

Univerza v Ljubljani

Fakulteta za elektrotehniko

Denis Sušin

**Repetitivna regulacija hitrosti
sinhronskega stroja s trajnimi magneti**

Magistrsko delo

Mentor: doc. dr. Mitja Nemec

Ljubljana, 2016

Zahvala

Najlepše se zahvaljujem vsem, ki so mi izkazali kakršnokoli pomoč pri izdelavi magistrskega dela, pa naj bo ta materialna, strokovna ali le beseda spodbude.

Še posebej se zahvaljujem mentorju dr. Mitju Nemcu, ki je nudil strokovno podporo in je pokazal izredno mero dobre volje in interesa. Prav tako zaslužijo zahvalo sodelavci v laboratoriju LRTME, ki so z nasveti pripomogli k realizaciji tega dela.

Seveda pa je družina največja opora, ki mi je stala ob strani vse življenje in me spodbujala k dobrim delom.

Vsebina

1 Uvod	12
2 Teoretična izhodišča	14
2.1 Sinhronski stroj s trajnimi magneti (PMSM)	14
2.1.1 Samodržni navor	15
2.1.2 Enačbe modela idealnega PMSM-ja v dq sistemu.....	16
2.2 DC-AC pretvornik (razsmernik).....	18
2.3 PID regulator	19
2.4 Repetitivni regulator	21
2.4.1 Osnovni princip delovanja repetitivnega regulatorja	21
2.4.2 Nadgradnja repetitivnega regulatorja s kompenzacijo zakasnitve – kompenzacija zakasnitve	27
2.4.3 Nadaljnja nadgradnja repetitivnega regulatorja s FIR filtrom – zmanjšanje posledic šuma.....	30
2.5 Merjenje (izračun) hitrosti	33
2.5.1 Izračun hitrosti po metodi merjenja frekvence	34
2.5.2 Izboljšano odvajanje z algoritmom po Holobrodsku.....	36
2.5.3 Izračun hitrosti po metodi merjenja periode	38
2.5.4 Izračun hitrosti z uporabo alfa beta sledilnika	39
2.6 Primerjava med različnimi metodami izračuna hitrosti.....	41
2.7 Merjenje (izračun) pospeška.....	44
2.7.1 Osnovni 1. odvod iz hitrosti.....	44
2.7.2 Izboljšani 1. odvod po Holobrodsku iz hitrosti	44
2.7.3 Izboljšani 2. odvod po Holobrodsku iz kota.....	44
2.7.4 Alfa beta sledilnik (izračun iz hitrosti)	46
2.8 Primerjava med različnimi metodami izračuna pospeška	47
3 Opis strojno-elektronskega dela	49

4 Algoritmi in rezultati	52
4.1 Postopni razvoj regulacije hitrosti.....	52
4.2 Vključitev repetitivnega regulatorja v sistem.....	55
4.3 Rezultati in ugotovitve v prostem teku.....	58
4.4 Vzroki za neizboljšanje razmer pri uporabi repetitivnega regulatorja v prostem teku.....	60
4.5 Vključitev umetne motnje v sistem.....	62
4.6 Rezultati in ugotovitve z implementirano umetno motnjo.....	63
 5 Zaključek	 67
 Literatura	 69
 A Nazivni podatki in parametri PMSM-ja	 72
 B Končna shema repetitivne regulacije	 73

Seznam uporabljenih kratic

μC	angl. Micro Controller – mikroprocesor
ABF	angl. Alfa Beta Filter (tracker) – alfa beta filter (sledilnik)
AC	angl. Alternating Current – izmenični tok
CAP	angl. CAPture – zajem (časa)
CCS	angl. Code Composer Studio – programsko okolje (Texas Instruments)
DC	angl. Direct Current – enosmerni tok
DSP	angl. Digital Signal Processor – digitalni signalni procesor
FIR	angl. Finite Impulse Response – končni odziv signala na impulz
IIR	angl. Infinite Impulse Response – neskončni odziv signala na impulz
JTAG	angl. Join Test Action Group – komunikacija mikroprocesorja s PC-jem
MOS FET	angl. Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – kovinsko oksidni tranzistor na poljski pojav
PC	angl. Personal Computer – osebni računalnik
PID	angl. Proportional-Integral-Derivative (regulator)
PMSM	angl. Permanent Magnet Synchronous Machine – sinhronski stroj s trajnimi magneti
PWM	angl. Pulse Width Modulation – pulzno širinska modulacija
RDIFF	angl. Runing DIFFerence – tekoči odvod
SVM	angl. Space Vector Modulation – modulacija prostorskega vektorja

Seznam uporabljenih simbolov

δ	dušenje člena 2. reda
ω	električna krožna frekvenca rotorja
ω^*	želena mehanska krožna frekvenca
ω_{meh}	mehanska krožna frekvenca
ρ_{meh}	mehanski kot rotorja
ρ_{meh}	mehanski kot zasuka rotorja
α_{meh}	mehanski kotni pospešek
α_{meh}^*	želeni mehanski kotni pospešek
ΔN	število pulzov iz inkrementalnega dajalnika v časovnem oknu
ρ_{rot}	električni kot rotorja
$\rho(i)$	trenutni vzorec dejanskega kota zasuka
$\hat{\rho}(i)$	trenutni vzorec ocenjenega kota zasuka
$\hat{\rho}(i-1)$	prejšnji vzorec ocenjenega kota zasuka
ψ_{rot}	magnetni sklep (rotorja) trajnih magnetov za dq model
\overline{M}^*	izhod iz PID regulatorja povprečne hitrosti
M_{rep}^*	izhod iz repetitivnega regulatorja pospeška
$\overline{\omega_{meh}}$	povprečna mehanska hitrost
$\hat{\omega}(i)$	trenutni vzorec ocenjene krožne frekvence
$\hat{\omega}(i-1)$	prejšnji vzorec ocenjene krožne frekvence
C	splošni simbol za oznako kondenzatorja
d_{rep}	periodična motnja
Dx	splošni zapis za oznako diode (namesto x-a je ustrezna številka)
err	pogrešek med želenim in dejanskim signalom
err_sum	vektor diskretnih akumuliranih pogreškov (interna spremenljivka repetitivnega regulatorja)

f_m	mejna frekvenca člena 2. reda
f_{meh}	mehanska frekvenca
i	trenutni indeks
i_α	dejanski tok v α osi (po Clarke-ini transformaciji)
i_β	dejanski tok v β osi (po Clarke-ini transformaciji)
i_d	dejanski tok v d osi
i_d^*	želeni tok v d osi
i_q	dejanski tok v q osi
i_q^*	želeni tok v q osi
i_{sd}	statorski tok navitja d
i_{sq}	statorski tok navitja q
k	število vzorcev zakasnitve
kor	vektor diskretnega korekcijskega signala repetitivnega regulatorja
L_d	vzdolžna induktivnost statorskih navitij v d osi
L_q	prečna induktivnost statorskih navitij v q osi
M^*	želeni mehanski navor
M_{stroja}	navor, ki ga razvija sinhronski stroj s trajnimi magneti
N	število vzorcev signala znotraj ene periode, število uporabljenih vzorcev v vzorčenem signalu za izračun numeričnega odvoda
N_{osc}	število prešteti pulzov visokofrekvenčnega oscilatorja pri CAP načinu izračuna hitrosti
N_p	število pulzov inkrementalnega dajalnika na en vrtljaj
p	polovi pari
R_S	statorska upornost ene faze
T_{osc}	perioda visokofrekvenčnega oscilatorja pri CAP načinu izračuna hitrosti
T_{RDIFF}	velikost časovnega okna pri načinu izračuna RDIFF
T_x	splošni zapis za oznako tranzistorja (namesto x-a je ustrezna številka)

u_{α}^*	želena napetost v α osi (po Clarke-ini transformaciji)
u_{β}^*	želena napetost v β osi (po Clarke-ini transformaciji)
u_d^*	želena napetost v d osi
u_{DC}	napetost enosmernega tokokroga
u_q^*	želena napetost v q osi
u_{sd}	statorska napetost navitja d
u_{sq}	statorska napetost navitja q
x	splošni zapis za vhodni signal
y	splošni zapis za izhodni (dejanski) signal
y^*	splošni zapis za želena signal
z^{-N}	operator zakasnitve diskretnega signala za N vzorcev (eno periodo)
z^{-N+k}	operator zakasnitve diskretnega signala za $N - k$ vzorcev

Povzetek

V pričujočem delu je predstavljena vektorska regulacija sinhronskega stroja s trajnimi magneti, pri čemer je poudarek na nadgradnji sistema z repetitivnim regulatorjem. Osnovna obravnava je podana za sinhronski stroj s tajnimi magneti, razsmernik, PID regulacijo in za osrednjo tematiko – repetitivno regulacijo. Dodatno so predstavljeni štirje načini izračuna vrtilne hitrosti iz kota zasuka in štirje načini izračuna kotnega pospeška. Na kratko je predstavljen tudi strojni del s pripadajočo močnostno in krmilno elektroniko.

Nadalje je opisan razvoj režimov delovanja ter načini za odpravljanje posledic samodržnega navora z uporabo repetitivne regulacije. Izvedena je primerjava med režimi delovanja ter obrazložena smotrnost uporabe repetitivnega regulatorja v prostem teku. Dodana je še simulacija obremenitve s periodičnim značajem – umetna motnja. Na koncu so opisane omejitve ter možnost implementacije repetitivne regulacije v praksi.

Ključne besede: Sinhronski stroj s trajnimi magneti, vektorska regulacija, kaskadna PID regulacija, repetitivna regulacija, stacionarno stanje, umetna motnja, izračun vrtilne hitrosti, izračun kotnega pospeška

Abstract

In this thesis vector control of permanent magnet synchronous machine is presented, with the main scope in an upgrade of classical control with repetitive controller. Basic explanations are given for permanent magnet synchronous machine, inverter, classic PID control and for the main topic – repetitive control. Additionally, calculation of speed from position in four different ways and calculation of acceleration (in also four different ways) is presented. The mechanical part is described briefly, likewise associated electronics.

Modes of operation are described next. There are also described ways of minimizing consequences of cogging torque with usage of repetitive controller. Further comparison among modes of operation is done and the merit of repetitive control in free run is explained. Simulation of periodical load is added, too. In the end the limitations and practical implementation of repetitive controller are explained.

Key words: Synchronous machine with permanent magnet, vector control, cascade PID control, repetitive control, stationary state, artificial disorder, calculation of speed, calculation of acceleration

1 Uvod

Skozi vso zgodovino si ljudje skušamo olajšati življenje s pomočjo strojev in naprav. Vse te naprave se po večini gibljejo, zato potrebujejo vir mehanske energije – pogon. Precejšen delež vseh pogonov pa predstavljajo električni stroji. Delujejo lahko v motorskem, generatorskem ali zavornem režimu, kar omogoča raznolike funkcionalnosti. V praksi je možno električne stroje učinkovito regulirati, zato so v zahtevnih aplikacijah še toliko bolj primerni. To so razlogi zakaj se električni stroji uporabljajo v industriji, kmetijstvu, gospodinjstvu – praktično povsod.

Zadnje čase so dokaj aktualni sinhronski stroji s trajnimi magneti, saj dosegajo visoke izkoristke ter veliko specifično moč (moč na enoto volumna), kar pomeni, da za premagovanje enakega bremena, potrebujemo dimenzijsko manjši stroj. Tudi regulacija sinhronskih strojev s trajnimi magneti je preprostejša kot pri ostalih izmeničnih strojih. Seveda je treba v vsaki aplikaciji posebej pretehtati izbiro določenega električnega stroja ter njegove prednosti in slabosti, tukaj pa je obravnavan sinhronski stroj s trajnimi magneti.

V zahtevnejših aplikacijah je potrebna regulacija vsaj hitrosti, če že ne položaja, redko zadostuje le krmiljenje hitrosti. V primeru regulacije hitrosti je zaželeno, da so prehodni pojavi čim hitrejši, v stacionarnem stanju pa, da je valovitost hitrosti zanemarljiva. V praksi je to ideal, ki se mu lahko le bolj ali manj približamo. Pri sinhronskem stroju s trajnimi magneti lahko dosegamo hitre tranziente, večje težave pa povzroča valovitost hitrosti v stacionarnem stanju, ko naj bi bila hitrost konstantna. V tem delu je poudarek na odpravljanju oz. zmanjšanju valovitosti hitrosti v stacionarnem stanju.

V zahtevnih aplikacijah, je nujno meriti oz. računati hitrost, za potrebe repetitivnega regulatorja pa tudi pospešek vrtenja rotorja sinhronskega stroja s trajnimi magneti. Predstavljeni in preizkušeni bodo štirje principi izračuna hitrosti in štirje principi izračuna pospeška. Na podlagi primerjave bo uporabljen najbolj ustrezen (natančen) način izračuna hitrosti oz. pospeška, ki bo zaznaval periodično motnjo.

Samodržni navor (angl. cogging torque), ki bo opisan v nadaljevanju, je glavni povzročitelj valovitosti hitrosti v stacionarnem stanju, saj povzroča nekonstanten

navor. Odvisen je od položaja rotorja (od kota rotorja), zato je v vsakem vrtljaju njegov prispevek enak. Z vidika regulacij se samodržni navor obravnava kot motnja, ki se ponavlja (periodična motnja) in jo je treba odpraviti. V ta namen je uporabljen poseben tip regulatorja t.i. repetitivni regulator. Ravno to je razlog njegove uporabe, saj periodične motnje odpravlja zelo uspešno, precej bolje kot PID regulator.

Pričakujemo, da bo ob uporabi repetitivnega regulatorja, valovitost hitrosti sinhronskega stroja s trajnimi magneti že v prostem teku opazno manjša kot v primeru, ko repetitivni regulator ni uporabljen.

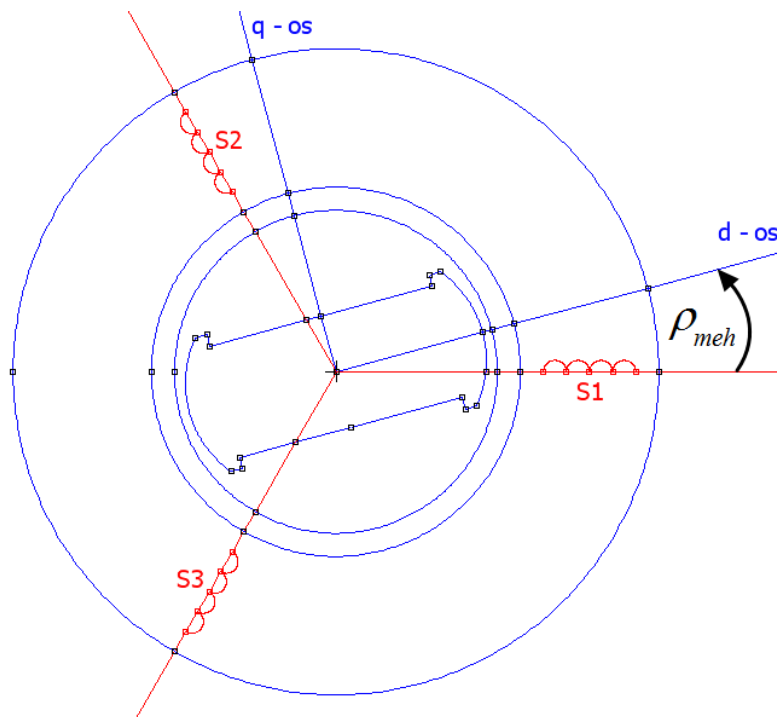
2 Teoretična izhodišča

V tehniki je za doseganje ciljev treba narediti načrt in uporabiti določene prijeme, oboje pa je treba podrobno razdelati in razumeti. Zato bodo v nadaljevanju opisani tematski sklopi sinhronskega stroja s trajnimi magneti, DC-AC pretvornika (razsmernika), PID regulatorja, repetitivnega regulatorja ter izračuna hitrosti in pospeška vrtenja PMSM-ja. Opisano bo njihovo delovanje, saj je dobro razumevanje vseh komponent ključno za nadaljevanje z zahtevnejšo razlago.

2.1 Sinhronski stroj s trajnimi magneti (PMSM)

Sinhronski stroj s trajnimi magneti (angl. Permanent Magnet Synchronous Machine, v nadaljevanju: PMSM) je kot vsak rotacijski električni stroj sestavljen iz statorja in rotorja. Klasična izvedba ima na rotorju trajne magnetne, na statorju pa po navadi trifazno navitje. Slika 2.1 prikazuje dvopolno izvedbo PMSM-ja. Tuljave simbolno predstavljajo statorska navitja, na rotorju pa je trajni magnet. Podrobnosti o PMSM-ju, njegovem delovanju in konstrukcijah so v literaturi [1].

Smer, kamor kaže trajni magnet, definiramo kot d os, q os pa je zasukana za električnih 90° , v pozitivni smeri vrtenja (na shemi je matematično pozitivna smer v nasprotni smeri urinega kazalca). Povedano drugače, q os je ravno na sredi med dvema magnetoma. Definicija d in q osi je pomembna, saj je osnova za regulacijo PMSM-ja. Kot rotorja definira d os oz. smer magnetenja rotorja (trajnih magnetov), q os je navorna os.



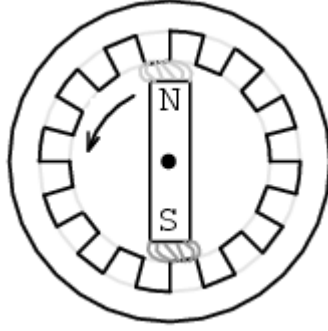
Slika 2.1: Klasična shema sinhronskega stroja s trajnimi magneti z enim polovim parom

2.1.1 Samodržni navor

Zavedati se moramo, da je matematični dq model, ki bo opisan v nadaljevanju, le približek realnega PMSM-ja, ki pa v večini primerov dovolj dobro služi pri regulaciji hitrosti. Neidealnosti pri postopkih izdelave v modelu niso zajete, zato obstajajo manjša odstopanja med realnim strojem in matematičnim modelom.

Eno izmed takšnih odstopanj predstavlja samodržni navor (angl. cogging torque). To je neželen prispevek k navoru, ki ga razvija PMSM in je odvisen od položaja rotorja. Gre za geometrijo in sile med magneti in statorskimi zobmi (utori). Interakcijo trajnega magneta (na rotorju) in statorskih zob prikazuje slika 2.2.

Razlaga za osnovno predstavitev bo temeljila na predpostavki, da je širina magneta približno enaka širini statorskega zoba, čeprav v realnosti redko najdemo takšne izvedbe PMSM-ja, še vedno pa je samodržni navor prisoten tudi v drugačnih konstrukcijah. Konstrukcije v praksi imajo širino magneta navadno večjo od širine statorskega zoba (magnet se razprostira čez več zob).



Slika 2.2: PMSM in samodržni navor [2]

Ko je rotor v položaju, da je sredina magneta praktično poravnana s statorskim zobom, na rotor ne deluje nikakršen navor, saj je PMSM v stanju najnižje energije. Ko pa rotor izmaknemo v lego, da med magnetom in statorskim zobom ni najmanjša zračna reža (razmere s slike 2.2), pa pride do navora, saj se magnet skuša poravnati s statorskim zobom – stanje minimalne energije, najmanjša zračna reža.

Iz razlage je razvidno, da je v vsakem vrtljaju, odvisnost samodržnega navora od kota enaka, torej je samodržni navor periodičen z vsakim vrtljajem. Vsaka konstrukcija PMSM-ja ima drugačno karakteristiko samodržnega navora in s posebnimi konstrukterskimi prijemi je možno samodržni navor zmanjšati [3].

2.1.2 Enačbe modela idealnega PMSM-ja v dq sistemu

Za regulacijo hitrosti PMSM-ja je treba najprej matematično opisati sam PMSM, izpeljavo modela pa podajajo različni avtorji [4], [5], [6]. Trifazni model PMSM-ja transformiramo v dq model z namenom poenostavitve enačb in posledično lažje regulacije. Za idealni PMSM, ki ima simetričen stator, trajne magnetne na rotorju ter sinusno porazdelitev magnetnega polja in induktivnosti, veljata naslednji dve napetostni enačbi (ničta komponenta je v primeru simetrije enaka 0):

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

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_{rot} \quad (2.2)$$

Za navor, ki ga razvija idealni PMSM, velja enačba:

$$M_{stroja} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_{rot} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.3)$$

Prvi člen navorne enačbe (2.3) se imenuje elektromagnetni navor, drugi člen pa reluktančni navor. Če induktivnosti niso odvisne od lege rotorja, kar pomeni da je magnetna prevodnost v vseh smereh enaka, je prispevek reluktančnega navora enak 0.

Enačba (2.4) predstavlja mehansko (ne)ravnotežje navorov. Na levi strani enačaja je seštevek vseh navorov, ki tvorijo dinamični navor. Ta povzroči pospeševanje ali zaviranje stroja. V primeru konstantnega bremenskega navora, stroj slej kot prej doseže stacionarno stanje. Ko je stacionarno stanje doseženo, pričakujemo konstantno hitrost (pospešek enak 0). Toda to preprečuje samodržni navor, ki ni enak nič.

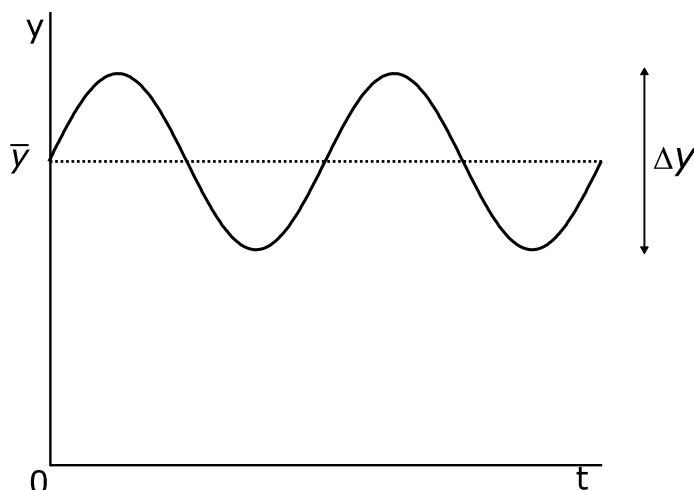
$$\underbrace{M_{stroja} + M_{samodržni}}_{\text{celotni prispevek PMSM-ja}} + M_{bremena} = J\alpha \quad (2.4)$$

Prispevek parazitnega samodržnega navora k navoru, ki ga razvija PMSM, najbolj vpliva na valovitost hitrosti v stacionarnem stanju. S konstrukcijo PMSM-ja je možno samodržni navor do neke mere zmanjšati, še vedno pa je ta prisoten.

Je pa možno samodržni navor $M_{samodržni}$ kompenzirati s pomočjo navora M_{stroja} , ki ga razvija PMSM. Če bo vsota obeh enaka bremenskemu navoru, bo vrtilna hitrost tudi konstantna. Realizacija te ideje je možna z uporabo repetitivnega regulatorja, pogoj pa je, da je motnja, ki jo želimo odpraviti periodična.

Za kvantitativno primerjavo med različnimi poteki signalov, ki naj bi bili čim bolj konstantni, definiramo pojem valovitost signala. Valovitost splošnega signala v (slika 2.3) je definirana kot odstopanje od povprečne vrednosti:

$$v = \frac{\Delta y}{y} \quad (2.5)$$



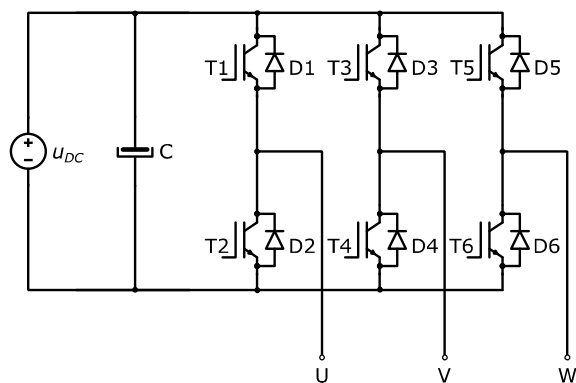
Slika 2.3: Valovitost signala

2.2 DC-AC pretvornik (razsmernik)

Regulacija hitrosti PMSM-ja pomeni, da želimo spreminjati hitrost v relativno širokem območju, od nekaj Hz do celo nekaj sto Hz. Omrežno napajanje (400 V, 50 Hz) v tem primeru ne pride v poštev, saj hitrosti PMSM-ja s takšnim napajanjem ne moremo spreminjati, zato se pojavi potreba po uporabi pretvornika.

Pretvornik, ki se uporablja za spreminjanje hitrosti PMSM-ja, je tipa DC-AC (razsmernik - trifazni tranzistorski mostič) in generira praktično poljubne oblike napetosti. Osnovna shema močnostnega dela pretvornika je na sliki 2.4. Vhodna napetost močnostnega dela je enosmerna, izhodna napetost (sponke U, V, W) pa izmenična. Na izhod pretvornika (sponke U, V, W) priključimo PMSM. Vir električne energije je enosmerni vir (na sliki u_{DC}), ki je v resnici lahko akumulator (z ali brez DC-DC pretvornika) ali usmernik priključen na omrežje.

Za proženje tranzistorjev trifaznega mostiča se uporablja metoda SVM (angl. Space Vector Modulation). Gre za ustvarjanje vektorja napetosti z ustreznimi preklopi tranzistorjev, ki povzroči tok in posledično magnetno polje v PMSM-ju. Če na vsako posamezno fazo PMSM-ja pritismo ustrezno napetost, je možno dobiti magnetno polje, ki je usmerjeno v določeno smer. Ta princip modulacije se uporablja za zahtevne aplikacije, temu primerno pa je tudi kompleksen. Podrobni opis SVM-ja in mostičnega pretvornika je na voljo v literaturi [4], [7], [8].



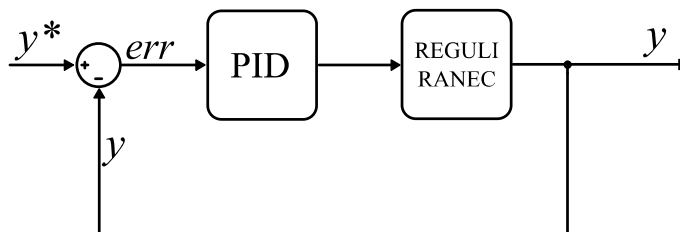
Slika 2.4: Trifazni tranzistorski mostič – razsmernik

2.3 PID regulator

Pri električnih strojih se je, razen v najenostavnejših primerih, treba poglobiti v regulacije. Po navadi je soočenje z regulacijo toka, hitrosti in/ali položaja neizogibno. Regulacije so v literaturi že dodobra obdelane [4], [9], ker pa je del mojega raziskovanja vseboval to tematiko in parametriranje PID regulatorjev, je prav, da PID regulator vsaj na kratko omenim.

Osnovno regulacijsko shemo s PID regulatorjem prikazuje slika 2.5. Želeno vrednost označuje y^* , dejansko vrednost y , err pa je pogrešek med želeno in dejansko vrednostjo. Če je pogrešek err enak 0, potem regulator ne vsiljuje v sistem nikakršne spremembe. Ko pa pride do pogreška med želeno in dejansko vrednostjo, PID regulator ustrezno reagira, da zmanjša pogrešek.

Reguliranec je opisan z diferencialno enačbo v časovni domeni oz. s prenosno funkcijo v Laplace-evi domeni. Prenosna funkcija realnega sistema največkrat ni preprosta, zato v praksi, če je le možno, skušamo sistem (v našem primeru PMSM) modelirati s členom 1. reda ali 2. reda, da je obravnava enostavnejša [4], [9].



Slika 2.5: Osnovna shema regulacij

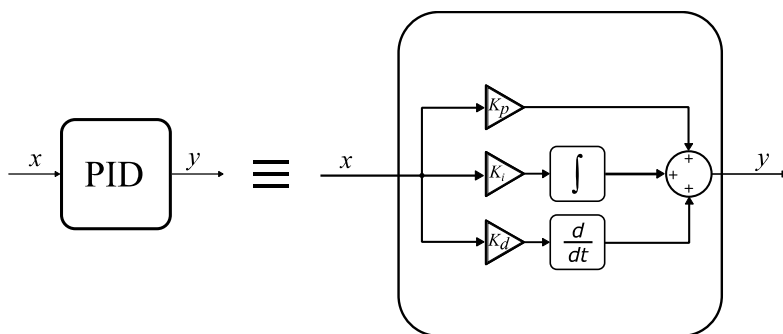
Sam PID regulator je sestavljen iz treh podsklopov, ki jih nato seštejemo. Kot že kratice v imenu povedo, so to P del (proporcionalni), I del (integralni), in D del (del, ki vsebuje odvod – angl. derivative). Enačba (2.6) predstavlja matematični opis zveznega PID regulatorja, kjer so K_p , K_i , K_d ustrezni parametri PID regulatorja, $x(t)$ predstavlja vhod v PID regulator (na sliki 2.5 je to pogrešek *err*), $y(t)$ pa je izhod iz regulatorja.

$$y(t) = K_p x(t) + K_i \int x(t) dt + K_d \frac{dx(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Ker pa mikroprocesor, v katerem je realiziran PID regulator, deluje diskretno, je treba tudi zvezno zastavljeno enačbo transformirati v diskretni prostor. Diskretna enačba (2.7) je direktno uporabna za implementacijo v mikroprocesorju, kjer so K_p , K_i , K_d ustrezni parametri PID regulatorja, T_{vz} je interval vzorčenja, $x(i)$ predstavlja diskretizirani vhod v PID regulator (na sliki 2.5 je to pogrešek *err*), $y(i-1)$ je prejšnja vrednost integralnega dela, $y(i)$ pa je diskretizirani izhod iz regulatorja.

$$y(i) = \underbrace{K_p x(i)}_{\text{P del}} + \underbrace{y(i-1) + K_i x(i) T_{vz}}_{\text{I del}} + \underbrace{K_d \frac{x(i) - x(i-1)}{T_{vz}}}_{\text{D del}} \quad (2.7)$$

Najelegantnejša razlaga enačb je razlaga s pomočjo slik, zato je priložena slika 2.6, ki omogoča hiter pregled in lažje razumevanje enačb (2.6) in (2.7). Določene funkcionalnosti (npr. limite in preprečevanje nasičenja integralnega dela) na sliki niso prikazane.



Slika 2.6: Shema PID regulatorja

2.4 Repetitivni regulator

V primerih, ko klasična PID regulacija ne zadostuje zahtevam, je treba iskati alternative ali pa narediti potrebne izboljšave. Če je motnja, ki preprečuje zadovoljivo regulacijo s PID regulatorjem periodična, kar pomeni, da se ponavlja z vedno enakim taktom, je smotrna uporaba repetitivnega regulatorja. **Omejitev repetitivnega regulatorja** pa je, da **odpravlja izključno periodične motnje** in od tu izvira tudi njegovo ime – repetitivni (lat. repetere pomeni ponavljati se).

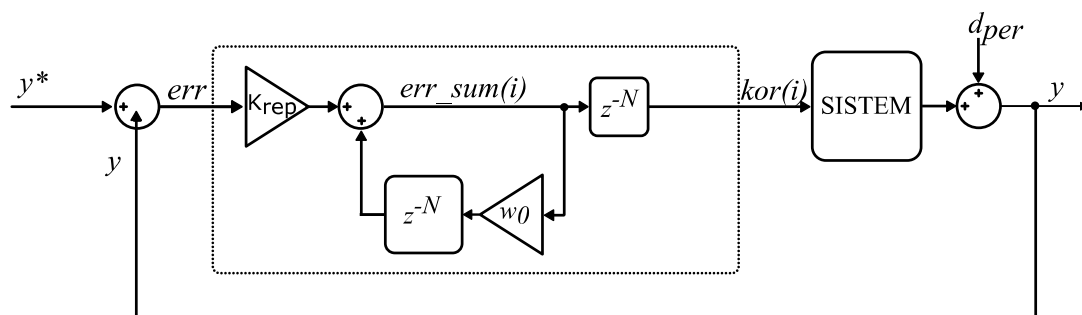
2.4.1 Osnovni princip delovanja repetitivnega regulatorja

Repetitivni regulator je v bistvu integrator v diskretni obliki, kar zelo dobro opiše Modrijan [10], vendar pa ga ne smemo enačiti z I delom PID regulatorja. PID regulator za razliko od repetitivnega reagira na trenutni pogrešek, nič ne predvideva vnaprej. Glavna lastnost repetitivnega regulatorja pa je, da si zapomni zgodovino reguliranega signala, potem pa enak potek predvideva tudi v prihodnosti. Deluje med vzorci znotraj ene periode delovanja repetitivnega regulatorja. Na podlagi meritev iz prejšnje periode, tvori korekcijo v trenutni periodi in to je glavna razlika napram PID regulatorju.

Dobra razlaga repetitivnega regulatorja ni preprosta, zato bo snov podana v več inačicah (osnovna verzija in nadgradnje), vsaka inačica pa bo razložena v logičnih zaporednih korakih.

Slika 2.7 prikazuje osnovno topologijo repetitivne regulacije. V črtkanem okvirju se nahaja topologija osnovnega repetitivnega regulatorja.

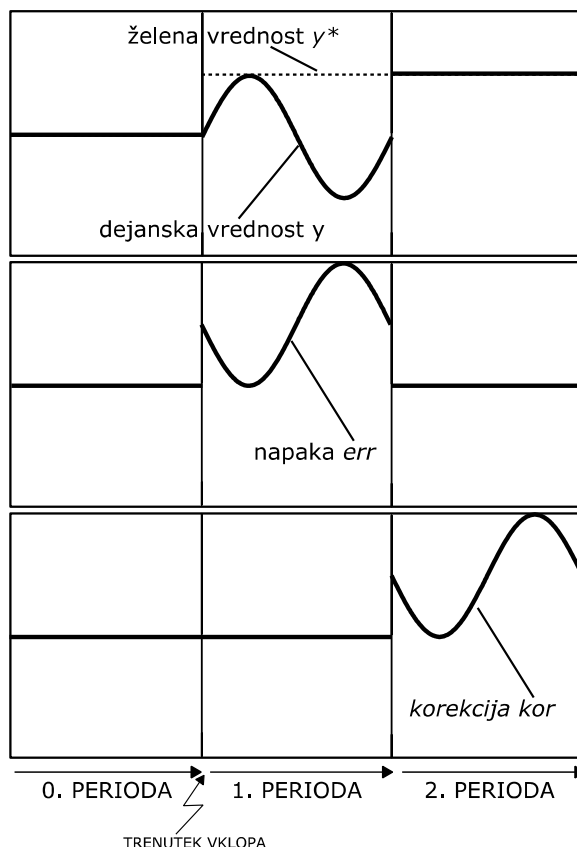
Člen z^{-N} z operatorjem z^{-N} pomeni zakasnitev diskretnega signala za N vzorcev (v preteklost), kar predstavlja zakasnitev za natanko eno periodo. Perioda delovanja repetitivnega regulatorja mora biti znana vnaprej in enaka periodi motnje. Perioda motnje je lahko tudi natančen večkratnik periode repetitivnega regulatorja.



Slika 2.7: Shema repetitivne regulacije - verzija 1

Mikroprocesor, v katerem je zapisan program repetitivnega regulatorja deluje diskretno, saj manipulira le s končno mnogo točkami, zato je njegovo delovanje treba razumeti v diskretni obliki. V realnosti (v programu, ki ga naložimo na mikroprocesor) je treba shranjevati vzorce diskretnega signala v spomin, da lahko kasneje dostopamo do teh podatkov. Spremenljivki **err_sum** (akumuliran pogrešek) in **kor** (korekcija) sta vektorja diskretnega signala. Dolžina teh dveh vektorjev je enaka številu vzorcev ene periode signala N , kar pomeni, da zajamemo natanko eno periodo signala in jo shranimo. Ojačenje K_{rep} in utež w_0 predstavljata množenje, y je dejanska vrednost y^* je želena vrednost, d_{per} pa simbolizira periodično motnjo.

Slika 2.8 nazorno prikazuje posredovanje repetitivnega regulatorja. Ker so signali predstavljeni z zelo velikim številom vzorcev so poteki videti zvezni. Tu so predpostavljene idealne razmere, kasneje pa bodo opisane tudi izboljšave, ki kompenzirajo sedaj zanemarjene neidealnosti.



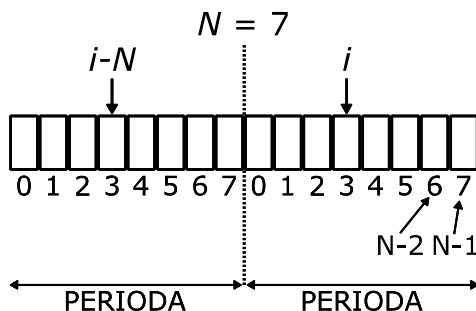
Slika 2.8: Časovni poteki signalov idealne repetitivne regulacije

Delovanje idealnega repetitivnega regulatorja:

Korak 1: Na začetku ob inicializaciji, ko zaženemo reguliran sistem, so vse vrednosti spremenljivk enake 0, zato je to izhodišče za razlago. V repetitivni regulator (slika 2.7, v okvirju) vstopa pogrešek err , ki je razlika med želeno y^* in dejansko vrednostjo y . Vektorja akumuliranega pogreška err_sum in korekcija kor sta tudi enaka nič, saj ju ob inicializaciji postavimo na 0 ali pa sta že privzeto 0. To stanje je definirano kot 0. perioda, saj odraža stanje pred zagonom.

Korak 2: V trenutku vklopa (v 1. periodi), se želena vrednost y^* začne spreminjati (v tem primeru pride do skočne spremembe). Časovne poteke kaže slika 2.8.

Za lažjo obravnavo predpostavimo, da sta ojačenje K_{rep} in utež w_0 postavljeni na 1. Repetitivni regulator v 1. periodi zajema pogrešek err . Trenutnemu i -temu pogrešku err se prišteva $(i - N)$ -ti vzorec iz spremenljivke err_sum . To je posledica zakasnitve z^{-N} . Vzorec $(i - N)$ se je v prejšnji periodi nahajal na i -tem mestu. Za boljše razumevanje je v pomoč slika 2.9.



Slika 2.9: Diskretna zakasnitev signala za N vzorcev (ena perioda)

Vzorec $(i - N)$ je enak 0, ker je to inicializirana vrednost spremenljivke **err_sum**, zato je seštevek enak trenutnemu i -temu pogrešku err . Po povečanju indeksa i , se opisani algoritem ponovi.

Tako se vsak vzorec pogreška err v 1. periodi v celoti preslika v spremenljivko **err_sum** (vsi vzorci vektorja **err_sum** so na začetku enaki 0). Na koncu 1. periode so torej v vektorju **err_sum** shranjeni posamezni pogreški err iz 1. periode.

Korak 3: V 1. periodi repetitivni regulator tvori vektor korekcije **kor** iz vektorja akumuliranega pogreška **err_sum**. Vektor **kor** ni nič drugega kot zakasnen **err_sum** za natanko eno periodo (med njima je operator z^{-N}). To pomeni, da repetitivni regulator tvori korekcijski signal na podlagi podatkov iz pretekle 0. periode, nič pa na korekcijski signal ne vpliva trenutna 1. perioda. Ker je bil v 0. periodi **err_sum** enak 0, je tudi korekcijski signal v 1. periodi enak 0.

Korekcija je enaka 0, ker pa je takoj ob vklopu že prisotna periodična motnja, dejanska vrednost y ne zavzema stanja 0, pač pa je enaka periodični motnji d_{per} (1. perioda slike 2.8). Periodična motnja je sinusne oblike.

Korak 4: V 2. periodi se tvori vektor korekcije **kor**, ki je zakasnen vektor **err_sum**, pomnožen z utežjo w_0 (v obravnavanem primeru je 1). Korekcija **kor** je sestavljena iz želene vrednosti y^* (v tem primeru konst.) in periodične motnje d_{per} (v tem primeru sinus). V idealnem primeru je pogrešek err popolnoma odpravljen in je v 2. periodi enak 0. K spremenljivki **err_sum** se tako ne prišteva več nič.

Korak 5: V 3. periodi ostane korekcija **kor** enaka kot v 2. periodi, saj je repetitivni regulator periodično motnjo že odpravil, dodatnih motenj pa v sistemu ni.

V idealnih pogojih, kjer signali ne vsebujejo šuma, kjer je dejanski signal idealno pomejen (brez zakasnitve) ter kjer je tudi sistem dovolj pohleven, bi takšen tip repetitivnega regulatorja deloval. V prvi periodi bi zajel periodično motnjo, v drugi pa bi jo že odpravil. V vseh naslednjih periodah ne bi bilo sprememb. V primeru, ko bi se periodična motnja spremenila med obratovanjem, se bi ponovil opisani postopek po korakih od 1 do 5.

Omejitve repetitivnega regulatorja:

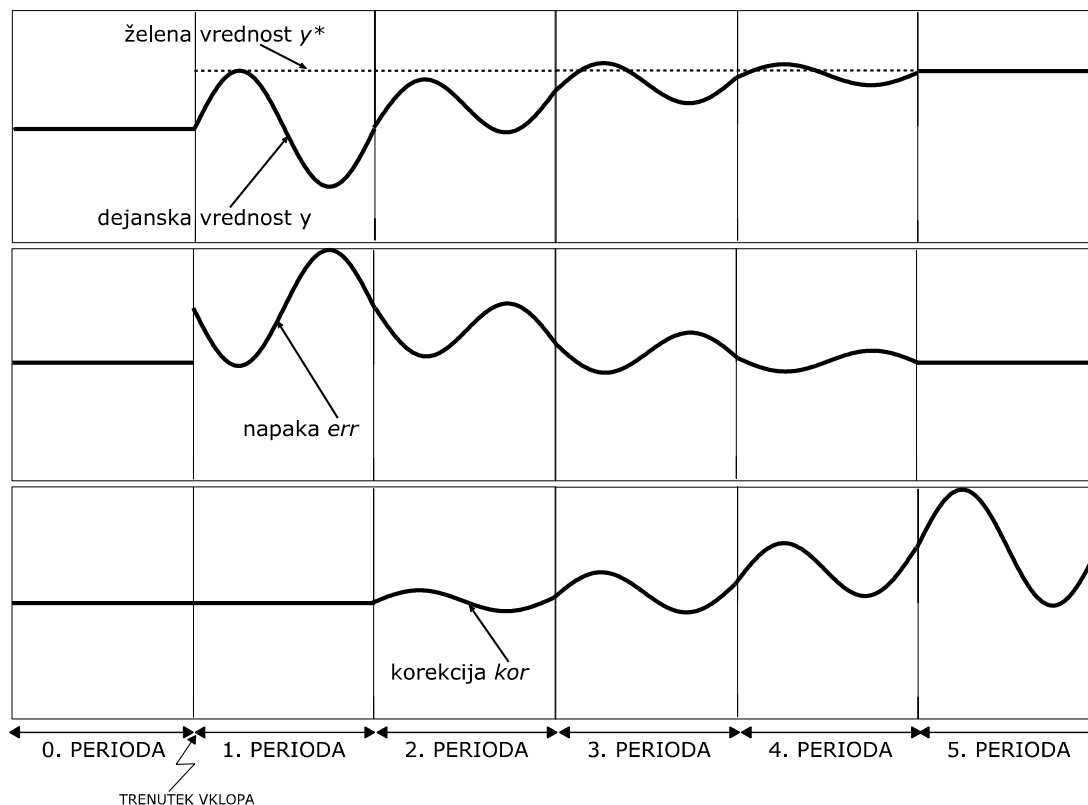
Kljub vsem predpostavljenim idealnim razmeram, pa ima repetitivni regulator še dodatne omejitve in ne bi deloval na način, kot je bil opisan.

Omejitev 1: Ojačenje K_{rep} mora biti manjše ali enako 1

V primeru, ko je ojačenje K_{rep} manjše od 1, repetitivni regulator periodične motnje ne bi odpravil v eni periodi, pač pa bi regulacija trajala dlje. Po končno mnogo periodah, pa bi bil pogrešek err v vsakem trenutku od takrat dalje zopet enak 0.

Če bi bilo ojačenje K_{rep} večje od 1, bi bil regulator nestabilen, posamezni pogreški vektorja err_sum bi po amplitudi naraščali v neskončnost, posledično bi se enako dogodilo s kor in tudi z izhodnim signalom ne bi bilo nič bolje.

Primer, ko je K_{rep} enak 1 je meja stabilnosti. V praksi je treba ojačenje znižati pod mejno vrednost, da je delovanje repetitivnega regulatorja še stabilno. Primer, kjer je K_{rep} zmanjšan pod vrednost 1, prikazuje slika 2.10. Sedaj pogrešek ni odpravljen v eni periodi, pač pa ga repetitivni regulator odpravlja več period, v zadnji periodi pa ga popolnoma odpravi.



Slika 2.10: Časovni poteki signalov idealne repetitivne regulacije – K_{rep} manjši od 1

Omejitev 2: Utež w_0 mora biti manjša ali enaka 1

Podobno kot za K_{rep} velja tudi za utež w_0 . Če je utež w_0 večja od 1, postane regulacija nestabilna, če je manjša od 1, pa je odziv počasnejši. Idealna vrednost za utež w_0 je 1.

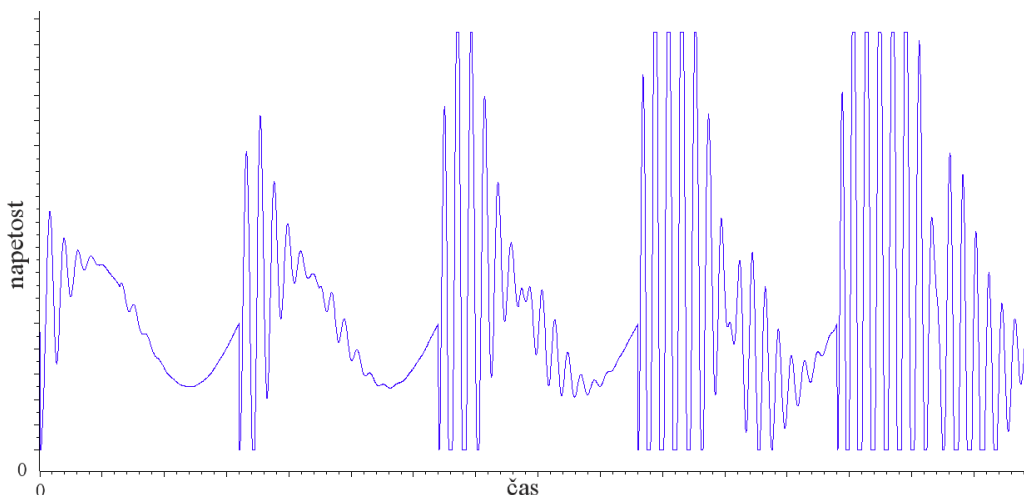
Omejitev 3: Neperiodične motnje niso dovoljene

Če bi v sistem vsilili motnjo, ki ne bi bila periodična, ampak bi prišlo do motnje le enkrat, bi repetitivni regulator to motnjo prenašal naprej v naslednje periode. V opisanem idealnem primeru (verzija 1), bi repetitivni regulator motnjo zaznal v 1. periodi, ko bi se pojavila in predpostavil, da bo do identične motnje prišlo tudi v 2. periodi. V 2. periodi motnje seveda ne bi bilo, repetitivni regulator pa bi vseeno vsilil v sistem korekcijo. S tem bi sam povzročil motnjo z enako amplitudo, ampak z nasprotnim predznakom. V 3. periodi bi repetitivni regulator popravil napako in le odpravil motnjo, ki jo je povzročil sam. Najbolj neugoden primer bi bil, ko bi se motnja pojavila vsak drugi cikel. Repetitivni regulator takšne motnje ne bi nikoli odpravil, ponavljala bi se v vsaki periodi, razlika bi bila le v predznaku (vsako drugo periodo se bi predznak ponovil). Opisano velja za idealne razmere, v realnosti pa bi se enkratna motnja v sistemu obdržala več period.

2.4.2 Nadgradnja repetitivnega regulatorja s kompenzacijo zakasnitve – kompenzacija zakasnitve

V opisu osnovne inačice repetitivnega regulatorja je bil obravnavan repetitivni regulator v idealnih pogojih.

Rezultat dejanske uporabe osnovne različice repetitivne regulacije na preprostem, a realnem sistemu (člen 2. reda) prikazuje slika 2.11. Gre za regulacijo napetosti na RLC bremenu z DSP procesorjem TMS320F28069. Oblika želene vrednosti izhodnega signala je tukaj sinusna (ni konstantna kot v opisu repetitivnega regulatorja). Slika prikazuje obliko izhodnega (reguliranega) signala. Razvidno je izrazito nestabilno delovanje, časovno okno prikazanega signala je reda nekaj sekund.

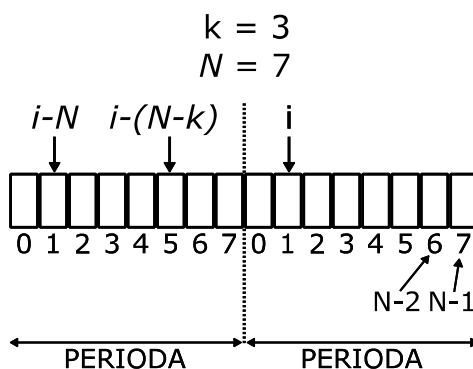


Slika 2.11: Oblika dejanskega izhodnega (reguliranega) signala ob uporabi 1. verzije repetitivnega regulatorja, kjer je želena oblika izhodnega signala sinus

Osnovna prva inačica repetitivnega regulatorja v praksi torej ni uporabna, ker člen 2. reda vnese zakasnitev. Za povzročeno nestabilnost je bistvena zakasnitev med napako *err* ter med korekcijo *kor* (slika 2.7). Če regulator zazna napako na mestu $N - 6$, bo v naslednji periodi skušal na mestu $N - 6$ odpraviti napako. Sistem pa zakasni odziv regulatorja, zato se bo na dejanskem signalu korekcija poznala na mestu $N - 5$ ali še kasneje. V praksi pa zakasnitev predstavlja težavo, ker v sistem vnaša nestabilnost. Sledi logična predpostavka, da je treba kompenzirati zakasnitev, torej je treba 1. verzijo repetitivnega regulatorja nadgraditi.

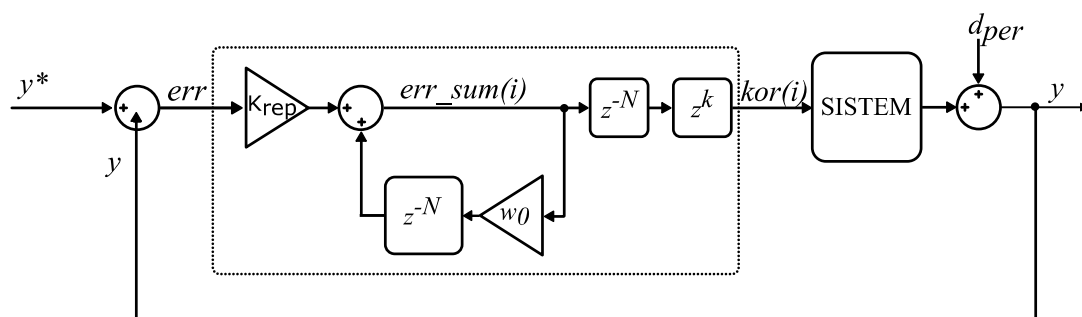
V primeru repetitivne regulacije princip kompenzacije zakasnitve ne predstavlja velikega problema. Ker repetitivni regulator v naslednji periodi predvidi enako

motnjo, kot je v trenutni periodi, imamo vse potrebne informacije na voljo. Vzorce trenutne periode poznamo, treba je le določiti št. vzorcev zakasnitve. Toda, če naj repetitivni regulator deluje stabilno, je treba kompenzirati zakasnitev celotnega sistema, ne le zakasnitev zaradi meritve signala. Kompenzacijo zakasnitve izvedemo tako, da akumuliranega pogreška **err_sum** ne zakasnimo za N vzorcev, pač pa za manj. Dobimo korekcijski signal **kor**. Slika 2.12 prikazuje primer kompenzacije zakasnitve, kjer i predstavlja trenutni indeks, N št. vzorcev v periodi, k pa št. vzorcev zakasnitve, ki jo kompenziramo. Namesto vzorca, ki je za N mest v zgodovini, uporabimo vzorec, ki je za $N - k$ mest v zgodovini (obe števili sta pozitivni).



Slika 2.12: Primer kompenzacije zakasnitve

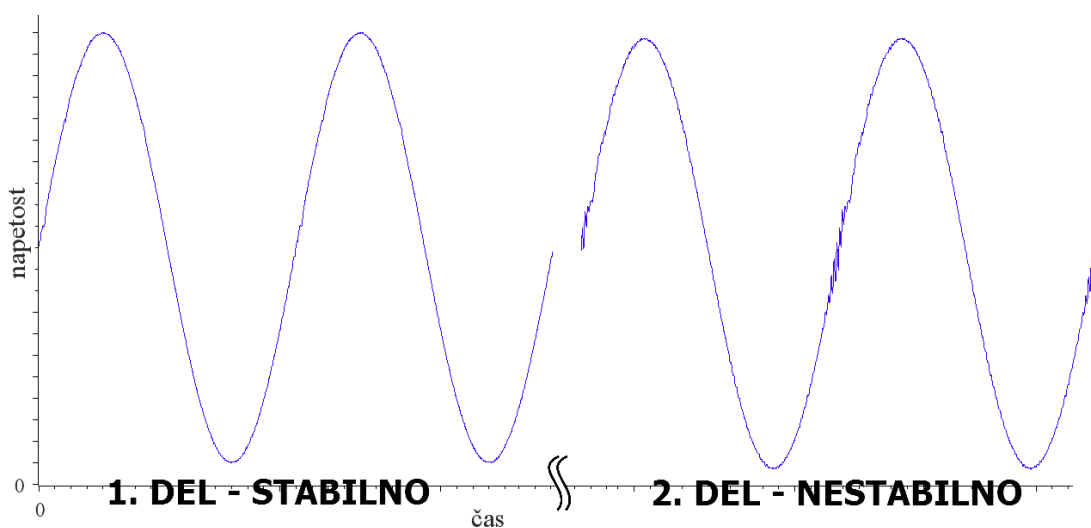
S kompenzacijo zakasnitve v shemi repetitivne regulacije pridelamo dodaten blok z^k , kot prikazuje slika 2.13. S tem je kompenzacija zakasnitve principiarno opravljena. Sprememba je le znotraj repetitivnega regulatorja, ki je označen s črkanim okvirjem.



Slika 2.13: Shema repetitivne regulacije - verzija 2 (kompenzacija zakasnitve)

Ob uspešni kompenzaciji zakasnitve sistema se razmere v realnih aplikacijah drastično povečajo. Če z osnovno 1. verzijo repetitivnega regulatorja stabilne točke sploh ni možno najti, je sedaj sistem pri enakih parametrih že skoraj stabilen. Rezultat uporabe repetitivne regulacije na preprostem sistemu (členu 2. reda), kjer je

oblika želene vrednosti izhodnega signala sinus, prikazuje slika 2.14. Gre za regulacijo napetosti na RLC bremenu z DSP procesorjem TMS320F28069. Prikazana je oblika izhodnega (reguliranega) signala. Razvidno je navidezno stabilno delovanje v prvem delu, časovno okno tega dela je reda nekaj sekund. Pogrešek *err* se manjša, amplitudi korekcijskega signala *kor* in izhodnega signala *y* prav tako padata in dosežeta minimum. Toda prej kot v nekaj minutah, pa šum povzroči nestabilno delovanje repetitivnega regulatorja, kar prikazuje drugi del slike 2.14. Od nekega trenutka dalje se začne amplituda vseh omenjenih signalov višati, frekvence korekcijskega signala (in posledično tudi izhodnega signala) pa so relativno visoke, kar kaže na povezavo s šumom. Počasi se razmere slabšajo, kar je znak nestabilnosti. Najprej se nestabilnost začne kazati v višanju amplitud visokofrekvenčnih komponent, čez čas pa se vse skupaj prenese še v področje nizkih frekvenc. Ravno zaradi tega tudi nadgrajena, druga inačica, v praksi še vedno ni uporabna.



Slika 2.14: Oblika dejanskega izhodnega (reguliranega) signala ob uporabi 2. verzije repetitivnega regulatorja, kjer je zelena oblika izhodnega signala sinus

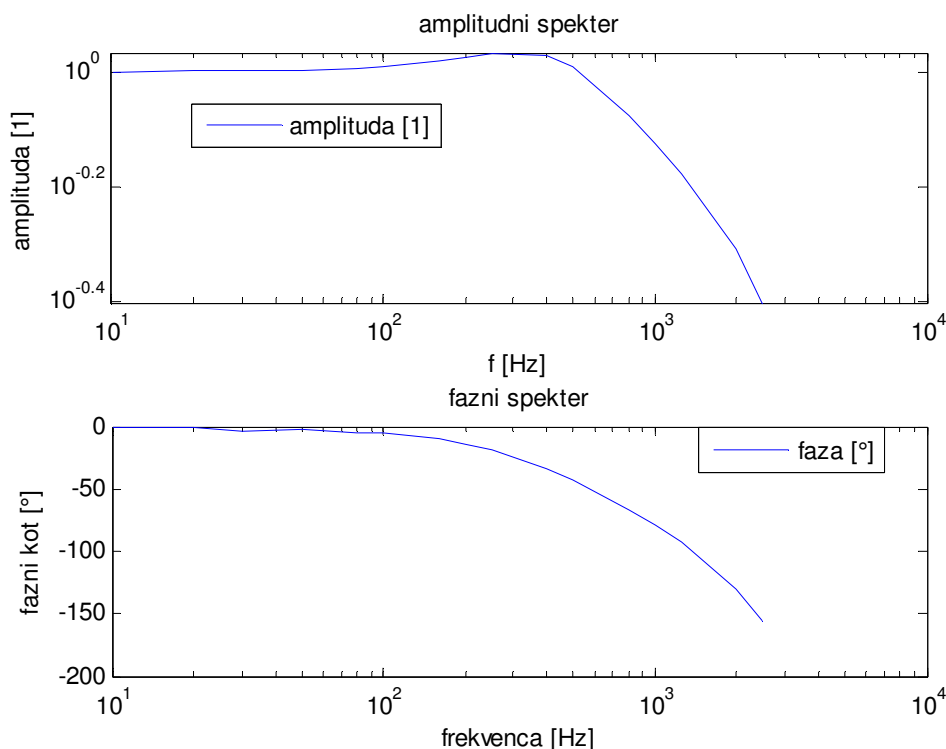
Merjenje dejanskega signala (tok, hitrost) je lahko dokaj težavna stvar, zavedati pa se je treba tudi, da nobena meritev ni popolnoma točna. Vsaka metoda merjenja ima svoje slabosti in omejitve. Velikokrat se zgodi, da izmerimo neko vrednost, merjeni signal pa se je med tem časom že spremenil. V takšnem primeru ima izmerjen signal zakasnitev. Drug primer je implementacija filtra. Če filtriramo merjeni signal, se zakasnitev signala še poveča. Zato se je zakasnitvam težko izogniti in so vedno prisotne.

2.4.3 Nadaljnja nadgradnja repetitivnega regulatorja s FIR filtrom – zmanjšanje posledic šuma

Kljub kompenzaciji zakasnitve, stabilnost repetitivne regulacije še vedno ni zagotovljena. Razlog tiči v šumu, ki se ga ne da odpraviti in je v realnem svetu vedno prisoten. Ima relativno nizko amplitudo, sestavljen pa je pretežno iz visokih frekvenc. (Beli) šum, s katerim je obremenjen vsak realni signal, lahko obravnavamo kot zaporedni niz motenj, ki se iz vzorca v vzorec spreminja – torej neperiodična motnja. Neperiodična motnja pa je za repetitivni regulator »strup«. Odziv repetitivnega regulatorja na šum je neželen, bolj podrobno dogajanje pa je opisano na strani 26 – omejitve št. 3. Že motnjo, ki se pripeti le enkrat prenaša v naslednje periode, z nizom takšnih motenj pa je še slabše. Zato ne gre pričakovati, da bo repetitivni regulator izboljšal izhodni signal pod nivo šuma. K sreči je amplituda šuma večinoma omejena in relativno majhna, vseeno pa negativen vpliv na stabilnost repetitivne regulacije ostaja.

Vzrok se skriva v dejstvu, da je šum, ki povzroči nestabilno delovanje, visokofrekvenčen signal. Za dodatno razlago je bila narejena še frekvenčna analiza tokovne regulacijske zanke. Na vhod (želena vrednost) je bil pripeljan sinus s konstantno amplitudo, a različnimi frekvencami, na izhodu (dejanska vrednost) pa so bili posneti odzivi. Frekvenčna karakteristika tokovne regulacijske zanke je prikazana na sliki 2.15. Tokovna regulacijska zanka visokofrekvenčne komponente na vhodu duši. Če torej repetitivni regulator skuša odpraviti visokofrekvenčne komponente, jih sistem zaduši. Morebitna visokofrekvenčna motnja, ki jo skuša repetitivni regulator odpraviti, bo na dejanskem signalu še vedno prisotna, ker je korekcijski signal, ki ga tvori repetitivni regulator, zadušen in se njegov vpliv ne pozna. Tako repetitivni regulator še poveča svoj prispevek, kar ima za posledico, da se amplituda korekcijskega signala viša iz periode v periodo, na izhodu pa praktično ni učinka. To sicer na začetku ni problematično. Kasneje pa repetitivni regulator preide v nasičenje in povzroči nestabilnost sistema, ki se začne iz visokih frekvenc prenašati na nižje. Nestabilnost, do katere pride čez čas, torej sproži šum.

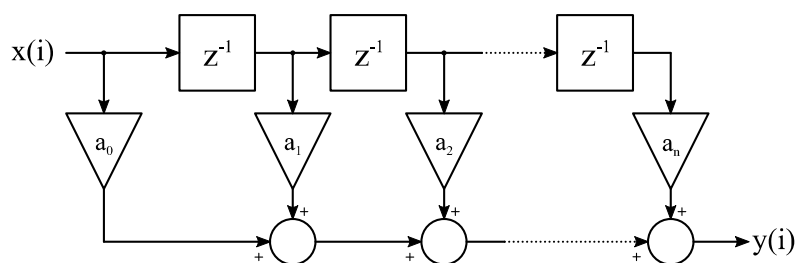
Rešitev omenjene težave je dušenje visokih frekvenc, s čimer je možno šum izločiti. Posledično bi izboljšali stabilnostne pogoje repetitivne regulacije. Treba je torej vpeljati nizkoprepustni filter.



Slika 2.15: Frekvenčna karakteristika tokovne regulacijske zanke

Za dušenje šuma uporabimo digitalni FIR (angl. Finite Impulse Response) filter, katerega obrazložitev je dosegljiva v literaturi [11], [12]. Enačba (2.8) opisuje splošni FIR filter v diskretni obliki, kjer je i trenutni indeks, n red filtra, a_x so označeni koeficienti filtra, x je vhodni, y pa izhodni signal. Splošno shemo prikazuje slika 2.16.

$$y(i) = a_0 x(i) + a_1 x(i-1) + a_2 x(i-2) + \dots + a_n x(i-n) \quad (2.8)$$

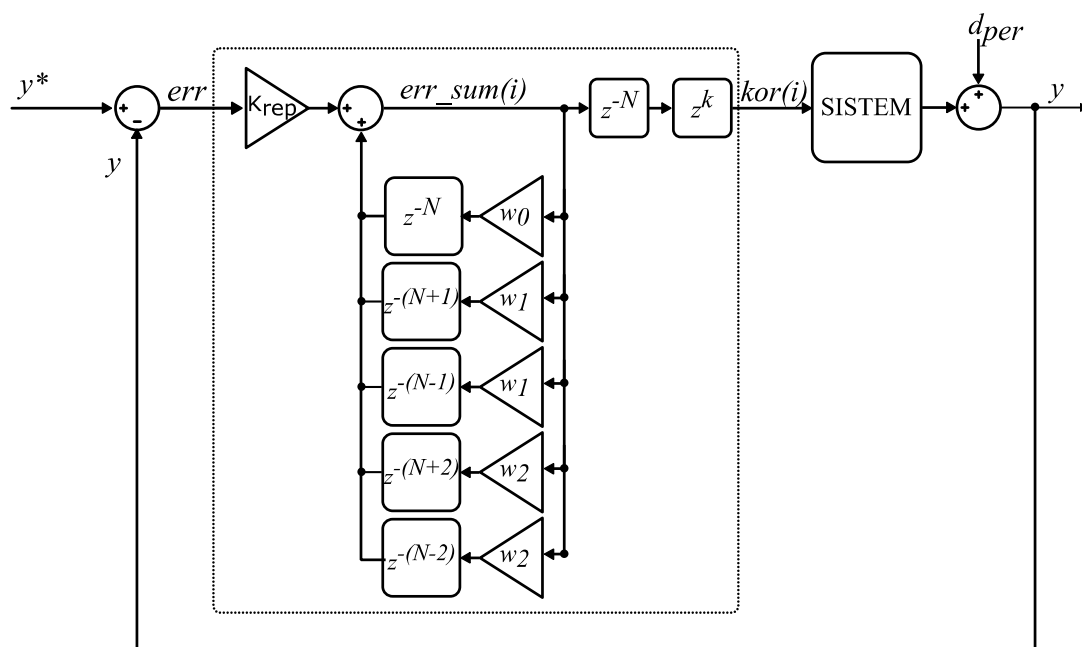


Slika 2.16: Splošna shema FIR filtra

Z uporabo filtra preprečimo šumu, da povzroči nestabilnost, saj zadušimo visokofrekvenčne komponente. Mejna frekvenca filtra hkrati tudi omejuje zgornjo

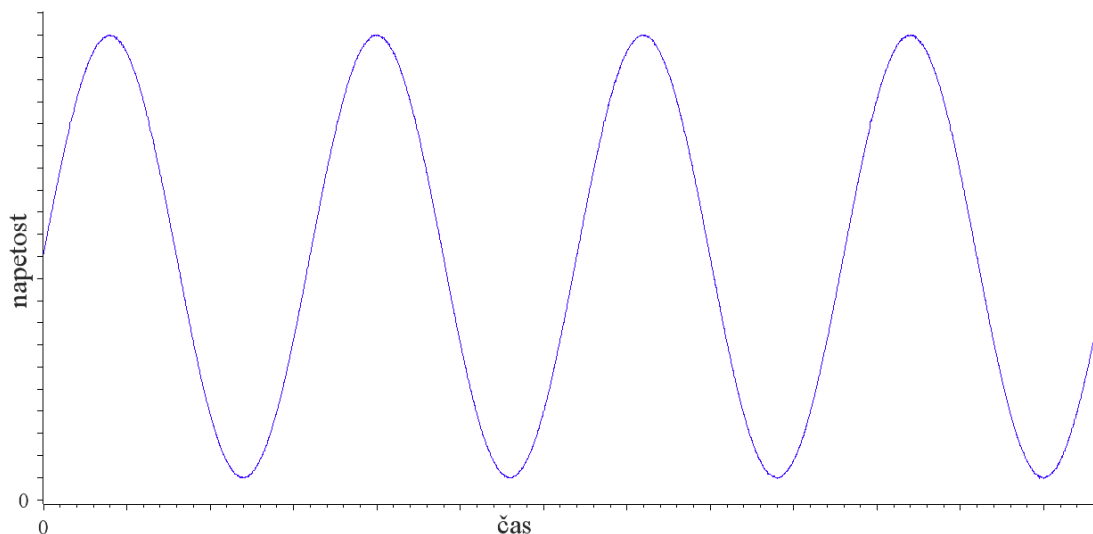
frekvenco delovanja repetitivnega regulatorja, zato ga je treba prilagoditi sistemu, ki ga reguliramo.

3. verzijo repetitivnega regulatorja z implementiranim FIR filtrom prikazuje slika 2.17. Ta nadgradnja repetitivnega regulatorja zmanjšuje vpliv šuma na stabilnost repetitivne regulacije, hkrati pa omejuje najvišjo frekvenco periodične motnje, ki jo repetitivni regulator še zazna in jo je zmožen odpraviti. Glede na 2. verzijo repetitivnega regulatorja so tu dodane še uteži w_1 in w_2 ter operatorji zakasnitve $z^{-(N-1)}$, $z^{-(N-2)}$, $z^{-(N+1)}$, $z^{-(N+2)}$. Ti tvorijo FIR filter 2. reda. Karakteristika filtra 2. reda se spreminja v odvisnosti od uteži w_0 , w_1 (nastopa dvakrat) in w_2 (nastopa dvakrat), njihova vsota pa mora biti manjša ali enaka 1.



Slika 2.17: Shema repetitivne regulacije - verzija 3 (dodan filter)

Uporaba 3. verzije repetitivnega regulatorja pa končno zagotavlja stabilnost. Na preprostem sistemu, kjer je oblika želene vrednosti izhodnega signala sinus, je repetitivna regulacija uspešna. Gre za regulacijo napetosti na RLC bremenu z DSP procesorjem TMS320F28069. Oblika stabilnega izhodnega signala je prikazana na sliki 2.18. Prikazan signal prikazuje stanje nekaj minut po začetku regulacije. Že na oko se vidi, da je regulacija stabilna in pogrešek zelo majhen.



Slika 2.18: Oblika dejanskega izhodnega (reguliranega) signala ob uporabi 3. verzije repetitivnega regulatorja, kjer je želena oblika izhodnega signala sinus

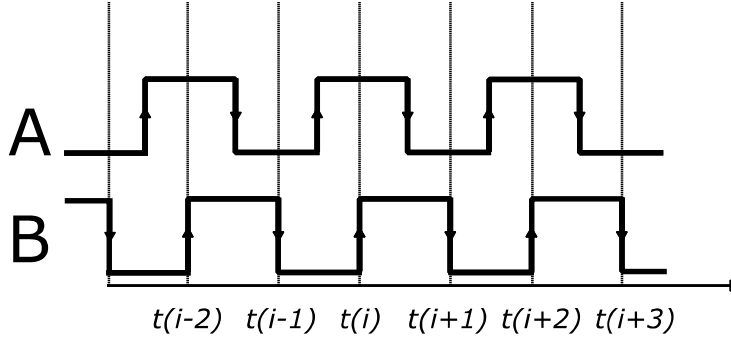
2.5 Merjenje (izračun) hitrosti

Cilj mojega raziskovanja je bilo odpravljanje valovitosti hitrosti vrtenja (ko naj bi bila le-ta konstantna). Za določanje valovitosti pa je treba najprej meriti hitrost, poznavanje hitrosti pa je seveda tudi pogoj za realizacijo hitrostne regulacije.

Hitrost lahko merimo na več načinov. Včasih so se najpogosteje uporabljali tahogeneratorji, ki so imeli izhodno napetost premo sorazmerno s hitrostjo vrtenja. Slabost takšne meritve hitrosti je precejšen šum v izhodnem signalu zaradi komutatorja. Zato se danes uporabljajo dajalniki položaja, ki merijo kot zasuka rotorja in to slabost minimizirajo. V mojem primeru se uporablja inkrementalni dajalnik položaja. Ti merilniki dosegajo relativno dobro ločljivost, njihova slabost pa je ta, da ne podajajo informacije o hitrosti.

Osnovna ideja delovanja inkrementalnega dajalnika je, da se en mehanski vrtljaj rotorja razdeli na veliko enakomerno razdeljenih delov. Več kot je teh delov, bolj natančen je inkrementalni dajalnik. Jaz sem uporabljal optični inkrementalni dajalnik, ki na en vrtljaj generira dva vlaka pulzov, ki vsak posebej ločita 2500 različnih leg rotorja. S štetjem prehodov med obema vlakoma pulzov je možno ločljivost povečati za faktor 4-krat – torej je možno zaznavati 10000 različnih leg rotorja. Hkrati je možno zaznavati še smer vrtenja. V enem vrtljaju, ki ima 360° (celoten krog), tako inkrementalni dajalnik loči spremembo kota $0,036^\circ$ (kotne stopinje) oz. $2,16'$ (kotne minute), kar je zelo natančno. Inkrementalni dajalnik torej

tvori dva pulza (slika 2.19), zunanja logika (mikroprocesor) pa prehode teh pulzov potem šteje in s tem določi zasuk rotorja. Večje število naštetih pulzov, pomeni večji zasuk rotorja [4].



Slika 2.19: Signal iz inkrementalnega dajalnika na podlagi katerega računamo hitrost

Da dobimo informacijo o hitrosti, je treba kot zasuka odvajati. Odvod mora biti numeričen, saj imamo opravka z mikroprocesorjem. V praksi je to precejšen problem, saj odvod ojačuje visokofrekvenčne komponente signala (torej ojačuje šum). To je razlog, da je bilo razvitih več metod merjenja hitrosti iz kota zasuka [13], [14]. Osnovna enačba za izračun hitrosti, je enačba (2.9), včasih pa namesto ω_{meh} raje uporabljamo mehansko frekvenco f_{meh} – enačba (2.10).

$$\omega_{meh} = \frac{d\rho_{meh}}{dt} \quad (2.9)$$

$$\omega_{meh} = 2\pi f_{meh} \quad (2.10)$$

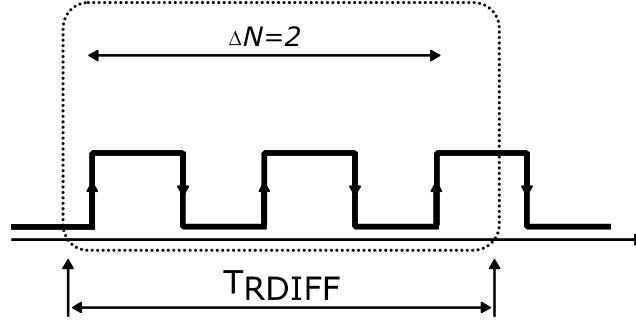
Enačba (2.11) predstavlja numerični odvod (diskretna oblika), ki se uporablja v mikroprocesorjih. Iz te enačbe izhajajo vsi postopki merjenja oz. računanja hitrosti.

$$\omega_{meh}(i) = \frac{\rho_{meh}(i) - \rho_{meh}(i-1)}{t(i) - t(i-1)} \quad (2.11)$$

2.5.1 Izračun hitrosti po metodi merjenja frekvence

Najbolj intuitivna metoda izračuna hitrosti je po metodi merjenja frekvence [13], kar je pravzaprav osnovni odvod.

V fiksnem časovnem oknu T_{RDIFF} , ki je vnaprej definirano, preštejemo število pulzov ΔN , ki jih dobimo iz inkrementalnega dajalnika. Te podatke uporabimo za izračun hitrosti. Slika 2.20 prikazuje signal iz inkrementalnega dajalnika pri uporabi metode merjenja frekvence.



Slika 2.20: Princip merjenja hitrosti po metodi merjenja frekvence, kjer štejemo prehode v vnaprej določenem časovnem oknu

Za ta način merjenja velja enačba (2.12). Vsebuje število pulzov ΔN v vnaprej določenem fiksnem časovnem oknu T_{RDIFF} . N_p pa predstavlja število različnih položajev znotraj enega vrtljaja, ki jih je inkrementalni dajalnik možen zaznavati (maksimalno število pulzov na vrtljaj).

$$f_{meh} = \frac{\Delta N}{N_p T_{RDIFF}} \quad (2.12)$$

Znotraj časovnega okna je število prešteti front na 1 pulz natančno, kar pogojuje ločljivost izračuna hitrosti. Če želimo ločljivost izboljšati moramo podaljšati čas merjenja T_{RDIFF} ali pa izbrati boljši senzor. Absolutna ločljivost merjenja hitrosti je definirana z enačbo (2.13).

$$\Delta f_{meh} = \frac{1}{N_p T_{RDIFF}} \quad (2.13)$$

Ko je enkrat inkrementalni dajalnik izbran, je treba časovno okno T_{RDIFF} prilagoditi območju hitrosti, ki jo želimo meriti. Krajše, ko je časovno okno hitreje se bodo osveževali izračuni hitrosti, ampak število prešteti front ΔN bo manjše, posledično pa tudi slabša ločljivost. Če pa je časovno okno daljše, je ločljivost boljša, toda izmerki se osvežujejo redkeje. Treba je sprejeti kompromis med ločljivostjo in hitrostjo izračuna. To ni več navadni odvod po definiciji, ampak tekoči odvod, s tekočim časovnim oknom. V nadaljevanju se bo uporabljal izraz RDIFF. Kratica RDIFF (angl. Running DIFFerence) pomeni tekoči odvod.

Izračun hitrost je torej odvisen od ločljivosti inkrementalnega dajalnika in časa merjenja. Ta dva parametra omejujeta območje vrtilne hitrosti, ki jo lahko merimo (obstaja zgornja in spodnja meja). V mojem primeru je inkrementalni dajalnik zaznaval 10000 (2500·4) različnih možnih položajev ($N_p = 10000$), čas merjenja pa je bil $T_{RDIFF} = 10$ ms. Spodnja meja hitrosti je tako določena z enačbo (2.14), zgornja meja pa z enačbo (2.15).

$$f_{meh,min} = \frac{1}{N_p T_{RDIF}} = \frac{1}{10000 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 0,1 \text{ Hz} \quad (2.14)$$

$$f_{meh,max} = \frac{N_p}{N_p T_{RDIF}} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ Hz} \quad (2.15)$$

Omejeno območje merjenja mehanske hitrosti velja za obe smeri vrtenja.

RDIF način merjenja je bolj primeren za relativno visoke hitrosti vrtenja, točnost 0,1 Hz pa v praksi ni precej visoka.

2.5.2 Izboljšano odvajanje z algoritmom po Holobrodsku

Slabost tekočega odvoda (RDIF) je, da ojačuje visoke frekvence [15]. Če signal, ki je obremenjen s šumom, odvajamo, je dobljeni rezultat velikokrat nesprejemljiv. Zato pri izračunu odvoda uporabimo diferenciator, ki se v področju nizkih frekvenc obnaša kot normalni diferenciator, visoke frekvence pa duši. Holobrodsko [16] je izpeljal tovrsten filter, jaz pa sem ga priredil za izračun hitrosti iz kota zasuka s pomočjo mikroprocesorja. Na razpolago je družina enačb z različnimi karakteristikami, ki se razlikujejo po številu vzorcev vhodnega diskretnega signala, ki jih potrebujejo za izračun.

Enačba (2.16) je predpis za filter, ki uporablja 5 vzorcev signala za izračun odvoda.

$$y_5 = \frac{2(x_{-1} - x_{-3}) + (x_0 + x_{-4})}{8T_{vz}} \quad (2.16)$$

Enačba (2.17) je predpis za filter, ki uporablja 7 vzorcev signala za izračun odvoda.

$$y_7 = \frac{5(x_{-2} - x_{-4}) + 4(x_{-1} - x_{-5}) + (x_0 - x_{-6})}{32T_{vz}} \quad (2.17)$$

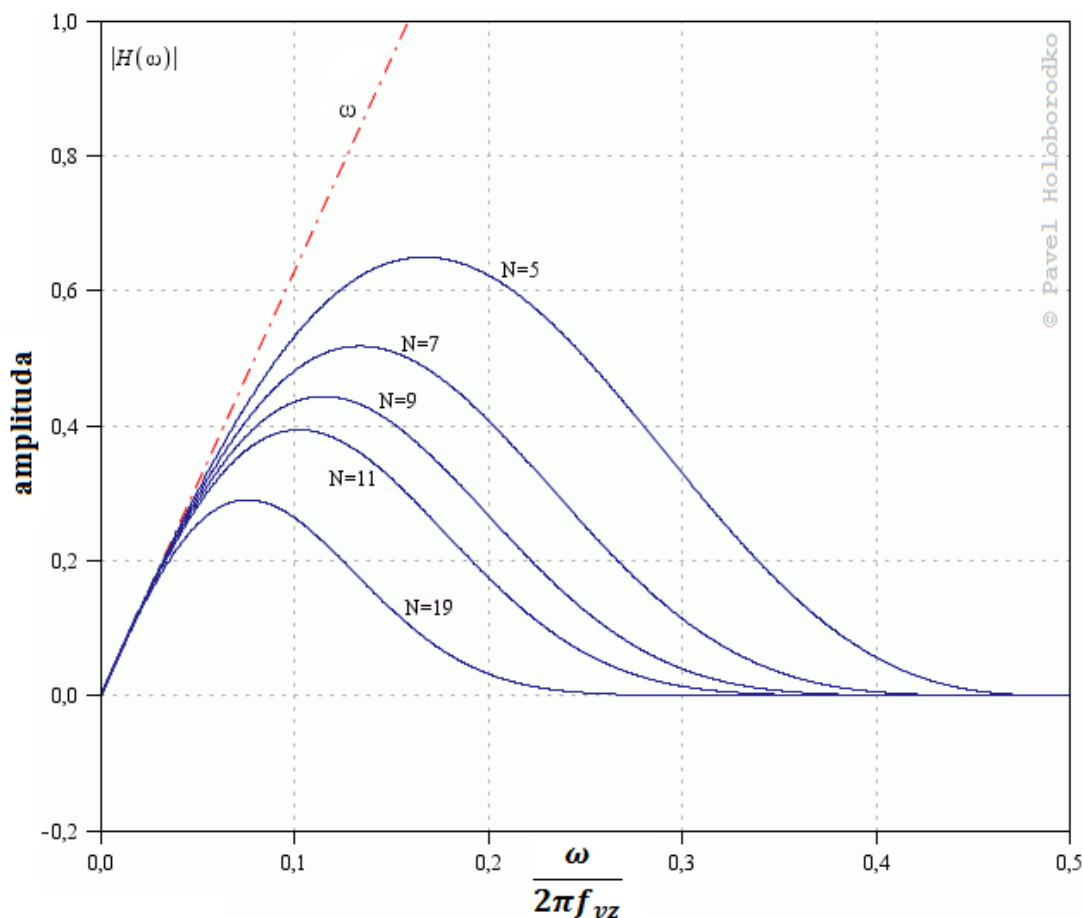
Enačba (2.18) je predpis za filter, ki uporablja 9 vzorcev signala za izračun odvoda.

$$y_9 = \frac{14(x_{-3} - x_{-5}) + 14(x_{-2} - x_{-6}) + 6(x_{-1} - x_{-7}) + (x_0 - x_{-8})}{128T_{vz}} \quad (2.18)$$

Enačba (2.19) je predpis za filter, ki uporablja 11 vzorcev signala za izračun odvoda.

$$y_{11} = \frac{42(x_{-4} - x_{-6}) + 48(x_{-3} - x_{-7}) + 27(x_{-2} - x_{-8}) + 8(x_{-1} - x_{-9}) + (x_0 - x_{-10})}{512T_{vz}} \quad (2.19)$$

Frekvenčne karakteristike Holobrodzkovih filtrov prikazuje slika 2.21, kjer v tem primeru N označuje število uporabljenih vzorcev, ki se uporablja za izračun odvoda, rdeča (prekinjena) karakteristika pa označuje odvod po definiciji – enačba (2.11). Abscisa prikazuje frekvenco normirano na vzorčno frekvenco (obseg je polovica vzorčne frekvence), ordinata pa je amplituda odvoda. Holobrodzki diferenciatorji se obnašajo kot idealni odvod v področju nizkih frekvenc (pod $0,05 \cdot f_{vz}$) in so le v tem frekvenčnem območju tudi uporabni.



Slika 2.21: Frekvenčne karakteristike Holobrodzkovih odvoda [16]

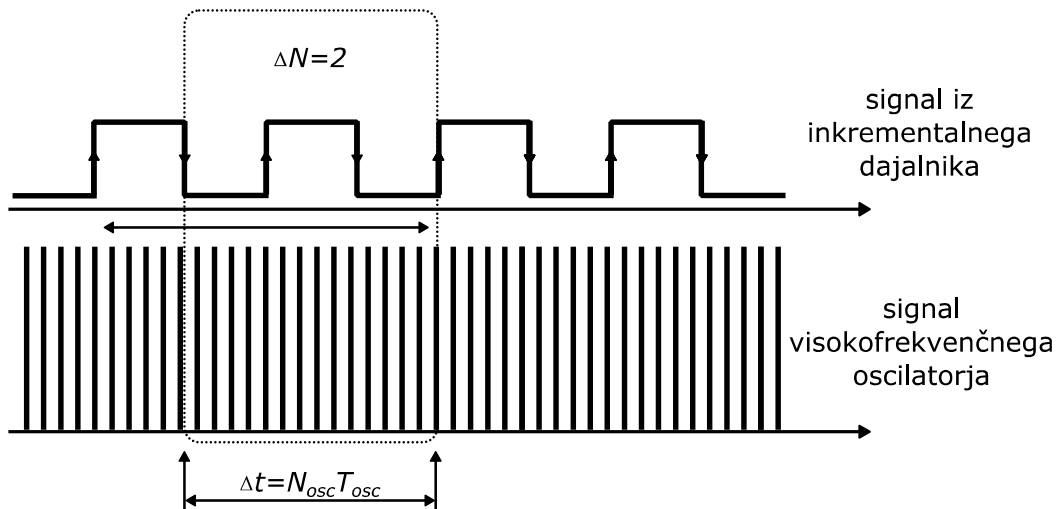
Tudi tukaj sem vpeljal tekoče okno, tako kot pri merjenju frekvence po metodi RDIFF, saj je na ta način možno prilagajanje območju hitrosti vrtenja.

Ko želimo izračunati hitrost iz kota v enačbah od (2.16) do (2.19) le ustrezno spremenimo veličine. Izhodno spremenljivko y nadomestimo z f_{meh} , vhodno spremenljivko x pa nadomestimo z ρ_{meh} .

2.5.3 Izračun hitrosti po metodi merjenja periode

Za nizke hitrosti vrtenja prva dva načina izračuna hitrosti (RDIFF in HOLOBRODKO) nista dovolj točna, saj uporabljata metodo, ki je bolj primerna za visoke hitrosti. Zato se lotimo izračuna odvoda po drugačni poti, s CAP enoto (angl. CAPture). Poimenovanje je takšno zato, ker je v mikroprocesorjih pogosto že implementirana CAP enota, ki je namenjena natančnemu zajemanju časovnih funkcij zunanjih signalov. V literaturi se po navadi pojavlja izraz merjenje periode [13].

Osnova je ponovno enačba (2.11), idejo izračuna hitrosti pa prikazuje slika 2.22. Prikazana sta signal iz inkrementalnega dajalnika in signal visokofrekvenčnega števca. Med dvema (pozitivnima) frontama signala iz inkrementalnega dajalnika izmerimo čas. Čas merimo s štetjem kvantov oscilatorja. Višja, ko je frekvenca oscilatorja, bolj natančno je možno izmeriti čas med dvema frontama (več preštetih kvantov), posledično pa tudi hitrost vrtenja rotorja.



Slika 2.22: Merjenje periode z visokofrekvenčnim števcem

Enačba (2.20) opisuje izračun hitrosti z metodo merjenja periode, kjer je ΔN število front znotraj opazovanega okna, N_p število pulzov iz inkrementalnega dajalnika na en vrtljaj, Δt pa je čas izmerjen s pomočjo oscilatorja.

$$f_{meh} = \frac{\Delta N}{N_p \Delta t} = \frac{\Delta N}{N_p N_{osc} T_{osc}} \quad (2.20)$$

Štetje kvantov visokofrekvenčnega oscilatorja med izbranimi frontama je na 1 kvant natančno, kar pogojuje ločljivost meritve časa in posledično izračuna hitrosti.

Če se rotor vrti zelo hitro, je minimalno možno število pulzov visokofrekvenčnega generatorja, ki jih lahko preštejemo med dvema položajema rotorja, enako ena, zato je maksimalna možna hitrost v mojem primeru definirana z enačbo (2.21). Območje merjenja mehanske hitrosti velja za obe smeri vrtenja. V tem primeru je število pulzov na vrtljaj $N_p = 2500$, ker je CAP modul v mikroprocesorju vezan na enega izmed dveh signalov, ki je fizično pripeljan direktno iz inkrementalnega dajalnika do mikroprocesorja [4]. Frekvenca CAP enote znotraj mikroprocesorja je zelo natančna in znaša $f_{osc} = 90$ MHz (perioda $T_{osc} = 11,1$ ns).

$$f_{meh,max} = \frac{\Delta N}{N_p T_{osc}} = \frac{2 \cdot 90 \cdot 10^6}{2500} = 72000 \text{ Hz} \quad (2.21)$$

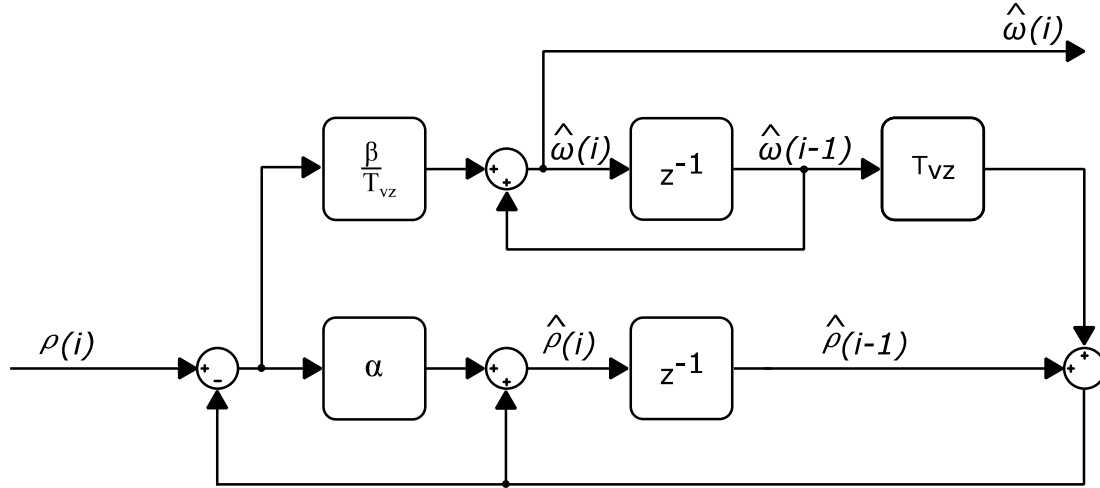
Minimalna možna hitrost, ki jo lahko izmerimo (izračunamo) je odvisna od števca. Večje vrednosti kot lahko števec dosega, nižje hitrosti je možno meriti. V mojem primeru je števec 32-biten, kar pomeni maksimalno možno število več kot 10^9 . Zato je najnižja možna hitrost v danem primeru (in hkrati absolutna ločljivost CAP načina merjenja), ki jo je možno izračunati, definirana z enačbo (2.22), njena vrednost pa je praktično enaka 0. Seveda se čas izračuna z nižanjem hitrosti zelo podaljša, saj v tem primeru znaša 48 s. V praksi to seveda ni uporabno, toda tako nizke hitrosti sploh ne moremo zagotoviti. Ali rotor stoji pri miru, ali pa se vrti s hitrostjo višjo od izračunane spodnje meje.

$$f_{meh,min} = \frac{1}{N_p N_{osc,max} T_{osc}} = \frac{90 \cdot 10^6}{2500 \cdot 2^{32}} = 8.381 \cdot 10^{-6} \text{ Hz} \quad (2.22)$$

Ta način merjenja je bolj primeren za relativno nizke hitrosti vrtenja. Območje merjenja hitrosti, ki ga dosegamo s CAP enoto, ki je opisana, je primerno za skoraj vse aplikacije. Natančnost meritve je v omejenem območju hitrosti lahko zelo velika (odvisno od hitrosti vrtenja), zakasnitev spremenljiva (v določenem območju majhna), območje merjenja pa zelo široko. Zavedati pa se je treba, da dobre lastnosti pogojuje frekvenca uporabljenega oscilatorja za merjenje časa.

2.5.4 Izračun hitrosti z uporabo alfa beta sledilnika

4. način merjenja hitrosti je z uporabo ABF (angl. Alfa Beta Filter ali alfa beta tracker). Ta filter spada med opazovalnike, ki model (napoved) primerjajo z meritvijo, potem pa opravljajo korekcijo. V bistvu je alfa beta sledilnik poenostavljen Kalmanov filter, hkrati pa je tudi člen 2. reda [17]. Shema alfa beta sledilnika je na sliki 2.23.



Slika 2.23: Shema alfa beta sledilnika

V alfa beta sledilnik vstopa dejanski kot rotorja $\rho(i)$, izhodni signal, ki nas zanima pa je predvidena hitrost $\hat{\omega}(i)$. Obrazložitev je podrobneje predstavljena v literaturi [17], tu pa je poudarek na dejstvu, da je alfa beta sledilnik pravzaprav člen 2. reda. Parametra α in β je možno izračunati iz faktorja dušenja δ in mejne frekvence f_m člena 2. reda ter časa vzorčenja T_{vz} . Enačbi (2.23) in (2.24) določata parametra α in β .

$$\alpha = 2\pi f_m T_{vz} \cdot (2\delta - 2\pi f_m \frac{T_{vz}}{2}) \quad (2.23)$$

$$\beta = (2\pi f_m T_{vz})^2 \quad (2.24)$$

Za moj primer je bilo nastavljeno dušenje člena 2. reda na vrednost $\delta = 0.707$ (optimalno dušenje), mejna frekvenca člena 2. reda je bila $f_m = 100$ Hz, perioda vzorčenja pa je bila $T_{vz} = 20$ kHz. Če te vrednosti vstavimo v enačbi (2.23) in (2.24), dobimo $\alpha = 0,04394$ in $\beta = 9,867 \cdot 10^{-4}$. Pri določanju mejne frekvence člena 2. reda je treba paziti, da je nastavljena na dovolj nizko vrednost, zaradi problematike šuma.

ABF z optimalno nastavljenimi parametri zagotavlja gladko in relativno natančno meritev hitrosti. Čas izračuna je kratek, saj uporablja le trenutni vzorec, interno pa shranjuje še vzorce iz prejšnje meritve. Zakasnitev merjenega signala je odvisna od parametrov α in β , in jo je tudi možno izračunati.

2.6 Primerjava med različnimi metodami izračuna hitrosti

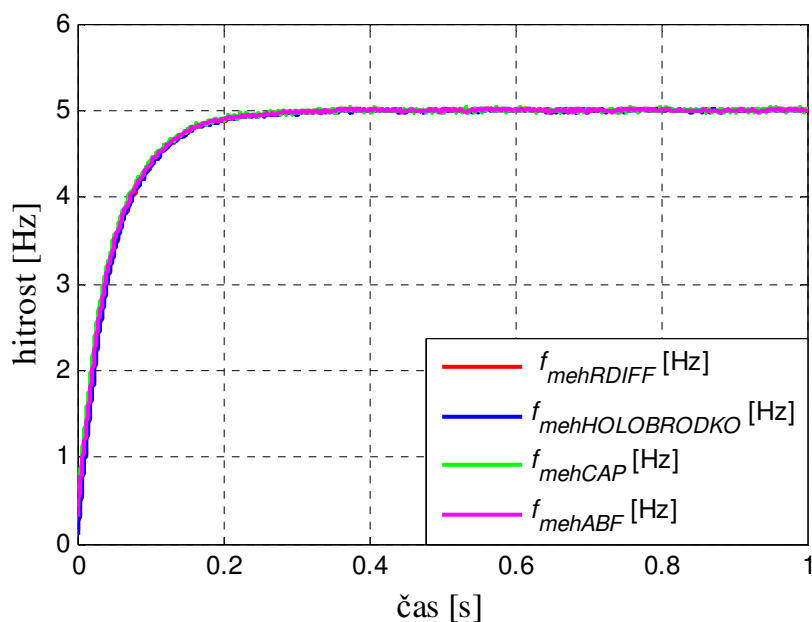
Štirje opisani izračuni hitrosti so bolj ali manj primerni za določeno aplikacijo. V splošnem je merjenje periode (s CAP enoto) primernejše za relativno nizke hitrosti vrtenja, merjenje frekvence (RDIFF in HOLOBRODKO) pa je bolj primerno za relativno visoke hitrosti.

Oba načina merjenja frekvence sta odvisna od števila pulzov inkrementalnega dajalnika na en vrtljaj rotorja. Merjenje periode je odvisno od frekvence uporabljenega števca. Višja kot je frekvenca, boljša je ločljivost izračuna hitrosti. Če pa je hitrost zelo obremenjena s šumom ali pa jo želimo filtrirati, je primerna uporaba alfa beta sledilnika.

Tukaj velja še enkrat poudariti karakteristike merilnih elementov. Inkrementalni dajalnik je bil optični (ni vpliva motenj zaradi elektromagnetnih polj), z 2500 pulzi na vrtljaj. S pomočjo mikroprocesorja je možno 4-kratno povečanje te vrednosti. Frekvenca CAP enote znotraj mikroprocesorja, za zajem enega signala iz inkrementalnega dajalnika, je bila enaka 90 MHz.

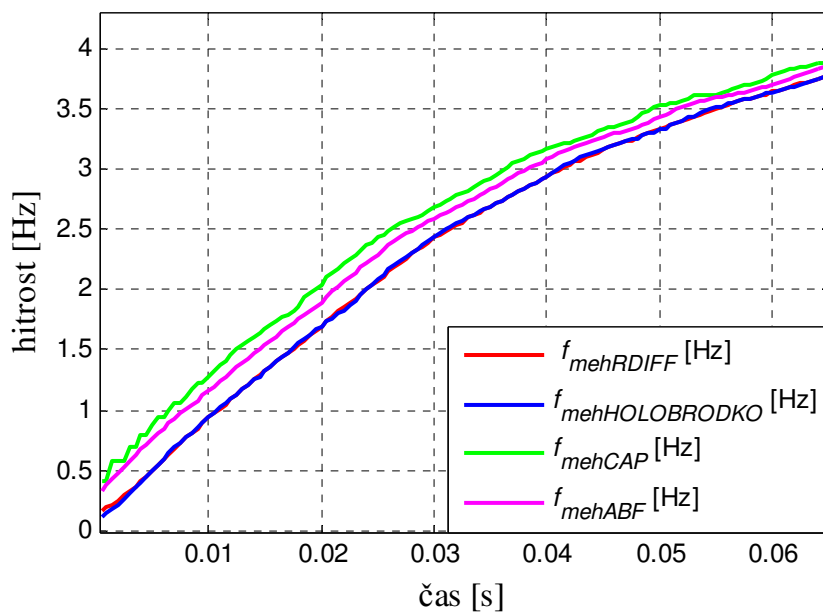
Pri RDIFF metodi je bilo časovno okno dolgo 10 ms, enako velja za merjenje s Holobrodkovimi odvodi, kjer je bilo uporabljenih 11 vzorcev za izračun hitrosti iz kota. Pri CAP enoti veljajo že opisane vrednosti parametrov, merjenje časa pa je potekalo med $\Delta N = 2$ pulzoma. ABF je bil programsko nastavljen na optimalno dušenje 0.707 ter na mejno frekvenco 100 Hz. Te vrednosti veljajo v izračunih, ki jih prikazuje slika 2.24 in so bile optimalne za območje hitrosti vrtenja PMSM-ja od 0 Hz do 50 Hz.

Izračun hitrosti ob zagonu na $f_{meh} = 5$ Hz prikazuje slika 2.24. Če na hitro pogledamo sliko 2.24 so vse metode enakovredne. Pazljivejši pogled pa razkrije, da razlike vendarle obstajajo.



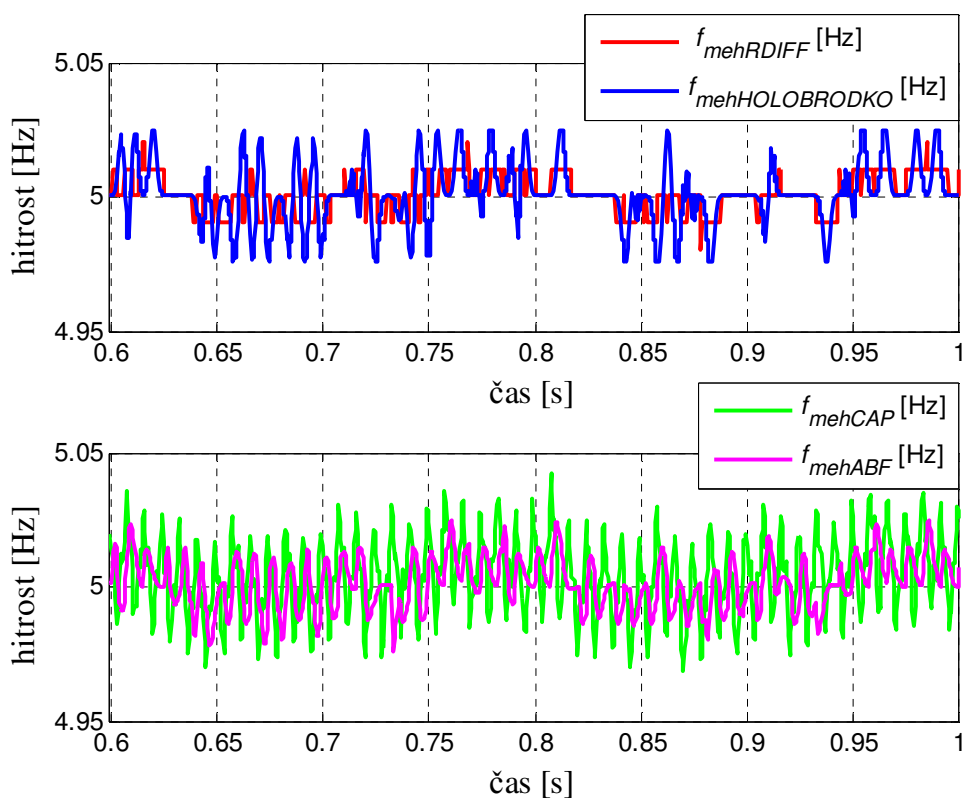
Slika 2.24: Primerjava štirih metod izračuna mehanske hitrosti iz kota

Povečan prehodni pojav prikazuje slika 2.25, kjer je vidna opazna zakasnitev po metodi merjenja frekvence (RDIFF in HOLOBRODKO), saj imata časovno okno dolgo 10 ms, kar je relativno dolgo. Med seboj sta metodi dokaj primerljivi. Alfa beta sledilnik ima zakasnitev, ki je manjša, merjenje periode (s CAP enoto) pa ima, sodeč na podlagi rezultatov, med vsemi štirimi najmanjšo zakasnitev.



Slika 2.25: Primerjava štirih metod izračuna mehanske hitrosti iz kota - povečava prehodnega pojava

Slika 2.26 omogoča vpogled v stacionarno stanje in prikazuje hitrost znotraj dveh mehanskih vrtljajev. Ponovno je opazno, da RDIFF in HOLOBRODKO dosegeta slabše rezultate, kot CAP in ABF, kar je posledica enačbe (2.13). Zaradi omejene ločljivosti RDIFF krivulja le »preklaplja« med diskretnimi vrednostmi, ki jih lahko zavzame. Tudi način merjenja po Holobrodsku ne more drastično popraviti razmer. CAP način izračuna pa zazna skoraj vsako spremembo hitrosti ravno zaradi zelo visoke frekvence internega števca (procesorja). Tako krivulja, posneta s CAP enoto odraža praktično dejansko hitrost. Možno je videti valovitost hitrosti in celo prešteti koliko lokalnih ekstremov ima. Viden je vpliv samodržnega navora, s frekvenčno analizo pa je možno dodatno določiti frekvenco samodržnega navora in vsebnost harmonikov. ABF zaradi svoje narave ves čas gladi hitrost, zato ima v primerjavi z merjenjem periode (CAP) manjše amplitude oscilacij, natančni pogled pa razkrije tudi večjo zakasnitev ABF-ja.



Slika 2.26: Primerjava štirih metod izračuna mehanske hitrosti iz kota – povečava stacionarnega stanja

Po primerjavi sem se moral odločiti, katero metodo merjenja bom izbral v svoji aplikaciji. Ker je zakasnitev CAP načina merjenja hitrosti najmanjša, je bila najbolj

primerna za uporabo, saj najbolje odraža dejanske razmere. Zato se bo od tod naprej izračun hitrosti vrtenja PMSM-ja nanašal le na izračun s CAP enoto.

2.7 Merjenje (izračun) pospeška

Pri tipičnih regulacijah hitrosti, po navadi ni treba meriti (računati) pospeška, saj ga ne potrebujemo. V mojem primeru pa je to obvezno zaradi repetitivnega regulatorja, ki odpravlja valovitost hitrosti posredno, preko navora (navor in pospešek sta premo sorazmerna).

Možnih načinov izračuna pospeška je ponovno več, velja pa znana enačba (2.25), ki je osnova vsem izračunom.

$$\alpha_{meh} = \frac{d\omega_{meh}}{dt} \quad (2.25)$$

2.7.1 Osnovni 1. odvod iz hitrosti

Zelo podobno kot velja za izračun hitrosti ω_{meh} iz kota ρ_{meh} (glej kazalo), velja tudi za izračun pospeška α_{meh} iz hitrosti $\omega_{meh}(f_{meh})$, zato bo tu zapisana le veljavna enačba (2.26), opis pa bo izpuščen.

$$\alpha_{meh} = \frac{\omega_{meh}(i) - \omega_{meh}(i-1)}{t(i) - t(i-1)} = \frac{\omega_{meh}(i) - \omega_{meh}(i-1)}{T_{vz}} \quad (2.26)$$

2.7.2 Izboljšani 1. odvod po Holobrodu iz hitrosti

Tudi izračun odvoda po Holobrodu je že bil opisan in povsem veljavne so enačbe od (2.16) do (2.19). Ko želimo izračunati pospešek iz hitrosti v enačbah od (2.16) do (2.19) le ustrezno spremenimo veličine. Izhodno spremenljivko y nadomestimo z α_{meh} , vhodno spremenljivko x pa nadomestimo z $\omega_{meh}(f_{meh})$.

2.7.3 Izboljšani 2. odvod po Holobrodu iz kota

Zelo priročno rešitev izračuna kotnega pospeška α_{meh} direktno iz kota ρ_{meh} v zveznem prostoru opisuje splošna enačba (2.27).

$$\alpha_{meh} = \frac{d^2\rho_{meh}}{dt^2} \quad (2.27)$$

Vendar je zaradi uporabe mikroprocesorja potrebna transformacija v diskretni prostor, kar opisuje enačba (2.28), predstavlja pa splošni 2. odvod. Toda ponovno se pri uporabi le-te lahko pojavijo težave s šumom.

$$y = \frac{x(i) - 2x(i-1) + x(i-2)}{T_{vz}^2} \quad (2.28)$$

Težave rešujemo s filtrom, ki duši visoke frekvence, v območju nizkih frekvenc pa se obnaša kot diferenciator 2. reda. Holobrodskovi [16] 2. odvodi so zapisani v enačbah od (2.29) do (2.32).

Enačba (2.29) je predpis za filter, ki uporablja 5 vzorcev signala za izračun 2. odvoda.

$$y_5 = \frac{(x_0 + x_{-4}) - 2x_2}{4T_{vz}^2} \quad (2.29)$$

Enačba (2.17) je predpis za filter, ki uporablja 7 vzorcev signala za izračun 2. odvoda.

$$y_7 = \frac{(x_0 + x_{-6}) + 2(x_{-1} + x_{-5}) - (x_{-2} + x_{-4}) - 4x_{-3}}{16T_{vz}^2} \quad (2.30)$$

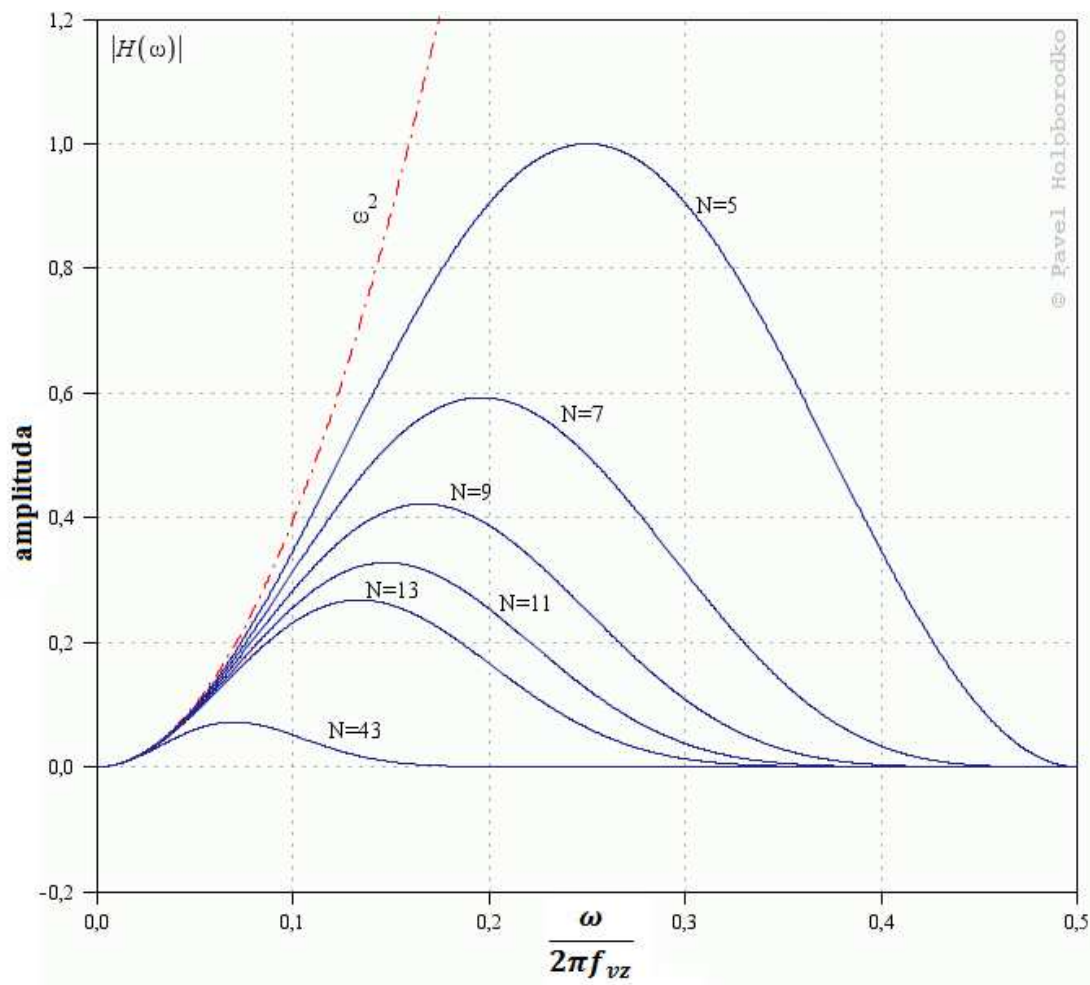
Enačba (2.31) je predpis za filter, ki uporablja 9 vzorcev signala za izračun 2. odvoda.

$$y_9 = \frac{(x_0 + x_{-8}) + 4(x_{-1} + x_{-7}) + 4(x_{-2} + x_{-6}) - 4(x_{-3} + x_{-5}) - 10x_{-4}}{64T_{vz}^2} \quad (2.31)$$

Enačba (2.32) je predpis za filter, ki uporablja 11 vzorcev signala za izračun 2. odvoda.

$$y_{11} = \frac{(x_0 + x_{-10}) + 6(x_{-1} + x_{-9}) + 13(x_{-2} + x_{-8}) + 8(x_{-3} + x_{-7}) - 14(x_{-4} + x_{-6}) - 28x_{-5}}{256T_{vz}^2} \quad (2.32)$$

Frekvenčne karakteristike Holobrodskih filtrov (odvodov 2. reda) prikazuje slika 2.27. V tem primeru N označuje število uporabljenih vzorcev, ki se uporablja za izračun odvoda, rdeča (prekinjena) karakteristika pa označuje odvod 2. reda po definiciji – enačba (2.28). Abscisa prikazuje frekvenco normirano na vzorčno frekvenco (obseg je polovica vzorčne frekvence), ordinata pa je amplituda odvoda.



Slika 2.27: Frekvenčne karakteristike Holobrodskih 2. odvodov [16]

Ko želimo izračunati pospešek iz kota v enačbah od (2.29) do (2.32) le ustrezno spremenimo veličine. Izhodno spremenljivko y nadomestimo z α_{meh} , vhodno spremenljivko x pa nadomestimo z ρ_{meh} .

2.7.4 Alfa beta sledilnik (izračun iz hitrosti)

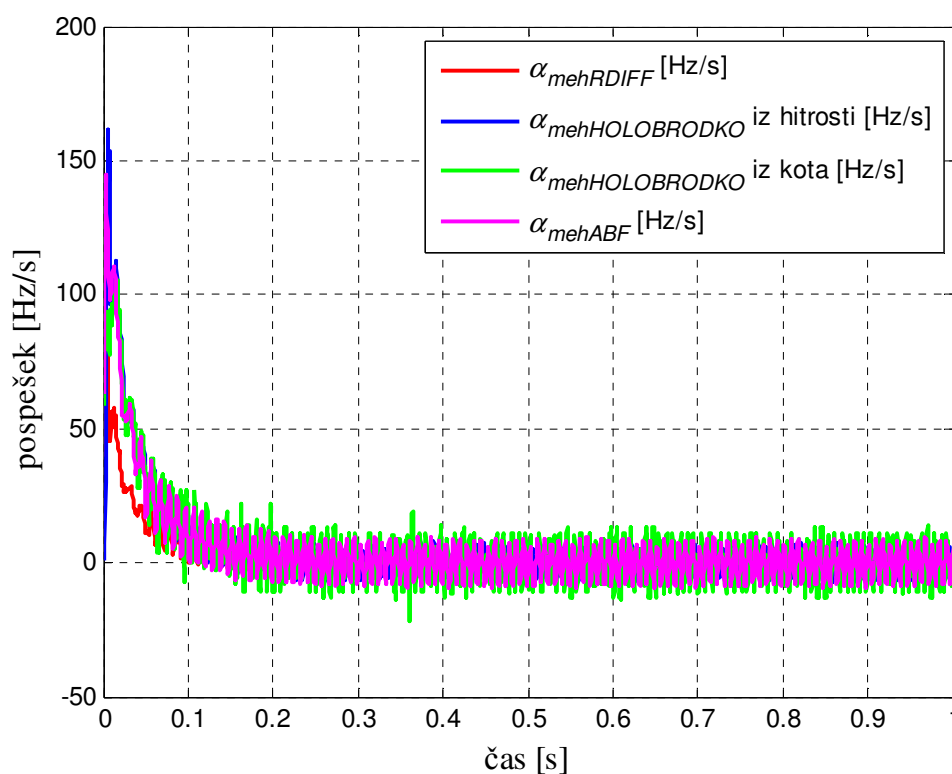
Večina informacij je že znana iz poglavja o merjenju hitrosti z alfa beta sledilnikom, spremembe pa so intuitivne. Krožno frekvenco ω_{meh} nadomestimo s kotnim pospeškom α_{meh} , kot zasuka ρ_{meh} pa s krožno frekvenco ω_{meh} (f_{meh}).

2.8 Primerjava med različnimi metodami izračuna pospeška

Naredil sem primerjavo med štirimi različnimi načini izračuna vrtilnega pospeška:

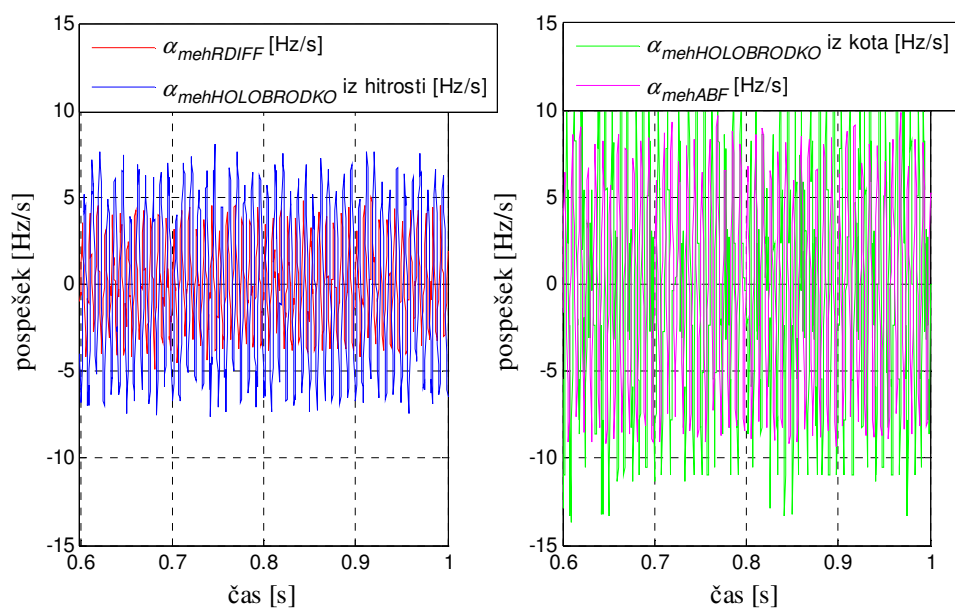
1. Tekoči odvod (RDIFF) iz hitrosti
2. 1. odvod po Holobrodsku iz hitrosti
3. 2. odvod po Holobrodsku iz kota
4. Izračun pospeška iz hitrosti s pomočjo ABF

Dušenje ABF je optimalno 0,707, mejna frekvenca pa je nastavljena na 100 Hz. Čas osveževanja izračuna pospeška za ostale tri je dolg 10 ms, pri obeh izračunih po Holobrodsku je uporabljeno 11 vzorcev vhodnega signala za izračun pospeška. Primerjavo med izračuni pospeškov, ob zagonu PMSM-ja na vrtilno hitrost $f_{meh} = 5$ Hz prikazuje slika 2.28.



Slika 2.28: Primerjava štirih metod izračuna mehanskega pospeška

Primerjavo v stacionarnem stanju prikazuje slika 2.29. Najmanjše oscilacije so razvidne v poteku signala, ki je izračunan s tekočim odvodom (RDIFF), največje pa pri izračunu pospeška direktno iz kota.



Slika 2.29: Primerjava štirih metod izračuna mehanskega pospeška - povečava stacionarnega stanja

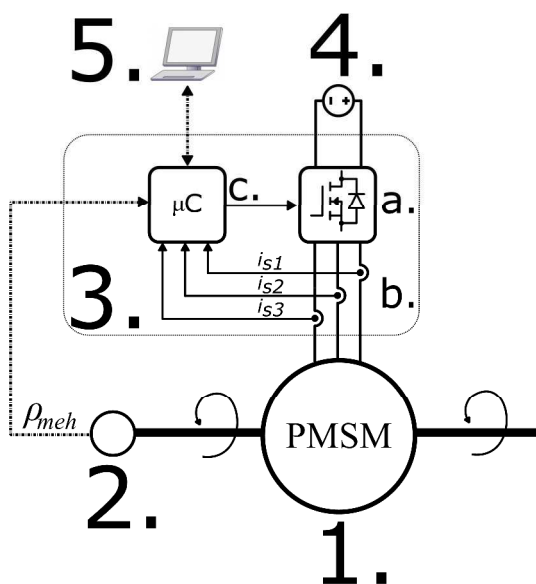
Med izračuni sem se odločil za RDIFF, ker je časovno najmanj potraten, saj je enačba najenostavnejša, ampak še vedno dovolj učinkovita. Zato se bo od tod naprej izračun pospeška vrtenja PMSM-ja nanašal le na izračun po RDIFF metodi.

3 Opis strojno-elektronskega dela

Trifazni izmenični stroji so bili včasih priklopljeni direktno na omrežje. Ta trifazni izmenični vir fiksne frekvence pa žal ni zagotavljal učinkovitega spreminjanja vrtilne hitrosti strojev. Razvoj elektronike je to omogočil, seveda pa se je odprlo še mnogo novih možnosti razvoja. Ena izmed njih je tudi regulacija hitrosti, za kar pa ni potreben le pretvornik pač pa obstajajo še dodatne zahteve. Ker tudi moje raziskovalno delo brez sodobnih strojno-elektronskih komponent ne bi bilo možno, je prav, da jih na kratko opišem.

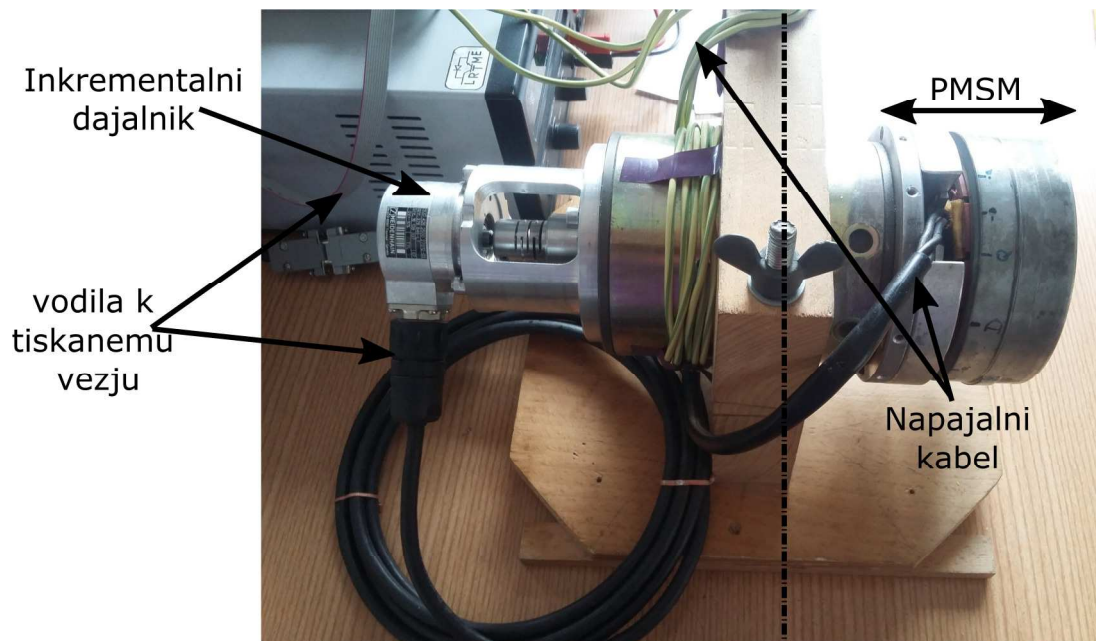
Moje raziskovanje je vključevalo rokovanje z naslednjo opremo (slika 3.1):

1. PMSM z zunanjim rotorjem
2. inkrementalni dajalnik prigraden na PMSM,
3. namenska elektronika (tiskano vezje)
 - a. DC-AC pretvornik – razsmernik,
 - b. tokovne sonde,
 - c. mikroprocesor in ostalo,
4. enosmerni tokovni vir,
5. programirna naprava – osebni računalnik s programsko opremo.



Slika 3.1: Shema strojno-elektronske opreme

Uporabljen je bil 8-polni PMSM z zunanjim rotorjem (priloga 1), ki je imel prigraden optični inkrementalni dajalnik Heidenhein 426 2500, kar prikazuje slika 3.2.



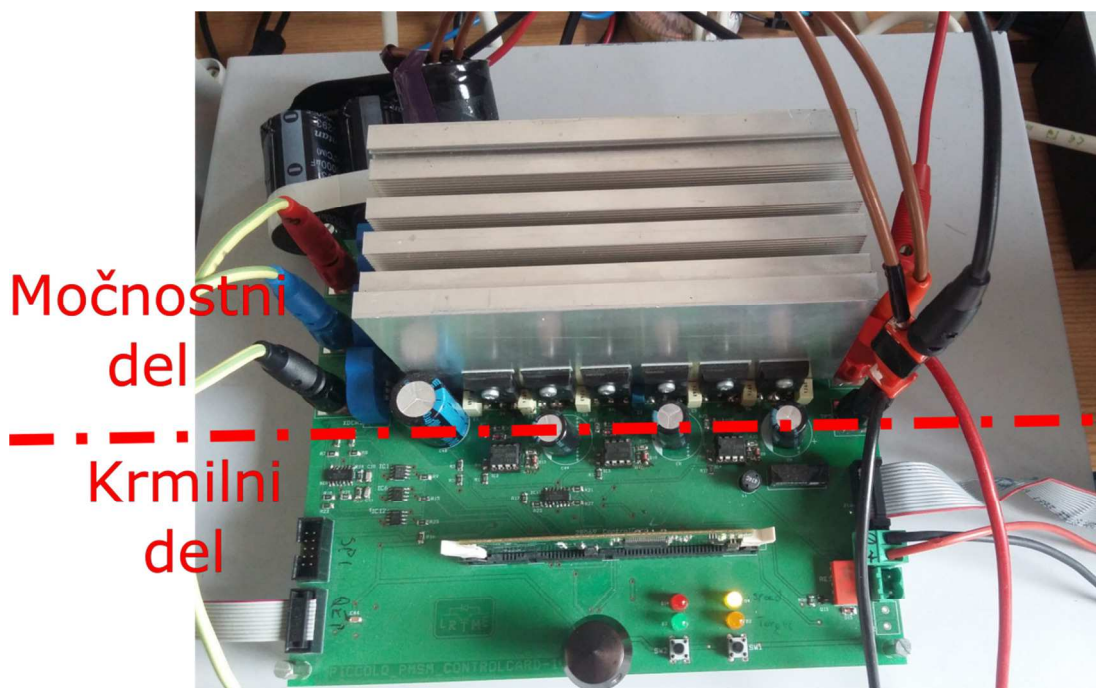
Slika 3.2: Sinhronski stroj s trajnimi magneti (PMSM) in inkrementalni dajalnik

Sliki 3.3 in 3.4 prikazujeta uporabljeno namensko tiskano vezje, ki ga lahko razdelimo na močnostni in krmilni del.

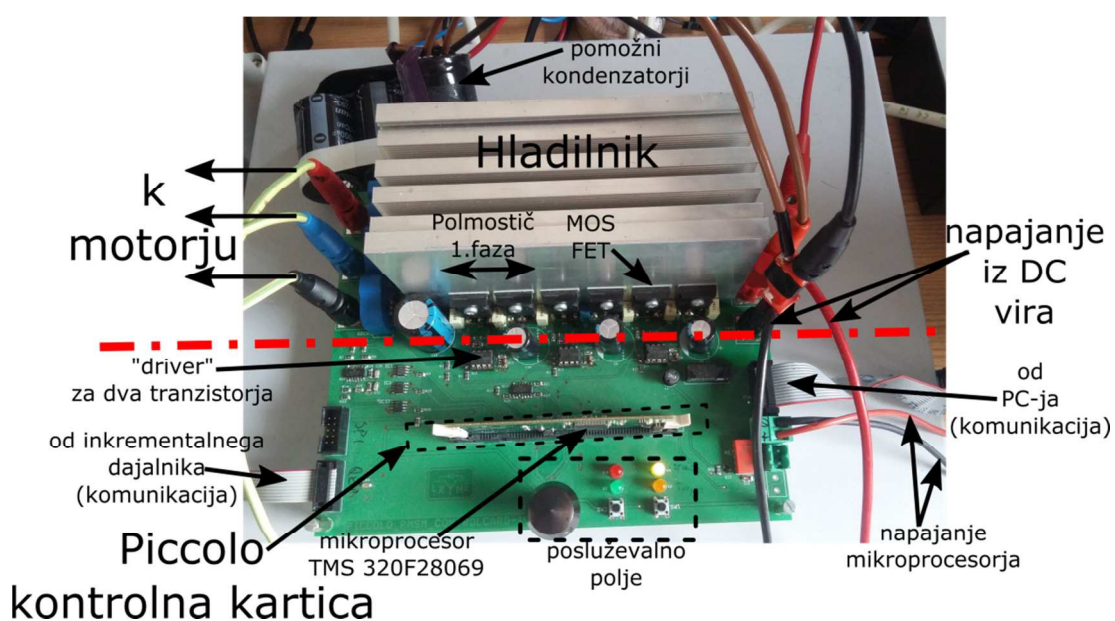
Močnostni del je zgrajen iz šestih MOS FET tranzistorjev, ki tvorijo trifazni razsmernik (glej shemo 2.4), tokovnih sond ter vhodnih in izhodnih konektorjev.

Krmilni del pa lahko razdelimo na razvojno ploščico, »Control Card F28069« s 100-pinskim DSP mikroprocesorjem »TMS320F28069« proizvajalca Texas Instruments, na posluževalno polje in na vhodne enote za signale (npr. inkrementalni dajalnik). Podrobnosti so na sliki 3.4.

Programski del sem razvijal na osebni računalniku v programskem okolju CCS (angl. Code Composer Studio), ki je bil povezan z mikroprocesorjem preko JTAG povezave (nalaganje programa, spremljanje spremenljivk, ...).



Slika 3.3: Shema namensko razvitega tiskanega vezja za pogon PMSM



Slika 3.4: Shema namensko razvitega tiskanega vezja za pogon PMSM – podroben opis

4 Algoritmi in rezultati

Oprijemljiva osnova mojega raziskovalnega dela sta PMSM in trifazni tranzistorski mostič. Z ustreznim proženjem tranzistorjev je možno dobiti poljubno obliko napetosti (znotraj mej delovanja), ki jo pritismo na PMSM. To posledično pomeni, da je možno vsiljevati tudi poljubni tok oz. nadzorovano generirati navor. Vse, kar je treba narediti, je prožiti tranzistorje po točno določenem algoritmu, kar pa seveda sploh ni enostavno. Večina zanimivih in hkrati zapletenih stvari se odvija ravno v abstraktnem regulacijskem algoritmu (programu), ki ga izvaja mikroprocesor in skrbi za ustrezno proženje tranzistorjev. Zato se bo od tod dalje vse opisano nanašalo na program.

Ravno zaradi kompleksnosti algoritma in abstrakcije sem se lotil programiranja sistematično. Razvoj programa sem razdelil na več zaključenih celot, ki so hkrati tudi režimi delovanja. Vsaka nadaljnja nadgradnja je prispevala h kompleksnosti, ampak je hkrati nudila večjo funkcionalnost in korak bližje cilju. Po vrsti naštetih režimi delovanja so:

1. krmiljenje hitrosti,
2. regulacija toka oz. navora,
3. regulacija hitrosti,
4. regulacija povprečne hitrosti,
5. regulacija povprečne hitrosti + repetitivna regulacija pospeška.

Osrednja tematika je uporaba repetitivnega regulatorja za odpravo periodične motnje, ki je odvisna od kota, glavni prispevek te motnje pa je samodržni navor. Program je bilo treba razvijati postopoma, zato sem najprej realiziral klasično kaskadno regulacijo hitrosti. Nadalje sem v negativno povratno zanko hitrosti vključil filter, nato pa dodal še repetitivni regulator. Zakaj je bil potreben ravno tak način vključevanja repetitivnega regulatorja v sistem, bo opisano v nadaljevanju.

4.1 Postopni razvoj regulacije hitrosti

Po začetnem spoznavanju z opremo, je bilo treba nekako začeti pisati program. Nekaj osnovnih funkcij in predloga je že bilo spisanih, tako da sem se najprej lotil oživljanja mostiča in spravljanja senzorike v pogon (inkrementalni dajalnik in tokovne sonde). Dobil sem podatek o kotu trenutnega položaja rotorja in o vrednostih treh faznih tokov. Na podlagi teh meritev je bilo možno nadaljnje delo. Po uspešno

implementirani vektorski regulaciji (SVM), je bilo možno s pomočjo pretvornika vsiljevati statorsko magnetno polje v poljubno smer. Rotor (s trajnimi magneti) je sledil vsiljenemu magnetnemu polju, torej se je zavrtel do določene lege in tam obstal. To je bil prvi očiten napredek, saj se je PMSM prvokrat zavrtel in prvi izziv je bil dosežen. Ko je bilo to narejeno, pa sem začel razmišljati o režimih delovanja.

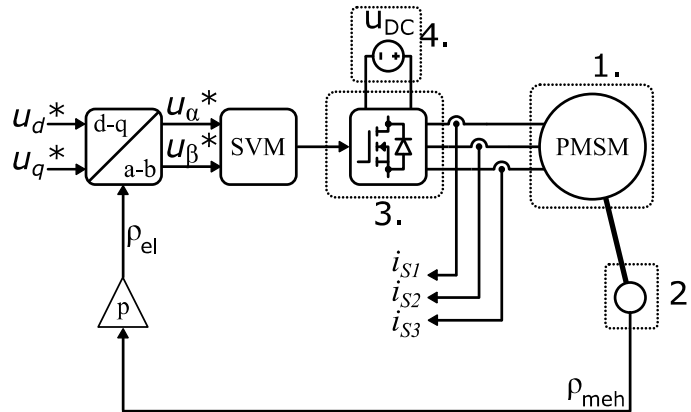
Osnovni režim obratovanja je krmiljenje hitrosti, kar pomeni, da s potenciometrom nastavljamo hitrost vrtenja, vendar pa se ob obremenitvi PMSM upočasni. Shemo krmiljenja hitrosti PMSM-ja prikazuje slika 4.1. Oprijemljivi deli sistema, ki jih prikazuje slika in jih je možno videti tudi v realnosti, so označeni z okvirji. To so:

1. PMSM,
2. inkrementalni dajalnik,
3. močnostni razsmernik,
4. enosmerni napajalni vir.

Vse ostalo prikazuje regulacijski algoritem. Blok, v katerega vstopata željeni vrednosti u_d^* in u_q^* , prikazuje transformacijo iz dq sistema v $\alpha\beta$ sistem [4]. Blok SVM simbolizira modulacijo proženja tranzistorjev. Pri krmiljenju direktno nastavljamo napetosti u_d^* in u_q^* . Ker je magnetenje že zagotovljeno s trajnimi magneti, je napetost v d osi največkrat 0, razen v območju slabljenja polja, kar pa tu ni zelo pomembno. Z u_q^* pa nastavljamo pritisnjeno napetost, ki je premo sorazmerna s hitrostjo vrtenja. Predznak napetosti u_q^* diktira smer vrtenja PMSM-ja. Višja ko je napetost u_q^* , večji tok steče v PMSM, večji je tudi navor, ki je premo sorazmeren s tokom i_q . Večji navor pomeni hkrati tudi večji pospešek. Ko se PMSM zavrti, po enačbi (2.2) raste tudi inducirana napetost $\omega\psi_{rot}$, zaradi česar se tok i_q zmanjšuje, na koncu, ko PMSM doseže končno hitrost, pa v prostem teku tok i_q pade skoraj na 0.

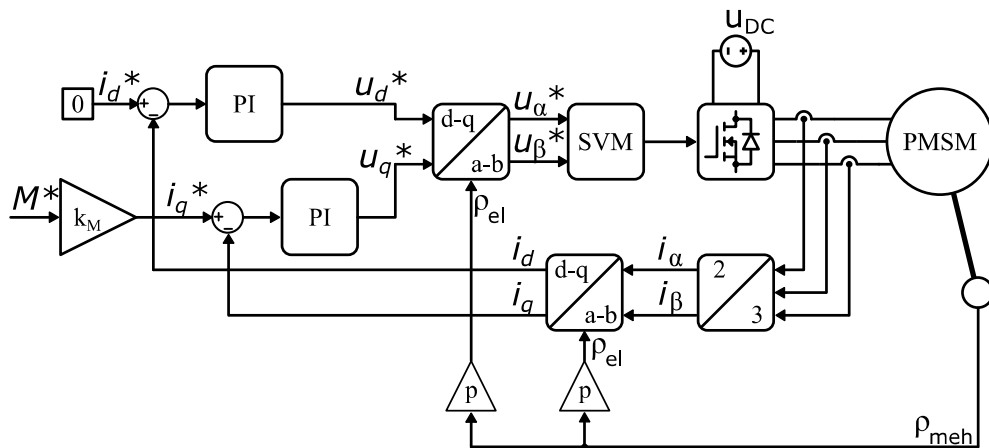
Potreben pogoj za krmiljenje hitrosti je, da je uspešno merjenje kota zasuka. Čim se informacija o kotu zasuka izgubi, je krmiljenje hitrosti nemogoče, saj ni več možno določiti smeri magnetnega polja rotorja.

Pri krmiljenju hitrosti je najbolj opazen vpliv samodržnega navora, ki povzroča oscilacije vrtilne hitrosti v stacionarnem stanju, zato je tudi opisan. To je možno videti na sliki 2.26 ter na sliki 4.6 v nadaljevanju.

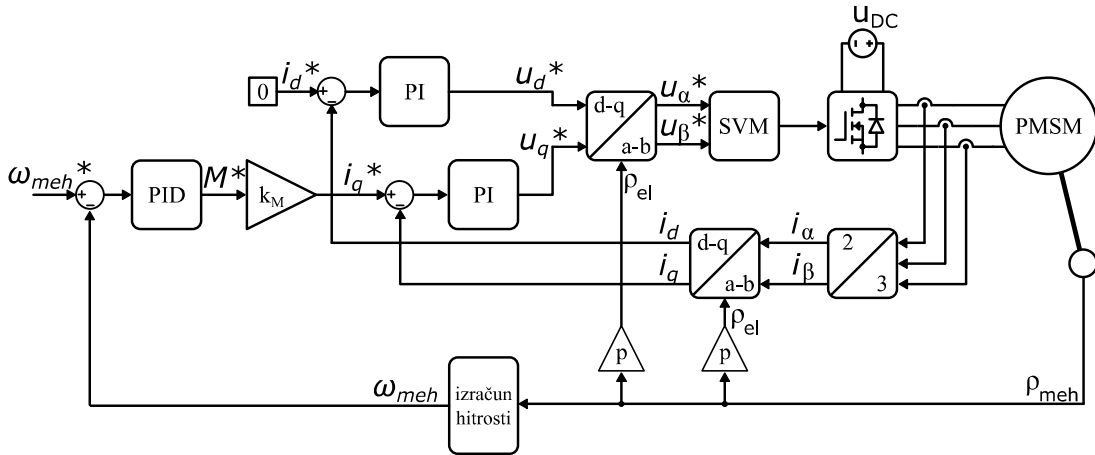


Slika 4.1: Krmiljenje hitrosti PMSM-ja

Naslednji režim obratovanja je regulacija toka, shemo pa prikazuje slika 4.2. Dodana je meritev faznih tokov PMSM-ja in transformacija trifaznih tokov v dq sistem, ki tvori negativno povratno zanko. Dodana sta še dva PI regulatorja, eden za regulacijo toka i_d , drugi za regulacijo toka i_q . Tok i_d^* držimo na ničli, saj magnetenje zagotavljajo trajni magneti. Želeni navor M^* , ki je premo sorazmeren s tokom i_q^* , pa je tista veličina, ki jo je treba imeti ves čas pod nadzorom. Realizirana tokovna zanka je hitra ob pogoju, da so parametri PI regulatorjev ustrezno nastavljeni [4].

Slika 4.2: Regulacija toka q oz. navora PMSM-ja

Naslednji režim obratovanja je regulacija vrtilne hitrosti PMSM-ja. Ob obremenitvi regulatorji ustrezno odreagirajo, zato hitrost pod vplivom bremena upade le kratkotrajno, potem pa se ponovno ustali na želeni vrednosti. Tokovni zanki je dodana nadrejena hitrostna zanka, shemo pa prikazuje slika 4.3. Regulacija z več tako strukturiranimi zankami se imenuje kaskadna regulacija in dosega boljše rezultate, kot bi jih le enojna (hitrostna) zanka.



Slika 4.3: Regulacija hitrosti PMSM-ja

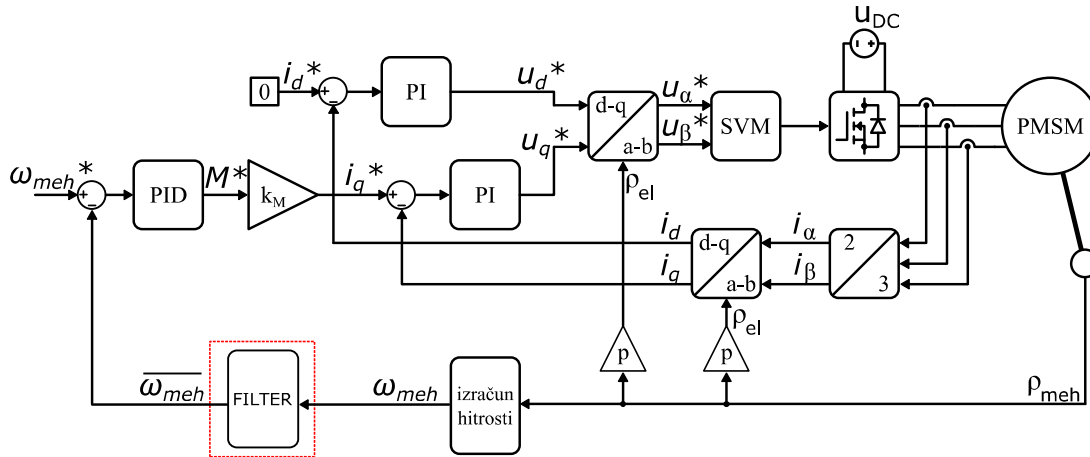
4.2 Vključitev repetitivnega regulatorja v sistem

Ker je v poteku hitrosti v stacionarnem stanju možno opaziti valovitost hitrosti (slika 2.26), sem preizkusil smotrnost implementacije repetitivnega regulatorja. Repetitivni regulator odpravlja le periodično motnjo, zato lahko deluje le v stacionarnem stanju, ko je hitrost približno konstantna. To doseže z regulacijo pospeška. Toda klasična PID regulacija hitrosti mora ostati v sistemu zaradi sunkov navora in zaradi sprememb želene vrednosti hitrosti med obratovanjem, saj repetitivni regulator tega ni zmožen regulirati. To pomeni, da je potrebno hkratno (vzporedno) delovanje dveh regulacij. Izvaja se PID regulacija hitrosti in repetitivna regulacija pospeška, obe pa vplivata ena na drugo.

PID regulator v stacionarnem stanju ne sme vplivati na repetitivno regulacijo, med prehodnim pojavom pa velja ravno obratno. S povprečenjem hitrosti, ki jo reguliramo s PID regulatorjem dosežemo, da PID regulator v stacionarnem stanju praktično ne reagira na napako. Izhod PID regulatorja se v tem primeru skoraj ne spreminja. Tako vso korekcijo prevzame repetitivni regulator.

Med prehodnim pojavom se vlogi regulatorjev zamenjata. Repetitivni regulator pospeška skoraj ne vpliva na sistem, medtem ko se PID regulator hitrosti odzove na nenadno povečanje pogreška med želeno in dejansko hitrostjo. Tako PID regulator pripelje PMSM v bližino stacionarne hitrosti, potem pa zaradi filtriranja valovitosti hitrosti ne zazna.

Nadgradnja algoritma, ki ga prikazuje slika 4.4, je torej regulacija povprečne hitrosti. V negativno povratno zanko vključimo filter drsečega povprečja [12, Ch. 15], ki je vezan na mehanski kot (v okvirju). Velikost časovnega okna mora biti večkratnik periode motnje, ki je odvisna od mehanskega kota. Regulacijo hitrosti, kjer je v negativno povratno zanko hitrosti vključen filter, prikazuje slika 4.4.



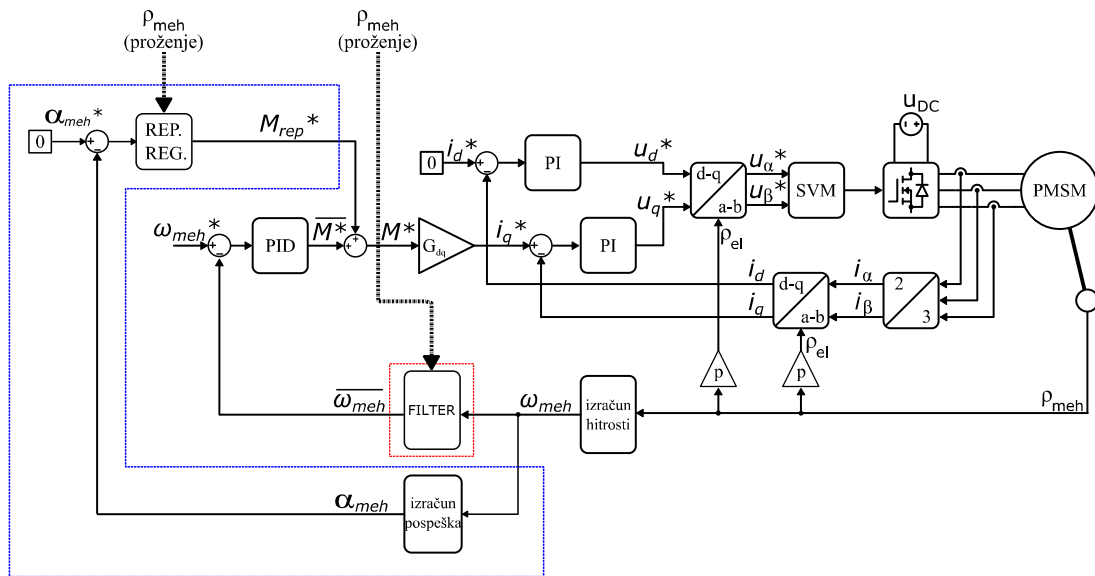
Slika 4.4: Regulacija povprečne hitrosti PMSM-ja

Regulacija povprečne hitrosti sama po sebi ne prinaša nobene izboljšave, pač pa je bila vpeljana le zaradi vključitve repetitivnega regulatorja, ki med prehodnimi pojavi ne zagotavlja pričakovanih rezultatov. Shemo repetitivne regulacije pospeška in hkratne PID regulacije povprečne hitrosti pa prikazuje slika 4.5. Dodatno sta vključena izračun pospeška in zanka repetitivne regulacije (v okvirju).

Ideja vključevanja repetitivnega regulatorja v sistem je naslednja. Z repetitivno regulacijo reguliramo pospešek, kjer je želena vrednost pospeška enaka 0 (moder okvir). To pomeni, da repetitivni regulator vedno teži k enakomernemu gibanju. Izhod iz repetitivnega regulatorja M_{rep}^* in izhod iz PID regulatorja povprečne hitrosti \bar{M}^* se seštejeta in skupaj tvorita željeni navor M^* , ki gre naprej v tokovno zanko.

Ker se motnja (samodržni navor) ponavlja z vsakim vrtljajem, morata biti tako filter hitrosti z drsečim povprečjem, kot repetitivni regulator tudi na nek način odvisna od mehanskega kota. Perioda delovanja repetitivnega regulatorja torej ni časovno pogojena, ampak je enaka času enega vrtljaja. Ker je hitrost spremenljiva, je tudi perioda delovanja repetitivnega regulatorja spremenljiva. V vsaki periodi je N vzorcev, posamezen vzorec pa je zajet, ko se rotor PMSM-ja premakne za $1/N$ -ti del celega vrtljaja. Takšen način vzorčenja velja tako za filter hitrosti v negativni

povratni zanki, kot tudi za izvajanje algoritma repetitivne regulacije. Slabost omenjenega vzorčenja je, da je delovanje repetitivnega regulatorja in filtra hitrosti omejeno na določeno območje mehanske hitrosti. Zgornjo mejo mehanske hitrosti določa frekvenca izvajanja regulacijskega algoritma, spodnja meja pa je teoretično enaka 0 (rotor se ne vrti). Ampak v praksi tudi ob zelo počasnem vrtenju rotorja (cca. 100 vrt/min), repetitivna regulacija ne dosega zadovoljivih rezultatov, zato je spodnja meja večja od 0 vrt/min.



Slika 4.5: Repetitivna regulacija pospeška in hkratna regulacija povprečne hitrosti PMSM-ja

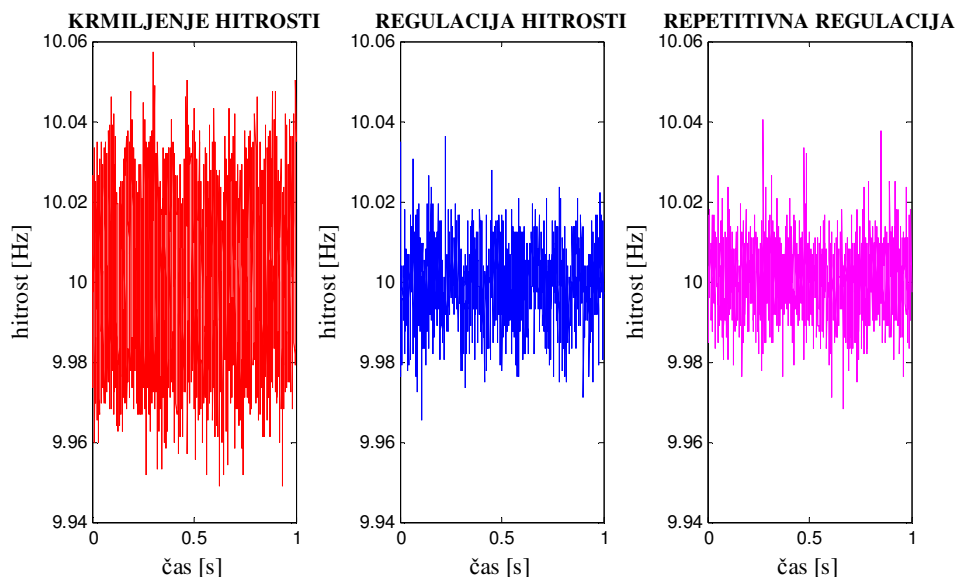
Parametre repetitivnega regulatorja je treba nastaviti na dovolj nizke vrednosti, da ta ne vpliva na prehodni pojav. Med prehodnimi pojavi zato prevladuje »hitri« PID regulator povprečne hitrosti (skrbi za pospeševanje in zaviranje), v stacionarnem stanju, ko je hitrost približno konstantna, pa prevladuje »počasni« repetitivni regulator pospeška, ki odpravlja periodične pogreške. V stacionarnem stanju bo repetitivni regulator v nekaj (ali nekaj deset) periodah odpravil periodično motnjo. Višja vrednost ojačenja K_{rep} , bo zagotavljala hitrejšo regulacijo, hkrati pa povzročila nestabilnost. Zato je treba sklepati kompromis med stabilnostjo in hitrostjo regulacije.

4.3 Rezultati in ugotovitve v prostem teku

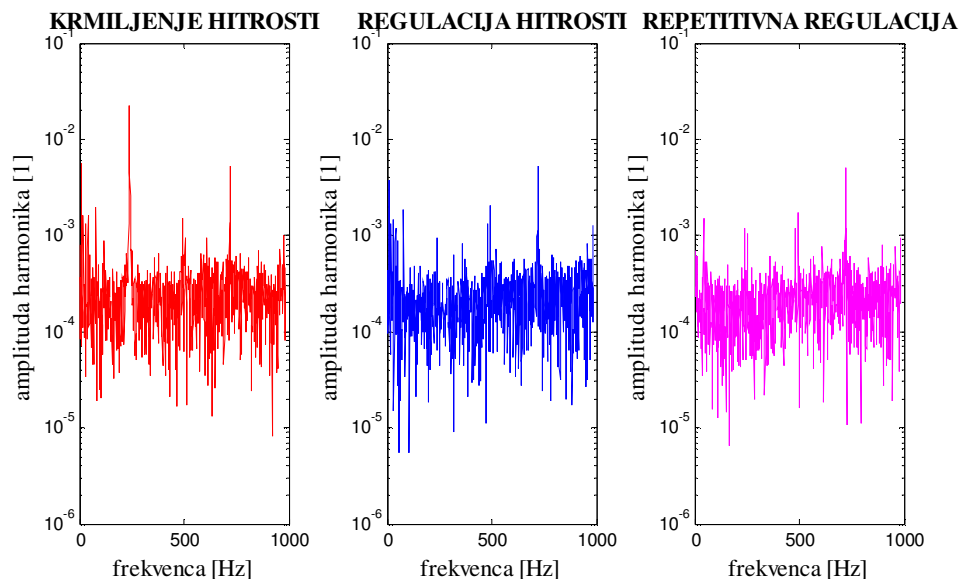
PMSM zaradi svoje konstrukcije izraža samodržni navor in njegove posledice skušamo z različnimi režimi delovanja minimizirati. Dejanska hitrost PMSM-ja ni nikoli konstantna, ampak pride do valovitosti hitrosti. Cilj pa je čim manjša valovitost hitrosti v stacionarnem stanju.

Slika 4.6 prikazuje primerjavo med režimi delovanja v prostem teku PMSM-ja. Skrajno levo je prikazan potek mehanske hitrosti PMSM-ja, ko se le-ta krmili (ustreza shemi na sliki 4.1), na sredini je potek mehanske hitrosti v režimu regulacije hitrosti (ustreza shemi na sliki 4.3), skrajno desno pa je potek mehanske hitrosti, ko je vključena repetitivna regulacija (ustreza shemi v prilogi B.1). Želena vrednost mehanske hitrosti je 10 Hz.

Pri krmiljenju hitrosti se že na oko vidi večja valovitost hitrosti. Če naredimo izračun po enačbi (2.5), ta znaša približno 1 % oz. 10 ‰. Pri regulaciji hitrosti je zelo opazna izboljšava v valovitosti hitrosti, ki znaša 6 ‰. Prav toliko (6 ‰) znaša valovitost hitrosti v primeru, ko je vključen repetitivni regulator. To ni po pričakovanjih, saj naj bi ta naredil opazno razliko, tukaj pri regulaciji hitrosti z vključenim repetitivnim regulatorjem pa skoraj ni napredka. Valovitost se zmanjša minimalno.



Slika 4.6: Potek hitrosti PMSM-ja v stacionarnem stanju, v treh režimih obratovanja



Slika 4.7: Potek hitrosti PMSM-ja v stacionarnem stanju, v treh režimih obratovanja - frekvenčni spekter

Slika 4.7 prikazuje frekvenčni spekter signalov mehanske hitrosti vrtenja PMSM-ja. Pri krmiljenju hitrosti sta najbolj opazni frekvenci 240 Hz in 720 Hz. Občutno magnitudo imata še frekvenci 10 Hz in 500 Hz. Frekvenčni spekter krmiljenja hitrosti jasno priča, da samodržni navor obstaja in da ni zanemarljiv.

Občutno izboljšanje v valovitosti hitrosti je v režimu hitrostne regulacije. Komponenta 240 Hz močno upade in izboljšava v valovitosti hitrosti je očitna že v časovnem poteku hitrosti. Tudi v realnosti, se že po zvoku in vibracijah, ki jih povzroča PMSM sliši občutni napredek – vibracij je manj, delovanje pa je tišje.

Pri vključitvi repetitivnega regulatorja v sistem pa kljub pričakovanjem ne pride do drastične izboljšave. Najbolj moteča komponenta 240 Hz, ki je že bila praktično odpravljena ostaja približno enaka. Podobno velja za nivo 720 Hz. Da repetitivni regulator le deluje, priča (ne)vsebnost frekvence 10 Hz, rahlo zmanjšanje komponent okrog 500 Hz ter določene frekvence med 10 Hz in 50 Hz, ki pa na sliki 4.7 niso očitne. Čeprav ni občutnega napredka, ki smo ga pričakovali, pa je repetitivna regulacija dokazano uspešna. Seveda repetitivni regulator ne more spraviti motenj pod nivo šuma, vseeno pa ostaja višjeharmonska komponenta 720 Hz, ki ni odpravljena. FIR filter (slika 2.17) in frekvenčna karakteristika sistema (slika 2.15) vplivata na delovanje in diktirata zgornjo frekvenčno mejo delovanja repetitivnega regulatorja. Sistem duši korekcijski signal repetitivnega regulatorja nekje nad 500 Hz (razvidno iz slike 2.15). Tako motnja, ki je prisotna in vpliva direktno na izhodni

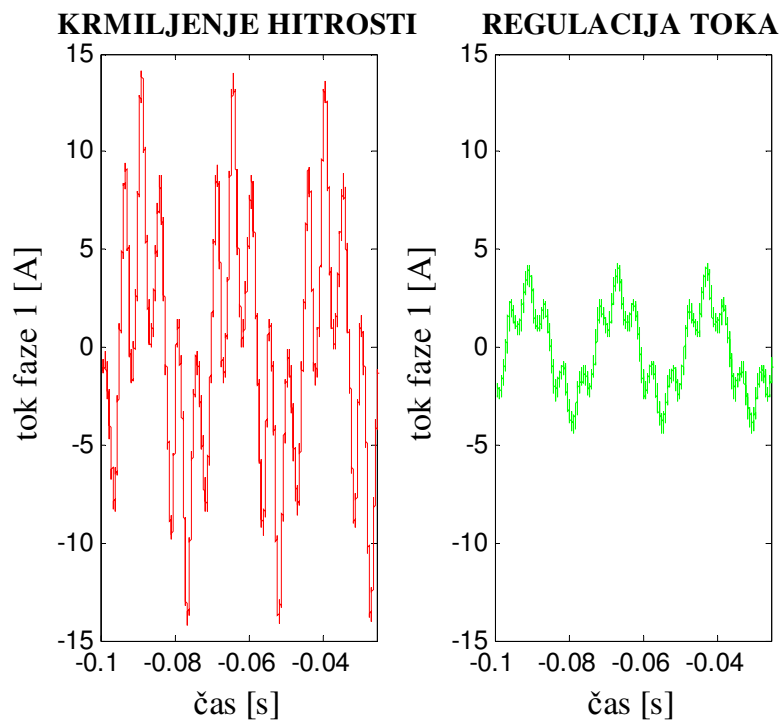
signal ne more biti kompenzirana. To je razlog, da komponenta 720 Hz ni odpravljena.

Toda kljub vsemu repetitivni regulator deluje, le začetna pričakovanja so bila mogoče previsoka. Valovitost hitrosti nekaj promilov pa je v praksi popolnoma zadovoljiva in je s človeškimi čutili ne zaznamo. Kot sem že omenil, je občutni napredek ob prehodu iz krmiljenja na klasično regulacijo hitrosti. Valovitost pade skoraj za faktor 2. Repetitivni regulator pa nima več kaj veliko izboljševati. Naj poudarim, da opisani rezultati veljajo za prosti tek PMSM-ja.

4.4 Vzroki za neizboljšanje razmer pri uporabi repetitivnega regulatorja v prostem teku

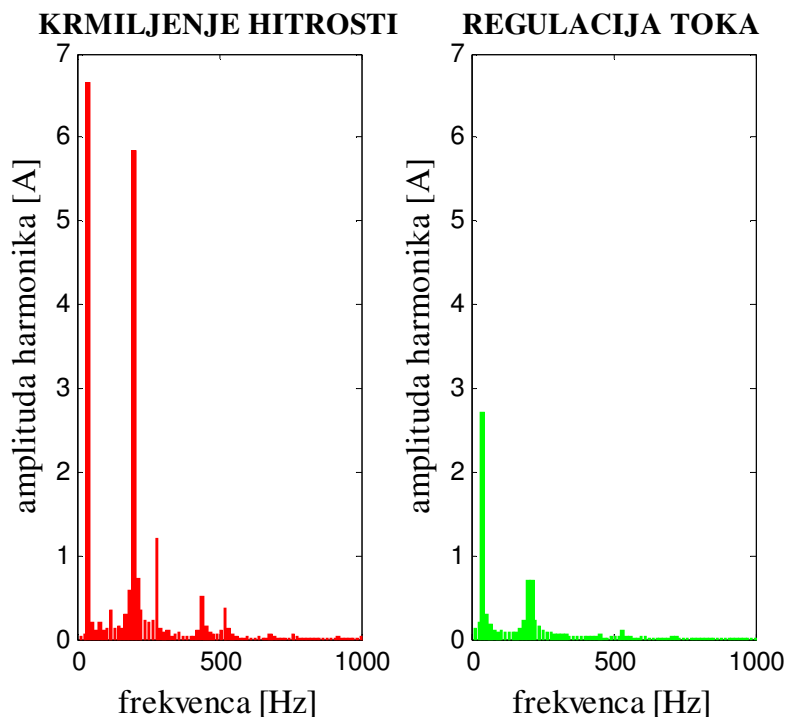
V preteklosti so že bile opravljene nekatere raziskave v zvezi z repetitivno regulacijo na podobnih sistemih. Kontarček [18] je uporabil zelo podobne metode in ugotavlja, da je uporaba repetitivnega regulatorja prinesla precejšno izboljšavo. Primerjavo je vršil z rezultati, ki jih je podala regulacija hitrosti. Zakaj torej v mojem primeru ob uporabi repetitivnega regulatorja ni drastičnih izboljšav? Ob pozorni primerjavi lastnega regulacijskega algoritma in Kontarčkovega, sem ugotovil, da Kontarček ni uporabljal kaskadne regulacije. Hitrost je reguliral samo s PID regulacijo hitrosti, tokovne zanke pa ni bilo. Jaz sem uporabljal kaskadno regulacijo, torej je bila tokovna regulacijska zanka vključena. Če pa je tokovna regulacijska zanka vključena v sistem, pa bolje odpravi pogoške, kot v primeru nekaskadne regulacije.

Slika 4.8 prikazuje časovni potek faznega toka skozi 1. navitje trifaznega PMSM-ja, ki je bil posnet z osciloskopom. Leva slika predstavlja tok v primeru krmiljenja hitrosti, desna pa v primeru regulacije toka. Hitrost vrtenja PMSM-ja je v obeh primerih enaka približno 10 Hz. Ko hitrost krmilimo, je amplituda toka večja kot v primeru, ko reguliramo tok. Razlog ni povsem poznan, je pa prispevek višjih harmonikov, ki vplivajo na povečanje, očitno.



Slika 4.8: Z osciloskopom posnet tok faze 1

Toda dokaz, da tokovni regulator opravi največ in že dodobra odpravi motnje, se skriva v obliki toka. Gre za vsebnost harmonikov, ki je vidna že v časovnem poteku. Korektna primerjava pa je v frekvenčnem spektru obeh tokov, kar prikazuje slika 4.9. Takoj je možno opaziti precej manjšo vsebnost višjih harmonikov ob vključitvi tokovne regulacijske zanke v sistem. Izstopata (električni) komponenti 40 Hz in 200 Hz. Če upoštevamo še polove pare ($p = 4$), se električni frekvenci 40 Hz in 200 Hz toka 1. faze PMSM-ja, v mehanski frekvenci vrtenja rotorja pojavita kot komponenti 10 Hz in 50 Hz.



Slika 4.9: Z osciloskopom posnet fazni tok 1 - frekvenčni spekter

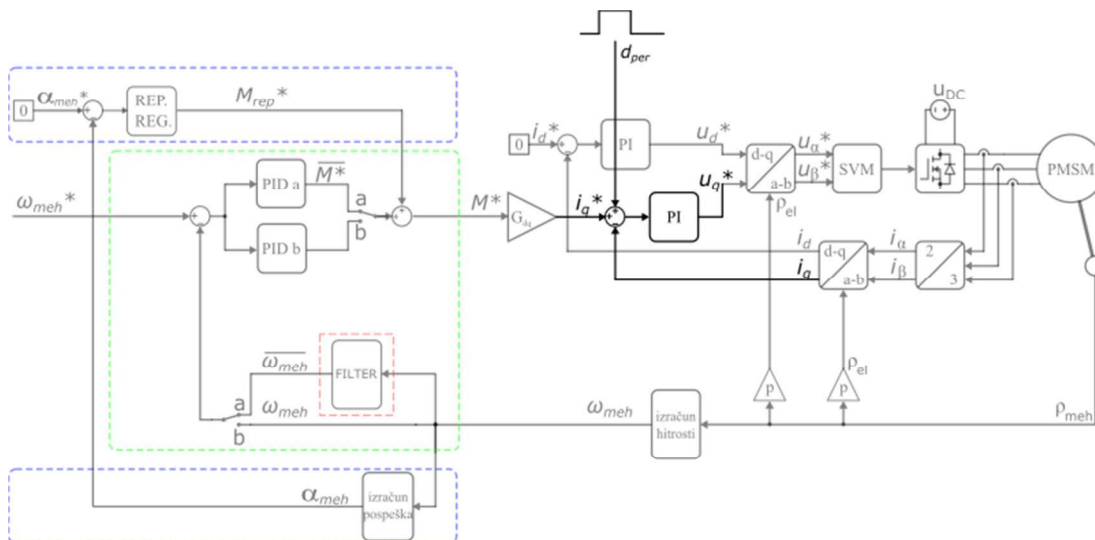
Kot je bilo dokazano, je ob prehodu s krmiljenja na regulacijo hitrosti v primeru kaskadne regulacije, samodržni navor skoraj v celoti odpravljen. Razlika v valovitosti hitrosti je več kot očitna in tudi s čutili (zvok, vibracije) jo lahko zaznamo. Z uporabo repetitivnega regulatorja pa dosežemo le manjše izboljšave (zmanjšanje valovitosti hitrosti), ki jih s človeškimi čutili ne zaznamo, so pa vidne na frekvenčni vsebnosti višjih harmonikov. Opisano velja za odpravljanje samodržnega navora v prostem teku PMSM-ja.

4.5 Vključitev umetne motnje v sistem

Repetitivni regulator torej v primeru prostega teka, ko je amplituda periodične motnje majhna, ne prinese očitnega znižanja valovitosti hitrosti, ker to stori že tokovna regulacijska zanka. A v primeru, ko imamo opravka z bremenom s periodičnim značajem, pa je amplituda periodične motnje relativno velika. Tedaj tudi klasična PID regulacija odpove, do izraza pa pridejo lastnosti repetitivne regulacije.

Breme, ki ima periodično motnjo je najlažje kar simulirati. Želeni vrednosti toka sem tako dodal pulz, ki je imel stopničast potek. Strmine pulza so zelo visoke, v naravi tako nezveznega bremena sploh ni, vendar sem hotel preizkusiti odziv repetitivnega regulatorja v najslabšem primeru bremena. Motnja simulira periodično obremenitev

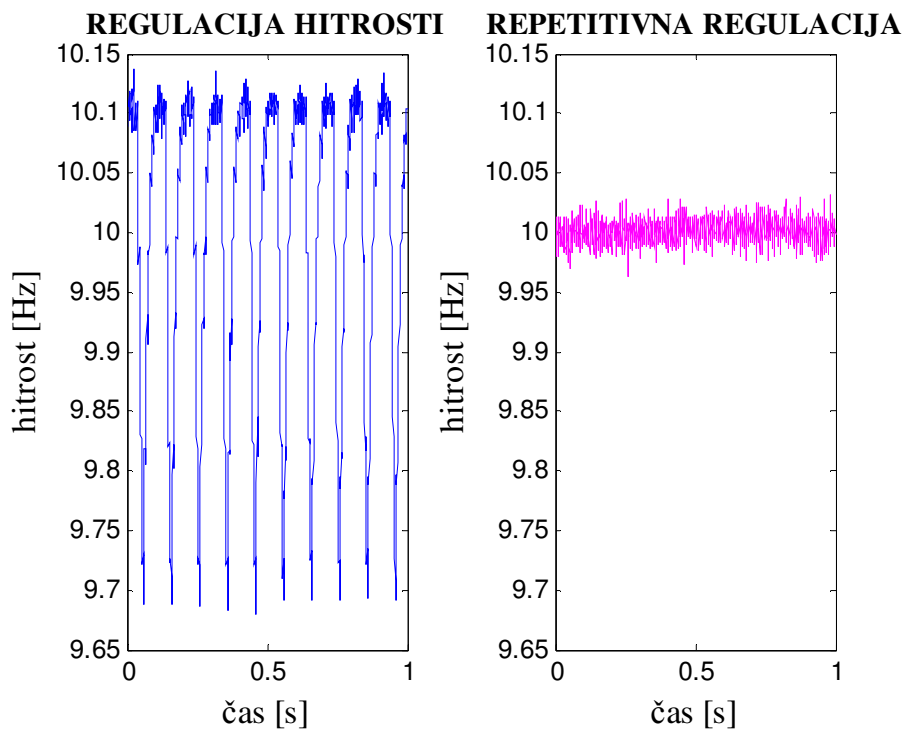
z amplitudo 20% nazivnega bremena. Umetna motnja je različna od 0 v vsakem vrtiljaju, vedno na istem mestu. Simulacijo motnje prikazuje blokovna shema, ki je na sliki 4.10.



Slika 4.10: Del programa, kjer je realizirana umetna motnja

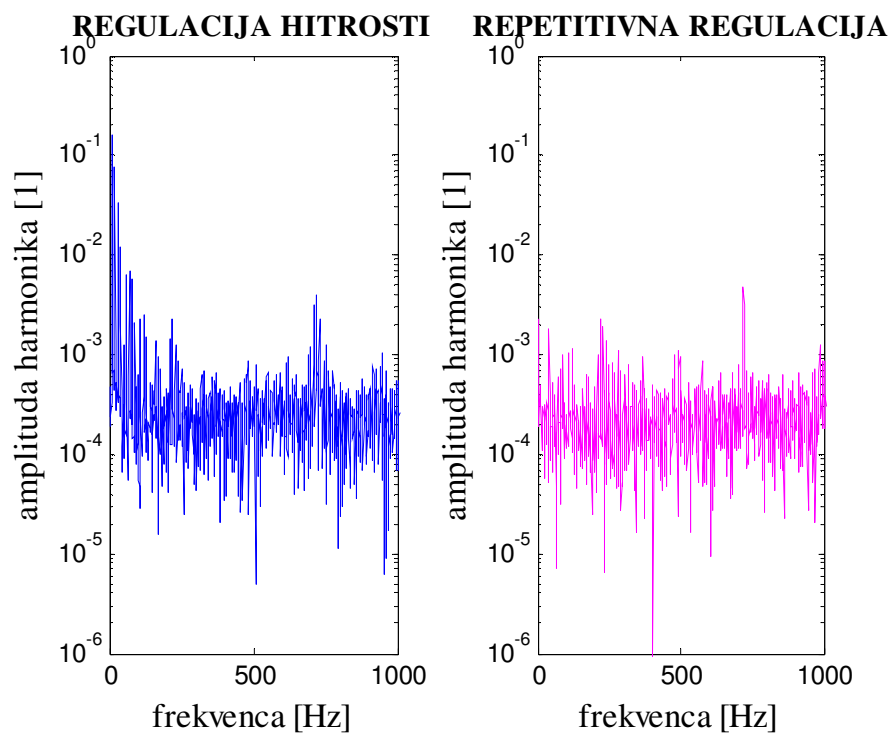
4.6 Rezultati in ugotovitve z implementirano umetno motnjo

V primeru simulirane periodične obremenitve z relativno visoko amplitudo, je valovitost hitrosti vrtenja zelo velika. Če želimo v takšnem primeru doseгти nizko valovitost hitrosti, je uporaba repetitivnega regulatorja obvezna. Primerjava med klasično kaskadno PID regulacijo hitrosti (shema 4.3) in med regulacijo z dodanim repetitivnim regulatorjem (priloga B.1), je na sliki 4.11. Brez uporabe repetitivnega regulatorja je zelo opazna valovitost, ki dosega vrednost 4,6 %, z uporabo repetitivnega regulatorja pa je valovitost le še 0,8 %. Uporaba repetitivnega regulatorja zagotavlja zanemarljivo valovitost hitrosti, saj so vrednosti primerljive s tistimi v prostem teku.

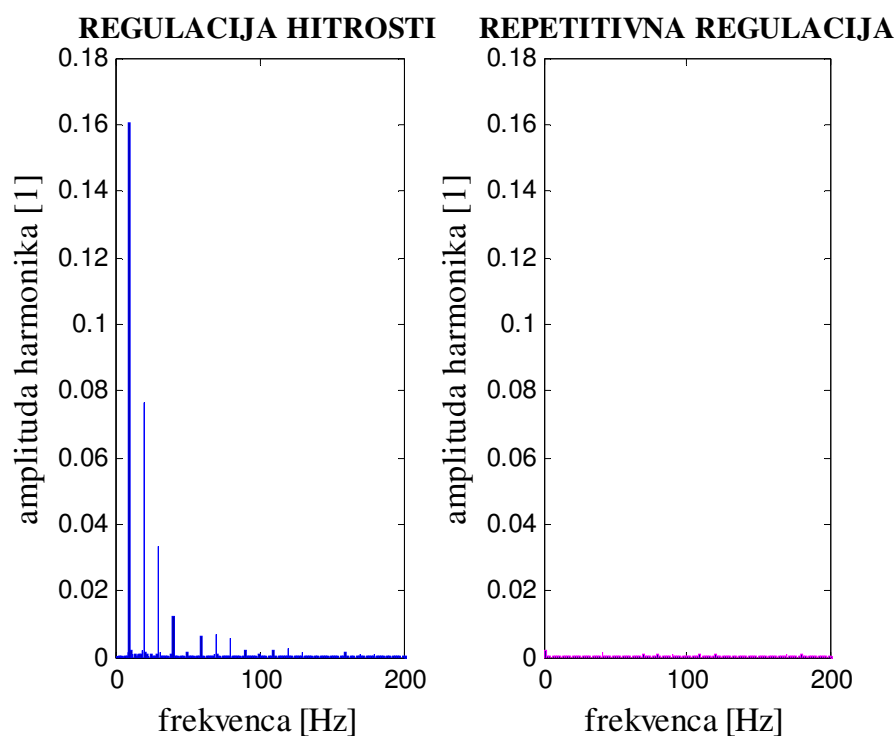


Slika 4.11: Potek hitrosti PMSM-ja v stacionarnem stanju z vključeno umetno motnjo

Za korektno primerjavo je prikazan še frekvenčni spekter na slikah 4.12 in 4.13. Razlika v področju nižjih frekvenc je več kot opazna. Nizkofrekvenčne motnje so praktično popolnoma odpravljene. Slika 4.13 pa prikazuje očitno spremembo v področju nizkih frekvenc in izrazito dušenje.



Slika 4.12: Potek hitrosti PMSM-ja v stacionarnem stanju z vključeno motnjo - frekvenčni spekter s pol-logaritemsko skalo



Slika 4.13: Potek hitrosti PMSM-ja v stacionarnem stanju z vključeno motnjo - povečan frekvenčni spekter pri nizkih frekvencah

Uporaba repetitivnega regulatorja v primeru periodične obremenitve je dokazano smotrna, saj je zelo učinkovita. Je pa treba vložiti precej dodatnega truda, da repetitivno regulacijo vzpostavimo. Težave, ki se lahko pojavljajo pri uporabi so nestabilnost, oteženo parametrisiranje repetitivnega regulatorja in vpliv vzporednega obratovanja repetitivnega in PID regulatorja. Matematična in časovna zahtevnost torej predstavljata največji izziv pri uporabi repetitivnega regulatorja.

Slike od 4.11 do 4.13 dokazujejo upravičeno uporabo repetitivne regulacije. Kljub temu pa se kot vedno srečamo z omejitvami. Navzgor je omejena najvišja frekvenca periodične motnje, ki jo je še možno odpravljati. Pasovno širino določa frekvenčna karakteristika sistema (slika 2.15) ter FIR filter v interni zanki repetitivnega regulatorja (slika 2.17). Obstaja tudi najnižja amplituda periodične motnje, kjer je uporaba repetitivnega regulatorja še smotrna. To določa tokovna regulacijska zanka, ki je zmožna pogreške nižjih amplitud že sama kompenzirati.

5 Zaključek

Osnovna tematika mojega raziskovanja je bila repetitivna regulacija. Matematično, teoretično in praktično spada med zahtevne algoritme, njena uporaba v praksi pa ni prav pogosta.

Repetitivna regulacija je bila dodana regulaciji hitrosti sinhronskega stroja s trajnimi magneti. Ta tip električnih strojev ima izrazit samodržni navor, zato hitrost PMSM-ja že v prostem teku precej niha. Matematično nihanje hitrosti opišemo z valovitostjo hitrosti. Bolj, ko hitrost niha, večja je valovitost. In PMSM ima v prostem teku občutno valovitost hitrosti.

Na začetku sem predvideval, da s klasično PID regulacijo v prostem teku ni možno dovolj dobro odpraviti samodržnega navora, zato je bil dodan repetitivni regulator.

A primerjave rezultatov so pokazale, da kaskadna regulacija hitrosti že dovolj dobro odpravi valovitost dejanske vrtilne hitrosti. Izkazalo se je, da je tokovna regulacija tista, ki to zagotovi. Tako ob vključitvi repetitivnega regulatorja v sistem ni občutne izboljšave. Malo napredka v posameznih harmonskih komponentah je sicer opaziti, toda za realizacijo delujoče repetitivne regulacije je treba vložiti preveč truda, da bi bila uporaba upravičena. To je tudi razlog, da v praksi po navadi ne srečamo repetitivnega regulatorja, saj je enostavno prezapleten in ne zagotavlja občutnega izboljšanja. Uporaba repetitivnega regulatorja za odpravljanje samodržnega navora v tej aplikaciji torej ni smotrna zaradi prenizke pasovne širine repetitivnega regulatorja.

Repetitivni regulator v splošnem zagotavlja odpravo periodičnih motenj. Samodržni navor je periodična motnja z nizko amplitudo, toda zaradi že opisanih razlogov se uporaba repetitivnega regulatorja ne izplača. Ampak, ko breme izkazuje periodični značaj z občutno amplitudo in v področju nizkih frekvenc, takrat tudi kaskadna regulacija hitrosti ne zagotavlja dovolj dobrih rezultatov. Če je v stacionarnem stanju zahteva po zelo točni vrtilni hitrosti in je v sistem vključeno periodično breme, tega s klasično kaskadno PID regulacijo ne moremo zagotoviti. Zato pa v tem primeru do izraza pridejo lastnosti repetitivnega regulatorja, ki tem zahtevam lahko zadosti in je zmožen odpraviti periodične motnje večjih amplitud.

V sklopu raziskovanja sem v sistem vsilil umetno motnjo, ki ima nenaravno pulzno obliko z opazno amplitudo. Valovitost hitrosti v primeru takšnega obratovanja (brez

repetitivne regulacije) je bila precej velika, vibracije pa so povzročale hrup. Ob vklopu repetitivnega regulatorja pa se je hrup sčasoma občutno zmanjšal, valovitost hitrosti na koncu pa je bila majhna in približno enaka kot v primeru, ko bremena ni bilo. Bremena s takšno strmino kot jo je imela umetna motnja v naravi ni, zato lahko v primeru realnih periodičnih bremen pričakujemo še boljše rezultate.

V nadaljevanju bi bilo treba preizkusiti delovanje repetitivnega regulatorja na realni periodični motnji in opraviti podrobno analizo v več obratovalnih točkah, z vsemi štirimi izračuni hitrosti in z vsemi štirimi izračuni pospeška. Če bi bili odzivi vedno uspešni, bi lahko takšna aplikacija zaživela tudi kje v industriji oz. v tehniki. Primeri takšnih aplikacij so vsi sklopi elektromotorjev in motorjev z notranjim izgorevanjem (npr. hibridna vozila, batni kompresorji, ...) in bi bili primerni za implementacijo repetitivne regulacije. Seveda pa bi bilo treba izvesti tudi ukrepe za zvišanje frekvenčne meje delovanja repetitivnega regulatorja.

Nadaljnje raziskave terja tudi tokovna regulacijska zanka, ki odpravlja pogoške nizkih amplitud. Zanimivo bi bilo ugotoviti točen vzrok, zakaj v tako veliki meri prispeva k zmanjšanju valovitosti hitrosti PMSM-ja.

Na podlagi rezultatov si upam trditi, da je implementacija repetitivnega regulatorja primerna za pogone, kjer prevladuje režim delovanja s konstantno želeno vrednostjo hitrosti, kjer se zahteva relativno visoka točnost vrtilne hitrosti. Seveda pa je treba upoštevati omejitve repetitivnega regulatorja, da odpravlja le periodične motnje in da ne more valovitosti hitrosti zmanjšati pod nivo šuma.

Uporaba repetitivnega regulatorja je omejena na pogone s periodičnim bremenom, v pogonih s pogostim spreminjanjem hitrosti in z nepredvidenimi bremenimi pa ni smotrna.

Poudariti pa je treba, da uspešno repetitivno regulacijo pogojuje natančno merjenje hitrosti. Uporabljen CAP enota je v mojem primeru že bila implementirana v mikroprocesorju. Brez natančnega merjenja hitrosti, pa je zelo težko realizirati zahtevne algoritme. Če napake niti ne zaznamo, kako jo potem lahko odpravimo?

Literatura

- [1] S. Morimoto, "Trend of permanent magnet synchronous machines," *IEEEJ Trans. Electr. Electron. Eng.*, vol. 2, no. 2, pp. 101–108, Mar. 2007.
- [2] "Lessons In Electric Circuits -- Volume II (AC) - Chapter 13." [Online]. Available: https://www.ibiblio.org/kuphaldt/electricCircuits/AC/AC_13.html. [Accessed: 10-May-2016].
- [3] A. Černigoj and R. Fišer, "Konstrukcijski ukrepi za zmanjšanje samodržnega vrtilnega momenta sinhronskega motorja s trajnimi magneti," *Elektrotehniški Vestn.*, vol. 74, no. 4, pp. 207–212, 2007.
- [4] V. Ambrožič, *Sodobne regulacije pogonov z izmeničnimi stroji*. Ljubljana: Fakulteta za elektrotehniko, 1996.
- [5] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, Third edition. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2013.
- [6] H. Neugebauer, "Parameter identification of a permanent magnet synchronous motor," 2012.
- [7] T. L. Skvarenina, Ed., *The power electronics handbook*. Boca Raton, Fla: CRC Press, 2002.
- [8] C. G. -, W. Z. -, Z. Y. -, and Z. J. -, "Realization of Random Space Vector Pulse Width Modulation Based on Infineon Tricore TC1767/TC1797," *Int. J. Digit. Content Technol. Its Appl.*, vol. 6, no. 20, pp. 624–632, Nov. 2012.
- [9] R. Cajhen, *Regulacije*. Ljubljana: Založba FE in FRI, 1990.
- [10] G. Modrijan, "Repetitivna regulacijska metoda za korekcijo periodičnih električnih veličin," Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 2006.
- [11] "Introduction to Finite Impulse Response Filters for DSP | Embedded Systems Experts." [Online]. Available: <http://www.barrgroup.com/Embedded-Systems/How-To/Digital-Filters-FIR-IIR>. [Accessed: 18-May-2016].
- [12] W. S. Smith, *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, vol. 1999. San Diego, California: California Technical Publishing.
- [13] R. Petrella, M. Tursini, L. Peretti, and M. Zigliotto, "Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis," in *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP'07. International Aegean Conference on*, 2007, pp. 780–787.
- [14] M. Čurkovič, A. Hacı, K. Jezernik, and M. Franc, "Meritev hitrosti z inkrementalnim dajalnikom." [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/265002996_Meritev_hitrosti_z_inkrementalnim_dajalnikom. [Accessed: 09-May-2016].
- [15] "A Differentiator With a Difference - Rick Lyons." [Online]. Available: <https://www.dsprelated.com/showarticle/35.php>. [Accessed: 20-Jun-2016].

- [16] P. Holobrodsko, "Smooth noise-robust differentiators." [Online]. Available: http://www.holobrodsko.com/pavel/numerical-methods/numerical-derivative/smooth-low-noise-differentiators/#noiserobust_2. [Accessed: 23-May-2016].
- [17] J. H. Painter, D. Kerstetter, and S. Jowers, "Reconciling steady-state Kalman and alpha-beta filter design," *Aerosp. Electron. Syst. IEEE Trans. On*, vol. 26, no. 6, pp. 986–991, 1990.
- [18] A. Kontarček, "Odpravljanje valovitosti navora pri brezkrtačnem električnem motorju," Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 2010.
- [19] V. Bobek, "Pmsm electrical parameters measurement," *Free. Semicond. Inc Appl NoteAN4680*, pp. 7–14, 2013.

Dodatek

V dodatku bodo predstavljeni parametri in nazivni podatki uporabljenega sinhronskega stroja s trajnimi magneti ter končna shema algoritma za odpravljanje valovitosti hitrosti, ki vključuje repetitivno regulacijo.

A Nazivni podatki in parametri PMSM-ja

Pri svojem raziskovanju sem uporabljal sinhronski stroj s trajnimi magneti in zunanjim rotorjem. Ker ni imel nikakršne napisne tablice, niti nobene oznake, so bili nazivni podatki pridobljeni le z ustnim izročilom, parametri PMSM-ja pa so bili izmerjeni [19].

NAZIVNI PODATKI (približne vrednosti):

$$P_n = 500 \text{ W}$$

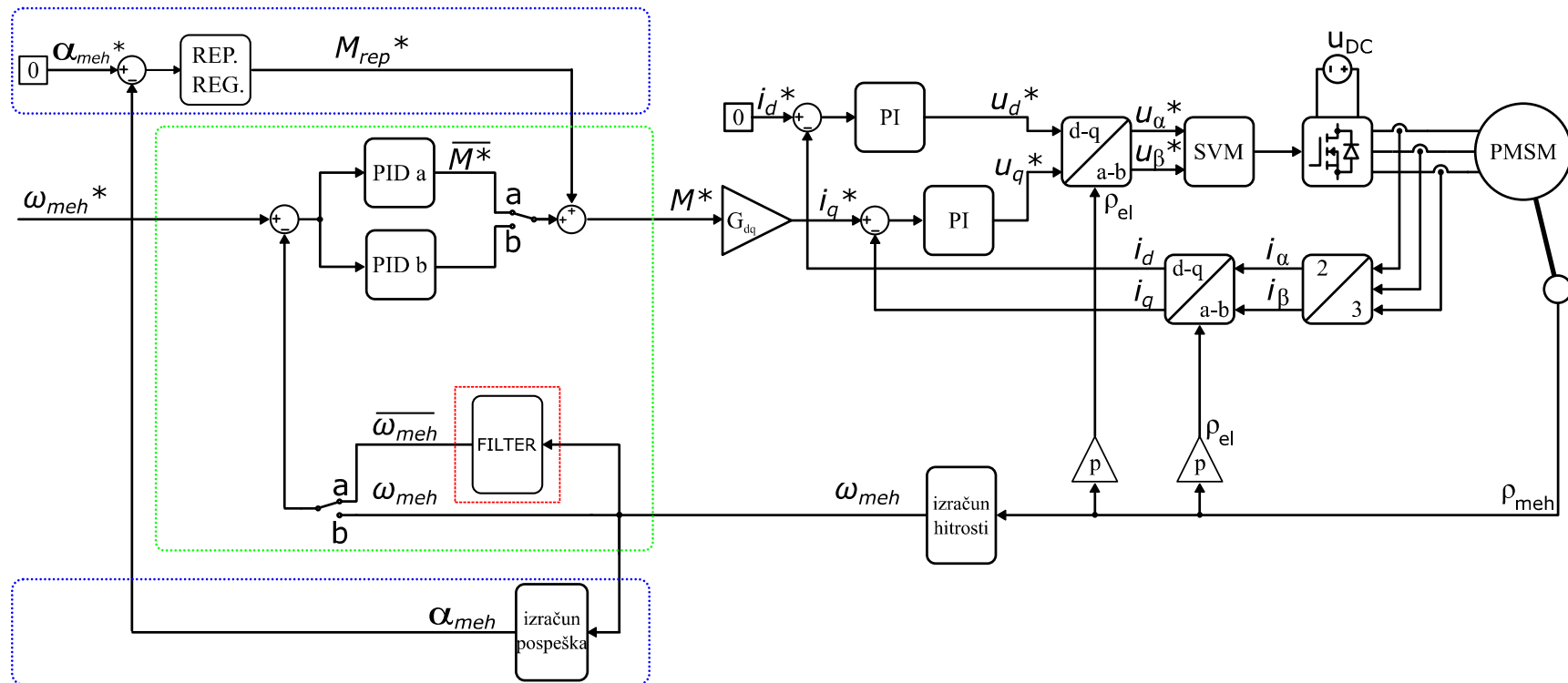
$$U_n = 12 \text{ V}$$

$$I_n = 50 \text{ A}$$

PARAMETRI PMSM-JA:

1. $p = 4$
2. $R_{faze} = 46,9 \text{ m}\Omega$
3. $L_{d,povprecna} = 24 \text{ }\mu\text{H}$
4. $L_{q,povprecna} = 56 \text{ }\mu\text{H}$
5. $\psi_{rot} = 0,01963 \text{ Wb}$
6. $J = 0,00474 \text{ kgm}^2$

B Končna shema repetitivne regulacije



Slika B.1: Končna shema repetitivne regulacije pospeška in hkratne PID regulacije hitrosti (brez poslabšanja dinamike pogona)