

Univerza v Ljubljani
Fakulteta za elektrotehniko

Marko Buršič

Navodila in predloga za izdelavo diplomskega in magistrskega dela

Diplomsko delo

Mentor: prof. dr. Damijan Miljavec

Ljubljana, 2016

Zahvala

V zahvali se kandidati zahvali mentorju in poimensko tudi vsem sodelavcem in prijateljem, ki so pomagali in prispevali pri delu v laboratoriju, na računalniku, v delavnici, pri tehnični izdelavi dela in drugje.

Vsebina

1	Uvod	5
2	Dajalniki pozicije	7
2.1	Hall senzor	7
2.2	Resolver	9
2.3	Optični inkrementalni dajalnik	13
2.3.1	Meritev hitrosti z inkrementalnim dajalnikom	15
2.3.1.1	Metoda merjenje frekvence	16
2.3.1.2	Metoda merjenje periode	17
2.3.1.3	Kombinirana metoda merjenja frekvence in periode	17
2.3.2	Sin/Cos inkrementalni dajalnik	18
2.4	Absolutni optični dajalnik	19
2.5	Večobratni števec	20
3	Električni stroji	23
3.1	Enosmerni kolektorski motor s tujim vzbujanjem	24
3.2	Enosmerni brezkrtačni motor - BLDC	28
3.3	Sinhronski motor s trajnimi magneti	28
3.3.1	Orientacija polja	28

3.3.1.1	Prostorski vektor	28
3.3.1.2	Clarkina preslikava $(a, b, c) \rightarrow \alpha, \beta$	29
3.3.1.3	Parkova preslikava	30
3.3.1.4	Inverzna Parkova in Clarkina preslikava	32
3.4	Asinhronski motor	33
3.4.0.1	Krmiljenje z U/f karakteristiko	34
3.4.0.2	Vektroski način krmiljenja	34
3.4.0.3	Tehnika 87Hz	34
3.4.0.4	Pogoste težave frekvenčnih pretvornikov	34
4	Mehanska prilagoditev stroja	37
4.0.1	Mehanska resonanca in anti-resonanca	38
5	Teorija regulacij in krmiljenja	41
5.0.1	Kaskadni regulacijski krog	44
5.0.2	Vodena regulacija	46
5.0.3	Digitalni regulator	46
5.0.4	Implementacija digitalnega PID regulatorja	48
5.0.5	Optimiranje regulatorja po Zieglerju in Nicholu	49
5.0.6	Generator trajektorije	50
6	Praktična realizacija krmiljenja pomika in odreza žage s Simulation/Sinamics	55
6.0.1	Uvod	55
6.0.2	Izbira motorjev	56
6.0.3	Napajalni modul	58

6.0.4	Valji pomika deske	59
6.0.5	Pozicijska zanka	60
6.0.6	Hitrostna zanka	60
6.0.7	Momentna zanka	60
7	primeri latex	65
A	Primer kode PID regulatorja	71

Seznam slik

2.1	Osnovna zgradba Hall elementa	8
2.2	Hall senzor z digitalnim izhodom	8
2.3	Primerjava med unipolarno in bipolarno obilko histereze	9
2.4	Zgradba resolverja	10
2.5	Napetostni signali resolverja	11
2.6	Blokovna shema metode Angle Tracking Observer	12
2.7	Poenostavljena zgradba inkrementalnega dajalnika	13
2.8	Disk inkrementalnega enkoderja	14
2.9	Uklon na mrežici	15
2.10	Izhodni signali inkrementalnega enkoderja	15
2.11	Diferencialni ojačevalnik ima na izhodu sinusni signal	16
2.12	Metoda merjenja frekvence	16
2.13	Metoda merjenja periode	17
2.14	Merilna enota Sin/Cos enkoderja	19
2.15	Disk absolutnega enkoderja 10 prog	19
2.16	Primer zgradbe večobratnega mehanskega števca	20
3.1	Pogon s kolektorskim enosmernim tuje vzbujanim motorjem	23

3.2	Vezni model tuje vzbujačnega enosmernega motorja	25
3.3	Karakteristika navor/hitrost	27
3.4	Blokovni diagram enosmernega motorja [9]	27
3.5	Kompleksni vektor statorskega toka [11]	29
3.6	Clarkina preslikava trifaznega sistema v $\alpha\beta$ koordinatni sistem . .	30
3.7	Parkova preslikava v dq koordinatni sistem	31
3.8	Inverzna Parkova preslikava iz dq v $\alpha\beta$ koordinatni sistem	32
3.9	Prečni prerez asinhornskega motorja s kratkostično kletko	33
3.10	Tokovni pulzi zaradi parazitne kapacitivnosti kabla	34
3.11	Dušilka na izhodu iz frekvenčnega pretvornika	35
4.1	Mehanski reduktor	37
4.2	Sklopljen sistem dveh vztrajnostnih mas	38
5.1	Krmilni sistem	41
5.2	Reguliran/zaprtozančni sistem	42
5.3	Linearizacija sistema v delovni točki	42
5.4	Kombiniran sistem	43
5.5	Enostavna regulacija pozicije	45
5.6	Kaskadna regulacija pozicije	45
5.7	Vodena regulacija	47
5.8	Digitalen regulator	47
5.9	Vrste odziva na skočno spremembo: stabilno, nestabilno, na meji stabilnosti	50
5.10	Trapezni profil hitrosti	51

5.11	S-profil hitrosti	52
6.1	Prikaz delovanja	56
6.2	Karakteristike servo motorjev	57
6.3	Vnos mehanskih podatkov	57
6.4	Izračunana karakteristika obremenitve/delovanja	58
6.5	Vezava napajalnega modula [18]	61
6.6	Pozicijska zanka s kasnjenjem in feedforward	62
6.7	Hitrostna zanka s kasnjenjem	62
6.8	Predpriprava tokovne zanke	63
6.9	Tokovni regulatorji q in d-osi	63

Seznam tabel

1	Veličine in simboli	xv
2.1	Primerjava prehoda stanj v binarni in Gray kodi	20
5.1	Priporočila Zieglerja in Nicholisa	49

Seznam uporabljenih simbolov

V pričujočem zaključnem delu so uporabljeni naslednje veličine in simboli:

Veličina / oznaka		Enota	
Ime	Simbol	Ime	Simbol
čas	t	sekunda	s
frekvenca	f	Hertz	Hz
obodna hitrost	ω	-	rad/s
hitrost	v	-	m/s
kotni pospešek	α	-	rad/s ²
linearni pospešek	a	-	m/s ²
sila	F	Newton	N
masa	m	kilogram	kg
moment	M	Newtonmeter	Nm
vztrajnostni moment	J	-	kgm ²
napestost	U	Volt	V
tok	I	Ampere	A
upornost	R	Ohm	Ω
prevodnost	G	Siemens	S
induktivnost	L	Henry	H
kapacitivnost	C	Farad	F
gostota magnetnega pretoka	B	Tesla	T
jakost magnetnega polja	H	-	A/m
nekaj		-	-

Tabela 1: Veličine in simboli

Pri čemer so vektorji in matrike napisani s poudarjeno pisavo. Natančnejši pomen simbolov in njihovih indeksov je razviden iz ustreznih slik ali pa je pojasnjen v spremljajočem besedilu, kjer je simbol uporabljen.

Povzetek

V pričujočem delu so predstavljena navodila za izdelavo zaključnega dela na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Zaključno delo predstavlja diplomsko delo na prvi stopnji ter magistrsko delo na drugi stopnji izobraževalnega programa.

V povzetku v slovenščini in v angleščini kandidat navede glavne rezultate dela, zato naj povzetek seznani bralca z jedrom dela na način, ki je običajen za pisanje krajših člankov ali referatov. Obseg povzetka je za Repozitorij Univerze v Ljubljani omejen na tisoč znakov.

Povzetek se naj prične z opisom in definicijo problema. Nadaljuje se naj z opisom uporabljenih metod in postopkov, ki so privedli do rečitve. Na koncu naj bodo opisani rezultati dela in glavni zaključki, ki iz rezultatov izhajajo.

Za tem se na isti strani navede če ključne besede v slovenščini in v tujem jeziku.

Ključne besede: beseda1, beseda2, beseda3

Abstract

The thesis addresses ...

Key words: word1, word2, word3

1 Uvod

Uvod v zaključno delo ima namen, da uvede bralca v tematiko zaključnega dela. V njem kandidat razčleni zahteve in cilje zaključnega dela, po literaturi povzame znane rečitve in oceni njihov pomen za zaključno delo. Sklicevanje na literaturo se v besedilu označi s čtevilko v oglatem oklepaju, ki jo ima ta v seznamu uporabljenih virov, in po potrebi navede strani, npr. [?]

2 Dajalniki pozicije

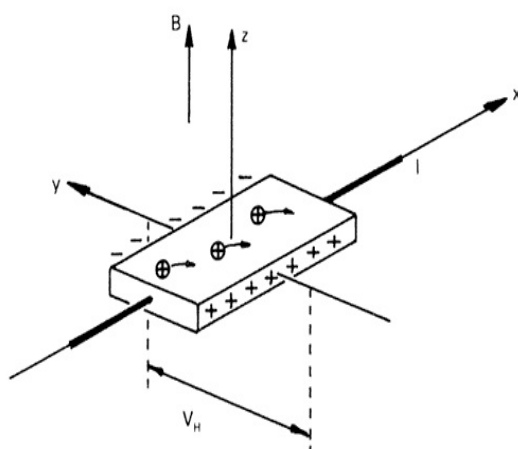
2.1 Hall senzor

Hall-ov pojav je posledica toka skozi prevodnik, ki se nahaja v magnetnem polju. Slika 2.1 prikazuje tanek sloj prevodnika (Hall element) skozi katerega teče tok v smeri x-osi. Priključne sponke izhodnega signala se nahajajo na obeh robovih elementa na y-osi, zunanje magnetno polje pa deluje v smeri z-osi. V kolikor zunanje magnetno polje ni prisotno, se elektroni pomikajo vzdolž x-osi v ravni smeri in na izhodnih sponkah ni zaznati razlike napetosti. V primeru prisotnosti zunanjega magnetnega polja, ki je pravokotno na smer gibanja elektronov le-ti občutijo t.i. Lorenz-ovo silo, ki povroča ukrivljanje smeri tako, da se na eni strani nabirajo elektroni, na drugi pa vrzeli in tako je možno izmeriti napetost V_H , kot razliko v potencialu med obema robovi elementa. [1]

Napetost V_H je premosorazmerna produktu toka skozi element in gostoto magnetnega pretoka.

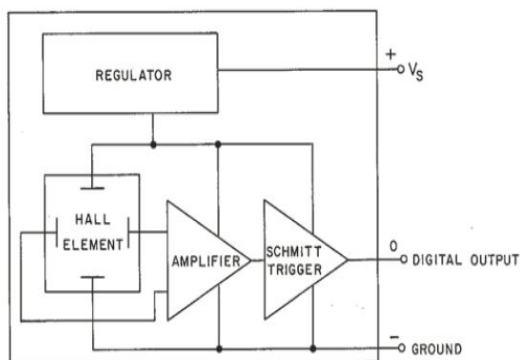
$$V_H \propto I \times B \quad (2.1)$$

Hall sensorje odlikuje jih velika robustnost, hitra odzivnost ter nizka cena zato imajo veliko uporabo v industrijski elektroniki, kot naprimer tokovni merilniki, senzorji prisotnosti,...itd v brezkrtačnih enosmernih motorjih se jih uporablja kot absolutne dajalnike pozicije rotorja, v absolutnih dajalnikih pozicije pa kot dekodirniki števca obratov. V nadaljevanju se bomo osredotočili le na uporabo



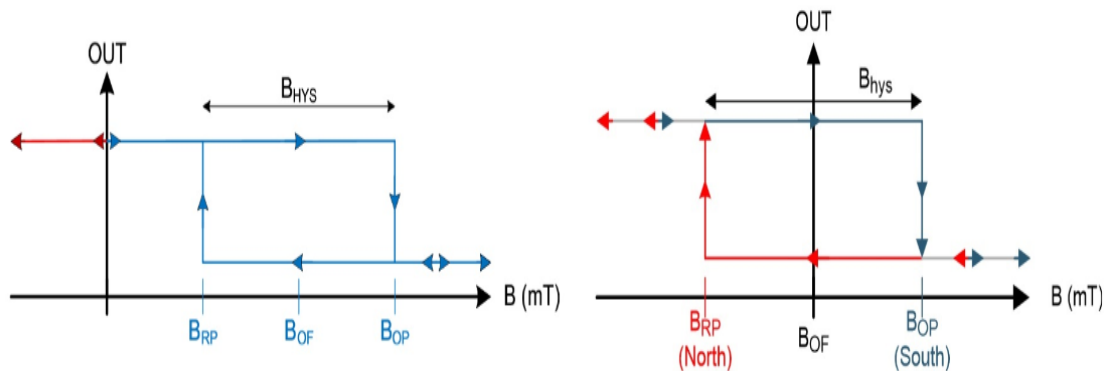
Slika 2.1: Osnovna zgradba Hall elementa

senzorjev kjer nas analogna vrednost gostote magnetnega pretoka ne zanima, pač pa samo pristonost le-tega. V ta namen je potrebno preoblikovati izhodno napetost V_H v digitalen signal.



Slika 2.2: Hall senzor z digitalnim izhodom

Na sliki 2.2 je prikazana zgradba senzorja z digitalnim izhodom vključeno/izklopljeno. Diferencialna napetost hall-ovega elementa je naprej ojačana z uporabo operacijskega ojačevalnika in nato preoblikovana v digitalen izhod s pomočjo schmitt triggerja, ki poskrbi za ustrezno histerezo med obema stanji izhoda. Glede na delovno področje histereze sta možna dva tipa: unipolarni in bipolarni.



Slika 2.3: Primerjava med unipolarno in bipolarno obliko histereze

Unipolarni tip je namenjen za senzorje za zaznavo prisotnosti magnetnega pretoka, bipolarni pa je namenjen zaznavi prehoda magnetnih polov in je zato primeren kot sestavni del dajalnika pozicije.

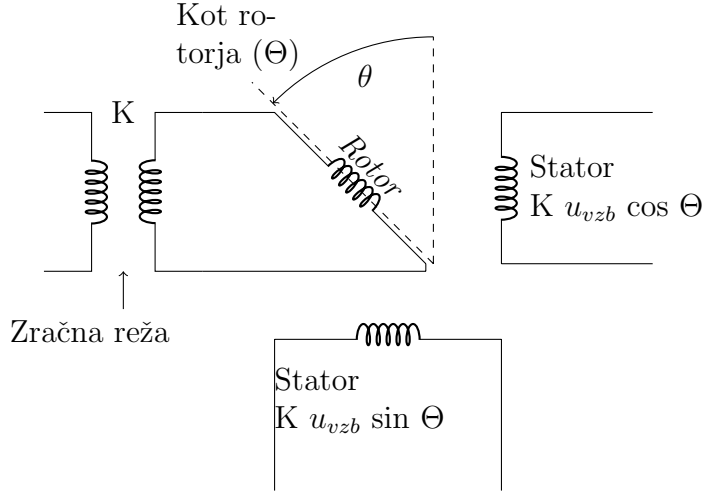
2.2 Resolver

Resolver imenujemo v žargonu tudi rotirajoči transformator, je zelo robusten in cenovno zelo ugoden način merjenja kotne pozicije in hitrosti, . V primerjavi z ostalimi dajalniki pozicije ima resolver določene prednosti kot so:

- zmožnost delovanja v izjemno težkih okoljskih pogojih, kot so prah, vlaga in visoka temperatura
- so izjemno mehansko odporni na udarce in pospeške
- delujejo tudi pri zelo visoki vrtilni hitrosti brez izgube natančnosti

Zaradi teh odličnih lastnosti ima veliko uporabo v vojaški in letalski tehniki ter v industrijskih servo pogonih kot absolutni dajalnik pozicije rotorja motorja. Seveda imajo tudi slabe lastnosti kot so: slabša natančnost primerljiva z optičnimi

enkoderji, potrebuje zelo hiter AD pretvornik in zmogljiv procesor, ki pretvori analogno obliko signala v digitalno obliko pozicije in hitrosti.



Slika 2.4: Zgradba resolverja

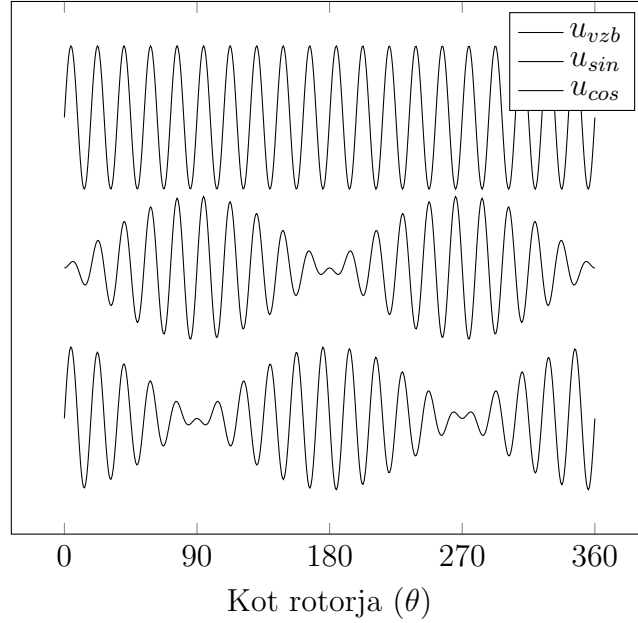
Na sliki 2.4 je prikazana osnovna zgradba resolverja. Na statorju se nahajajo vzbujačno navitje ter dve navitji iz katerih dobimo povratni signal sin in cos. Skozi primarno navitje transformatorja je pritisnjena sinusna vzbujačna napetost, katera inducira tok v sekundarnem (rotorskem) tokokrogu, ki je v fazi s primarnim tokom in nedrvisen od položaja rotorja in teče skozi drugo navitje rotorja, ki ima izražene pole. Rotorski tok, inducira napetost v statorskih navitjih sin in cos, ki sta geometrično zamaknjeni za 90 stopinj. Zaradi izraženosti polov rotorja in geometrične postavive sin cos navitij, so napetosti odvisni od položaja rotorja. Običajna vrednost amplitude vzbujačne napetosti U_{vzb} je $1V_{pp}$, frekvenca pa se giblje nekje med 1-10kHz.

$$u_{vzb} = U_{vzb} \sin \omega t \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} u_{cos} &= K u_{vzb} \cos \Theta \\ u_{sin} &= K u_{vzb} \sin \Theta \end{aligned} \quad (2.3)$$

V enačbah 2.3 sta prikazana odvisnost napetosti med sin in cos navitjema

ter vzbujalno napetostjo resolverja, na sliki 2.5 pa tudi njihov potek.



Slika 2.5: Napetostni signali resolverja

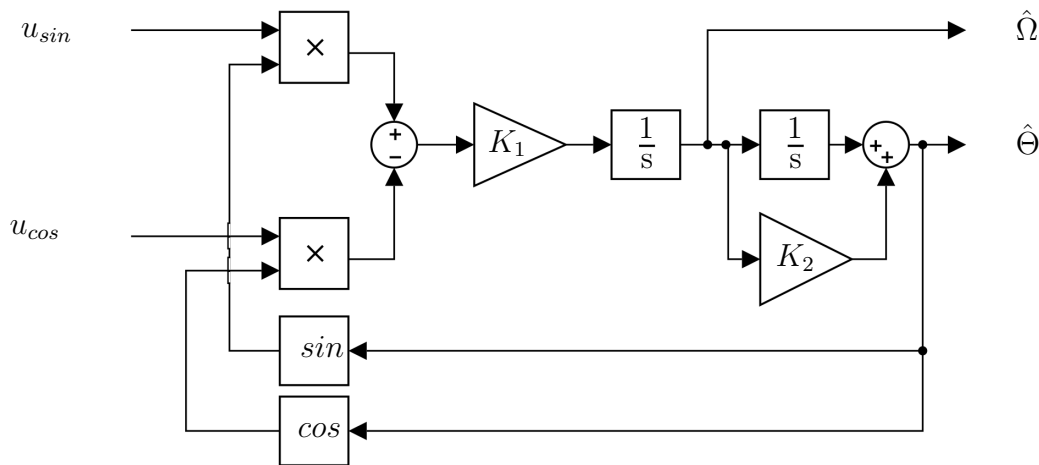
$$\frac{u_{sin}}{u_{cos}} = \frac{K u_{vzb} \sin\Theta}{K u_{vzb} \cos\Theta} = \frac{\sin\Theta}{\cos\Theta} = \tan\Theta \quad (2.4)$$

$$\Theta = \arctan\left(\frac{u_{sin}}{u_{cos}}\right)$$

Konstanta K je sklopni faktor, odvisen je od velikosti reže ter razmerja ovojev med primarjem in sekundarjem. Ta podatek je pomemben pri izbiri resolverja z že podanim AD pretvornikom, saj le-ti imajo merilno območje prilagojeno prav na sklopni faktor K . Iz enačbe 2.4 je razvidno, da padec napetosti zaradi ohmske upornosti, kot tudi različen sklopni faktor nimajo nikakršnega vpliva na točnost meritve vse dokler je povraten signal v merilnem območju AD pretvornika, to dosežemo z izborom resolverja, kateri ima ustrezen sklopni faktor.

Kot rotorja Θ se lahko izračuna na preprost način, kot prikazano v enačbi 2.4, ta metoda je najbolj natančna, če se vzorci signala zajemajo v točki maksi-

malne napetosti. Poleg rotorskega kota je zaželeno, da nam dajalnik podaja tudi hitrost, zato so se razvile različne metode, ki so bolj natančne in izračunajo tudi hitrost. Novejša metoda v uporabi se imenuje sledenje opazovanega kota (*angl. Angle Tracking Observer*). Blokovna shema metode prikazana na sliki 2.6, temelji na zaprtozančnem sistemu, pri čemer primerjamo signala resolverja u_{sin} in u_{cos} z njihovima približkoma. Podobno kot pri vskem zaprtozančnem sistemu je smisel čimbolj zmanjšati statični pogrešek. Pogrešek opazovanega kota je razlika med pravim kotom Θ in približkom $\hat{\Theta}$ [2]. Za izračun pogreška z danima signalima u_{sin} in u_{cos} se poslužujemo svojstva trigonometrične funkcije $\sin(\Theta - \hat{\Theta}) = \sin \Theta \cos \hat{\Theta} - \cos \Theta \sin \hat{\Theta}$ in njena realizacija se na sliki 2.6 vidi kot vhodni signal v ojačevalnik K_1 . Sedaj bi lahko sledil logičen sklep, da je potrebno izračunati še inverzno trigonometrično funkcijo arcsin, če želimo dobiti razliko $\Theta - \hat{\Theta}$. Ponovno izrabimo svojstvo trigonometrične funkcije in zapišemo, da za majhne odmike velja $\sin(\Theta - \hat{\Theta}) \approx \Theta - \hat{\Theta}$. Sistem sledenja sestoji iz integratorja in PI regulatorja, prenosna funkcija zaprte zanke je prikazana v enačbi 2.5, nadalje pa se za lažjo predstavo prenosno funkcijo opiše kot člen drugega reda, pri čemer je ω_n lastna frekvenca, ξ pa faktor dušenja [3]. Ustrezna izbira parametrov omogoča odziv na enotino stopnico tako, da ima izhodni signal čim hitrejši odziv s čim manjšim prenihajem.



Slika 2.6: Blokovna shema metode Angle Tracking Observer

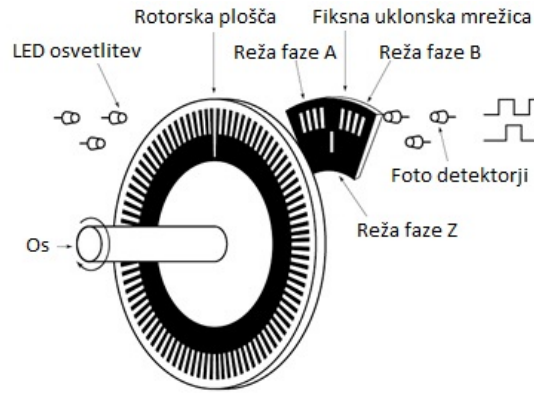
$$H(s) = \frac{\hat{\Theta}}{\Theta} = \frac{K_1(1 + K_2s)}{s^2 + K_1K_2} \quad (2.5)$$

$$H(s) = \frac{\omega_n^2(1 + 2\xi s/\omega_n)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \approx \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.6)$$

$$K_1 = \omega_n^2$$

$$K_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (2.7)$$

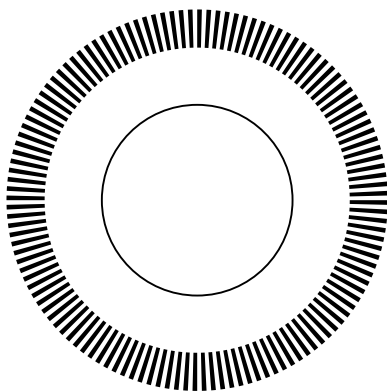
2.3 Optični inkrementalni dajalnik



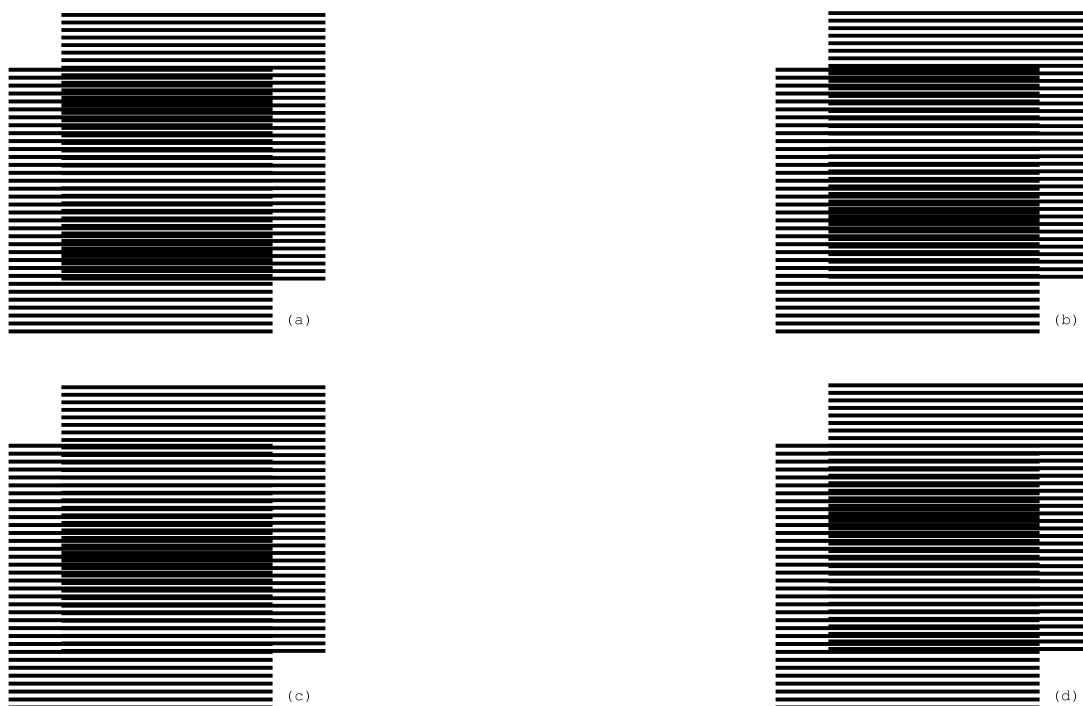
Slika 2.7: Poenostavljena zgradba inkrementalnega dajalnika

Optični inkrementalni dajalnik je najbolj pogosto uporabljen pozicijski dajalnik v elektromotornih pogonih. Njegove dobre lastnosti so natančnost in relativno nizek strošek izdelave, kot slabosti pa štejemo: občutljivost na mehanske poškodbe, omejena življenska doba zaradi slabljenja občutljivosti foto detektorjev, omejena vrtilna hitrost delovanja zaradi omejene preklopne frekvence foto detektorjev. Na sliki 2.7 je prikazana poenostavljena zgradba inkrementalnega dajalnika: izvor svetlobe, disk z optično rešetko iz naparjene kovine, uklonska mrežica in foto detektorji. Svetlobni tok pronica skozi rotorsko rešetko in uklonsko mrežico do foto detektorjev A in B proge, ki sta zamaknjena za 90° glede na modulirano svetlobo, le-ta nastane zaradi uklona svetlobe pri prehodu skozi dve rešetki, kateri imata različen raster. Ta pojav se imenuje Moiré-jev vzorec in na

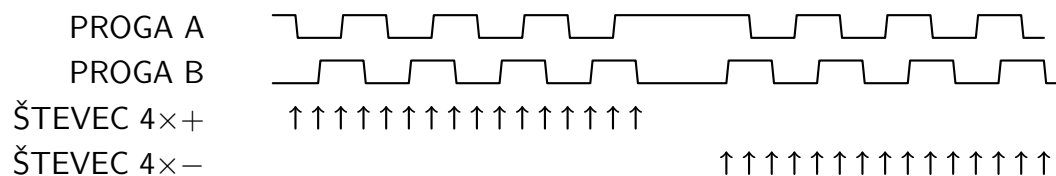
sliki 2.9 [4] je prikazan pomik rotorskega diska za en razdelek glede na statorsko ploščo, kjer se lepo vidi zatemnjene in osveltjene dele. Z uporabo uklonske mrežice je možno ustvariti ustrezno velika področja zatemnitve, da jih lahko foto detektor zazna, navkljub svoji večji fizični velikosti od samega rasterja rotorske plošče. Jakost svetlobe ima sinusno obliko v območju pomika za en razdelek (raster) in jo lahko pretvorimo v električni signal tako, da uporabimo za vsako progo dva fotodetektorja, ki sta zamaknjena za 180° , imenujemo jih A, \bar{A} ter B, \bar{B} . Njihove signale ojačamo z diferencialnim ojačevalnikom, kot prikazano na sliki 2.11, tako dobimo na izhodu diferencialnega ojačevalnika sinusni signal katerega nato preoblikujemo v pravokotne pulze, ki so primerne oblike za štetje z digitalnim števcem. Na sliki 2.10 so prikazani izhodni signali dveh prog in ponazoritev impulzov števca v pozitivno in negativno stran iz katerega tudi izhaja ime: inkrementalni dajalnik. Prikazani način štetja se v literaturi imenuje $4\times$, ker se v števec prišteva ob vsakem prehodu signala bodisi proge A ali B , zato je število pulzov na en obod enako štirikratniku števila črtic, ki jih ima rotorski disk. Primer rotorskega diska na sliki 2.8 ima 128 črtic, kar bi nanese 512 pulzov števca na en obrat. Pridobljena pozicija je tako relativen pomik od referenčne točke, ki jo je ob vsakem ponovnem zagonu potrebno znova določiti, saj inkrementalni dajalnik nam ne daje absolutne pozicije.



Slika 2.8: Disk inkrementalnega enkoderja



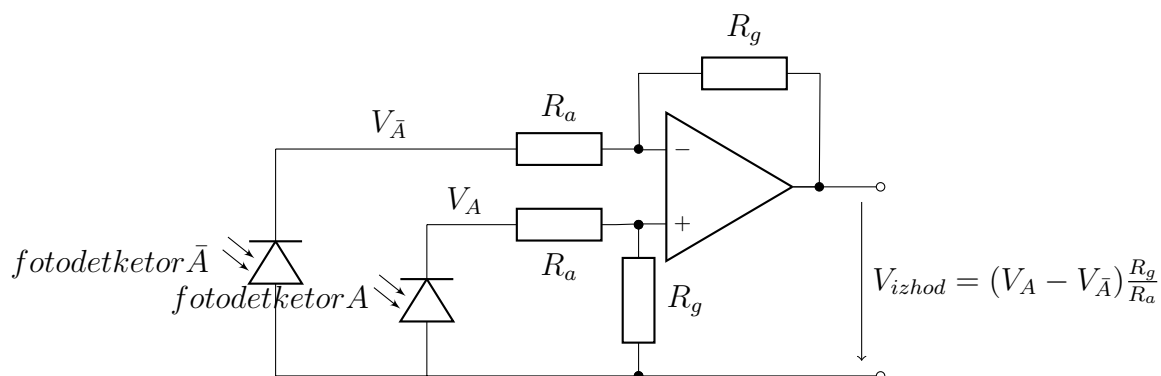
Slika 2.9: Uklon na mrežici



Slika 2.10: Izhodni signali inkrementalnega enkoderja

2.3.1 Meritev hitrosti z inkrementalnim dajalnikom

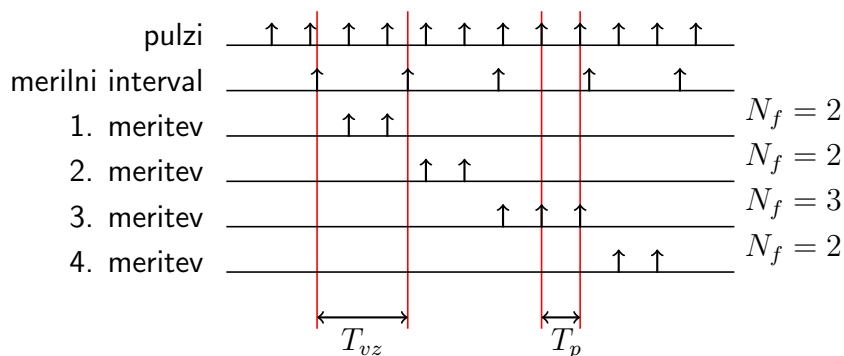
Pri pozicioniranju elektromotornih pogonov je poleg pozicije, pomembna tudi informacija o hitrosti. Ker je inkrementalni dajalnik po svoji zasnovi merilnik položaja se lahko hitrost meri posredno iz spremembe položaja v merilnem intervalu kot meritev periode pulzov ali kot meritev frekvence pulzov inkrementalnega dajalnika.



Slika 2.11: Diferencialni ojačevalnik ima na izhodu sinusni signal

2.3.1.1 Metoda merjenja frekvence

Na sliki 2.12 je prikazana metoda merjenja frekvence. Pulzi iz števca pozicije se merijo v fiksnih intervalih T_{vz} , le-ta je določen glede na periodo vzorčenja regulacijske zanke (gl. poglavje xx). Iz prikaza je razvidno, da pri nizki frekvenci pulzov postane metoda nenatančna, kot vidimo je število prešteti pulzov N_f pri isti vhodni frekvenci v zaporednih merilnih intervalih različno: 2, 2, 3, 2. Enačba 2.8 opisuje preračunano hitrost Ω_f [5], pri čemer je faktor 4 v enačbi posledica štetja vhodnih pulzov po metodi $4\times$ opisani na sliki 2.10. Relativni pogrešek e_f [6] metode je odvisen od dolžine periode merjenega signala T_p . Pri večanju periode vhodnega signala postaja pogrešek čedalje večji, kar pomeni da lahko to metodo uporabimo le pri visoki frekvenci vhodnih pulzov.

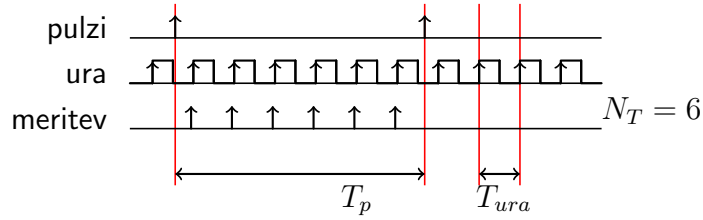


Slika 2.12: Metoda merjenja frekvence

$$\begin{aligned}
\Omega_f &= \frac{2\pi N_f}{4N_{crtic}T_{vz}} & N_{crtic} & \text{število črtic na rotorski plošči} \\
e_f &= \pm \frac{T_p}{T_{vz}} = \pm \frac{1}{N_f} & N_f & \text{število prešteti pulzov} \\
& & T_p & \text{perioda merjenega signala} \\
& & T_{vz} & \text{čas vzorčenja}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

2.3.1.2 Metoda merjenje periode

Naslednja metoda, katera je primerna za merjenje hitrosti meri čas periode vhodnih pulzov namesto frekvence, zato je primerna za merjenje pri nizkih hitrostih. Med dvema zaporednima pulzoma merjenega signala štejemo pulze urinega takta. Izbrana frekvenca urinih pulzov je najvišja možna glede na dane zmožnosti elektronske merilne enote, saj se relativni pogrešek e_T manjša ob večanju frekvence urinega takta. Enačba 2.9 opisuje izračun hitrosti Ω_T glede na število prešteti pulzov N_T ter periode urinih pulzov T_{ure} .



Slika 2.13: Metoda merjenja periode

$$\begin{aligned}
\Omega_T &= \frac{2\pi}{4N_{crtic}N_T T_{ure}} & N_{crtic} & \text{število črtic na rotorski plošči} \\
e_T &= \pm \frac{T_{ure}}{T_p} = \pm \frac{1}{N_T} & N_T & \text{število prešteti pulzov} \\
& & T_p & \text{perioda merjenega signala} \\
& & T_{ure} & \text{perioda urinih pulzov}
\end{aligned} \tag{2.9}$$

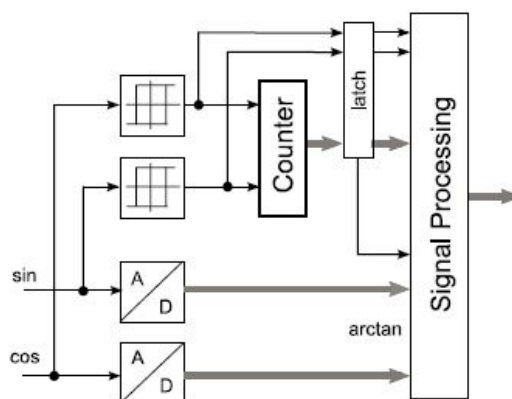
2.3.1.3 Kombinirana metoda merjenja frekvence in periode

Ker metodi merjenja frekvence ali periode same po sebi ne zagotavljata točnost meritve na širokem obsegu hitrosti, je smiselno združiti obe v kombinacijo le-teh. Kot prikazano na diagramih poteka, bi lahko za posamezne metode uporabili zgolj logična vrata, nekaj bistabilnih multivibratorjev in urin takt z zelo visoko

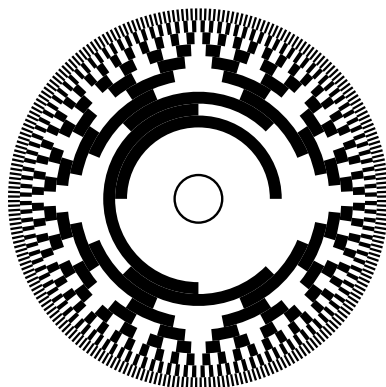
frekvenco. Vsi ti elementi se lahko sprogramirajo v logično enoto z uporabo FPGA logike, ki meri hitrost po obeh metodah in preklaplja rezultat glede na relativni pogrešek obeh. Če pogledamo enačbi 2.8 un 2.9 nam je takoj jasno, da je za izbiro ugodnejše metode dovolj primerjava preštetih pulzov N_f in N_T .

2.3.2 Sin/Cos inkrementalni dajalnik

Sin/Cos dajalnik se v sami zgradbi ne razlikuje od inkrementalnega, razlika je le v izhodnem signalu dajalnika. Kot smo spoznali, daje inkrementalni dajalnik provokotne pulze, ki so bili predhodno preoblikovani iz sinusne napetosti, ki jo daje diferencialni ojačevalnik prikazan na sliki 2.11. Sin/Cos dajalnik posreduje izhoden signal, ki je ravno takšne sinusne oblike z amplitudo $1V_{pp}$ za progo A in B , ki sta medseboj zamaknjeni za 90° , se pravi sinus in kosinus, od tod ime Sin/Cos. Ta dva signala peljemo do vhoda merilne enote pozicije (slika 2.15, [7]), kjer se razdelita na dva dela. V prvem delu se signala preoblikujeta v pravokotne pulze in preštevajo po že omenjenih metodah. Drugi del sestoji iz računalja, ki preračunava vmesni kot med dvema črticama na rotorskem disku in na tak način z interpolacijo vrine še dodatne vmesne točke pozicije. Metoda izračuna kota se v bistvu ne razlikuje od že opisane metode *Angle Tracking Observer*. Prednosti Sin/Cos dajalnika je v tem, da je možno izračunati že zelo majhno hitrost in obenem je tak dajalnik uporaben tudi za visoke vrtilne hitrosti, saj potrebuje manjše število črtic na disku v primerjavi z inkrementalnim dajalnikom za isto resolucijo, kar posledično pomeni nižjo frekvenco preklapljanja fotodetektorjev, katera je omejena z vidika tehnoloških zmožnosti fotodetektorja. Tak tip dajalnika srečamo na CNC strojih za obdelavo kovine, kjer je zahtevana največja natančnost.



Slika 2.14: Merilna enota Sin/Cos enkoderja



Slika 2.15: Disk absolutnega enkoderja 10 prog

2.4 Absolutni optični dajalnik

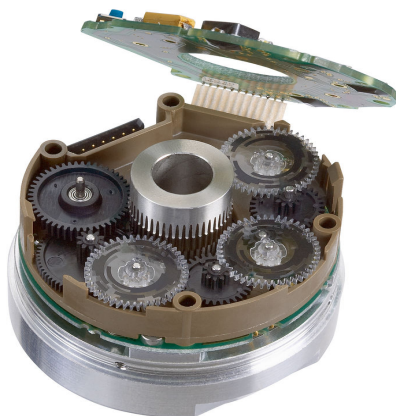
Absolutni optični dajalnik se razlikuje od inkrementalnega po tem da ima več prog in nam podaja absolutno pozicijo za en obrat rotorja. Za 2^N pozicij je potrebnih N prog, katere so razvrščene po Gray-evi kodi. Gray koda je oblika binarnega zapisa, kjer se dve sosednji vrednosti razlikujeta le za en bit. Zasnovana oblika kodiranja je nastala kot ustrezna rešitev problema lažnih preklopev med stanji binarne kode. V binarni kodi namreč, bi se morala stanja vseh elektromehaskih preklonnikov spremeniti sinhrono ob vsakem novem stanju, to pa seveda v praksi ni mogoče. Iz tabele 2.1 je ravidna razlika med binarno in Gray-evo kodo in sicer vsako novo stanje se v Gray kodi razlikuje od prejšnjega samo v enem bitu,

puščice ponazarjajo redosled prehodov med stanji, ki ima lahko tudi obratno smer v primeru vrtenja dajalnika nazaj. Na sliki 2.1 je prikaz oblike vzorca rotorske plošče absolutnega dajalnika. Absolutne dajalnike v kombinaciji z večobratnim števcem (gl. naslednje podpoglavje) se uporablja v strojih pri katerih je zaželeno imeti znano pozicijo tudi v primeru izpada električne energije in povsod tam, kjer bi začetno iskanje referenčne točke povročalo težave. Primer takšnih strojev so dvigala, avtomatizirana regalna skladišča, proizvodna linija polizdelkov,...itd.

Decimalno	Binarno	Gray	Gray v decimalni obliki
0	0 0 0	0 0 0	0
1	0 0 1	0 0 1	1
2	0 1 0	0 1 1	3
3	0 1 1	0 1 0	2
4	1 0 0	1 1 0	6
5	1 0 1	1 1 1	7
6	1 1 0	1 0 1	5
7	1 1 1	1 0 0	4

Tabela 2.1: Primerjava prehoda stanj v binarni in Gray kodi

2.5 Večobratni števec



Slika 2.16: Primer zgradbe večobratnega mehanskega števca

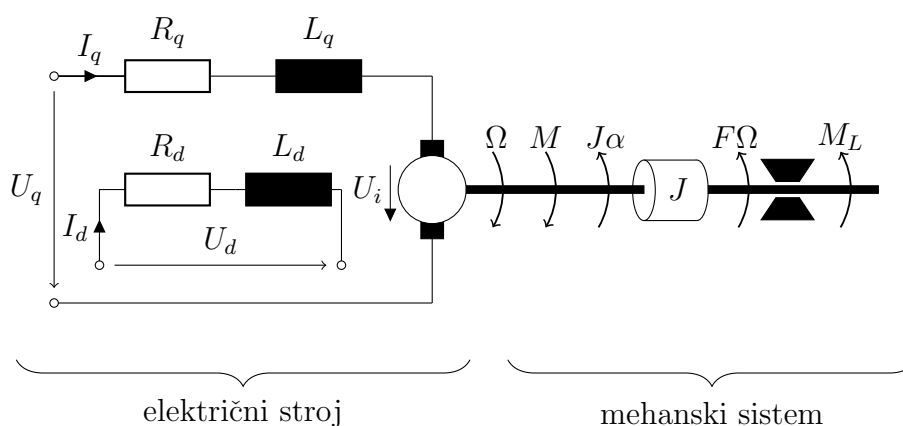
Do sedaj opisana absolutna dajalnika resolver in optični lahko podajata abso-

lutno pozicijo le v območje enega obrata rotorja, vendar je to v praksi premajhno uporabno območje, zato se jim doda še večobratni števec. To je mehanska naprava, podobna števcu za porabo vode s to razliko, da je kodirana v Grey kodi in ima namesto cifer Hall senzorje za odčitavanje magnetnih prog, ki so nanešene na zobnikih. Na sliki 2.16 je prikazana praktična izvedba takšnega števca, ki skupaj z absolutnim dajlnikom tvorita t.i. večobratni absolutni dajlnik. V podatkih proizvajalca [8] se nahaja ločen podatek o tem kolikšna je resolucija na en obrat (npr. 10-bit = 512 razdelkov/obrat) ter kolikšen je obseg obratov (npr. 12-bit = 4096 obratov).

3 Električni stroji

Električni stroji so naprave s katerimi pretvarjamo energijo s posredovanjem magnetnega polja. To so elektromagnetne naprave, ki pretvarjajo električno energijo v mehansko energijo, mehansko energijo v električno energijo in električno energijo ene oblike v električno energijo druge oblike. Po svojem namenu uporabe so to električni motorji, električni generatorji in transformatorji [9]. V nadaljevanju se bomo osredotočili le na električne stroje, ki imajo zmožnost pretvarjanja električne energije v mehansko in obratno ter so sklopljeni z mehanskim sistemom, z drugim imenom jih imenujemo elektromotorni pogoni.

Na sliki 3.1 je prikazan sklop elektromotornega pogona. Sestoji se iz električnega



Slika 3.1: Pogon s kolektorskim enosmernim tuje vzbujaanim motorjem

stroja in mehanskega sistema, ki sta medseboj povezana in med njima delujejo navori, ki so v ravnovesju kot to opisuje ravnovesna enačba (3.1). Navorna ravnovesna enačba popisuje ravnotežje navorov, ki delujejo na gredi stroja in vplivajo

na vrtenje rotorja. Poleg elektromagnetnega navora M delujejo na gred še drugi navori, ki izvirajo iz mehanike samega stroja. Ob tem pa še navori, ki izvirajo iz zunanjih naprav priključenih na gred. Vsi ti navori morajo biti na gredi vsak trenutek obratovanja v ravnotežju. Posamezne oznake pomenijo: Ω je trenutna kotna hitrost vrtenja gredi in rotorja; M je pogonski navor stroja; M_L je zunanji bremenski navor, ki zavira vretnje gredi pri motorskem delovanju, negativna vrednost M_L pomeni navor, ki poganja rotor v smeri vrtenja v generatorskem delovanju; $J\alpha$ je navor, ki izvira iz vztrajnostnega momenta J vseh vrtečih se mas in skuša preprečiti vsako spremembo hitrosti Ω ; $F\Omega$ je navor viskoznega trenja, ki deluje vedno zaviralno ter ga je pogosto treba upoštevati pri obravnavi visoko dinamičnih pogonov [9].

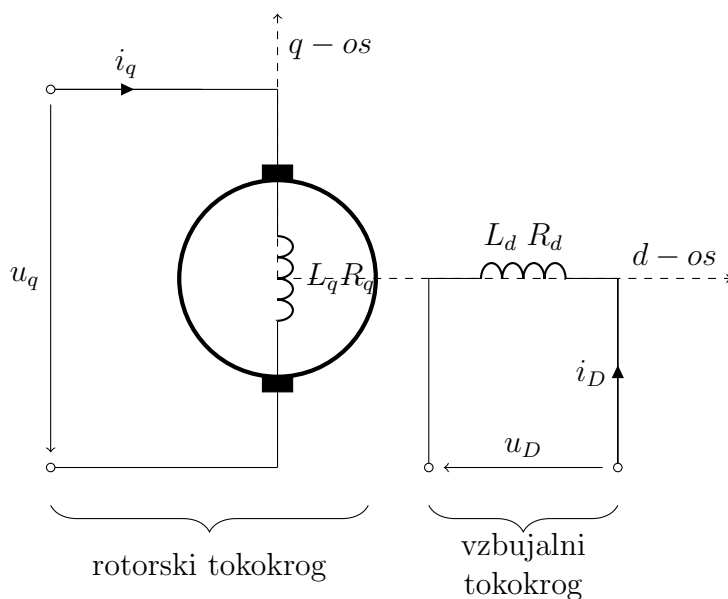
$$\begin{aligned}
 0 &= M - J\alpha - F\Omega - M_L \\
 J\alpha &= J\frac{d\Omega}{dt} = J\frac{d^2\Theta}{dt^2} = Js^2\Theta \\
 F\Omega &= F\frac{d\Theta}{dt} = Fs^2\Theta
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

3.1 Enosmerni kolektorski motor s tujim vzbujanjem

Zaradi dokaj enostavne možnosti regulacije enosmernega kolektorskega motorja s tujim vzbujanjem je dolgo let kraljeval v industriji kot servo pogon. Dandanes pa je skoraj že povsem zamenjan z ostalimi motorji kot so na primer: sinhronski servo motor s trajnimi magneti ali pa breztrračni enosmerni motor. Obstaja pa dejstvo, da je poznavanje delovanja enosmernega kolektorskega motorja pogoj za kasnejše razumevanje ostalih tipov motorjev, saj se je v letih uveljavil pristop pretvorbe rotirajočih modelov tri faznih motorjev v dvofazni statični model.

Enosmerni tuje vzbujani kolektorski motor se sestoji iz rotorskega in statorskega navitja. Včasih se je rotorsko navitje imenovalo tudi armaturno navitje, statorsko pa vzbujalno ali kotva. Že samo ime pove, da je vzbujalno navitje namenjeno vzpostavitvi konstantnega statorskega magnetnega polja. Običajno je vzbujalno

navitje priključeno na konstanten vir napetosti, ki omogoča da skozi navitje teče konstanten vzbujalni tok, kateri je neodvisen od dogajanja v motorju. Rotor je običajno napajan iz spremenljivega napetostnega vira preko kolektorja (krtačk) in je odgovoren za nastanek navora. Vloga kolektorja je v tem, da s preklapljanjem poskrbi da je rotorsko magnetno polje zmeraj pravokotno na statorsko magnetno polje. V novodobnih teorijah električnih strojev, kjer je prišlo do generalne poplošitve označevanja se je os vzbujalnega magnetnega polja preimenovala v d-os (angl. direct) oz. vzdolžna os, rotorska pa v q-os (angl. quadrature) oz. prečna os. V nadaljevanju se vse komponente d-osi nanašajo na vzbujanje, komponente q-osi pa na navor.



Slika 3.2: Vezni model tuje vzbujajnega enosmernega motorja

$$\begin{aligned}
 u_D(s) &= i_D(R_D + sL_D) \\
 u_q(s) &= i_D G_{qD} \Omega + i_q(R_q + sL_q)
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

Enačba 3.2 opisuje model motorja iz slike 3.2 in jo za lažjo predstavo zapišemo v enačbo ustaljenega stanja 3.3. Razvidno je, da se pojavi generatorska napetost premo sorazmerna vrtilni hitrosti Ω ter produktu vzbujalnega toka I_D

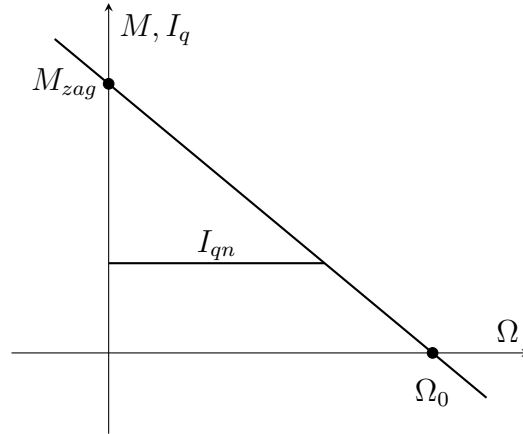
in koeficientu rotacijske napetosti G_{qD} , s tem izraža svojo dualno naravo, da istočasno deluje kot motor in kot generator. Ko generatorska napetost doseže pritisnjeno napetost U_d z razliko padca napetosti na navitju $I_d R_q$ preneha s pospeševanjem in pride do ustalitve hitrosti Ω . Če bremenski navor žene motor prek te hitrosti le-ta preide v generatorski režim in deluje zaviralno. Do takšnega stanja pride tudi vsakič, ko se želi na hitro zaustaviti tek motorja, na primer pri pozicioniranju. Pri pospeševanju in pomikanju bremena deluje kot motor, pri pojemanju hitrosti, pa kot generator in vrača kinetično energijo vrtečih se mas. Hitrost pri kateri je generatorska napetost enaka pritisnjeni napetosti U_D se imenuje hitrost prostega teka $\Omega_0 = \frac{U_D}{I_D G_{qD}}$. Višanje hitrosti prostega teka je možno z zmanjševanjem vzbujanja $I_D G_{qD}$, takšen režim se imenuje področje slabljenja polja.

Iz enačbe 3.3 je razvidno, da je izhodni navor motorja prenosorazmerern produktu tokov I_D in I_q , to velja le ob predpostavki da sta rotorska in statorska polja pravokotna, kar v praksi ni v celoti zagotovljeno, namreč kolektor je narejen iz segmentov in zato ne zmore zagotavljati točnega pravega kota v vsakem trenutku. Zaradi tega ima enosmerni motor vzvalovan izhodni navor, ki se mu vzvalovanost manjša s številom segmentov kolektorja.

$$\begin{aligned} U_D(s) &= I_D R_D \\ U_q(s) &= I_D G_{qD} \Omega + I_q R_q \\ M &= G_{qD} I_D I_q \end{aligned} \tag{3.3}$$

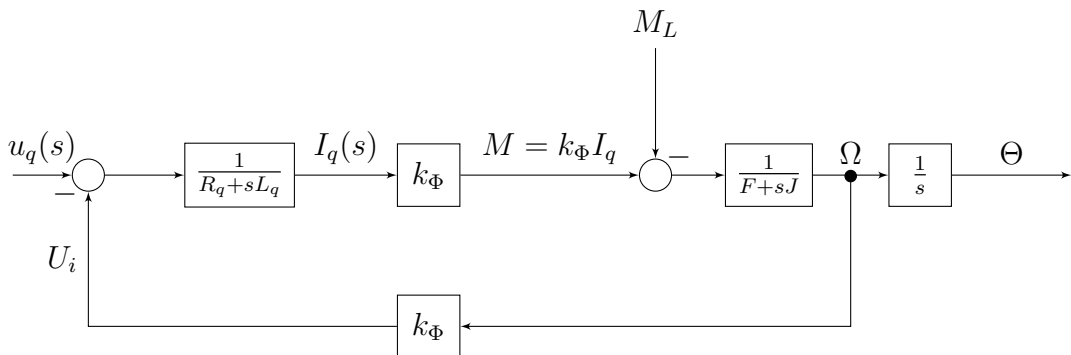
Enosmerni motor s trajnimi magneti je oblika istega stroja s tem, da namesto vzbujalnega navitja so nameščeni trajni magneti, ki služijo kot vzbujanje. Produkt koeficienta rotacijske napetosti in vzbujalnega toka se nadomesti s faktrosjem $k_\Phi = I_D G_{qD}$. Faktor k_Φ , kateri ima enote veličine $\frac{Nm}{A}$ večkrat srečamo v literaturi tudi z drugačnim imenom kot k_I , k_T z istimi enotami ali pa kot k_V , k_E z enotami veličine kot na primer $\frac{V}{krpm}$ ali pa $\frac{krpm}{V}$. Tu gre zmeraj za isti faktor, zapisanega z različnimi enotami veličine.

Na sliki 3.3 je prikazana karaktersitika ustaljenega stanja s konstantno napa-



Slika 3.3: Karakteristika navor/hitrost

jalno napetostjo U_q . Zagonski tok je omejen le zaradi ohmske upornosti navitja $I_{zag} = \frac{U_q}{R_q}$ in motor razvije zagonski navor $M_{zag} = G_{qD} \frac{U_D U_q}{R_D R_q}$. Za nadzorovano delovanje se pogosto uporablja spremenljivi vir napetosti s povratno informacijo o toku I_q , kateri v povprečju ne sme preseči nazivnega toka I_{qn} pri trajnem obratovanju.



Slika 3.4: Blokovni diagram enosmerne motorja [9]

3.2 Enosmerni brezkrtačni motor - BLDC

3.3 Sinhronski motor s trajnimi magneti

3.3.1 Orientacija polja

Krmiljenje izmeničnega motorja je nadvse kompleksna, ker v nasprotju z enosmernimi motorji, tukaj vlogo kolektorja prevzame krmilna logika, ki orientira magnetno polje na tak način, da rotor sledi želeni poziciji. Z uporabo nekaj matematičnih preslikav, se lahko izmenični stroj predstavi v obliki enosmerne. Cilj orientacije polja je izmeriti vzdolžni in prečni tok stroja z uporabo preslikave ter ga uporabiti kot povratno informacijo v zaprto-zančnem regulacijskem krogu, kjer je izhodna veličina fiktivna napetost prečnega (moment) ter vzdolžnega (vzbujalnega) navitja. Ti dve napetosti, prek inverzne preslikave postanejo napetosti trifaznega sistema.

3.3.1.1 Prostorski vektor

V trifaznih izmeničnih strojih so tokovi, napetosti in fluksi predstavljeni v obliki kompleksnih vektorjev. Trenutne vrednosti tokov po fazah so definirani kot [10]:

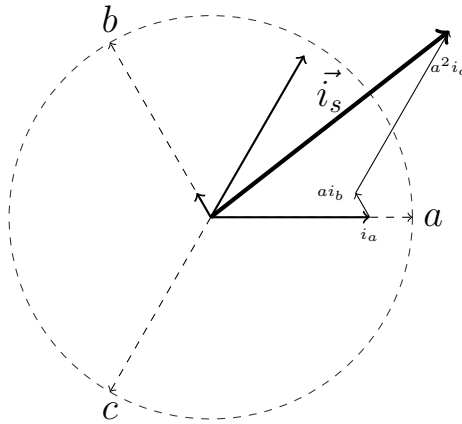
$$\begin{aligned} i_a(t) &= \sqrt{2}I \cos(\omega t) \\ i_b(t) &= \sqrt{2}I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c(t) &= \sqrt{2}I \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{3.4}$$

Pri čemer je I efektivna vrednost toka po posamezni fazi, $\sqrt{2}I$ pa vrednost fazne amplitude toka. Za trifazni sistem je znano, da je vsota treh tokov i_a , i_b , in i_c enaka nič, to pa še ne pomeni, da je rezultanta oz. vektorska vsota vseh treh tokov enaka nič, saj moramo pri vektorskem izračunu poleg trenutnih vrednosti upoštevati še njihovo razporeditev v prostoru (slika 3.5). Kompleksni vektor

statorskega toka je definiran kot:

$$\vec{i}_s = i_a + ai_b + a^2i_c \quad (3.5)$$

,kjer sta $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ in $a = e^{j\frac{4}{3}\pi}$ kompleksna operatorja. Vektroski seštevek je vektor statorskega toka, to je rotirajoč vektor znan tudi pod izrazom *vrtilno polje*, kateremu sledi rotor motorja. Njegova velikost je konstantna in je za faktor $\frac{3}{2}$ večji od amplitud faznih tokov. Za poenostvitev krmiljenja sinhronskega motorja s trajnimi magneti je potrebno preslikati vektor statorskega toka na rotorski koordinatni sistem. To se izvede z dvema zaporednima preslikavama: Clarkina in Parkova.

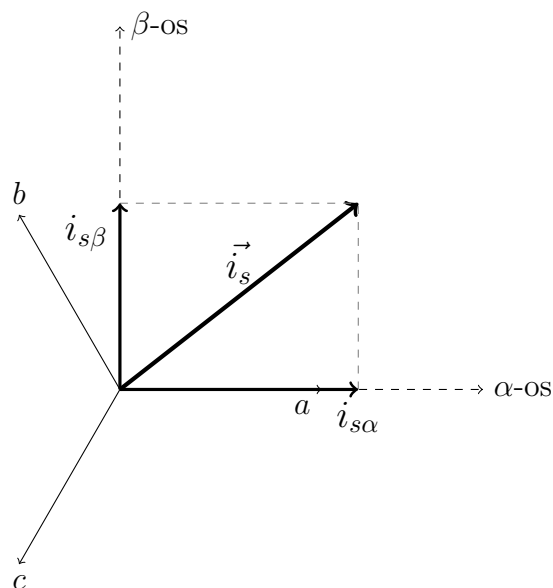


Slika 3.5: Kompleksni vektor statorskega toka [11]

3.3.1.2 Clarkina preslikava $(a, b, c) \rightarrow \alpha, \beta$

Vektor statorskega toka se lahko zapiše kot vsoto realne in imaginarne komponente $\vec{i}_s(t) = i_{s\alpha}(t) + ji_{s\beta}(t)$, kar se po preobrazbi zapiše v enačbo 3.6

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}(t) &= \frac{3}{2}i_{sa}(t) \\ i_{s\beta}(t) &= \frac{\sqrt{3}}{2}(i_{sb}(t) - i_{sc}(t)) \end{aligned} \quad (3.6)$$



Slika 3.6: Clarkina preslikava trifaznega sistema v $\alpha\beta$ koordinatni sistem

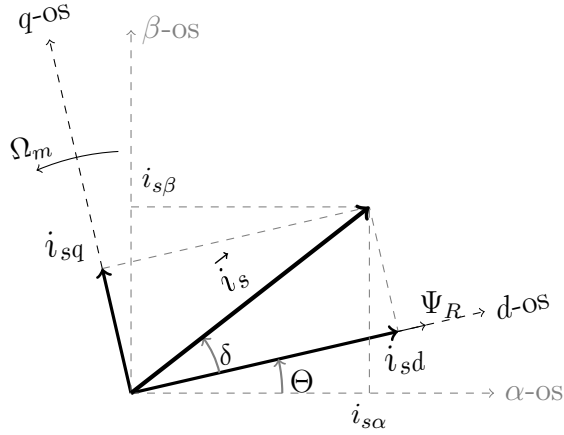
Ob upoštevanju dejstva, da je $i_a + i_b + i_c = 0$, se v praksi ne uporablja tri tokovne merilnike pač pa samo dva in se tok v tretji veji preračuna. Zato se enačbo 3.6 zapiše v obliko, kjer se merita samo tokova a in b :

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}(t) &= \frac{3}{2} i_{sa}(t) \\ i_{s\beta}(t) &= \frac{\sqrt{3}}{2} (2i_{sb}(t) - i_{sa}(t)) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Clarkina preslikava, preslika trifazni sistem abc v dvofaznega $\alpha\beta$.

3.3.1.3 Parkova preslikava

Parkova preslikava, preslika dvofazni sistem $\alpha\beta$ v rotirajoči koordinatni sistem dq . Pri sinhronskem motorju s trajnimi magneti je d -os fiksirana na rotor trajnega magneti in celotni koordinatni sistem sledi poziciji (kotu) rotorja Θ . V ta namen je uporabljen absolutni dajalnik pozicije.

Slika 3.7: Parkova preslikava v dq koordinatni sistem

$$\begin{aligned} i_{sd}(t) &= i_{s\alpha}(t)\cos(\Theta) + i_{s\beta}(t)\sin(\Theta) \\ i_{sq}(t) &= -i_{s\alpha}(t)\sin(\Theta) + i_{s\beta}(t)\cos(\Theta) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Enačba 3.8 opisuje Parkovo preslikavo v dq rotirajoči koordinatni sistem. Uporabno dejstvo te pretvorbe je to, da sedaj posamezne komponente predstavljajo vzbujanje d in navor q , podobno kot pre enosmernem tuje vzbujanem motorju. V ustaljenem stanju sta ti dve komponenti časovno nespremenljive, čeprav se motor vrti s polno hitrostjo. Na sliki 3.7 je prikazan tak rotirajoči kazalčni diagram, pri čemer so veliosti komponent i_{sd} in i_{sq} izbrane za lepši pregled diagrama, ne predstavljajo pa stanja v realnem, pravilno izkrmiljenem motorju. Rotorski fluks Ψ_R je rezultat delovanja trajnega magneta, ne pa posledica vpliva statorskih veličin na rotor. Enačba za navor sinhronskega motorja je [10]:

$$M_{el} = \Psi_R i_{sq} \quad (3.9)$$

Največji navor dobimo takrat, ko ima celoten statorski tok le q komponento, se pravi $i_{sd} = 0$.

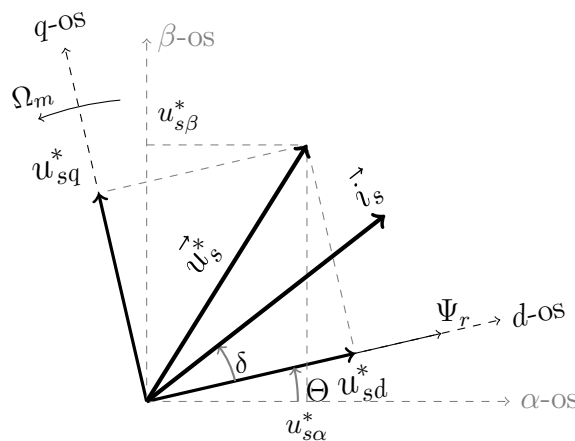
3.3.1.4 Inverzna Parkova in Clarkina preslikava

Iz zelenih vrednosti i_{sd}^* in i_{sq}^* in njihove povratne informacije se z uporabo PI regulatorja pridobi vrednosti zelenih statorskih napetosti u_{sd}^* in u_{sq}^* in se jih preslika v $\alpha\beta$ koordinatni sistem s pomočjo inverzne Parkove preslikave (enačba 3.10) [12].

$$\begin{aligned} u_{\alpha}^*(t) &= u_{sd}^*(t)\cos(\Theta) - u_{sq}^*(t)\sin(\Theta) \\ u_{\beta}^*(t) &= u_{sd}^*(t)\sin(\Theta) + u_{sq}^*(t)\cos(\Theta) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Kazalčni diagram 3.8 prikazuje vektor statorske napetosti ter vektor statorskega toka. Pri sinhroskem motorju s trajnim magnetom je zaželeno, da je $i_{sd} = 0$, ali pa celo negativen v kolikor se želi obratovati v področju slabljenja polja. Za doseganje višjega števila obratov od nazivnih se z negativnim tokom i_{sd} doseže zmanjšan rotorski fluks Ψ_R , zaradi nasprotnega delovanja statorskega fluksa v d-osi. Tak način obratovanja je za sinhronski motor s trajnimi magneti zelo redek.

Asinhronski motorji se tudi lahko krmilijo na način orientacije polja, vendar je tedaj vzbujaalna komponenta i_{sd} prisotna. Ker se rotorski fluks ne giblje z isto krožno frekvenco kot statorski, temveč zaostaja s frekvenco slipa, je potrebna drugačna, bolj kompleksna metoda za izračun rotorskega vektroja fluksa. Inver-

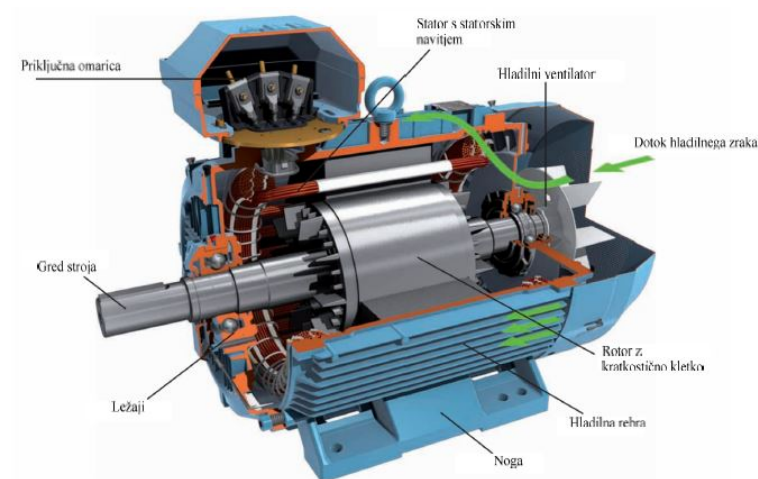


Slika 3.8: Inverzna Parkova preslikava iz dq v $\alpha\beta$ koordinatni sistem

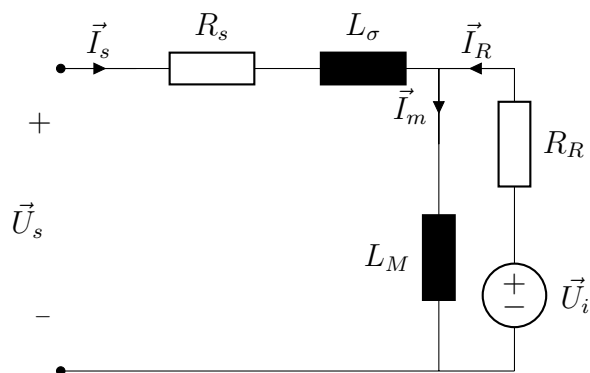
zna Clarkina transformacije je izvedena direktno z modulacijo presmerniškega

mostiča. Najbolj pogosta oblika modulacije se imenuje prostorka pulzno-širinska modulacija (angl. Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM).

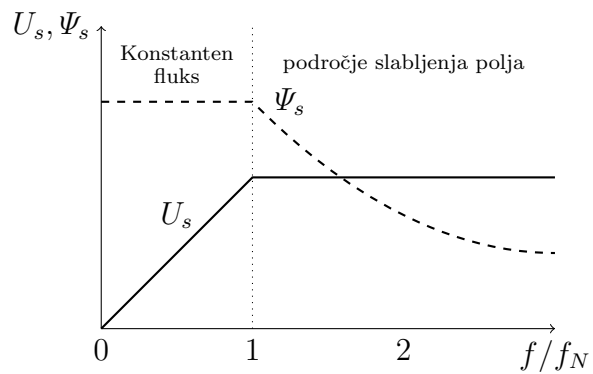
3.4 Asinhronski motor



Slika 3.9: Prečni prerez asinhronskega motorja s kratkostično kletko



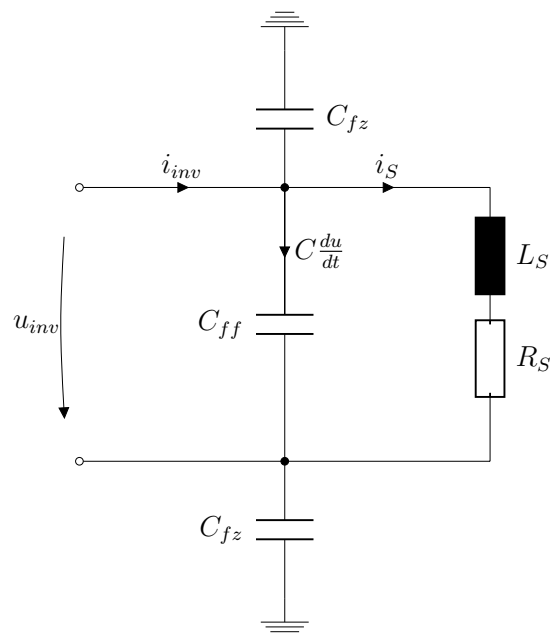
3.4.0.1 Krmiljenje z U/f karakteristiko



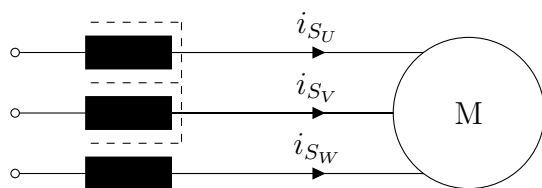
3.4.0.2 Vektroski način krmiljenja

3.4.0.3 Tehnika 87Hz

3.4.0.4 Pogoste težave frekvenčnih pretvornikov



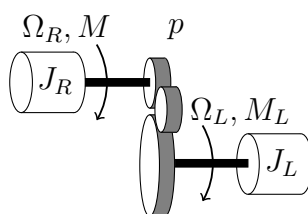
Slika 3.10: Tokovni pulzi zaradi parazitne kapacitivnosti kabla



Slika 3.11: Dušilka na izhodu iz frekvenčnega pretvornika

4 Mehanska prilagoditev stroja

Električni stroj žene breme, ki ima svoj vztrajnostni moment in deluje z določeno nazivno hitrostjo, zato je potrebno prilagoditi hitrost motorja bremenu. Na splošno uprabljeni elementi strojništva za ta namene so planetni reduktorji, zobniški prenosi, jermenice,...itd. Za optimalno delovanje celotnega sklopa je priporočljivo, da je preslikan bremenski vztrajnostni moment enak vztrajnostnem momentu rotorja motorja. Le tako se lahko doseže najboljši odziv regulacijskega kroga. Na sliki 4.1 je prikazan princip mehanskega reduktorja s prestavnim razmerjem p . Izhodna hitrost iz reduktorja je tako: $\Omega_L = \frac{\Omega_R}{p}$, navor pa $M_L = M \cdot p$. Skoraj najpomembnejši podatek pa je preslikan vztrajnostni moment na vhodno stran reduktorja: $J'_L = \frac{J_L}{p^2}$, ki skupaj z vztrajnostnim momentom rotorja predstavlja vztrajnostni moment sistema: $J_S = J_R + J'_L$. Pomembna lastnost sklopa je ta, da izhodna hitrost upada sorazmerno s prestavnim razmerjem, preslikan vztrajnostni moment pa kvadratično, kar je zelo ugodno pri izbiri ustreznega prestavnega razmerja in tipa motorja.



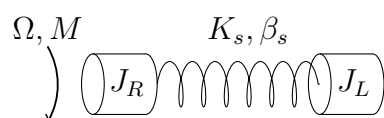
Slika 4.1: Mehanski reduktor

Najprej je potrebno določiti vztrajnostni moment bremena ter hitrosti po-

mikov, nato se iz proizvajalčevega kataloga servo motorjev izbere določen nabor motorjev s podatki o vztrajnostnem momentu motorja in nominalno hitrostjo. Naparavi se tabela izračunov preslikave vztrajnostnega momenta bremena v odvisnosti od prestavnega razmerja in nato primerja z vztrajnostnim momentom rotorja in tako izbere ustrezen tip motorja. Proizvajalci imajo običajno nabor sinhronskih servo motorjev z različnimi vztrajnostnimi momenti pri skoraj enaki izhodni moči motorja. Imenovani so angl. high inertia, standard, high dynamics; to so motorji z velikim, standardnim ali majhnim vztrajnostnim momentom. Za izjemno dinamične sisteme pa obstajajo še prisilno hlajeni servo motorji, zračno ali vodno. Standardni motorji so konvekcijsko hlajeni, večje kot nazivne moči, so tudi motorji večjih dimenzij in s tem imajo tudi večji vztrajnostni moment. Posebna oblika visoko dinamičnih motorjev je ta, da se za večjo moč motorja ne uporabi večanje dimenzij ampak tokovno obremenitev in zato postane potreba po prisilnem hlajenju. Motorji z naječjo dinamiko so tako vodno hlajeni, kar pomeni zajeten strošek saj potrebuje zraven še hladilni sistem.

Pri sami obliki montaže motorja na reduktor je potrebno še posebna pozornost, namreč spojka katera objema rotorsko gred ima lahko velik vztrajnostni moment v primerjavi z rotorjem, tu gre seveda za motorje z visoko dinamiko. Pri izbiri motorja z visoko dinamiko, prav vsi dodatki kot so dajalnik pozicije in elektromehanska zavora, znatno prispevajo h končnem vztrajnostnem momentu sistema, saj ostale vrteče se mase na izhodu reduktorja nimajo takšen velik vpliv.

4.0.1 Mehanska resonanca in anti-resonanca



Slika 4.2: Sklopljen sistem dveh vztrajnostnih mas

V realnosti ne obstaja možnost, da je breme toga sklopljeno z motorjem, ker ima vsaka osovina, jermen, zobnik,...ki povezuje os rotorja motorja z bremenom

svojo elastičnost, in dušenje. Na sliki 4.2 je prikaz sklopljenega sistema: rotor in breme sta povezana z osovino, katera ima koeficient torzije K_s ter faktor dušenja β_s . Enačba 4.1 je prenosna funkcija hitrosti motorja v odvisnosti od izhodnega navora v Laplace-ovim prostoru [13]. Takšen sklopljen sistem dveh vztrajnostnih mas ima resonančno ω_{res} in anti-resonančno ω_{Ares} krožno frekvenco nihanja (enačba 4.2) [14].

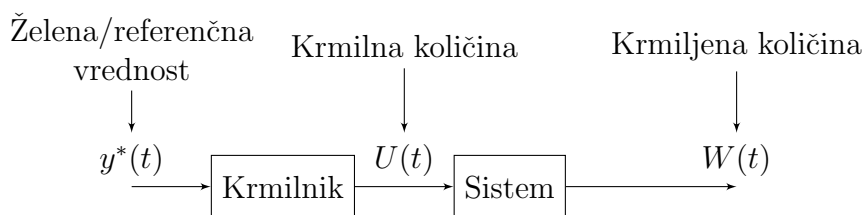
$$\frac{\Omega(s)}{M(s)} = \frac{s^2 J_L + s\beta_s + K_s}{s(J_L + J_R)(s^2 \frac{(J_R + J_L)}{J_R J_L} + s\beta_s + K_s)} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} \omega_{res} &= \sqrt{\frac{(J_R + J_L) K_s}{J_R J_L}} \\ \omega_{Ares} &= \sqrt{\frac{K_s}{J_L}} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Anti-resonanca pomeni, da ob morebinem nihanju rotorja s to frekvenco, breme ostane v mirovanju. Tak sklop je na primer dvomasni vztrajnik v avtomobilu, ki preprečuje prenos vibracij motorja na menjalnik, vendar pri elektromotornih pogonih ta pojav nima bistvene teže. Veliko bolj problematičen je pojav resonance. Na splošno je želja, da bi mehanski sistem imel čim višjo resonančno frekvenco, ker je s tem povezan tudi dinamični odziv regulacijskega kroga. Za veliko dinamiko sistema je potrebno zagotoviti čim višje krožno ojačanje regulacijskega kroga in se tako pojavi težava osciliranja pri mehanski resonančni frekvenci. To se lahko deloma odpravi z dodajanjem korekcijskih členov v regulacijski krog, kateri izločijo določene frekvence. To so pasovno-zaporna frekvenčna sita, ki se jih vključi v regulacijski krog potem, ko se z eno od metod frekvenčne analize sistema določi resonančne frekvence, teh je običajno več, odvisno koliko kompleksen je sklop naprave.

5 Teorija regulacij in krmiljenja

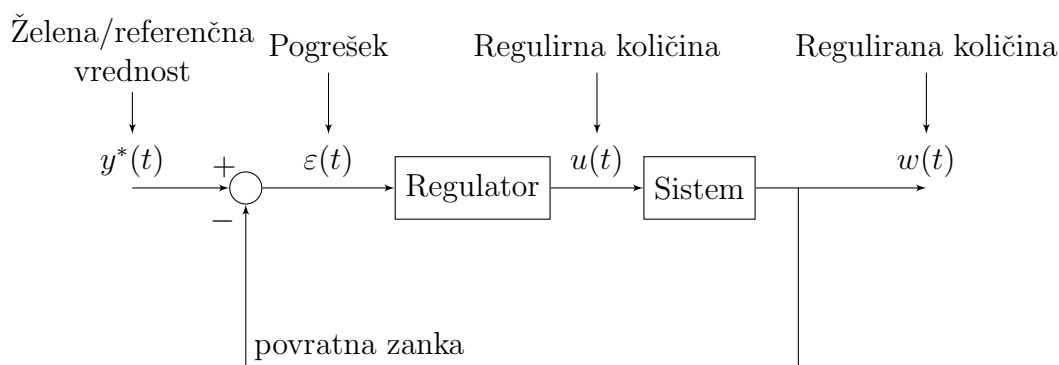
V primeru, da poznamo osnovno matematično relacijo med vhom in izhodom nekega sistema, bi lahko vnaprej določili vrednost vzbujanja, katerega bi vnesli v sistem, da bi dobili želeno izhodno vrednost iz sistema. Tak način vodenja imenujemo krmiljenje (slika 5.1), njegova značilnost je ta, da nima povratne zanke.



Slika 5.1: Krmilni sistem

Slabost krmiljenja je občutljivost na zunanje vplive zaradi katerih pride do odstopanja med želeno in dejansko vrednostjo krmiljene količine. Kot ustrezna rešitev problema so se pojavili regulirani sistemi, kjer merimo izhodno količino in jo nato primerjamo z želeno vrednostjo, tako dobimo pogrešek ε . Regulator nato nastavlja vhodno količino sistema in s tem poskrbi, da je pogrešek čim manjši oz. da se ta celo popolnoma odpravi [15].

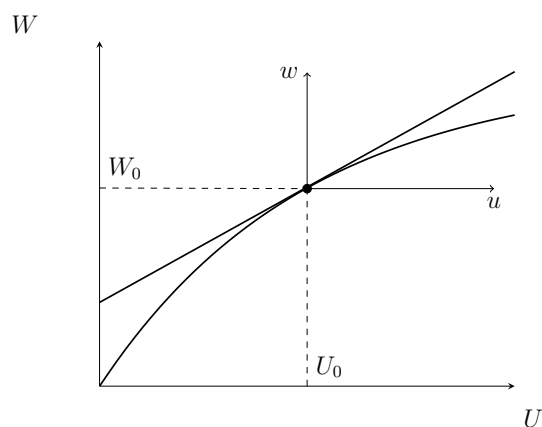
Regulirani sistemi (slika 5.2) imajo sklenjeno povratno zanko, zato te imenujemo tudi zaprtozačne sisteme, krmiljene sistema pa odprtozačne. Ker noben fizikalen sistem ne deluje neskončno hitro, tudi od regulatorja ne moremo pričakovati, da bo trenutno odpravil spremembo, za to je potreben nek regulacijski čas. Regulacije delimo na linearne in nelinearne, odvisno od členov, ki



Slika 5.2: Reguliran/zaprtozančni sistem

nastopajo v regulacijskem krogu. V linearnih regulacijah nastopajo le linearni členi. Če v regulacijskem krogu nastopa le en nelinearen člen, je regulacija nelinearna. Realen sistem je skoraj vedno nelinearen, večinoma je njegova statična karakteristika nelinearna, zato se ga linearizira v točki delovanja in se smatra, da je za majhne odmikne sistem linearen in se ga opiše z diferencialnimi enačbami za dano dolovno točko [16].

Teorija regulacij ukvarja predvsem s prehodnimi pojavi, se pravi s frekvenčno

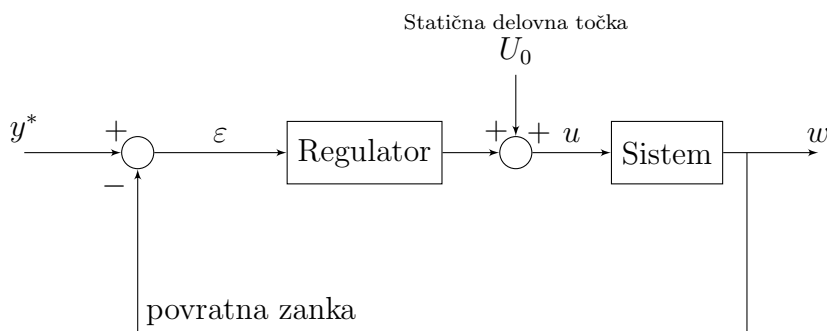


Slika 5.3: Linearizacija sistema v delovni točki

analizo, kjer so statične karakteristike sistema izvzete. Tukaj pride do pogostega napačnega razumevanja delovanja regulatorjev, ker se pozablja dejstvo, da gre za linearizacijo sistema v določeni delovni točki, ki jo praviloma prištejemo izhodni veličini regulatorja, vendar je v literaturi teorij regulacij ta člen izpuščen, ker

je statičen. Na splošno se lahko dva področja združita, krmiljenje in regulacije tako, da se izhodni veličini regulatorja prišteje krmilno vejo, na primer posneto karakteristiko statičnega modela (slika 5.4), to se imenuje kombiniran sistem. Ker se krmilna veja ne nahaja v zaključeni zanki regulacijskega kroga, nima vpliva na stabilnost samega regulacijskega kroga.

Najpreprostejši regulator je proporcionalni (P) regulator, kjer je izhod re-



Slika 5.4: Kombiniran sistem

gulatorja enak ojačanemu pogrešku $u(t) = K_p \varepsilon(t)$. Tak regulator srečamo povsod tam kjer je zaželena preprostost delovanja, na primer pri ogrevalni tehniki. Naslednji zelo razširjen regulator je proporcionalno integralni (PI) regulator, ki ima dodan integralni člen, le-ta poskrbi za odpravo statičnega pogreška, ki se pojavi pri proporcionalnem regulatorju v primeru, da sistem nima izražene integracije. Enačba, ki opisuje izhod proporcionalno integralnega regulatorja je: $u(t) = K_p (\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int \varepsilon(t) dt)$ ali pa v Laplace-ovim prostoru kot prenosna funkcija: $\frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = R(s) = K_p (1 + \frac{1}{sT_i})$. Najbolj razširjen tip regulatorja je proporcionalno integralni derivativni (PID), ki ga srečamo v industriji kot univerzallen tip regulatorja. Z uporabo diferencialnega člena je njegov odziv hitrejši, saj se odzove na časovno spremembo pogreška. Približno na enak način človek lovi ravnotežje, že pričetek nagibanja vzbudi reakcijo in popravek drže telesa še preden se sploh pojavi večji nagib.

$$\begin{aligned}
u(t) &= K_p \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right) \\
R(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right)
\end{aligned} \tag{5.1}$$

Slabost splošnega PID regulatorja po enačbi 5.1 je ta, da je odziv diferencialnega člena premo sorazmeren časovni spremembi vhodnega signala ε , ne pa tudi amplitudi signala kar pomeni, da tudi zelo šibek hitro se spreminjajoč signal kot na primer šum, sproži velik odziv na izhodu. Ta pojav je seveda zelo nezaželen in zato se uporablja drugačna izvedba PID regulatorja, ki ima pred diferencialnim členom, člen prvega reda, kateri izloči visoke frekvence (enačba 5.2).

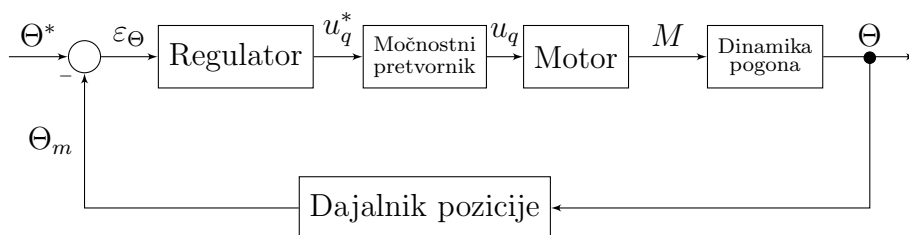
$$\begin{aligned}
G(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + sT'_d} \right) \\
G(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + sT_d/\gamma} \right); \quad T'_d = \frac{T_d}{\gamma}; \quad \gamma \in \langle 3; 20 \rangle;
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Najpogosteje je časovna konstanta člena prvega reda T'_d izražena iz same časovne konstante diferencialnega člena T_d kot faktor γ . Z velikim γ faktorju se učinek filtra zmanjšuje in je čedalje bolj podoben diferencialnemu členu brez filtra, pri zelo majhnem γ faktorju pa se zmanjšuje učinek diferencialnega člena do te meje, da izgubi svoj pomen. Po priporočilih za optimalno delovanje, naj bi ta faktor znašal približno 10 [17].

5.0.1 Kaskadni regulacijski krog

Na sliki 5.5 je prikazana enostavena regulacija pozicije. Celoten regulacijski krog ima le en regulator: zelena vrednost je kot rotorja Θ^* , izhodna vrednost je zelena napetost motorja u_q^* ter merjena vrednost je dejanski kot rotorja Θ . Takšen regulacijski krog bi deloval zelo počasi.

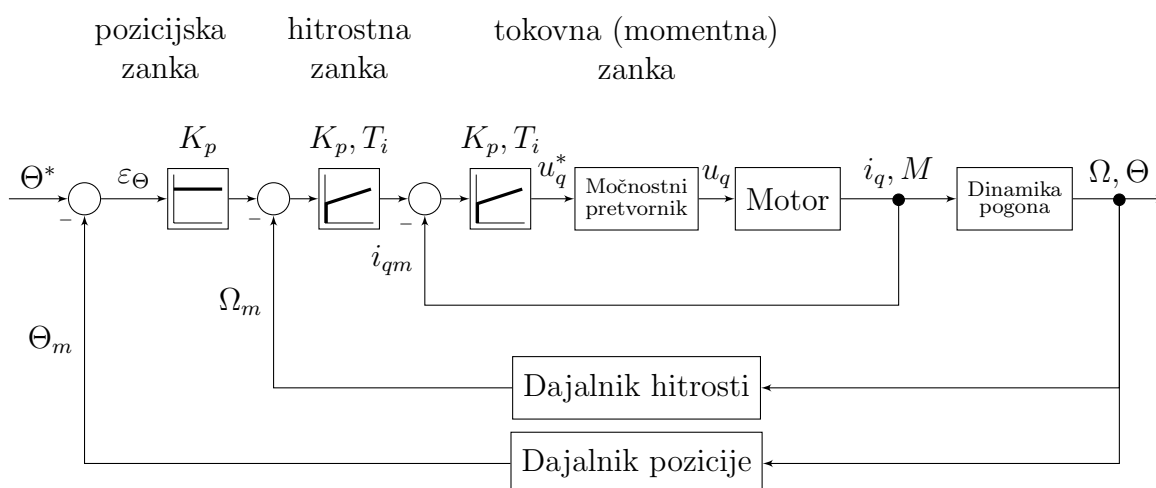
Rešitev je niz regulacijskih krogov, ki jo imenujemo kaskadna regulacija. Značilno za to vrsto regulacije je, da nastopata po dva ali več regulatorjev, pri čemer se njuna regulacijska kroga ne prepletata, temveč zajema zunanja povra-



Slika 5.5: Enostavna regulacija pozicije

tna zveza vedno celotni notranji regulacijski krog [16]. Zunanje regulacijske kroge imenujemo počasne nadrejene, notranje pa hitre podrejene. Vsak nadrejeni krog je v bistvu dajalnik želene vrednosti podrejenemu. Za kaskadno regulacijo se je potrebno vedno odločiti takoj, ko obstaja ena ali več vmesnih merjenih veličin procesa.

Na sliki 5.6 je prikazana kaskadna izvedba regulacije pozicije. Razdeljena je na tri regulacijske kroge: pozicijska, hitrostna in tokovna zanka. Zunanja, najpočasnejša je pozicijska zanka, katera podaja želeno vrednost hitrostni zanki, le-ta pa podaja želeno vrednost tokovni, ki je najhitrejša. Prehod iz enostavnega regulacijskega kroga iz slike 5.5 je bil možen z uvedbo novih vmesnih merjenih vrednosti procesa, to sta hitrost Ω ter tok i_q .



Slika 5.6: Kaskadna regulacija pozicije

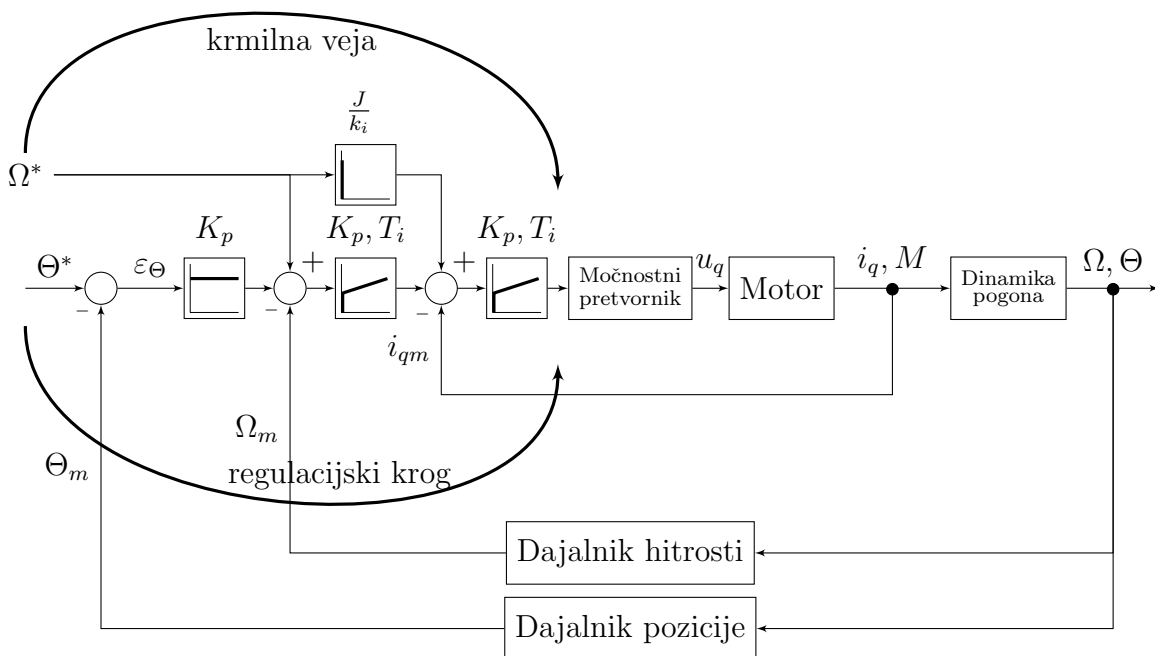
5.0.2 Vodena regulacija

Vodena regulacija je posebna oblika kombinirane regulacije, kjer v regulacijski krog vnašamo krmilno veličino. Na sliki 5.7 sta prikazani dve vhodni vrednosti: Θ^* je zelena pozicija, Ω^* pa zelena hitrost. Ti dve vrednosti bi lahko bile podane od generatorja trajektorije ali pa recimo od nekega nadrejenga pogona, ki se mu želi slediti. Navsezadnje, se lahko zeleno vrednost hitrosti Ω^* izrazi tudi z odvajanjem pozicije po času $\Omega^* = \frac{d\Theta^*}{dt}$. Krmilna veja na grobo podaja že vnaprej znano velikost hitrosti in toka, slednjega se preračuna z znanim vztrajnostnim momentom sistema J , regulacijski krog pa skrbi, da se odpravijo morebitne netočnosti pri krmiljenju in prevzame tako vlogo korektorja. V primeru, da so parametri krmilne veje točni, bi sistem brez zunanjih vplivov točno sledil krmilni željeni vrednosti, brez potrebe po regulacijskem krogu. Ravno v tem nastopi težava, saj sprememba obeh zelenih vrednosti nastopita hkrati, posledično se pojavi pogrešek ε_Θ takoj, še preden pride do odziva sistema zaradi vpliva krmilne vrednosti, četudi bi se po reakcijskem času sistema pogrešek popolnoma izničil. Rešitev težave je postavitve kasnilnega člena pred posamezen regulacijski krog, v ta namen so običajno uporabljeni členi prvega reda, ki kasni odziv posameznega regulatorja. Tako se počaka odziv sistema zaradi krmilne vrednosti in šele nato ukrepa ob morebitni razliki med zeleno in dejansko vrednostjo.

Ravno tako kot pri kombinirani regulaciji, tudi tukaj krmilna veja nima vpliva na stabilnost regulacijskega kroga, ker nima povratne zanke.

5.0.3 Digitalni regulator

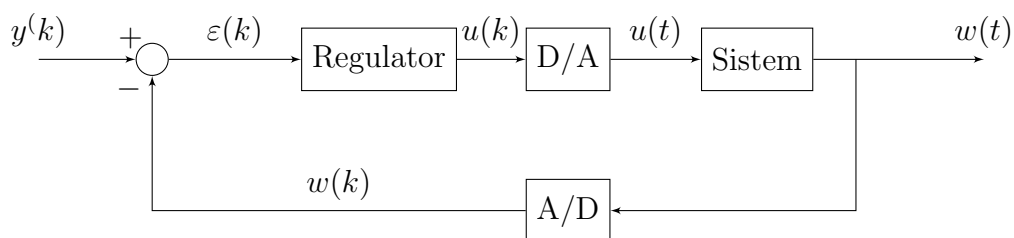
V praksi so današnji regulatorji skoraj izključno digitalni. Digitalni regulator je v osnovi nezvezen regulator, ker deluje v diskretnem času, metdem pa je reguliran sistem zvezen, ker se nahaja v zveznem prostoru. Digitalen regulator preslika zvezni čas v diskretnega s pomočjo analogno digitalnega pretvornika (A/D), opravi izračun ter preslika diskretne vrednosti izhoda v zvezni čas s pomočjo digitalno analognega pretvornika (D/A). Zaradi poenostavitve izračuna



Slika 5.7: Vodena regulacija

izhodnega signala regulatorja $u(k)$ je zaželeno, da se celoten proces izvaja v determinističnih časovnih intervalih, ki ga imenujemo čas vzorčenja T_s ali pa frekvenca vzorčenja f_s .

Višja kot je frekvenca vzorčenja, bolj je digitalni regulator podoben analognemu



Slika 5.8: Digitalen regulator

zveznemu regulatorju, vendar v praksi obstaja omejitev izbire časa vzorčenja. Zaradi končne ločljivosti števil s plavajočo vejico, bi bili zelo majhni prirastki, ki se prištevajo integralnemu členu, preprosto zaokroženi na nič, zato velja uporabiti čim višjo ločljivostjo števila plavajoče vejice (*Double*, *LREAL*). Prav

tako nastane težava pri diferencialnem členu zaradi skokov merjene veličine oz. kvantizacije, kar povroča velike skoke na izhodu diferencialnega člena. Pri izbitri časa vzorčenja je priporočljivo uporabiti: $\omega_{krit}T_s < \pi/4$, pri čemer je ω_{krit} kritična krožna frekvenca sistema odprte zanke. V slučaju, da se od regulatorja pričakuje, da izniči vpliv motnje mora biti po Shannon-ovem teoremu čas vzorčenja $T_s \leq \frac{\pi}{\omega_{max}}$, kjer ω_{max} predstavlja navšjo možno krožno frekvenco motnje, ki jo regulator lahko odpravi. Preprosto priporočilo je tudi, da za čas vzorčenja vzame $T_s = (\frac{1}{6} \div \frac{1}{15}) \cdot T_{95}$, kjer je T_{95} čas odziva sistema na skočno spremembo dokler ne doseže 95% končne ustaljene vrednosti [17].

5.0.4 Implementacija digitalnega PID regulatorja

Pri realizaciji PID regulatorja v mikrokrmilniškem sistemu, se večkrat pojavi težava pri ustrezni rešitvi nasičenja integratorja. Pri normalnem delovanju regulatorja je zaželeno, da nikoli ne presežemo meje izhodnega signala, saj vsaka limita pomeni vnos nelinearnosti v sistem in s tem tudi injiciranje visokih frekvenc, ki lahko v sistemu zbudijo osciliranje. Zaradi tega je zaželeno, da je prehod med stanjem nasičenosti nazaj v normalno delovanje čim ugodnejše. Za izračun izhoda regulatorja se ponavadi seštevajo posamezne komponente P, I in D, vendar je s takšnim pristopom težje napraviti ustrezno limito. Rekurziven izračun regulatorja se lahko napravi tako, da se izračuna parcialne prispevke in prišteje prejšnjemu stanju izhoda: $u(k) = \Delta u(k) + u(k-1)$, ta način se imenuje inkrementalni algoritem. Rekurziven izračun 5.3 je izvedba PID regulatorja iz enačbe 5.1 z uporabo trapezne metode za preračun integrala. Ker je izhod vsako iteracijo preračunan kot prirastek, se lahko začetna točka poljubno spreminja. V kolikor se izhod postavi na mejno vrednost, se bo v naslednji iteraciji preračunala nova vrednost z novim prirastkom od postavljene mejne vrednosti. Na tak način je zagotovljeno, da integralni člen preneha integrirati v kolikor je izhod v zasičenem

stanju. V dodatku A se nahaja koda PID regulatorja iz enačbe 5.2 z limito.

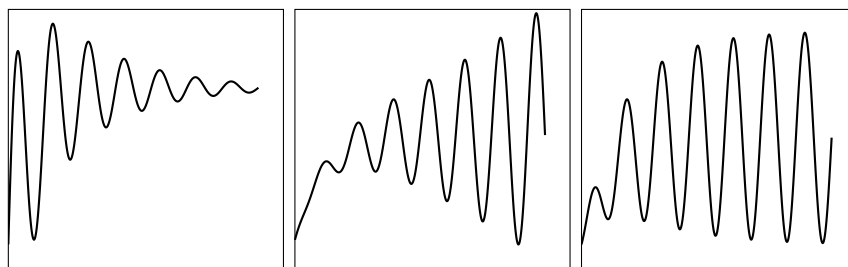
$$u(k) = K_p \left[e(k) - e(k-1) + \frac{T_s}{2T_i} [e(k) + e(k-1)] + \frac{T_d}{T_s} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right] + u(k-1) \quad (5.3)$$

5.0.5 Optimiranje regulatorja po Zieglerju in Nichol-su

Metoda Zieglerja in Nichol-sa je inženirski pristop iskanja parametrov regulatorja brez znanega modela sistema. Regulacijski krog je zaključen, se pravi zaprt-zančni. Najprej je potrebno izklopiti delovanje integralnega in diferencialne člena, oziroma $T_d = 0$ in $T_i \rightarrow \infty$. Postopoma se pričinja višati proporcionalno ojačanje, dokler sistem ne prične oscilirati na meji stabilnosti. Vmes je zaželeno nastavljati skočno spremembo želene vrednosti, saj se na takšen način vnese v regulacijski krog velik spekter frekvenc, od katerih bo ena resonančna. Sistem je na meji stabilnosti, kadar niha s konstantno amplitudo in ne pride do aperiodičnega iznihanja ter tudi amplituda ne naraste prek vseh meja. Pridobljeno ojačanje se imenuje kritično ojačanje K_{krit} , perioda nihanja pa kritična perioda T_{krit} . Iz table 5.1 se nato izbere ustrezne parametre, odvisno od izbranega tipa regulatorja. Ta način je zelo prikladen za delo na terenu, kjer običajno ni dosti informacij o reguliranem sistemu, oz. sploh ne obstajajo.

Tip regulatorja	K_p	T_i	T_d
P	$0,5 \cdot K_{krit}$	∞	0
PI	$0,45 \cdot K_{krit}$	$T_{krit}/1,2$	0
PID	$0,6 \cdot K_{krit}$	$T_{krit}/2$	$T_{krit}/8$

Tabela 5.1: Priporočila Zieglerja in Nichol-sa



Slika 5.9: Vrste odziva na skočno spremembo: stabilno, nestabilno, na meji stabilnosti

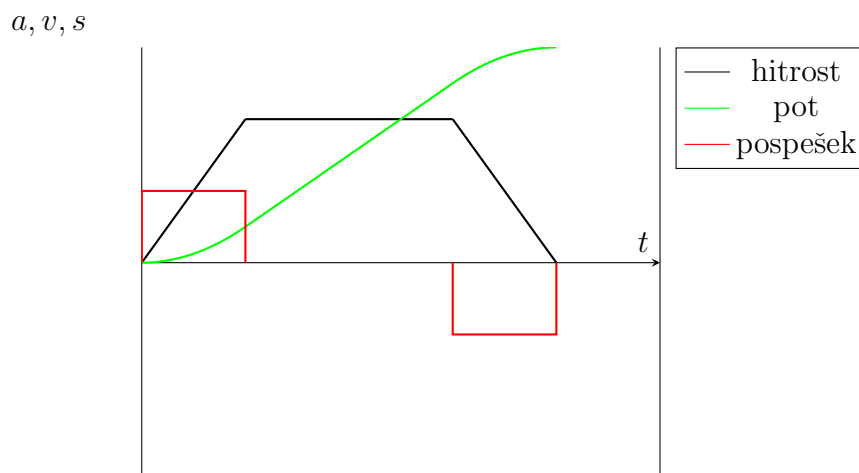
5.0.6 Generator trajektorije

Pozicionirni sistem vsebuje poleg regulacijskih zank še generator trajektorije (angl. Motion Controller). Njegova vloga je podajanje želinih vrednosti pozicije na nadzorovan način s parametri hitrosti in pospeški pomika. Regulacijski krog brez nadzorovane trajektorije, bi se zelo burno odzval, saj bi razlika med želeno in dejansko pozicijo pomenila velik pogrešek, katerega bi regulacijski krog želel nemudoma odpraviti. Takšen pogon bi pospešil z največjim možnim pospeškom in se pričel približevati ciljni poziciji z največjo možno hitrostjo ter bi se na cilju zaustavil s prenehanjem, kar je tipičen pojav za regulacijski krog s hitrim dinamičnim odzivom. Zahteve po nadzorovanem pomiku so pripeljale do uvedbe generatorja trajektorije. To je algoritem, ki na podlagi vhodnih parametrov ciljne pozicije, zadane hitrosti pomika ter pospeška/pojemka, vnaprej preračuna potek pomikanja. Regulacijski krog poskrbi, da pogon dejansko sledi zadani trajektoriji in odpravlja morebitna odstopanja.

Kot primer se lahko vzame načrt leta. Letalo bo ob določeni uri vzleta poletelo iz točke A in pristalo v točki B ob uri pristanka. Po vzletu, pilot s svojim krmarenjem odpravlja zamik smeri, ki jih pozročajo vetrni sunki. Periodično ugotavlja trenutno pozicijo letala in jo primerja z zadanim načrtom poleta ter v primeru odstopanja poveča ali zmanjša hitrost letala do te mere, da pristane točno ob določeni uri pristanka. V primerjavi s pozicionirnim sistemom je pilot regulacijski krog, načrt poleta pa generator trajektorije. Vsakršno odstopanje od zadane trajektorije leta ne vpliva na načrt poleta, saj je ta že vnaprej določen. Najeno-

stavnejša oblika trajektorje je trapezni profil hitrosti. Pogon najprej pospešuje s konstantnim pospeškom, sledi interval konstantne hitrosti in nato konstantno pojemanje do ciljne pozicije (slika 5.10).

Ker je pospešek vzrok navora, kateri je premosorazmeren toku $M \propto I_q$, sledi



Slika 5.10: Trapezni profil hitrosti

logično sklepanje, da je sprememba pospeška premosorazmerna spremembi toka skozi čas $\frac{da}{dt} \propto \frac{di_q}{dt}$. Zaradi induktivnosti navitja motorja, se tok ne more skokovito spreminjati, temveč samo zvezno. V primeru uporabe trapeznega profila hitrosti, ni upoštevana omejitev maksimalne možne spremembe toka skozi čas, zato pogon ne zmore točno slediti temu profilu hitrosti ker že v osnovi ne upošteva fizikalne omejitve pogona. Takšen način pozicioniranja se uporablja pri nezahtevnikih pomikih, saj pogon pri pospeševanju vedno kasni, pri pojemanju pa vedno prehiteva zadano trajektorijo.

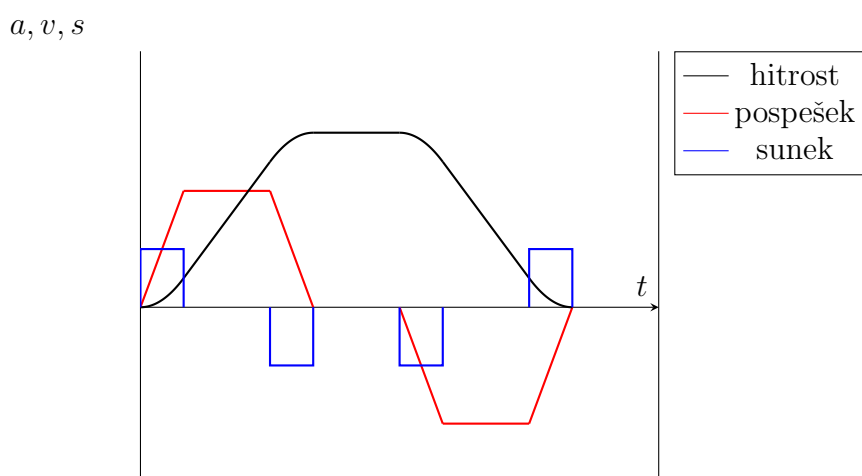
Rešitev je oblika trajektorije, katera upošteva zgoraj omenjena dejstva in generira hitrost z omejeno spremembo pospeška skozi čas (slika 5.11). Odvod pospeška po času j (angl. jerk, nem. Ruck) v slovenskem jeziku nima določenega imena, zato ga bom v nadaljevanju imenoval kar sunek, ker se mi zdi to najbolj primeren izraz. Angleški izraz prihaja iz sveta avtomobilizma; izkušen voznik zna mehko speljevati in ne povzroča sunkovitih trzljajev značilnih pri začetniku (angl. jerk driver). Nemški izraz pa že sam po sebi pove, da gre za veličino ki pomeni sunek,

oz. koliko pogon "rukne" pri speljevanju.

Zaradi omejevanja sunka nastane profil hitrosti bolj mehek in ima obliko črke S, zato se tudi imenuje S-profil hitrosti.

$$j(t) = \frac{da}{dt} = \dot{a} = \frac{d^2v}{dt^2} = \ddot{v} = \frac{d^3s}{ds^3} = \ddot{\dot{s}} \quad (5.4)$$

Načeloma se lahko smatra, da je trajektorija že vnaprej preračunana pred vsa-



Slika 5.11: S-profil hitrosti

kim pomikom pogona, vendar v praksi to ni izvedljivo, ker bi bila potrebna velika količina spomina in procoesorskega časa. Trajektorija se preračunava sproti na rekurziven način, v določenih časovnih presledkih, ki so ponavadi daljši od časa vzorčenja regulacijskega kroga. V pozicionirnem sistemu, kjer je prisotnih več pogonskih osi, se ponavadi pojavlja želja tudi po sinhroniziranem pomiku le-teh. Algoritem najprej uskladi pospeške in hitrosti posameznih osi, nato za vsako os generira svojo trajektorijo. Takšni sistemi so CNC obdelovalni stroji. Dodatna vloga generatorjev trajektorij pa je tudi normiranje veličin in kinematična preslikava. Enote hitrosti in pomika so lahko poljubne, pravtako je lahko več osi medseboj povezanih v kompleksen kinematični sklop, ki potrebuje preslikavo iz koordinatnega sistema sklopa v koordinatni sistem osi in obratno.

Zaradi svoje velike kompleksnosti izračuna se ti algoritmi trajektorij v praksi

večinoma izvajajo na PC platformi. Želene vrednosti hitrosti in pozicije se nato pošiljajo po industrijski komunikaciji (Ethercat, Profinet, Profibus, Sercos) do krmilnih enot pozameznih pogonov. Visoka hitrost prenosa je zaželjena, ni pa najpomembnejša stvar. Zaradi potrebe po sinhronem pomiku več osi, je potreba tudi po obliki sinhronne komunikacije. Vse zgoraj opisane industrijske komunikacije so serijske, PC računalnik pošilja zelene in bere dejanske vrednosti zaporedno od prvega do zadnjega pogona povezanih v omrežju, zato bi nastalo do časovnega zamika odziva posameznih osi. Rešitev je poseben protokol komunikacije, ki se mu pravi izohroni (angl. isochronous) prenos podatkov. Vsako stanje je zajeto v točno določenim trenutku s pomočjo ure realnega časa, ki je vgrajena v vsaki napravi. Vse naprave ob točno določenem času naredijo posnetek trenutnega stanja ter hkrati aktivirajo zelene vrednosti.

6 Praktična realizacija krmiljenja pomika in odreza žage s Simotion/Sinamics

6.0.1 Uvod

Potrebno je bilo realizirati žago katera pomika deske na nastavljeno dolžino in jih odreže z nastavljeno hitrostjo rezanja. Uporabljen je krmilniški sistem Simotion proizvajalca Siemens s servo pogoni Sinamics S120 istega proizvajalca.

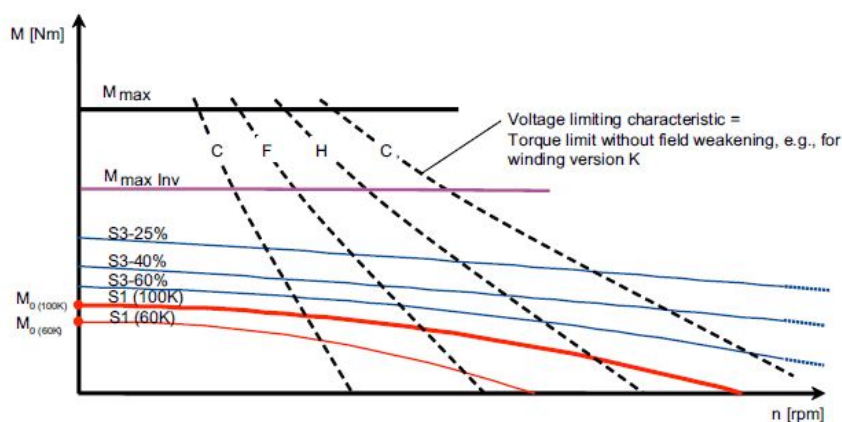
Simotion je industrijski krmilnik, kateri ima poleg klasičnih funkcij industrijskega krmilnika tudi zmožnost generiranja trajektorij pomikov, ustrezne za podajanje natančne in kontrolirane želene vrednosti poti in hitrosti servo pogonov. Sinamics je družina servo pogonov, zajema krmilno enoto pogona(ov) s komunikacijskim vmesnikom za povezavo s krmilnikom.

Žaga je postavljena v liniji strojev za obdelavo lesa. Pred njo se nahaja skener, ki poslika desko iz vseh smeri v vidni in infrardeči svetlobi ter z rentgenskimi žarki. Desko se računalniško analizira in določi reze z namenom odstranitve nezdravih oz. poškodovanih delov deske, kot so grče, vozli in morebitni zaraščeni kovinski ostanki granat (šrapneli). Skener sporoča položaj rezov prek komunikacije TCP/IP krmilniku Simotion. Pred žago se deske nabirajo druga ob drugi in se jih posamično potiska v stroj, kjer se deska razreže. Slabe kose manjših dimenzij se odstrani s pomočjo izpihovanja, večje pa s pnevmatskim izmetalom, dobri kosi gredo naprej v naslednji stroj po tekočem traku.



Na sliki 6.2 je prikazana splošna karakteristika servo motorja. Na prvi pogled je takoj vidna podobnost s karakteristiko enosmernega motorja (slika 3.3). Črtkane črte predstavljajo različno konstrukcijo statorskega navitja. Motor iste velikosti lahko doseže višjo hitrost prostega teka in manjši nazivni navor ali pa nižjo hitrost prostega teka in višji nazivni navor. Podobno kot pri enosmernem motorju ima tudi tukaj vlogo generatorska napetost, ki se večja z številom vrtljajev motorja dokler ne doseže napajalno napetost. Višje hitrosti je možno dosegati v režimu slabljenja polja, kar krmilna enota družine Sinamics S120 tudi premore.

Motorji so bili izbrani s pomočjo programaSizer. Za določen sklop je po-



Slika 6.2: Karakteristike servo motorjev

tebno izbrati tip mehanskega sklopa: dvigalo, linearni pomik, valjni transporter, verižni transporter, ekscentrični pomik, tekoči trak,...Nato je potrebno vpisati prestavna razmerja menjalnika, jermenic, vztrajnostne momente rotirajočih mas, naklon pomika in maso (slika 6.3).

Sledi zelen profil pomika s podatki o pospešku, sunku, hitrosti, potjo in številu

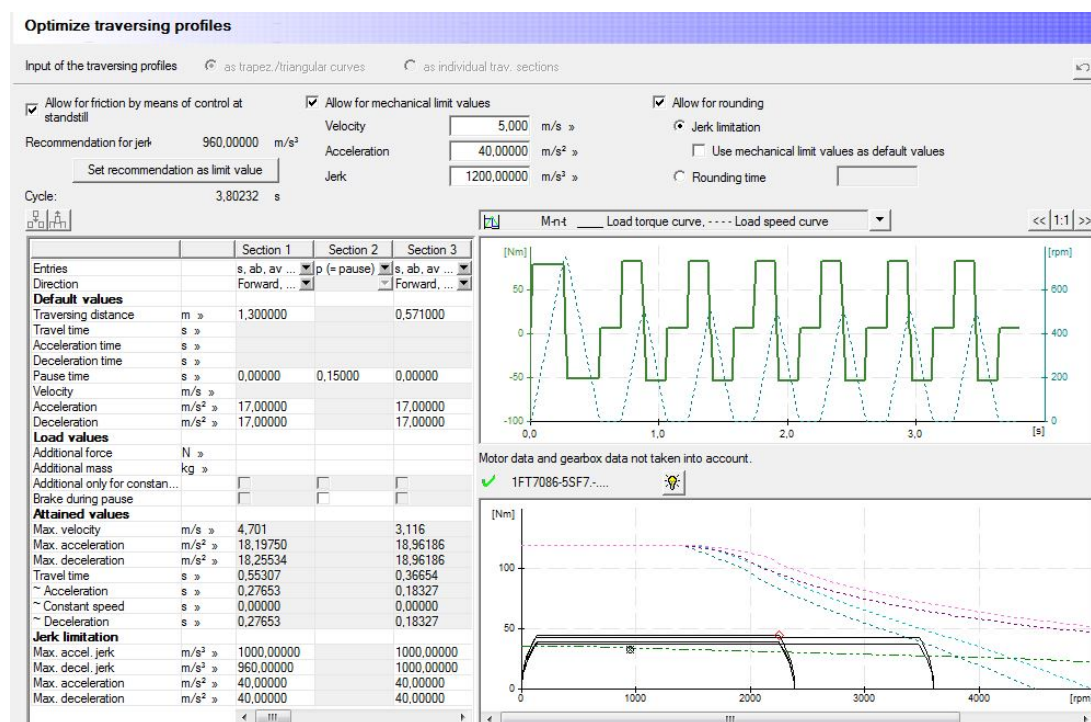
Enter mechanical data

Mechanical system: Valji
Type: Roller conveyor in converter operation

Name	Unit	Application values
Masses		
Steady payload	kg »	12,000
Moments of inertia		
Number of rollers		2
Inertia of a roller	kg m ² »	0,084300
Additional inertia in relation to the load	kg m ² »	0,000000
Additional inertia in relation to the motor	kg m ² »	0,000000
Mechanics		
Roller diameter	mm »	120,000
Angle of inclination	deg »	0,0
Friction		
Friction torque	Nm »	5,00
Number of chain loops		2
Efficiency without chains		0,900
Type of travel resistance		Specific coefficient of friction
- Specific coefficient of friction		0,0000
<input type="checkbox"/> Drive arm of the lifting friction (selection) <input type="checkbox"/> Drive arm of the lifting friction (input) <input type="checkbox"/> Coefficient of friction of bearing (selection) <input type="checkbox"/> Coefficient of friction of bearing (input) <input type="checkbox"/> Coefficient of friction of the track guide (selection) <input type="checkbox"/> Coefficient of friction of the track guide (input) <input type="checkbox"/> Friction force - weight		

Slika 6.3: Vnos mehanskih podatkov

zaporednih pomikov. Sizer nato predlaga najbolj ustrezen motor in močnostni krmilni modul ter tudi izriše obratovalno karakteristiko (slika 6.4). Ko so bile vstavljene obe osi, je sledil avtomatski izračun napajalnega modula in vse doda-



Slika 6.4: Izračunana karakteristika obremenitve/delovanja

tne opreme, kot so kabli, konektroji, dušilke.

6.0.3 Napajalni modul

Izbran napajalni modul je Sinamics Smart Line Module 6SL3130-6TE21-6AA4. To usmernik iz trifazne izmenične napetosti v enosmerno napetost za napajanje motorskih močnostnih modulov. Obratovalna napetost se lahko giblje med 380V in 480V, nazivna moč pa je 16kW. Posebnost tega modula je dvosmerno delovanje in je tako usmernik/razsmernik saj lahko vrača energijo nazaj v omrežje. Motorji pri zaviranju preidejo v generatorski režim obratovnja in vračajo kinetično energijo vrtečih se mas. Klasični trifazni usmerniki, ki temeljijo zgolj na diodnih mostičih nimajo možnosti dvosmernega delovanja, zato potrebujejo dodatne zaviralne upore na katerih se ta povratna energija potroši in gre v izgubo. V sistemu kjer so velike vztrajnosti in veliko dinamičnih pomikov, bi to predstavljalo velik delež izgubne moči, poleg tega pa še nastane težava pri zagotavljanju ustreznega

hlajenja zaviralnih uporov. Dvosmerni napajalni modul reši te težave, pojavi pa se tudi potreba po obvezni namestitvi dušilke. Omrežje ima zelo nizko impedanco in bi se za razsmernik obnašalo kot kratek stik, zato je uporaba dušilke nujna da lahko razsmernik s pomočjo pulzno-širinske modulacije vsili želen tok v omrežje. Napajalni modul se pravtako ne sme nikoli odklopiti od omrežja v času vračanja energije zato ima v ta namen digitalen vhod, kjer se priključi pomožni kontakt glavnega stikala ali odklopnika, kateri mora sprožiti signal nekaj 10ms preden močnostni kontakti dejansko odklopijo omrežno napetost (slika 6.5).

6.0.4 Valji pomika deske

Gred motorja poganja jermenski prenos s prestavnim razmerjem 1 : 4, 8, le-ta pa poganja aluminjaste valje premera 120mm, ki so med seboj povezani z jermenimi. Zastavljeni parametri pomika so sledeči: maksimalna hitrost 5m/s, maksimalen pospešek/pojemek 30m/s². Zlasti težaven je bil izbor motorja, ker se z večanjem jermenice povečuje tudi njen vztrajnostni moment, preslikan vztrajnostni moment valjev pa zmanjšuje. Pri nižjem prestavnem razmerju pa se zmanjšuje vztrajnostni moment jermenice, povečuje se premer gnanih valjev in s tem tudi njihov vztrajnostni moment. Premer jermenice d , pričvrščene na gred motorja ne sme biti premajhen, ker se radialna sila $F_r = \frac{2M}{d}$ povečuje z manjšanjem premera pri enakem izhodnem momentu M motorja. Radialna sila deluje na izhodni ležaj motorske gredi in ne sme biti večja od deklarirane dovoljene radialne sile, sledi $d_{min} = \frac{2M_{max}}{F_{rmax}}$. Pri večanju prestavnega razmerja jermenic, se na manjši jermenici zmanjšuje površina, ki jo obdaja jermen ter nastaja večja možnost zdrsa jermenca. V praksi se je izkazalo, da je jermenski reduktor zelo omejen glede izbire možnega razpona prestavnega razmerja, to dejstvo potrjujejo tudi kombinacije velikosti jermenic, ki jih je možno dobiti na tržišču. Pridobljeno razmerje jermenice 1 : 4, 8, premer valjev 120mm ter izbrana nazivna hitrost motorja 3000o/min so bili rezultat izračunov preslikave vztrajnostnih momentov na

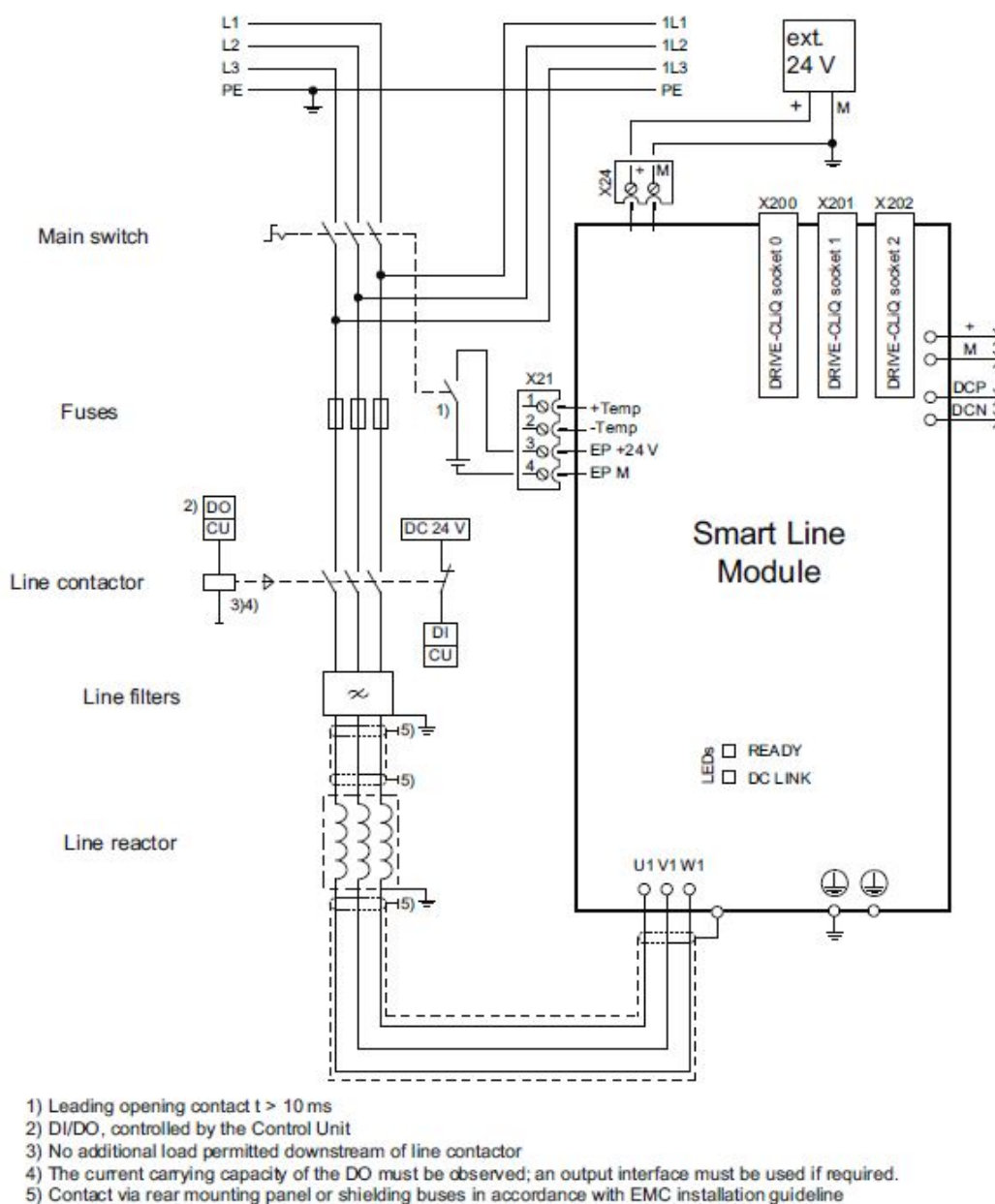
stran motorja v obliki excel tabele. Šele kasneje so se vrednosti potrdile z vnosom v program Sizer.

Tip izbranega motorja za pogon valjev je 1FT7086-5SF71-1NA0 iz serije visoko dinamičnih motorjev s prisilnim zračnim hlajenjem. Ima vgrajen Sin/Cos enkoder s komunikacijskim vmesnikom DriveCliq. Pripadajoči močnostni modul je: 6SL3120-1TE23-0AA4.

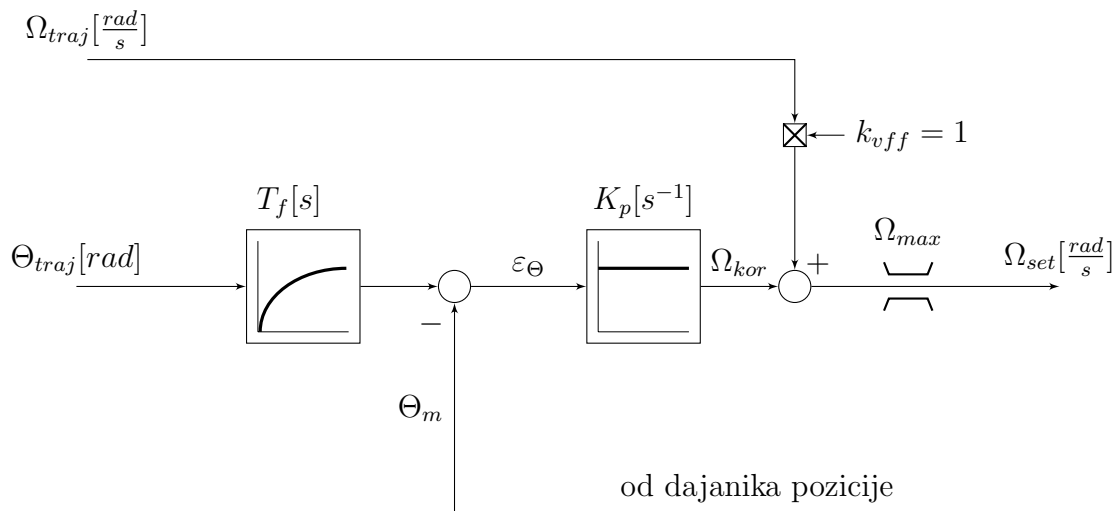
6.0.5 Pozicijska zanka

6.0.6 Hitrostna zanka

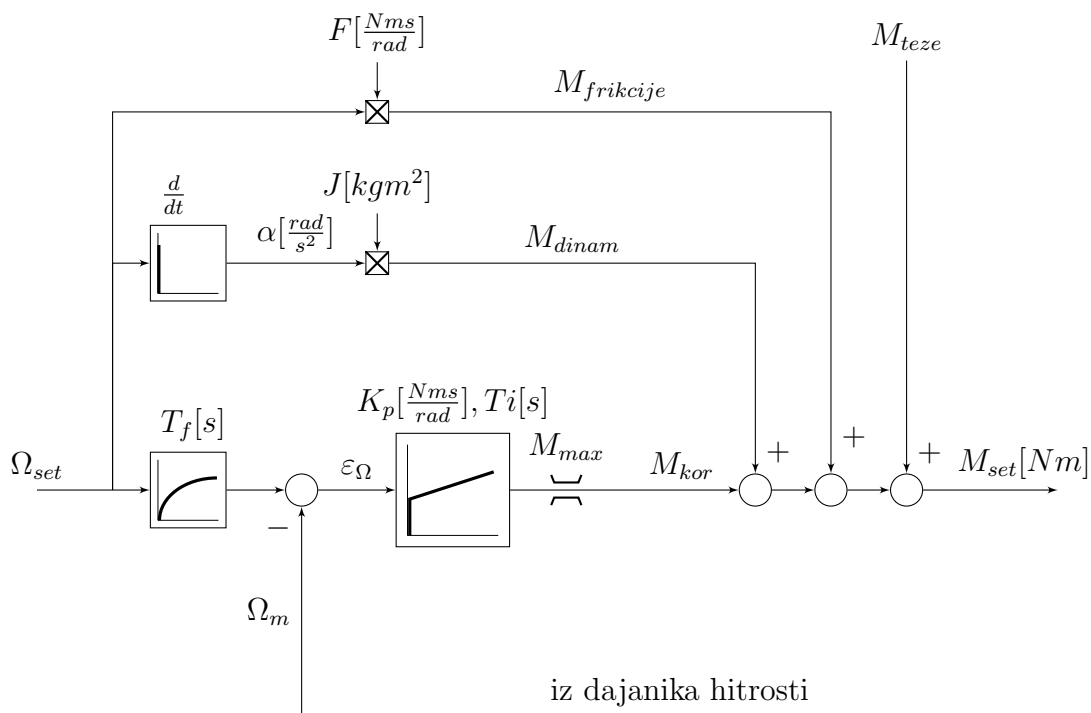
6.0.7 Momentna zanka



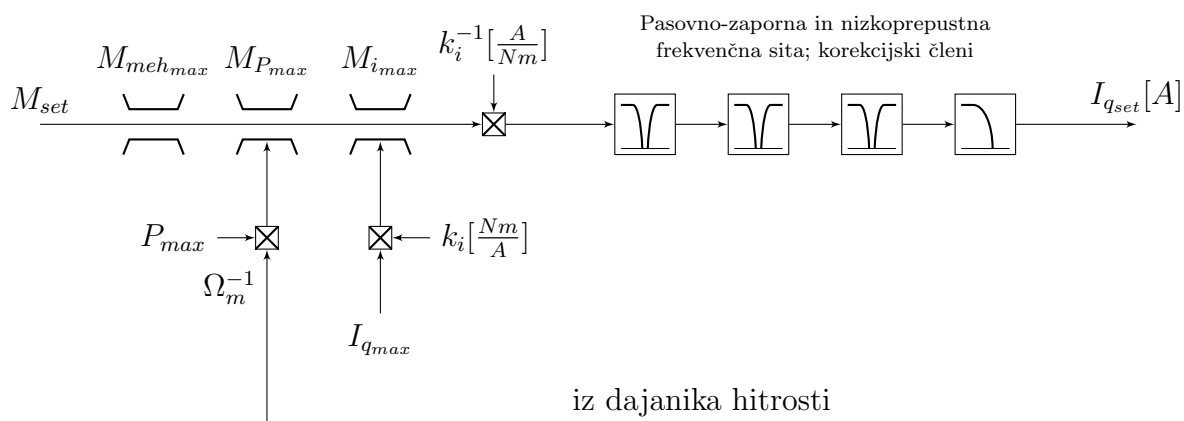
Slika 6.5: Vezava napajalnega modula [18]



Slika 6.6: Pozicijska zanka s kasnjenjem in feedforward

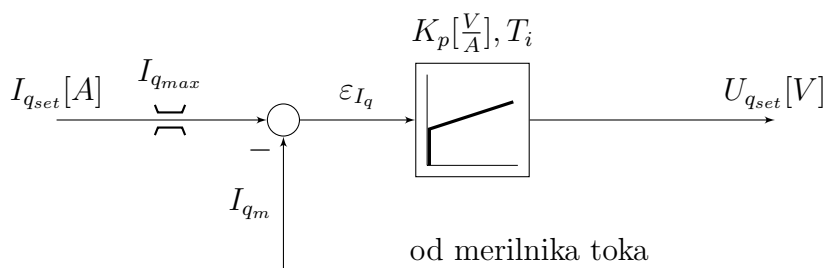


Slika 6.7: Hitrostna zanka s kasnjenjem

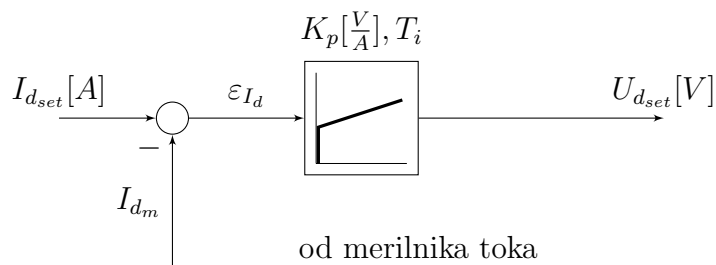


Slika 6.8: Predpriprava tokovne zanke

tokovni regulator q-osi (moment)



tokovni regulator d-osi (vzbujanje)



Slika 6.9: Tokovni regulatorji q in d-osi

7 primeri latex

Literatura

- [1] Honeywell, West Spring Street, *HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION*.
- [2] S. C. M. Reddy in K. N. Raju, “A novel design method for resolver to digital converter,” *International Journal of Advanced Engineering and Technology*, vol. 4, no. 2, str. 343–348, 2012.
- [3] F. Semiconductor, “Using the resolver interface etpu function,” *Freescale Semiconductor, AN3943, Rev. 0*, 2009.
- [4] E. Gabrielyan, “The basics of line moiré patterns and optical speedup,” *arXiv preprint physics/0703098*, 2007.
- [5] M. Čurkovič, A. Hacı, K. Jezernik in M. Franc, “Meritev hitrosti z inkrementalnim dajalnikom,”
- [6] F. Bergelj, *Osnove meritev*. Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, 1993.
- [7] H. Schmirgel in J. Krah, “„fpga based sine-cosine encoder to digital converter using delta-sigma technology “,” *PCIM Power Conversion Intelligent Motion, Nürnberg*, str. 866–871, 2009.
- [8] I. Temperature High, “Sendix absolut, multiturn type 5868 (shaft)/5888 (hollow shaft), profibus-dp,” *Signal*, vol. 3, str. 4.

-
- [9] D. Miljavec in P. Jereb, "Vezna teorija električnih strojev," *FE, Ljubljana*, 2009.
- [10] V. Ambrožič, *Sodobne regulacije pogonov z izmeničnimi stroji*. Fakulteta za elektrotehniko, 1996.
- [11] Forum, "Latex stackexchange." Dosegljivo: <http://tex.stackexchange.com/>, note = [Dostopano: od 1. 4. do 30.6 2016].
- [12] T. Instruments, "Field oriented control of 3-phase ac motors," *Application Note BPRA073*, 1998.
- [13] Z. YUMRUKÇAL, *Dynamic Modeling of High Precision Servo Systems with Gear Backlash*. PhD thesis, MIDDLE EAST TECHNICAL UNIVERSITY, 2013.
- [14] M. D. Inc., "Design Trends." Dosegljivo: <http://www.motion-designs.com/>, note = [Dostopano: 6. 6. 2016].
- [15] S. M. Pribec, *Optimizacija vodenja linearnega sinhronskega motorja: diplomsko delo univerzitetnega študija*. PhD thesis, SM Pribec, 2014.
- [16] R. Cajhen, *Regulacije*. Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 1990.
- [17] V. Bobál, J. Böhm, J. Fessl in J. Macháček, *Digital Self-tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Applications*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [18] Siemens, "SINAMICS S120 Booksize Power Units."

Dodatek

A Primer kode PID regulatorja

```
double ek, ek1, ek2, uk1, uk2, ZelenaVrednost, DejanskaVrednost;
double Ts, gamma, u_min, u_max;
double Kpu, Tu, Kp, Ti, Td, Tf, cf, ci, cd;
double q0, q1, q2, p1, p2;

//parametri, ki se preračunajo ob inicializaciji
ek1=ek2=uk1=uk2=u=0.0;
Tf = Td/gamma;
cf = Tf/Ts;
ci = Ts/Ti;
cd = Td/Ts;
p1 = -4*cf/(1+2*cf);
p2 = (2*cf-1)/(1+2*cf);
q0 = Kp * (1 + 2*(cf+cd) + (ci/2)*(1+2*cf))/(1+2*cf);
q1 = Kp * (ci/2-4*(cf+cd))/(1+2*cf);
q2 = Kp * (cf*(2-ci) + 2*cd + ci/2 - 1)/(1+2*cf);

// PID algoritem preračunan ob vsaki prekinitvi
ek2 = ek1;
ek1 = ek;
ek = (ZelenaVrednost - DejanskaVrednost);
uk2 = uk1;
uk1 = u;
```

```
u = q0*ek + q1*ek1 + q2*ek2 - p1*uk1 - p2*uk2;
//limita
if    u>u_max u = u_max;
elseif u<u_min u= u_min;

output=u;
```