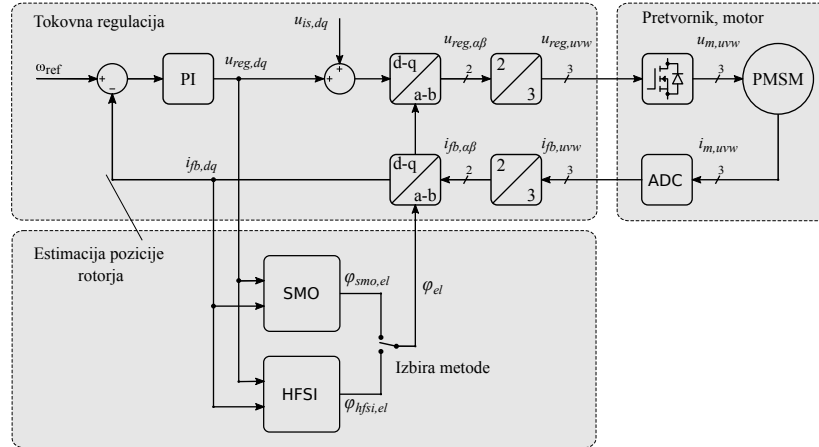
$$M_{el} = \frac{3}{2} p \left(\underbrace{\Psi_{TM} i_q}_{M_{sinhr}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_q i_d}_{M_{rel}} \right) \quad (2.3)$$

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, α in β 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 metoda (TODO - SMO PLL?). 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 nevrtčnem 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 nevrtčnem 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 ponovno 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 so prikazani uporabljeni k.s.

3.1 Induktivnost stroja

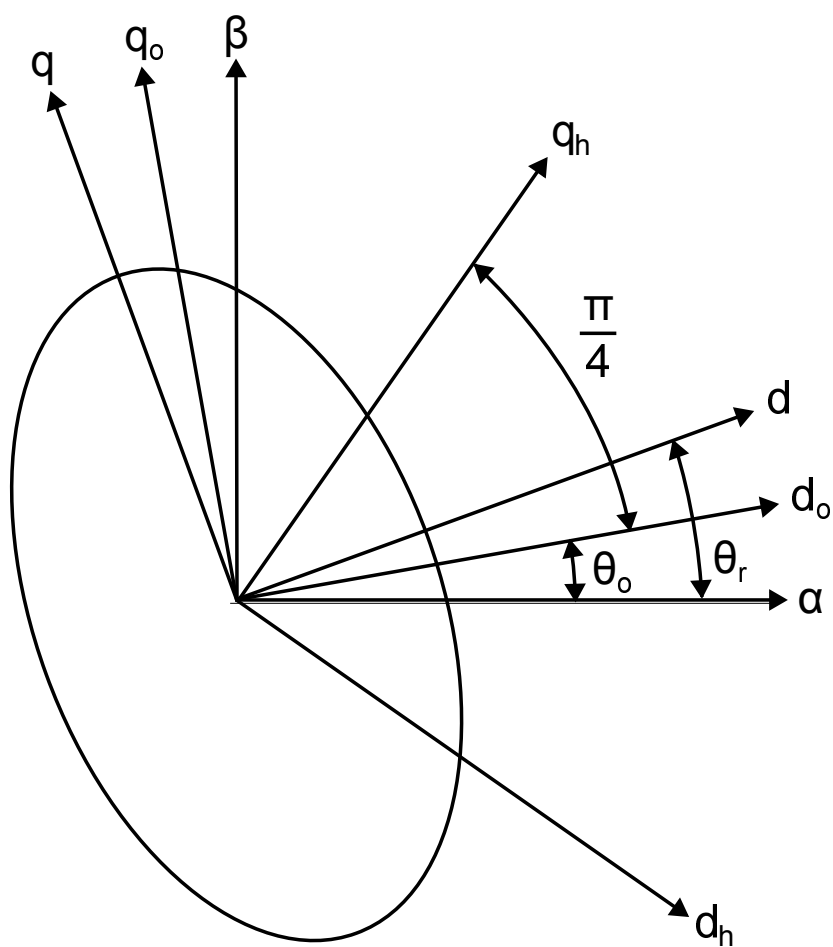
Razlika induktivnosti v d in q osi RKS se pojavi zaradi neheterogene sestave rotorja in je maksimalna v smeri q in minimalna v smeri d. Kot je prikazano na sliki TODO, je HKS zamaknjen za kot $\frac{\pi}{4}$ od RKS. Ko je napaka estimacije kota enaka 0, sta induktivnosti v smeri d in q k.s. HKS enaki.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

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

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

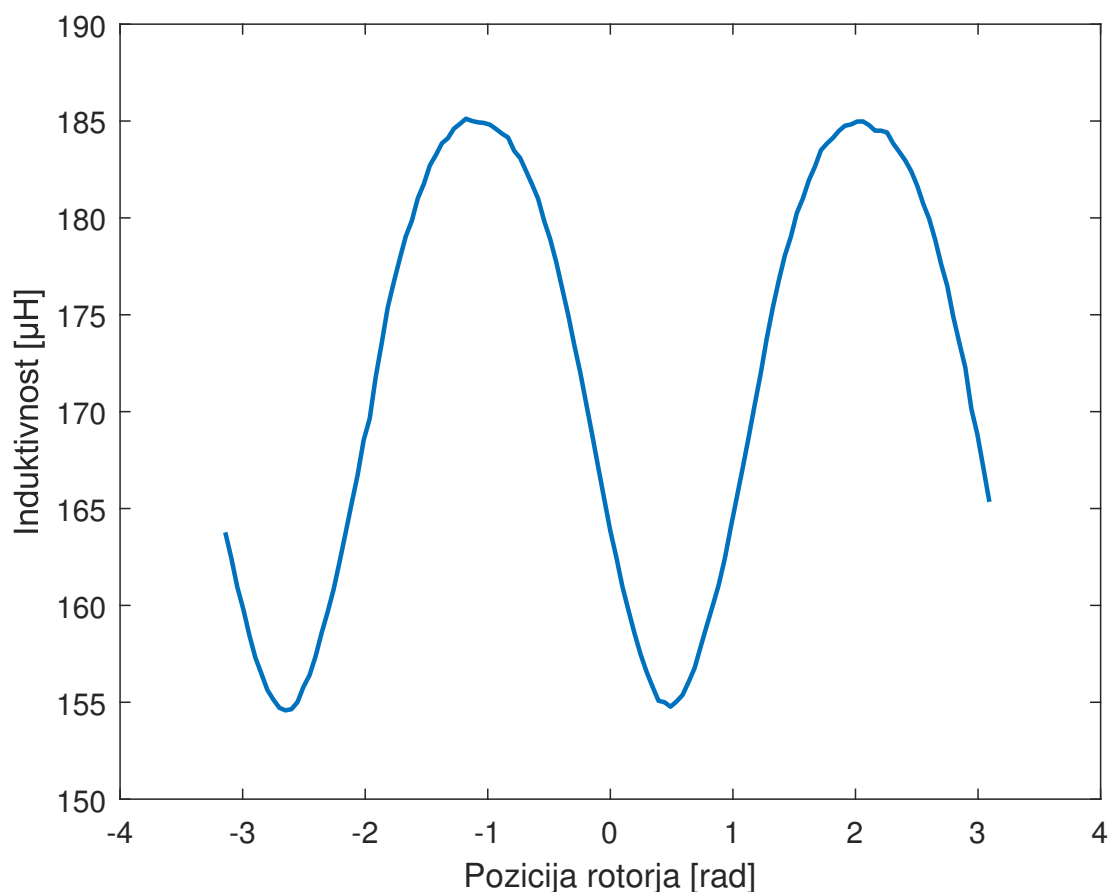
, kjer je $\Delta\theta$ napaka estimirane pozicije.

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



Slika 3.1: Koordinatni sistemi uporabljeni v HFSI 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 3.2, kjer je bila ta pomerjena z RLC metrom ene same faze, drugi dve pa sta bili odklopljeni. Poleg tega nam odziv kvartit tudi vzdolžni in prečni tok, kot bo prikazano v naslednjem poglavju.



Slika 3.2: 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 vzbujaemo 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 tekkel 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.

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

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

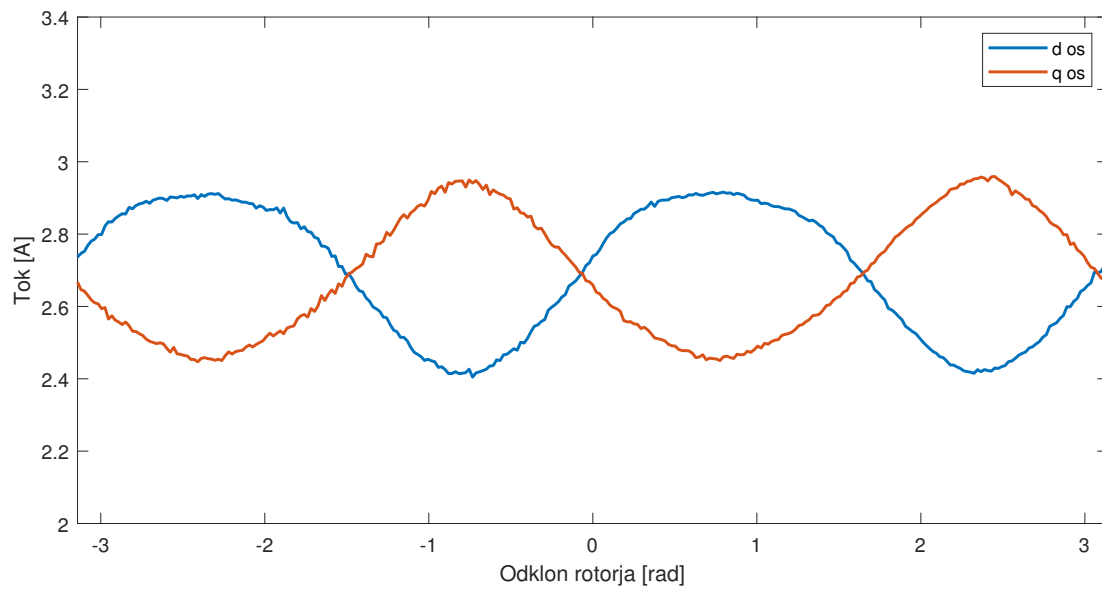
V realnem sistemu iz merjenega toka dobimo visoko frekvenčni odziv, ne pa direktno amplitude. To moramo izračunati iz odziva s pomočjo Fourierove transformacije. V digitalnih sistemih se velikokrat uporablja hitra Fourierova transformacija (FFT), ki pa je za ta primer prepotratna, saj potrebujemo amplitudo signala pri le eni frekvenci - zato uporabimo Goertzelov algoritem.

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 3.3 in 3.4, kjer je odklon rotorja kot med rotorjem - gnanim ročno - in FKS (HKS je za $\pi/4$ zamaknjen od FKS).

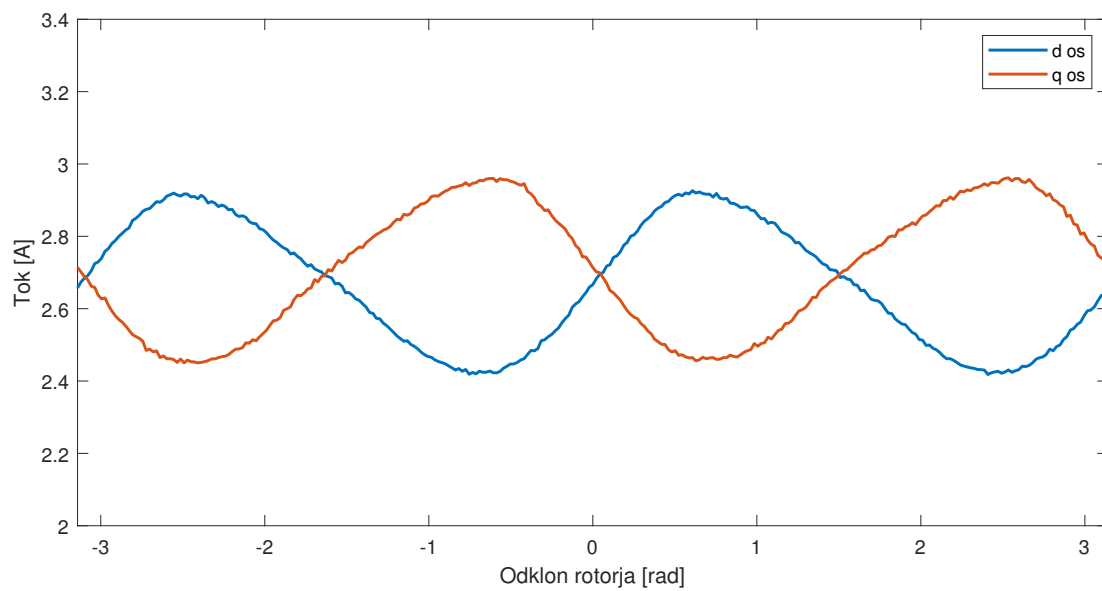
Na sliki 3.3 je bil koordinatni sistem HKS poravnan s SKS - torej je bila vzdolžna od HKS poravnana z osjo α SKS, na sliki 3.4 pa je bil HKS za 45 stopinj odmaknjen od SKS. Opazimo, da je že tukaj nekaj odstopanja. V delovanju HFSI metode, kjer se HKS vrti napram SKS, bomo dobili različne odzive, odvisno od trenutnega odklona HKS.

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 3.5 - 3.7:

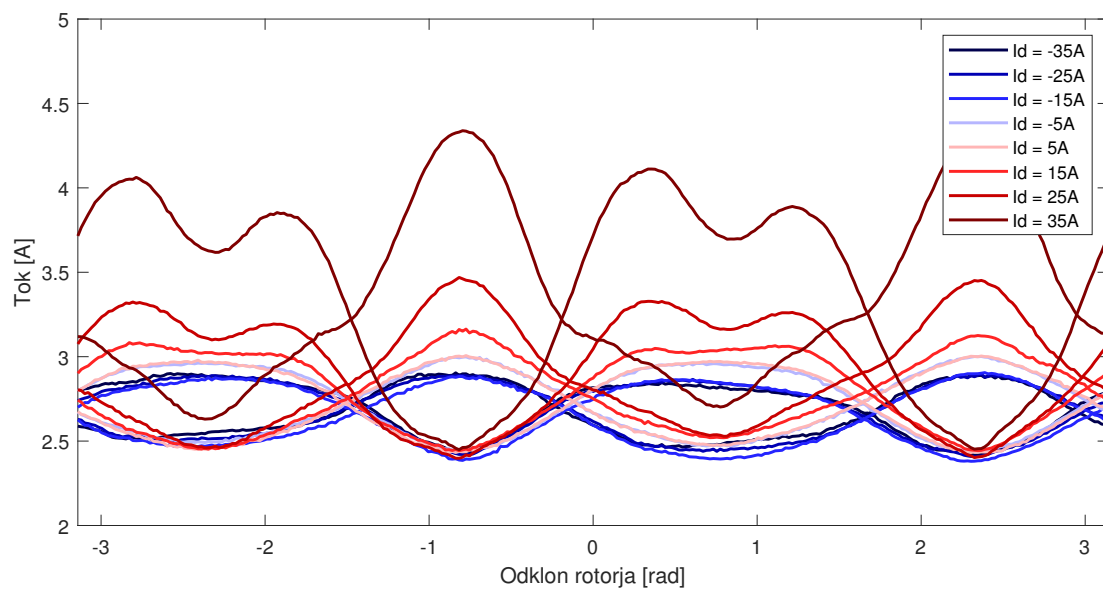
Vidimo, da vzdolžni tok možno zmanjša induktivnost v d smeri, v q smeri pa je odziv relativno konstanten pri različnih vzdolžnih tokovnih. Vzbujanje s



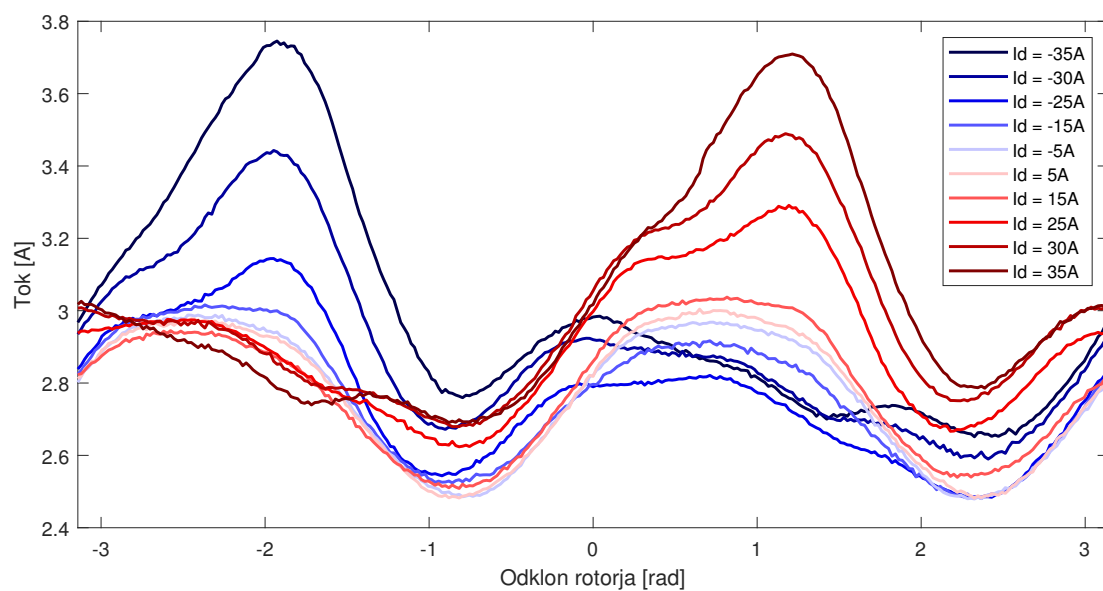
Slika 3.3: Primer vključitve slike.



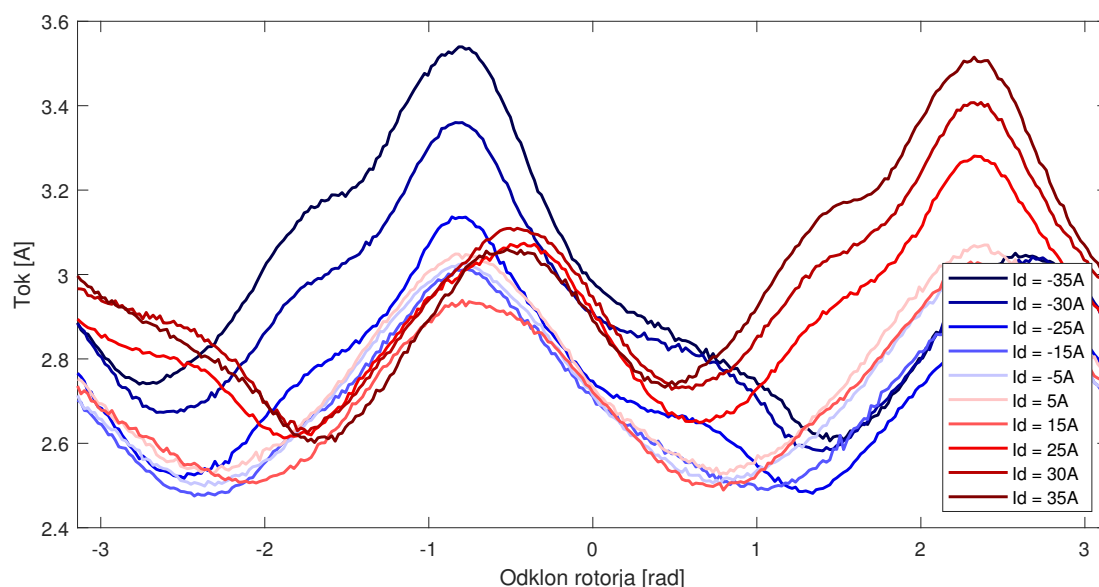
Slika 3.4: Primer vključitve slike.



Slika 3.5: Primer vključitve slike.



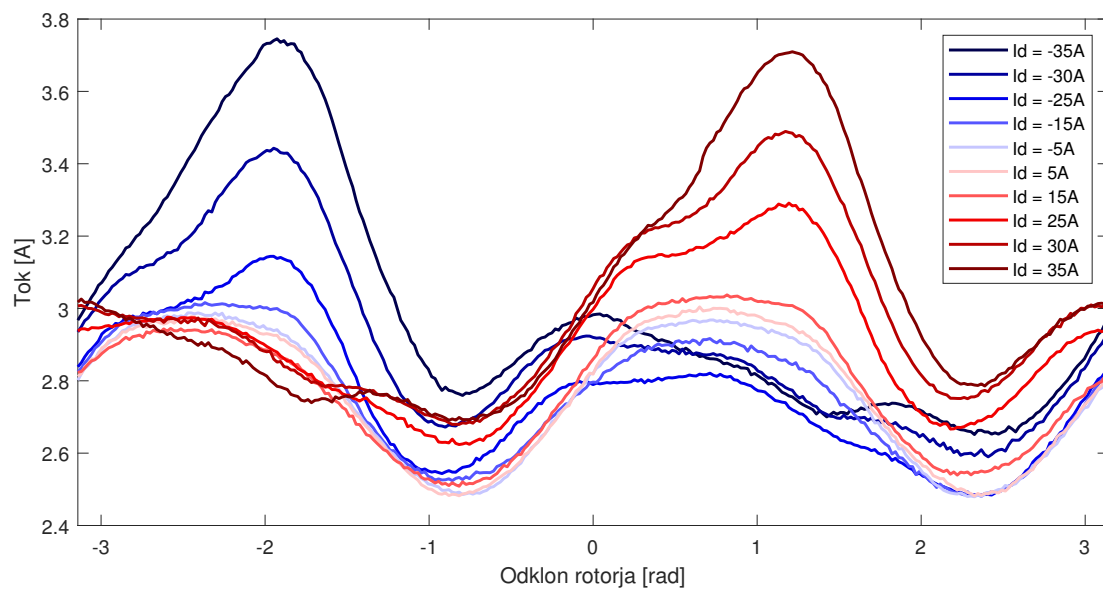
Slika 3.6: Primer vključitve slike.



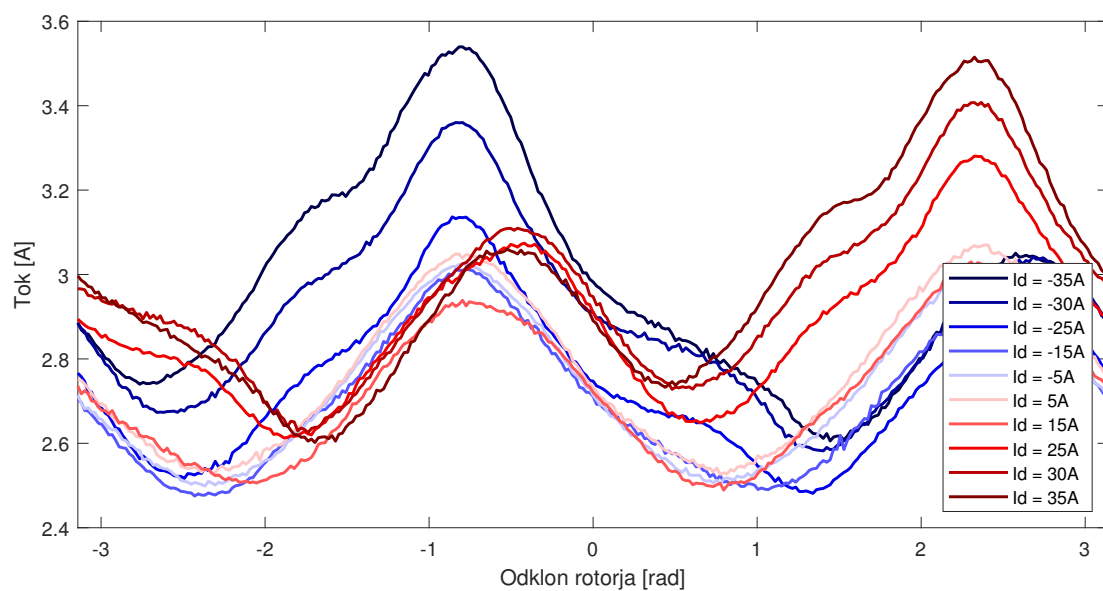
Slika 3.7: Primer vključitve slike.

prečnim tokom pa je prikazano na dveh slikah, na sliki 3.6 je prikazan odziv v vzdolžni smeri HKS, na sliki 3.7 pa prečni.

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 3.5 - 3.7, 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.



Slika 3.8: Primer vključitve slike.



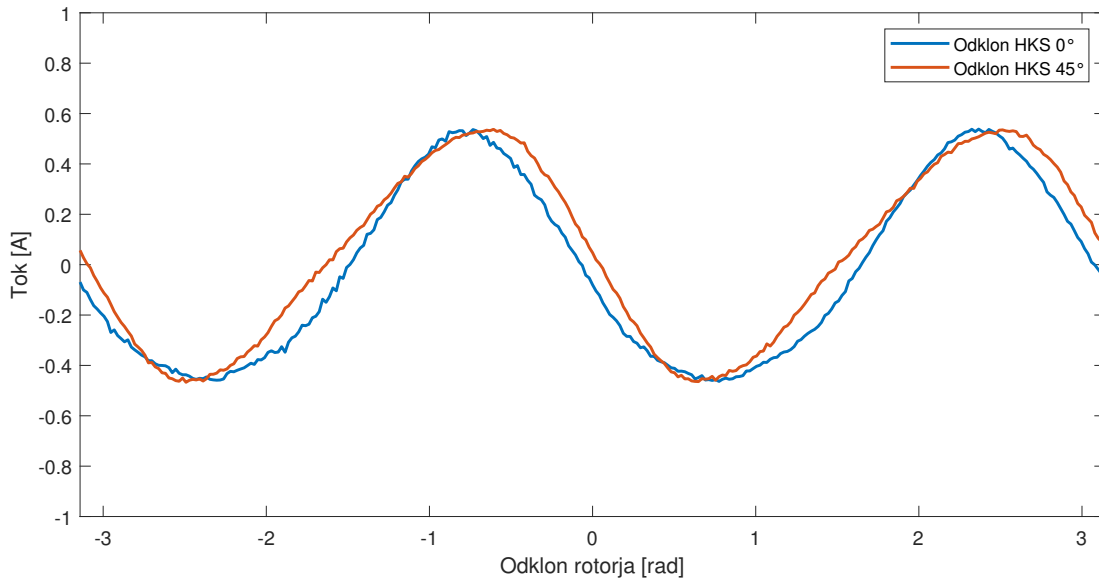
Slika 3.9: Primer vključitve slike.

3.3 Izračun pozicije rotorja

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

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

V primeru, kjer sta vzdolžni in prečni tok enaka nič in vzbujaemo stator le z visoko frekvenco v HKS, je \hat{I}_e dokaj sinusoidne oblike, kot je vidno na sliki 3.10.

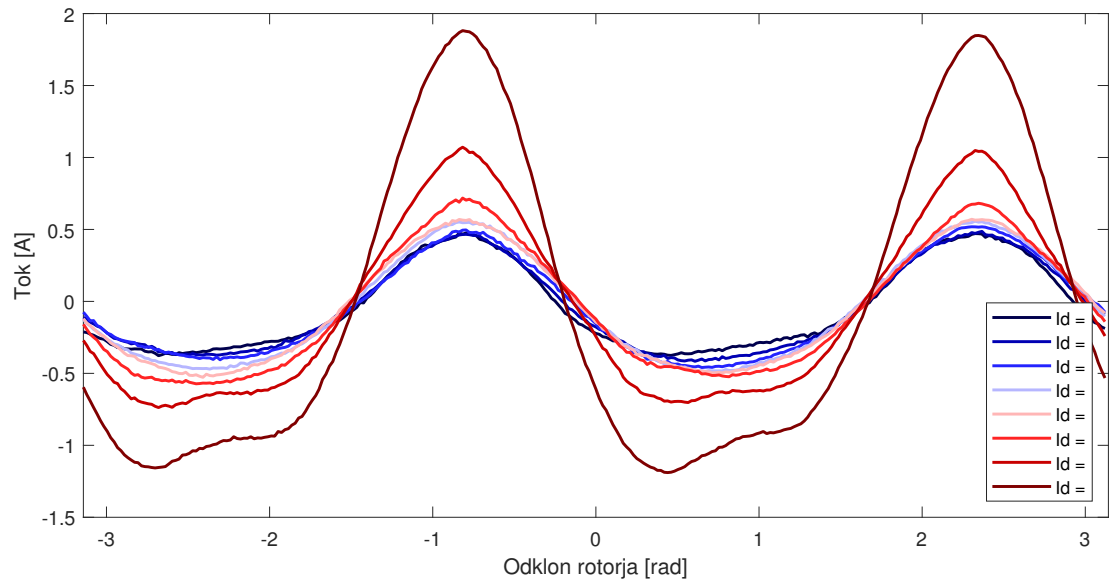


Slika 3.10: Primer vključitve slike.

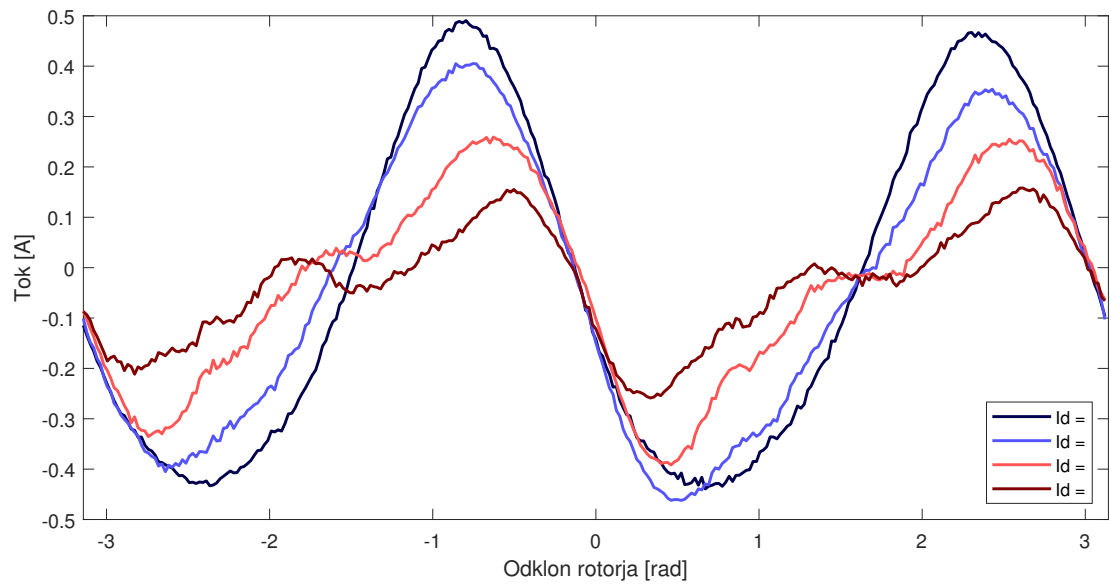
Iz slike 3.10 je razvidno, da že samo odklon HKS od SKS vpliva na lokacijo ničelne napake. V prejšnjem poglavju je so bili prikazani odzivi v odvisnosti od prečnega in vzdolžnega toka. \hat{I}_e v teh pogojih je naslednja:

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



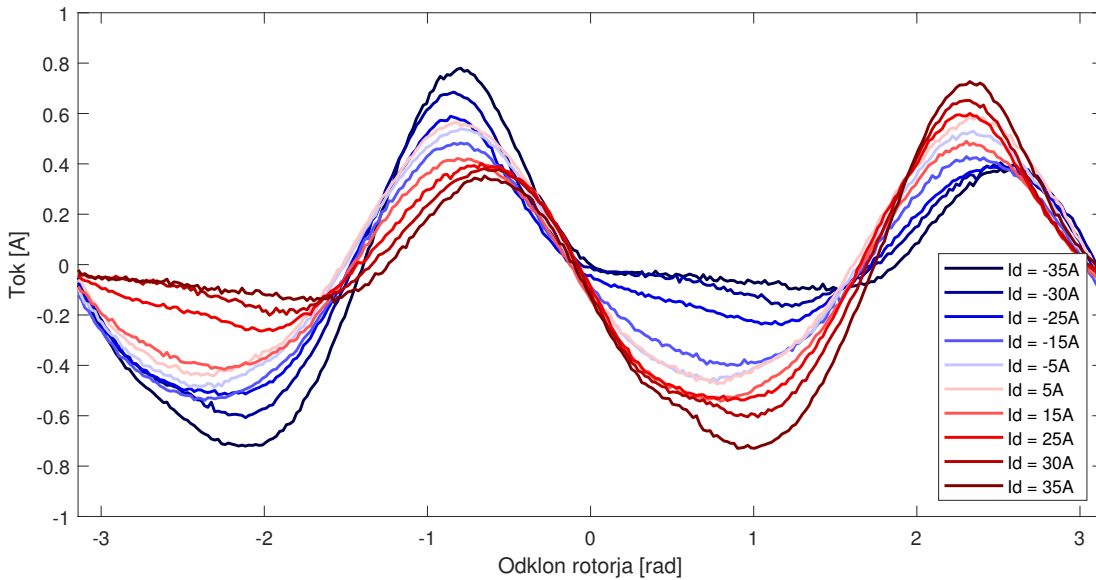
Slika 3.11: Primer vključitve slike.



Slika 3.12: Primer vključitve slike.

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 π 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 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 3.13:



Slika 3.13: 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 ω_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:

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

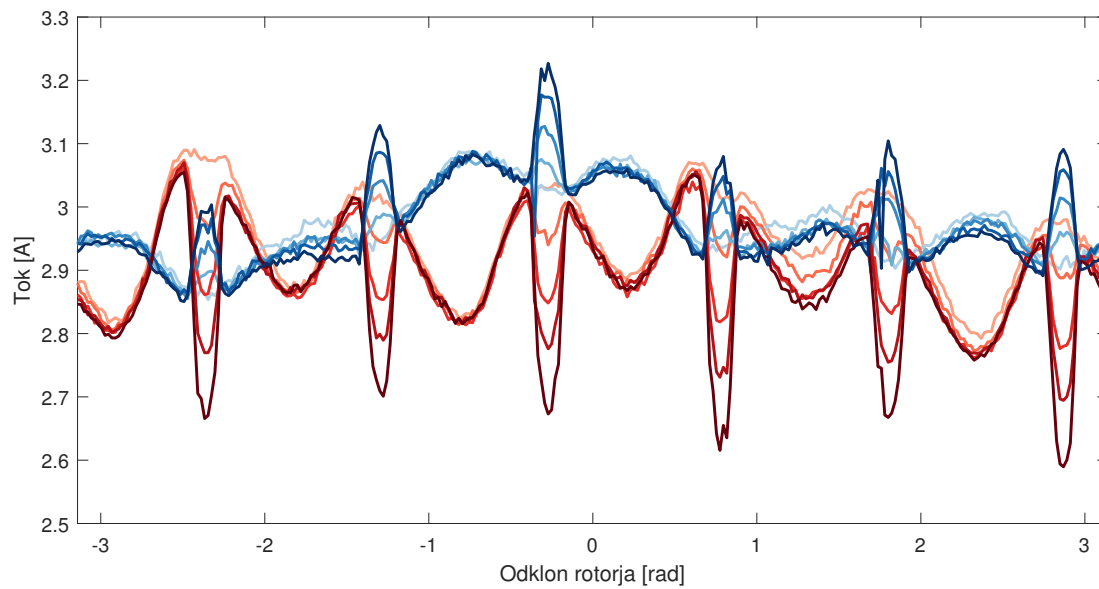
3.4 Vpliv mrtvega časa pretvornika

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.

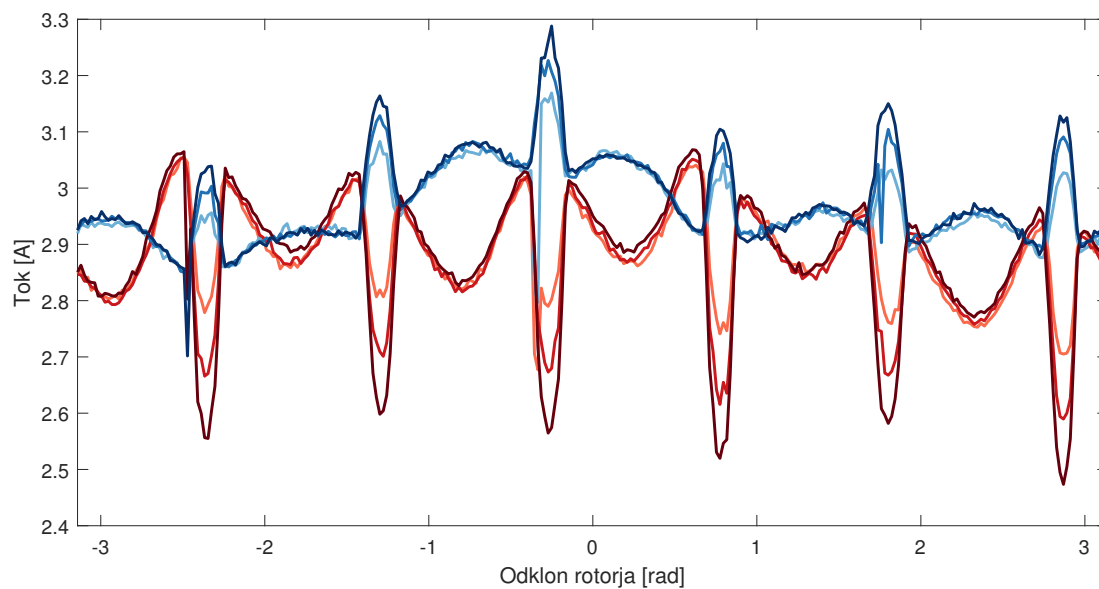
V praktičnem sistemu, kjer se uporablja močnostni pretvornik imamo opravka s preklopi visokih in nizkih tranzistorjev. Ko je odprt nizek fet, je fazna napetost 0V, ko je odprt visok fet pa je fazna napetost enaka napajalni. Med preklpom iz 0V in 24V pa je za kratek čas potrebno izklopiti oba, saj v primeru, kjer prevajata oba nastane nizko-impedančna pot, ki povzroči kratek stik. Čas, ko sta izklopljena oba se imenuje mrtvi čas in povzroča napetostno napako [1]. Ta napaka je odvisna od

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 3.14 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 3.15. Odziv je bil pomeren pri napetostih 16V, 24V in 32V, kjer je temnejša barva večja napetost.



Slika 3.14: Odvisnost popačenja amplitude odziva od dolžine mrtvega časa



Slika 3.15: 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. // TODO dodaj graf in pokomentiraj

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 SMO načina, ko vrtilna hitrost doseže dovolj visoko vrednost.

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 vzbujamo 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 vzbujalnega signala FOC regulatorje izklopimo, da se prehodni pojav pasovnih filtrov ustali.

4.2 Začetni kot in izbira minimuma

4.3 Preklop v SMO

Proti koncu delovanja HFSI algoritma, ko je vrtilna hitrost že dovolj visoka, da ocenjujemo pozicijo rotorja z inducirano napetostjo, je potrebno izvesti brezudarni preklop. Takoj po preklopu želimo, da SMO začne delovati v pravilni delovni točki. To lahko dosežemo tako, da SMO deluje 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 SMO 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 PLL. 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 SMO ob preklopu že neko majhno napako.

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 komunikacijskega protokola UART.

TODO opis sistema ker proc driver etc?

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 5.1, kjer se vidi fazni zamak faz - fazno sta zamaknjeni prva in druga 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.

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

t_{MID} ni polovica t_{PWM} , saj smo rezervirali $2t_{MEAS}$ periode za meritev toka. Zato je t_{MID} enak polovici $t_{MID} - 2t_{MEAS}$. V_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.

// TODO dodaj sliko pwmjev in shunt meritve

5.2 Rezultati

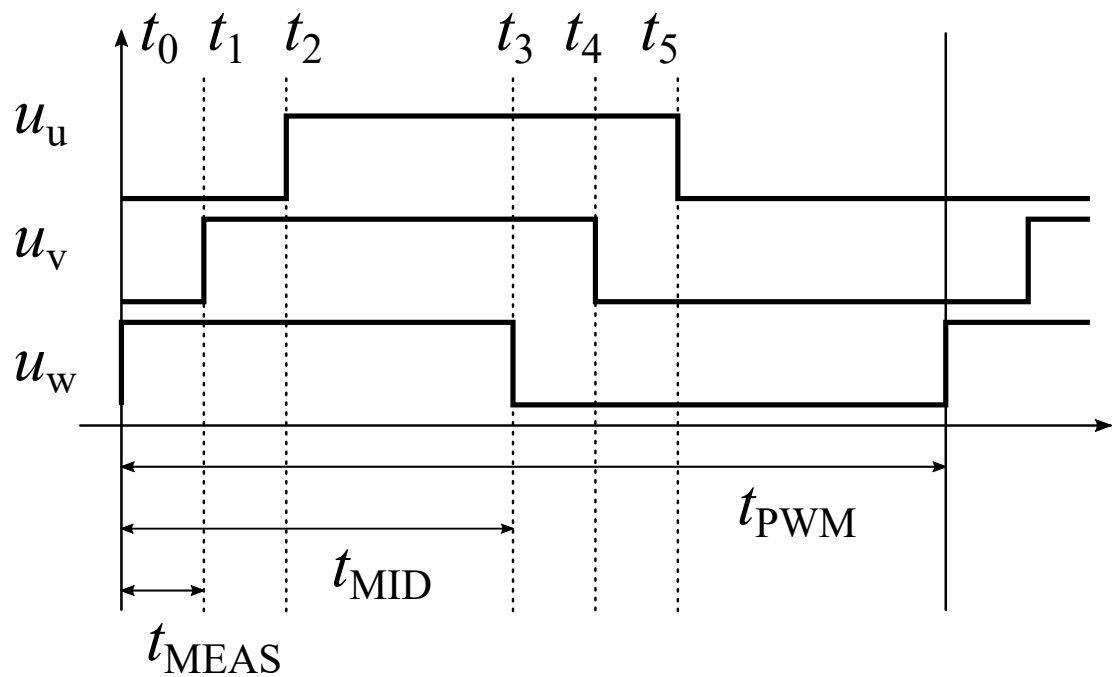
Vpliv izbire napačnega začetnega minimuma

Vpliv mrtvega časa na oceno kota

Vpliv I_q na oceno kota

PID tuning

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



Slika 5.1: Pulzno širinska modulacija močnostnega pretvornika

5.2.1 Primerjava ...

Podsekcije za različne meritve, primerjave, odvisnosti veličin, potrjevanje teoretične osnove iz prejšnjega 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