
Servosystemer med permanentmagnet synkronmotor

Bruk av dq-akseteori

Roger Berntsen

Tapir Forlag
2002

Første utgave 2002

ISBN

© Roger Berntsen og Tapir Forlag

Det må ikke kopieres fra denne bok ut over det som etter bestemmelser i ”Lov om opphavsrett til åndsverk”, ”Lov om rett til fotografi” og ”Avtale mellom staten og rettighetshaverens organisasjoner om kopiering av opphavsrettslig beskyttet verk i undervisningsvirksomhet”.

Printed in Norway

Boken er produsert med støtte fra Kongsberg Defence & Aerospace AS



KONGSBERG

Innholdsfortegnelse

1	FORORD	13
1.1	INNLEDNING	13
1.2	SAMMENDRAG.....	14
1.3	MÅLGRUPPE	14
1.4	FORKUNNSKAPER	15
1.5	HVORFOR SKRIVE DENNE BOKEN.....	15
1.6	TAKK TIL	15
1.7	LITT OM FORFATTEREN.....	17
2	PERMANENTMAGNET SYNKRONMOTOR	19
2.1	INNLEDNING	19
2.2	MODELLERING	21
2.2.1	<i>Matematisk modellering</i>	21
2.2.1.1	Strømdynamikk	22
2.2.1.2	Elektromekanisk moment.....	26
2.2.1.3	Mekanisk dynamikk	27
2.2.1.4	dq-modell	28
2.2.2	<i>Transformasjon og rotasjon</i>	29
2.2.2.1	Transformasjon (trefase til xy).....	29
2.2.2.2	Rotasjon av aksesystemer (xy til dq).....	32
2.2.2.3	Komplette transformasjonsmatriser	33
2.2.3	<i>Komplett modell av PMSM</i>	34
2.2.3.1	Tilstandsromform for PMSM.....	36
2.3	EFFEKTBEREGNINGER	37
2.4	MOTORPARAMETRE.....	39
2.4.1	<i>Resistans og induktans</i>	40
2.4.2	<i>Momentkonstant</i>	41
2.4.3	<i>Motindusert spenning</i>	43
3	STASJONÆRE MOTORDRIFTER	45

3.1	INNLEDNING	45
3.2	STASJONÆR MATEMATISK MODELL	45
3.2.1	<i>Pr. fase statororientert modell</i>	45
3.2.2	<i>Pr. fase dq-modell</i>	47
3.2.3	<i>Momentkarakteristikk for motoren</i>	49
3.3	FREKVENNSTYRT MOTOR.....	51
3.3.1	<i>Pulsbredde modulering (PBM)</i>	52
3.3.2	<i>DC/AC omformer (vekselretteren)</i>	53
3.3.3	<i>Strøm- og spenningsstrek fra omformeren</i>	55
4	DYNAMISKE MOTORDRIFTER	59
4.1	INNLEDNING	59
4.1.1	<i>BLDC motorer</i>	59
4.2	PMSM SERVOSYSTEM	60
4.2.1	<i>Regulatorene</i>	60
4.2.1.1	Posisjonssløyfen	61
4.2.1.1.1	P-regulator for posisjon	63
4.2.1.1.2	PI-regulator for posisjon.....	63
4.2.1.2	Hastighetssløyfen	65
4.2.1.2.1	P-regulator for hastighet.....	65
4.2.1.2.2	PI-regulator for hastighet	66
4.2.1.3	Strømsløyfen	67
4.2.1.3.1	P-regulator for strøm	68
4.2.1.3.2	PI-regulator for strøm.....	68
4.2.1.3.3	Spenningsbegrenser.....	69
4.2.1.4	Båndbredder	71
4.2.1.5	Kommutering	72
4.2.1.5.1	Hva er kommutering ?.....	72
4.2.1.5.2	Børstemotor kommutering	73
4.2.1.5.3	Sinuskommutering	73
4.2.1.5.4	Seks-steps kommutering	73
4.2.1.5.5	Initialisering av kommuteringsposisjon	73
4.2.1.6	Totalsystemet	76
4.2.1.6.1	Kombinering av regulatorer for PMSM posisjonsservo	77
4.3	VALG AV MOTOR.....	78
4.3.1	<i>Litt om akselerasjon</i>	78
4.3.2	<i>Resolve</i>	79
4.3.2.1	Resolver til digital omforming	80
4.3.3	<i>Gearoverføring</i>	80
4.3.4	<i>Strømmåling</i>	81
4.3.5	<i>Magnettyper</i>	81
4.3.5.1	Keramisk	82
4.3.5.2	Alnico	82
4.3.5.3	Samarium kobolt	82
4.3.5.4	Neodym jern boron (NdFeB)	83
4.3.6	<i>Leverandører, WEBSider</i>	83
5	SIMULERINGER	85
5.1	INNLEDNING	85
5.2	MÅLINGER PÅ ET SERVOSYSTEM	85

5.2.1	<i>Feltsvekkning</i>	88
5.3	SIMULERINGER.....	89
5.3.1	<i>Komplett reguleringsystem</i>	89
5.3.2	<i>Regulering uten strømregulering</i>	92
5.3.3	<i>Bare posisjonsregulator</i>	98
5.3.3.1	P-regulator.....	98
5.3.3.2	PD-regulator.....	101
5.4	OPPSUMMERING.....	105
6	ALGORITMER OG PROGRAMVARE.....	107
6.1	INNLEDNING.....	107
6.2	DISKRETISERING.....	107
6.2.1	<i>P-regulator</i>	108
6.2.2	<i>PI-regulator</i>	109
6.2.3	<i>PD-regulator</i>	110
6.2.4	<i>PID-regulator</i>	110
6.3	SPENNINGSBEGRENSER.....	111
6.4	TRANSFORMASJONER.....	112
6.4.1	<i>Forovertransformasjon</i>	112
6.4.2	<i>Reverstransformasjon</i>	113
6.5	PULSBREDDE MODULERING.....	114
6.6	NULL-KOMMUTERING (INITIALISERING).....	114
6.7	SERVOSYSTEM.....	115
7	REFERANSER.....	117
8	INDEKS.....	119

Figurliste

figur 2-1 Elektrisk motor.....	19
figur 2-2 Permanentmagnet synkronmotorer	21
figur 2-3 PMSM elektrisk skjema	22
figur 2-4 Fluksforslyngning i stator og rotor.....	23
figur 2-5 Referanseaksene dq	24
figur 2-6 Dekomponering av romvektor	25
figur 2-7 dq-aksesystemet	25
figur 2-8 Blokkskjema for PMSM, pr.fase dq-modell	28
figur 2-9 Prinsipiell skisse av trefase PMSM og dq-modell	29
figur 2-10 Trefase sinussvingninger.....	30
figur 2-11 Romvektor.....	30
figur 2-12 Rotasjon av koordinatsystemer, xy til dq.....	32
figur 2-13 Komplette modell av PMSM, $L_d = L_q = L_s$	35
figur 2-14 Egenverdier for PMSM	37
figur 2-15 Effektrekenskap for en PMSM	38
figur 2-16 $\cos(\varphi)$ i motoren	39
figur 2-17 Måling av resistans og induktans	40
figur 2-18 $k_{T,DC}$ fra datablad.....	41
figur 2-19 k_T er tidsvarierende	42
figur 3-1 pr.fase skjema for en PMSM.....	46
figur 3-2 Vektordiagram for PMSM i stasjonær drift	47
figur 3-3 PMSM momentkarakteristikk	50
figur 3-4 Frekvensomformer for trefase PMSM	51
figur 3-5 Spenningsignalomforming.....	52
figur 3-6 Pulsbredde styresignaler.....	53
figur 3-7 Trefase DC/AC-omformer (skjematisk)	54
figur 3-8 PBM fasespenning	55
figur 3-9 PBM linjespenning.....	55
figur 4-1 Blokkskjematisk fremstilling av regulert PMSM	60
figur 4-2 Reguleringsløyper for en posisjonsregulert PMSM.....	61
figur 4-3 Posisjonsservo med stasjonært avvik i posisjon.....	62
figur 4-4 Posisjonssløyfe med posisjonsregulator.....	62
figur 4-5 Approksimasjon av båndbreddeberegning.....	64
figur 4-6 Hastighetssløyfe med hastighetsregulator.....	65
figur 4-7 Strømsløyfen med strømregulator	67
figur 4-8 Lineær spenningsbegrensning	70
figur 4-9 Initialiserings for å finne null-kommuteringsposisjon	74

figur 4-10 Null kommuteringsposisjon	75
figur 4-11 Null kommutering med sagtannfunksjon	75
figur 4-12 Komplette servosystem for en PMSM.....	77
figur 4-13 Skjematisk tegning av resolver	79
figur 4-14 Mekanisk skjema for motor og last.....	81
figur 4-15 Strømmåling	81
figur 5-1 Posisjonsrespons for PMSM motor.....	86
figur 5-2 Hastighetsresponsen	86
figur 5-3 Strømresponsen, I_d og I_q	87
figur 5-4 Trefase strømmer.....	87
figur 5-5 Spenningsresponsen, V_d og V_q	88
figur 5-6 Feltsvekking	89
figur 5-7 Simulert posisjon, θ_r	90
figur 5-8 Simulert V_d og V_q	90
figur 5-9 Simulert I_d og I_q	91
figur 5-10 Simulert turtall, ω_r	91
figur 5-11 Simulert fasestrømmer	92
figur 5-12 Posisjonsregulering uten strømregulering.....	93
figur 5-13 Posisjonsutslag	93
figur 5-14 V_d og V_q uten strømregulering.....	94
figur 5-15 Effektivverdien av fasespenningen uten strømregulator.....	94
figur 5-16 V_d og V_q med strømregulering.....	95
figur 5-17 Effektivverdien av fasespenningen med strømregulering.....	95
figur 5-18 I_d og I_q uten strømregulering.....	96
figur 5-19 Effektivverdien av fasestrømmen uten strømregulator.....	96
figur 5-20 I_d og I_q med strømregulering	97
figur 5-21 Effektivverdien av fasestrømmen med strømregulering.....	97
figur 5-22 Bare posisjonsregulator	98
figur 5-23 Posisjonsrespons	99
figur 5-24 V_d og V_q med bare posisjonsregulator ($V_d = 0$).....	99
figur 5-25 Effektivverdien av fasespenningen	100
figur 5-26 I_d og I_q med bare posisjonsregulator	100
figur 5-27 Effektivverdien av fasestrømmen ved bruk av bare posisjonsregulator	101
figur 5-28 Posisjonsutslag ved sprang på 5 rad.....	102
figur 5-29 Strømmene I_d og I_q	103
figur 5-30 Effektivverdien av fasestrømmen.....	103
figur 5-31 Spenningsene V_d og V_q	104
figur 5-32 Effektivverdien av fasespenningen	104
figur 6-1 Eulers bakovermetode for diskretisering.....	108

Tabelliste

tabell 2-1 Sammenheng mellom Y og Δ kobling	22
tabell 2-2 Oppsummering av PMSM modell for sylinderrotor	35
tabell 2-3 Motorparametre for en PMSM.....	40
tabell 2-4 Sammenheng mellom momentkonstanter for Y og Δ koblede PMSM.....	42
tabell 3-1 Motorspenning og kraftforsyning	57
tabell 4-1 Regulatorparametre for PMSM servosystemer.....	76
tabell 4-2 Leverandører og utviklingsfirmaer	83

Notasjon

<i>Variabel</i>	<i>Benevning</i>	<i>Kommentar</i>
A	–	Systemmatrise
B	–	Pådragsmatrise
B	Nm/(rad/s)	Viskøs demping i motoren
C	–	Forstyrrelsesmatrise
D	–	Målematrise
J	kg m ²	Treghetsmoment i motoren
k _T	Nm/A	Moment konstant
k _E	Nm/(rad/s)	Back EMF konstant
R _s	ohm	Motorresistans (pr. fase)
L _s	mH	Motorinduktans (pr. fase)
L _d	mH	Motorinduktans (pr.fase) langs d-aksen
L _q	mH	Motorinduktans (pr.fase) langs q-aksen
θ	rad	Vinkel
ω	rad/s	Vinkelhastighet
ω ₀	rad/s	Udempet resonansfrekvens
ζ	–	Relativ dempingsfaktor
λ	Wb	Fluksforslyngning, (ΦN)
φ	rad	Vinkel mellom strøm og spenning, Cos(φ)
Φ	Wb	Fluks
N	–	Antall
P	–	Polpar
K _p	–	Proposjonalforsterkning
T _i	sek	Integraltid
V	Volt	Spenning
i	Ampere	Strøm
T	Nm	Moment (Torque)
d	–	d-akse
q	–	q-akse
f	Hz	Frekvens
s	–	sakking
m _a	–	Modulasjonsfaktor
n _s	omdr/min	Synkront turtall

n_r	omdr/min	Mekanisk turtall
K_{pp}	(rad/s)/rad	Proposjonalforsterkning for posisjon (pp)
K_{pt}	A/(rad/s)	Proposjonalforsterkning for turtall (pt)
K_{pd}	V/A	Proposjonalforsterkning for d-akse strøm (pd)
K_{pq}	V/A	Proposjonalforsterkning for q-akse strøm (pq)
T_{ip}	sek	Integraltid for posisjon (ip)
T_{it}	sek	Integraltid for turtall (it)
T_{id}	sek	Integraltid for d-akse strøm (id)
T_{iq}	sek	Integraltid for q-akse strøm (iq)
ω_{bp}	rad/s	Båndbredde for posisjon (bp)
ω_{bt}	rad/s	Båndbredde for turtall (bt)
ω_{bd}	rad/s	Båndbredde for d-akse strøm (bd)
ω_{bq}	rad/s	Båndbredde for q-akse strøm (bq)
T_d	sek	Derivattid
T_f	sek	Tidskonstant for filter i derivatledd

Ordliste [Norsk - engelsk]

Da både engelske og norske uttrykk brukes om hverandre innen mange fagfelter kan det enkelte ganger være greit med en ordliste som tar for seg noen av de mest brukte ordene.

<i>Norsk</i>	<i>Engelsk</i>
Amplitude	Magnitude
Båndbredde	Bandwidth
Effektivverdi	Root mean square
Fase	Phase
Feltsvekking	Field weakning
Fluksforslyngning	Flux linkage
Forsterkning	Gain
Forstyrrelse	Disturbance
Fremtredende poler	Salient pole
Inngang	Input
Kraftelektronikk	Power electronics
Moment	Torque
Måling	Measurement
Orden	Order
PBM	PWM
Pol	Pole
Programvare	Software
Pådrag	Control Input
Regulator	Controller
Sakking	Slip
Spenning	Voltage

Sprang	Step
Strøm	Current
Sylinderrotor	Round rotor
Trehetsmoment	Moment of Inertia
Ulineær	Non-linear
Utgang	Output
Åpen sløyfe	Open Loop

1 Forord

1.1 Innledning

Elektriske maskiner blir brukt i alle mulige applikasjoner fra drift av små leketøy, til styresystemer på store skip. I alle disse applikasjonene blir det ofte brukt likestrømsmotorer. Likestrømsmotoren har en enkel matematisk modell og er lett å styre. Det er i en årrekke blitt forsket på bruken av trefasemotorer i servosystemer. Det er først i de senere årene at kraftelektronikken er blitt rask nok til å styre servosystemer med trefasemotorer på en tilfredsstillende måte. Med dagens tilgang på raske datamaskiner og kraftelektronikk er det mulig å lage høykvalitets servosystemer med trefasemotorer, eller såkalte børsteløse motorer. Denne boken omhandler bruken av permanentmagnet synkronmotoren, heretter kalt PMSM, i slike servosystemer.

Bruken av PMSM er mer hensiktsmessig enn likstrømsmotoren, da den hverken har kommutatorer eller børster, noe som gjør at den krever lite eller ingen vedlikehold. Dette er hovedgrunnen til at de børsteløse motorene foretrekkes. PMSM egner seg også svært godt til applikasjoner som stiller høye krav til små posisjonsutslag, fordi en unngår friksjon ved små vinkelendringer p.g.a at en PMSM ikke har børster. Dette kan være vesentlig for valget av motor i kritiske applikasjoner. PMSM har i tillegg meget god virkningsgrad og en høy energitetthet som gjør det mulig å gå ned på størrelsen, og likevel få samme ytelse som for en likestrømsmotor.

Denne boken er et resultat av forskning og praktisk anvendelse av PMSM i styringssystemer for industriell bruk ved Kongsberg Defence & Aerospace AS (KDA). Eksempler på bruk av systemene ved KDA er:

- Styrefinneaktuator for missiler
- Rullstabilisator for missiler

- Pekemekanismer for antenner og våpenstasjoner

Det finnes idag lite og dekkende litteratur innen dette fagområdet. Jeg håper derfor at denne boken kan bidra til en bedre forståelse rundt fagfeltet **servosystemer med PMSM**, og hvordan man forener teori og praksis for å implementere slike systemer.

1.2 Sammendrag

Boken inneholder en komplett teoretisk beskrivelse av hvordan man benytter PMSM i stasjonære og dynamiske motordrifter. I tillegg har den mange praktiske vinklinger på konkrete problemstillinger.

Kapittel 2 tar for seg den grunnleggende teorien rundt matematisk modellering og dynamisk oppførsel av PMSM. Som vi skal se er det viktig å ha en god modell av motoren.

Kapittel 3 ser på anvendelser av PMSM i stasjonære driftstilfeller, dvs. motordrifter med konstante spenningspådrag som igjen gir konstante hastigheter. Typiske applikasjoner for slike systemer er pumper, vifter etc. Vi skal blant annet se på hvordan momentkarakteristikken til motoren utledes.

I kapittel 4 ser vi på bruken av PMSM i hastighets- og posisjonsregulerte systemer. Det blir utarbeidet generelle regulatorparametre for både strøm-, hastighets- og posisjonsregulatorer. Det finnes flere måter å kommutere trefasemotorer på. Denne boken tar for seg bruken av sinuskommutering, men forklarer også andre måter å kommutere på.

Etter å ha sett på selve reguleringsystemet skal vi i kapittel 5 se på måleserier fra et konkret servosystem og simuleringresultater for dette og andre systemer.

Foruten elektronikken som benyttes vil som regel store deler av et servosystem implementeres på en prosessor (CPU) i form av et dataprogram. Kapittel 6 tar for seg en del av de funksjonene som må programmeres og viser eksempler på konkrete implementasjoner, som f.eks regulatorer og transformasjoner. Alle kodeeksemplene er skrevet i programmeringsspråket C.

Kapittel 7 gir en liste med referanser til litteratur som er benyttet som støtte ved skriving av denne boken.

I tillegg inneholder boken eksempler som viser anvendelser av teorien.

1.3 Målgruppe

Denne boken er skrevet med henblikk på både industri og høgskoler/universitetsmiljø da den både inneholder grunnleggende teori, og går i dybden når det gjelder anvendelse og implementasjon av PMSM servosystemer. Boken kan brukes som teorigrunnlag og pensum, eller deler av pensum i fag som elektriske maskiner, servosystemer, reguleringssteknikk, etc.

I industrien vil boken kunne fungere som et oppslagsverk for de som utvikler komplekse motordrifter ved bruk av PMSM. dq-akseteorien kan også benyttes på andre trefasemotorer. Veldig ofte vil man benytte seg av såkalte ”Application Notes” fra en prosessorleverandør for å tilegne seg stoffet rundt styring av slike motorer. Disse notatene er som regel mangelfulle på informasjon og gir ikke utvikleren full forståelse av den applikasjonen vedkommende skal lage. Denne boken vil gi et bredere teorigrunnlag som vil gjøre ingeniøren bedre i stand til å bygge komplekse PMSM-styringer og applikasjoner. I mange sammenhenger er det viktig at ingeniøren kjenner alle detaljene i systemet.

1.4 Forkunnskaper

For å kunne få med seg innholdet i denne boken bør man ha grunnleggende forkunnskaper innen fagfelter som reguleringsteknikk, kraftelektronikk og elektriske maskiner.

Grunnleggende matematikk kunnskaper innen differensialligninger, komplekse tall og matriseregning er også nødvendig ballast. Ellers gir kapittel 7 en liste over referanser som kan brukes hvis man trenger mer utfyllende beskrivelse av enkeltområder. Det vil bli referert til disse referansene underveis i boken.

1.5 Hvorfor skrive denne boken

Hvorfor skal alle som kan noe skrive sin egen bok? Dette er noe jeg også har spurt meg selv om gjennom flere år. En grunn må jo være hvis du tror du kan lage en bok som er bedre enn hva du kan finne på markedet. Innen mange disipliner begynner dette å bli vanskelig da det finnes mye bra litteratur. I mitt tilfelle er det ikke mangelen på gode bøker som er grunnen, men at det rett og slett mangler norske bøker om emnet. Det finnes lite eller ingen litteratur på fagområdet, foruten alle vitenskapelige avhandlinger som produseres ved høyskoler og universiteter. Så jeg håper at denne boken kan bidra til å gjøre denne teorien bedre kjent blant både studenter og utøvende ingeniører. Anvendelsen av denne teknologien er i vekst, og vil bli benyttet i stadig flere motorstyringssystemer i tiden fremover, og vil etterhvert overta fullt og helt for likstrømsmotoren.

1.6 Takk til

Å skrive bok er en omfattende jobb. Spesielt når det gjøres ved siden av fulltidsjobb. Det kreves at man kan sitte i timesvis på kveldstid og i helger å skrive uten å bli forstyrret. Dette har vært mulig takket være min tålmodige kone Liv Marit. En spesiell takk til deg.

Jeg vil rette en takk til alle i Kongsberg Defence & Aerospace AS som har hjulpet til med korrekturlesing og gode innspill til stoffet. Uten hjelpen fra gode kolleger i og utenfor servomiljøet i KDA hadde prosessen med å skrive boken tatt mye lengre tid. Jeg vil spesielt trekke frem sivilingeniør Steinar Glesne, sivilingeniør Knut Toftemo, ingeniør Rune

Bjørnbekk, sivilingeniør Ola A. Snapa, sivilingeniør Kjell Kolberg og doktoringeniør Inge Spangelo som har vært gode støttespillere gjennom hele prosessen.

Jeg vil også takke ledelsen i KDA som har støttet utgivelsen av denne boken og forlaget Tapir Akademiske Forlag som har trykket og utgitt boken.

Til slutt vil jeg takke professor ved NTNU institutt for elkraftteknikk Lars Norum som introduserte meg for faget dq-akse teori da jeg våren 1995 skrev diplomoppgave ved NTH om dq-akseteori for asynkronmotoren. Uten han ville ikke denne boken blitt skrevet.

1.7 Litt om forfatteren



Jeg er født i Oslo, og er oppvokst på Lillehammer. Etter endt sivilingeniørutdanning begynte jeg å jobbe i Kongsberg Defence & Aerospace AS (KDA) sommeren 1996. Jeg jobber i dag som senior prosjektingeniør i KDA, og jobber primært med utvikling av servosystemer. Jeg har tidligere jobbet med programvareutvikling for sanntidssystemer i KDA.

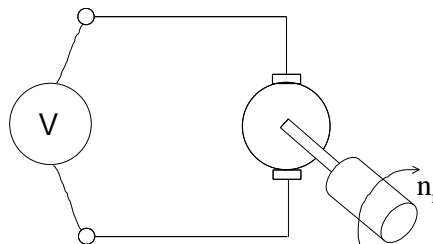
Jeg har min formelle utdanning fra henholdsvis Gjøvik Ingeniørhøgskole (HiG) og Sivilingeniørutdanningen i Narvik (HiN) for så å skrive diplomoppgaven min ved NTH (nå NTNU) i Trondheim. Jeg var ferdig uteksaminert sivilingeniør sommeren 1995. I perioden 1995 til 1996 avtjente jeg verneplikten ved Forsvarets Forskningsinstitutt (FFI), avdeling for undervannsforsvar i Horten hvor jeg jobbet med programvare.

Kongsberg, 2002
Sivilingeniør Roger Berntsen

2 Permanentmagnet synkronmotor

2.1 Innledning

En elektrisk motor kan sees på som en energiomformer. Den gjør elektrisk energi om til mekanisk energi. Motoren påtrykkes en elektrisk spenning (V) som gir et mekanisk turtall (n_r) på motorakslingen, se figur 2-1.



figur 2-1 Elektrisk motor

Det finnes to typer elektriske motorer, likestrøm og vekselstrøm. Vekselstrømsmotorer finnes som oftest i enfase og trefase, synkrone og asynkrone. Synkronmotorer og asynkronmotorer har en fundamentalt forskjellig virkemåte. Forskjellen ligger i hvordan motorene omsetter den påtrykte fasespenningen til et mekanisk turtall (n_r). Det synkrone turtallet (n_s) i en vekselstrømsmotor er gitt av følgende sammenheng:

$$n_s = \frac{60 \cdot f_e}{P} \text{ [omdr/min]} \quad (1)$$

Permanentmagnet synkronmotor

P er antall polpar i motoren og f_e er frekvensen til den påtrykte elektriske spenningen. Enkelt forklart så vil en synkronmotor oppnå det synkrone turtallet, mens en asynkronmotor ikke oppnår dette turtallet. I en synkronmotor er altså turtallet $n_r = n_s$, mens dette ikke er tilfellet i asynkronmotoren. En asynkronmotor har sakking, som er forholdet mellom det synkrone turtallet (n_s) og det virkelige mekaniske turtallet (n_r). Asynkronmotorens sakking er gitt av:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2)$$

La oss se på et eksempel med både synkron- og asynkronmotor.

Eksempel 2-1)

En 2 polet ($P = 1$), dvs. ett polpar, synkronmotor med påtrykt 50 Hz spenning vil gå med en hastighet på $n_s = 3000$ omdr/min, eller $\omega_s = 314.16$ rad/s.

En asynkronmotor med samme spenning vil ikke oppnå dette turtallet, men kanskje gå med et turtall på $\omega_r = 307$ rad/s, dvs. asynkront i forhold til frekvensen på den påtrykte spenningen. Med andre ord en sakking på

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} = 0.0228$$

$$\text{der } n_r = \frac{60 \cdot \omega_r}{2 \cdot P} = 2931.6 \text{ omdr/min}$$

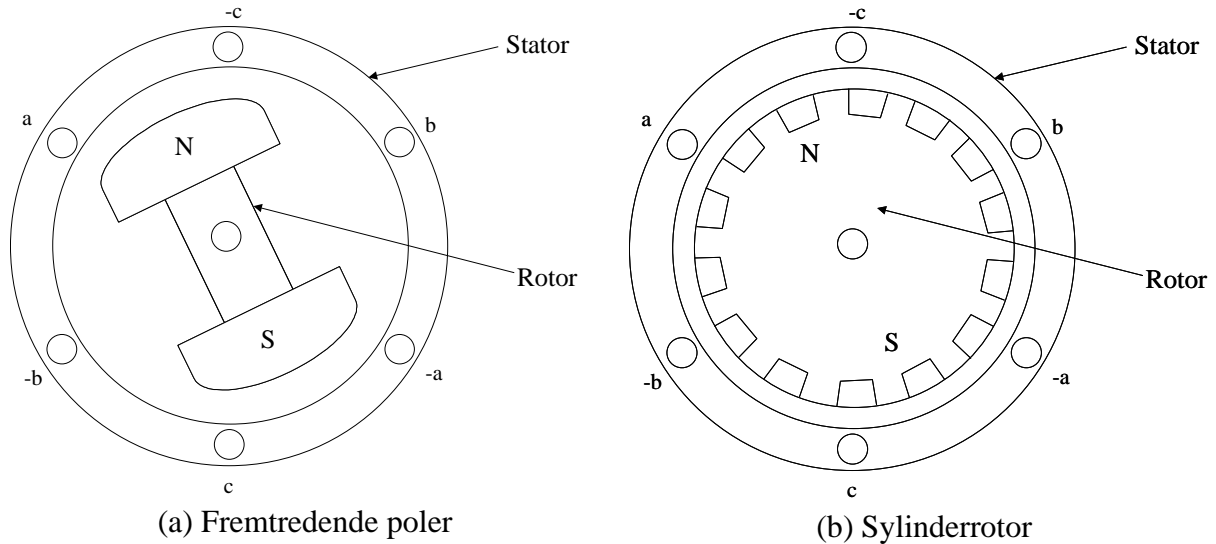
Vi skal ikke gå nærmere inn på asynkronmotoren i denne boken, men konsentrere oss om synkronmotoren. For mer informasjon om asynkronmotorer se bl.a [1], [2], [4] og [5] i referanselisten.

Synkronmotorer er klassifisert i fire typer (for mer info se [6]):

1. Sylinderrotor. Rotoren er sylindereformet og motoren har et uniformt fordelt luftgap. Brukes mest i høyhastighetsapplikasjoner. Diameter-lengdeforholdet til rotoren holdes lavt for at mekanisk påkjenning og sentrifugalkrefter skal holdes innenfor akseptable grenser.
2. Fremtredende poler. Rotoren er ikke sylindereformet og luftgapet er ikke uniformt fordelt, se figur 2-2. Denne motortypen brukes mest i applikasjoner hvor lave hastigheter er nødvendig. Diameter-lengdeforholdet på rotoren lages større for å oppnå et høyt pottall.
3. Reluktansmotor. Samme som type 2, men uten feltviklinger.
4. Permanentmagnet motor. Denne motoren har en rotor med permanentmagneter og kan både konstrueres som type 1 og 2.

I denne boken er det trefase permanentmagnet synkronmotoren (PMSM) som er temaet (motortype 4). De tre andre typene er mer brukt som generator i kraftstasjoner o.l. Som det fremkommer av navnet (PMSM) har motoren en rotor bestående av permanentmagneter, og ikke en fremmedmagnetisert rotor som er tilfellet for de andre typene. I en

fremmedmagnetisert motor har rotoren en egen elektrisk krets for magnetisering, noe som krever en egen spenningskilde. Synkronmaskiner som de ofte kalles, brukes til alt fra generator i kraftstasjoner til servomotor for bruk i roboter og andre høykvalitets styringssystemer. Siden PMSM ikke har feltvikling har den dermed mindre tap og høyere virkningsgrad enn de andre motortypene 1, 2 og 3.



figur 2-2 Permanentmagnet synkronmotorer

Figur 2-2 viser en skisse av en PMSM (med fremtredende poler og sylinderrotor) der vi ser de tre fasene (a, b og c) som er viklet i statoren, eller ankeret som det også kalles på en synkronmotor. Siden rotoren består av permanentmagneter har den ingen rotorviklinger. Vi skal nå se på hvordan man matematisk modellerer en P-polet permanentmagnet synkronmotor, noe som er helt vesentlig hvis man skal bygge opp simuleringsmodeller for motoren og regulere den. Den mest brukte PMSM er sylinderrotor, da den som sagt har et uniformt fordelt luftgap. Vi skal se at dette har en viss innvirkning på den matematiske modellen.

2.2 Modellering

Vi skal i denne seksjonen se på alle delene som må modelleres for å bygge opp en komplett matematisk modell av en P-polet PMSM.

2.2.1 Matematisk modellering

For å gjøre analyser og konstruere gode motorstyringer, er det viktig at man kjenner den matematiske modellen for den motoren man skal bruke. I denne seksjonen skal vi se på hvordan en matematisk modell av en PMSM bygges opp.

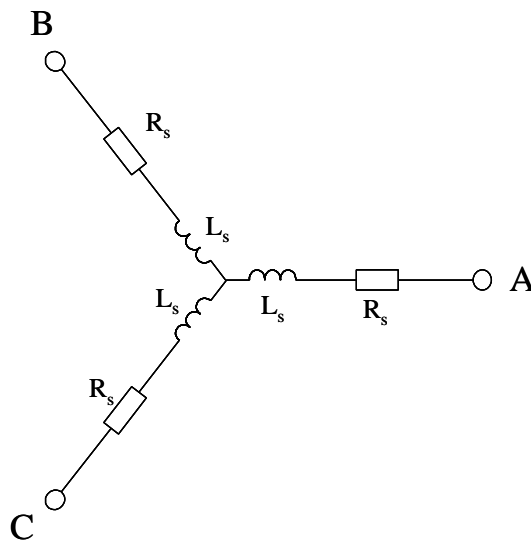
Det å kjenne den matematiske modellen til en prosess er ingen selvfølge. Ofte brukes komplekse identifikasjonsalgoritmer for å bygge opp gode modeller av prosesser som ikke lar seg modellere. Vi skal ikke gå nærmere inn på faget systemidentifikasjon i denne boken.

2.2.1.1 Strømdynamikk

Figur 2-3 viser en skjematisk tegning av en Y-koblet trefase PMSM, med faseviklingene A, B, C. Alle beregninger og utledninger som blir gjort er gyldig både for Y-koblede og Δ-koblede motorer. Sammenhengen mellom Y og Δ er som vist i tabell 2-1.

tabell 2-1 Sammenheng mellom Y og D kobling

	Δ-koblet motor	Y-koblet motor
Strøm [A]	$I_f = \frac{I_L}{\sqrt{3}}$	$I_f = I_L$
Spennning [V]	$V_f = V_L$	$V_f = \frac{V_L}{\sqrt{3}}$
Effekt [W]	$P = \sqrt{3}I_L V_L \cos(\mathbf{j})$	$P = \sqrt{3}I_L V_L \cos(\mathbf{j})$

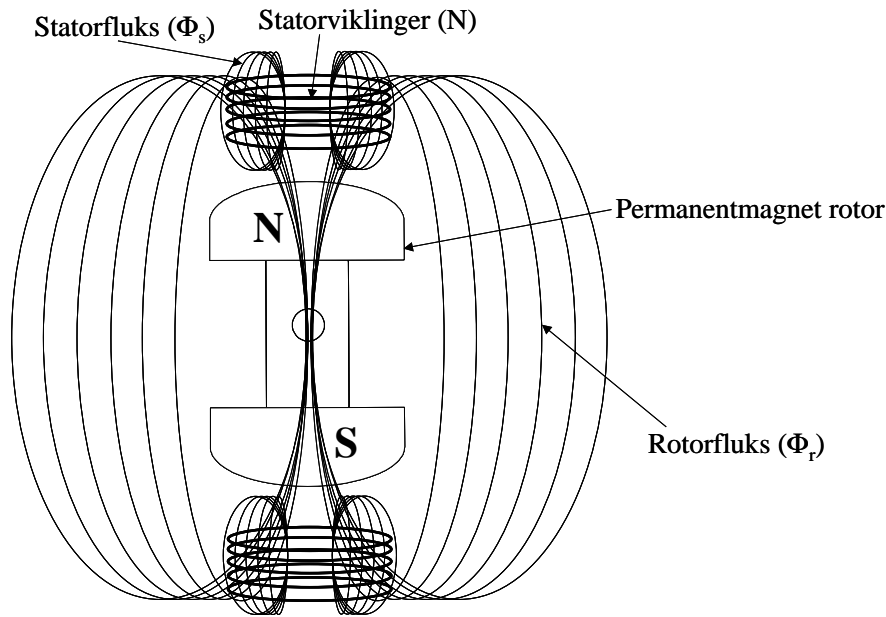


figur 2-3 PMSM elektrisk skjema

Permanentmagnet motoren har som navnet tilsier, en rotor med faste magneter, se figur 2-2. Dette gjør at rotoren avgir en konstant fluks, Φ_r , som gir et bidrag til den totale fluksforslyngningen i statoren, λ_s . Som figur 2-4 viser vil både statorfluksen (Φ_s) og rotorfluksen (Φ_r) bidra til den totale fluksforslyngningen i statorviklingene. Den totale fluksforslyngningen i stator er gitt av:

$$I_s = \Phi_s N + \Phi_r N = L_s i_s + I_r \tag{3}$$

der N er antall viklinger i stator (ankeret).



figur 2-4 Fluksforsyngning i stator og rotor

Den matematiske modellen for spenningen i motorens statorvikling kan settes opp fra figur 2-3. Spenningen for fasen A (målt mellom A og stjernepunktet) blir da:

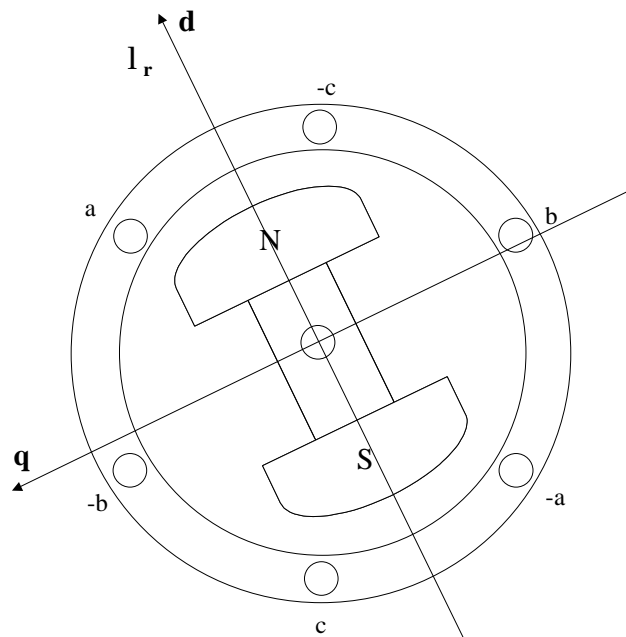
$$V_s^A = R_s i_s^A + \frac{dI_s^A}{dt} \quad [\text{V}] \quad (4)$$

der opphøyd indeks betyr at verdiene er referert til fasen A. Spenningen i en spole er gitt av endringen av fluks i spolen pr. tidsenhet, $V = N \frac{d\Phi}{dt}$. λ_s er den totale fluksforsyngningen i stator som vist i ligning (3). Både rotorfluksen og statorfluksen bidrar til den totale fluksforsyngningen i statorviklingene, se figur 2-4.

Statorens resulterende elektriske felt vil rotere med den elektriske vinkelhastigheten, ω_e . Det samme vil fluksen fra rotoren. På tross av at fluksen i en permanentmagnet er konstant, så vil den variere med tiden. Da vi ønsker at fluksen fra rotoren skal være en konstant størrelse som ikke varierer med tiden, må vi sette inn et referansekoordinatsystem som vist i figur 2-5. Dette referansekoordinatsystemet vil til enhver tid være orientert slik at d-aksen peker i samme retning som rotorfluksen. q-aksen er ortogonal til d-aksen.

Det at man orienterer d-aksen sammen med rotorfluksen gjør at vi kan se på rotorfluksen som en konstant ikketidsvarierende verdi, sett fra d-aksen. Vi ønsker derfor å transformere ligning (4) til dette aksesystemet. Dette gjøres ved å rotere alle beregningene θ_e grader.

Permanentmagnet synkronmotor



figur 2-5 Referanseaksene dq

Det orienterte ligningsettet blir da til enhver tid referert til det roterende aksesystemet dq. En substitusjon av $V_s^A = V_s \cdot e^{jq_e}$, $i_s^A = i_s \cdot e^{jq_e}$ og $I_s^A = I_s \cdot e^{jq_e}$ i ligning (4) gir oss følgende uttrykk for fasespenningen:

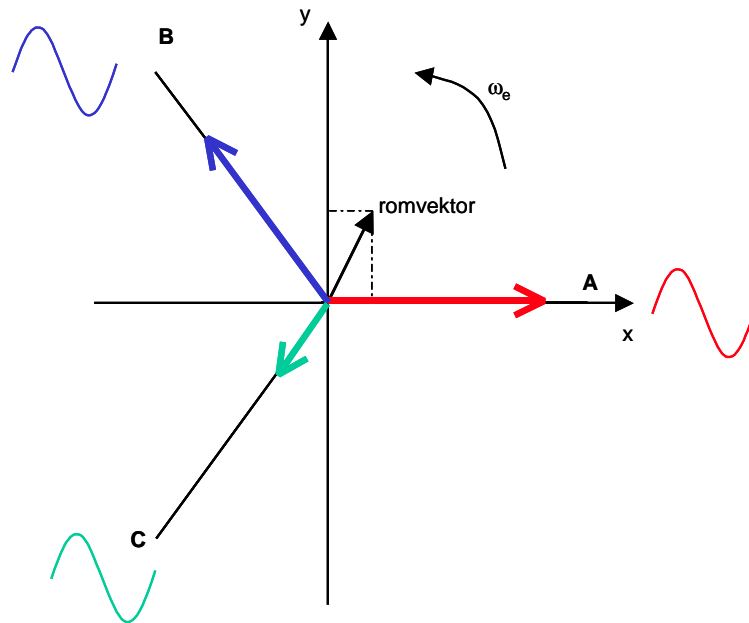
$$V_s \cdot e^{jq_e} = R_s i_s \cdot e^{jq_e} + \frac{d(I_s \cdot e^{jq_e})}{dt} \quad [\text{V}] \quad (5)$$

som da er referert til dq-aksesystemet. Vi kunne brukt hvilken som helst av de tre fasene i denne utledningen. Hvis vi bruker fasen B, så er sammenhengen $V_s^B = V_s \cdot e^{j(q_e+120^\circ)}$. Regner om på ligning (5) og får følgende uttrykk for fasespenningen:

$$V_s = R_s i_s + \frac{dI_s}{dt} + jI_s \omega_e \quad [\text{V}] \quad (6)$$

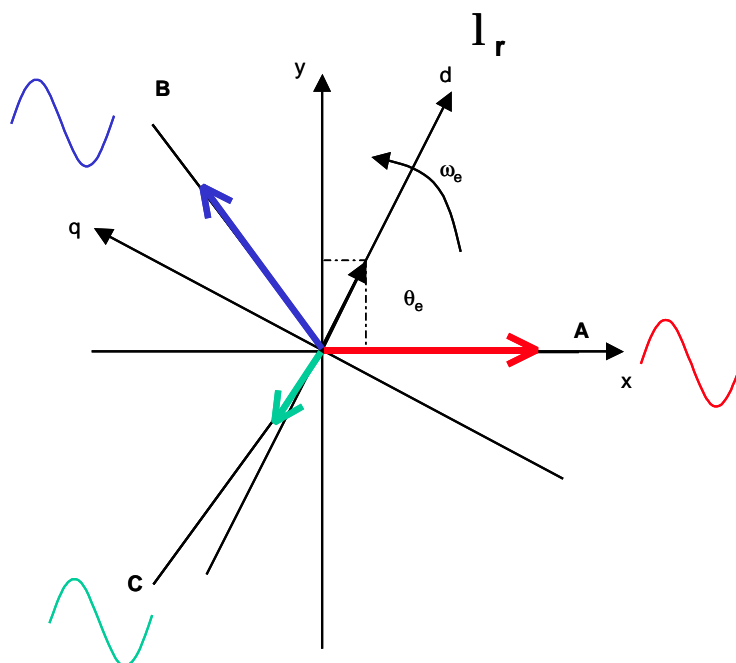
der $I_s = L_s i_s + I_r$, hvor λ_r er den konstante fluksforslyngningen fra permanentmagneten i rotoren og λ_s er fluksforslyngningen i stator.

Når man påtrykker en sinusformet tidsvarierende fasespenning i hver av de tre fasene på motoren vil dette gjøre at vi får en resulterende spenningsromvektor som roterer med den elektriske vinkelhastigheten (ω_e), se figur 2-6. Den roterende romvektoren kan dekomponeres i et xy koordinatsystem, se figur 2-6. Dette xy-koordinatsystemet er et statisk koordinatsystem (fast i stator) og vil stå i ro i forhold til den roterende romvektoren.



figur 2-6 Dekomponering av romvektor

I tillegg til denne dekomponeringen av romvektoren i xy-planet ønsker vi et koordinatsystem som følger rotasjonen av romvektoren, se figur 2-7. Med andre ord et koordinatsystem som står stille i forhold til motorens romvektor. Romvektoren vil ikke alltid ligge langs d-aksen, da den som oftest har både en d- og en q-komponent. Som vi allerede har sett kaller vi det nye koordinatsystemet dq-aksene. d-aksen står for "direct axis" og q-akse står for "quadrature axis". Det er dette som har gitt teorien om dq-akser sitt navn.



figur 2-7 dq-aksesystemet

I dette dq-aksesystemet setter vi inn følgende dekomponeringer for romvektorene

$$V_s = V_d + jV_q \text{ [V]} \quad (7)$$

$$i_s = i_d + ji_q \text{ [A]} \quad (8)$$

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_d + j\mathbf{I}_q \text{ [Wb]} \quad (9)$$

der

$$\mathbf{I}_d = L_d i_d + \mathbf{I}_r \text{ [Wb]} \quad (10)$$

$$\mathbf{I}_q = L_q i_q \text{ [Wb]} \quad (11)$$

Som vi ser har fluksforslyngningen fra rotoren ingen komponent langs q-aksen da den ikke har noen kompleks del. Dette er fordi dq-aksene er definert slik. Innsetting av dette i ligning (6) gir følgende spenningsligninger for d- og q-aksene:

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q P \omega_r i_q \text{ [V]} \quad (12)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d P \omega_r i_d + \mathbf{I}_r P \omega_r \text{ [V]} \quad (13)$$

der $\omega_e = P\omega_r$, og P er antall polpar i motoren. I en PMSM med fremtredende poler vil ikke induktansen være lik i d- og q-aksen. Induktansen vil i slike motorer bli L_d i d-aksen og L_q i q-aksen. I en PMSM med sylinderrotor så er $L_s = L_d = L_q$. Ligningene (12) og (13) blir da

$$V_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - L_s P \omega_r i_q \text{ [V]} \quad (14)$$

$$V_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + L_s P \omega_r i_d + \mathbf{I}_r P \omega_r \text{ [V]} \quad (15)$$

2.2.1.2 Elektromekanisk moment

Motorens oppgave er som oftest å generere et moment. Vi skal her se hvordan vi utleder et generelt uttrykk for en trefasemotor. I det generelle tilfellet vil L_d og L_q være forskjellige. Som vi skal se på senere er den totale effekten som motoren trekker gitt av:

$$P_{in} = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \text{ [W]} \quad (16)$$

Substituerer ligningene (12) og (13) i ligning (16) og får

$$P_{in} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) + \frac{3}{2} (L_d i_d i_q P \omega_r - L_q i_q i_d P \omega_r + I_r P \omega_r i_q) \quad [\text{W}] \quad (17)$$

Hvis vi fjerner de delene av ligning (17) som er ohmske tap og endring av magnetisk energi som er de to første leddene, så står vi igjen med et uttrykk for den elektromekaniske effekten i motoren.

$$P_{em} = \frac{3}{2} (L_d i_d i_q P \omega_r - L_q i_q i_d P \omega_r + I_r P \omega_r i_q) = \frac{3}{2} P (L_d i_d i_q - L_q i_q i_d + I_r i_q) \omega_r \quad [\text{W}] \quad (18)$$

Som kjent er moment gitt av effekt dividert med turtall. Dette gir oss følgende uttrykk for det elektromekaniske momentet i motoren.

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{3}{2} P [I_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad [\text{Nm}] \quad (19)$$

Ligning (19) er den generelle momentligningen for PMSM. Siden vi ser på PMSM med sylinderrrotor kan vi som sagt sette $L_s = L_d = L_q$, noe som gir oss følgende ligning for momentet.

$$T_{em} = \frac{3}{2} P I_r i_q = k_T i_q \quad [\text{Nm}] \quad (20)$$

der $k_T = \frac{3}{2} P I_r$ er motorens momentkonstant. $L_q = L_d$ gjør at reluktansmomentet blir null.

Reluktansmomentet er bidraget fra differansen i d- og q-aksefluksen,

$$T_{reluk \tan s} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q] \quad [\text{Nm}] \quad (21)$$

Ved bruk av PMSM med fremtredende poler vil dette leddet bidra til det elektromekaniske momentet i motoren.

2.2.1.3 Mekanisk dynamikk

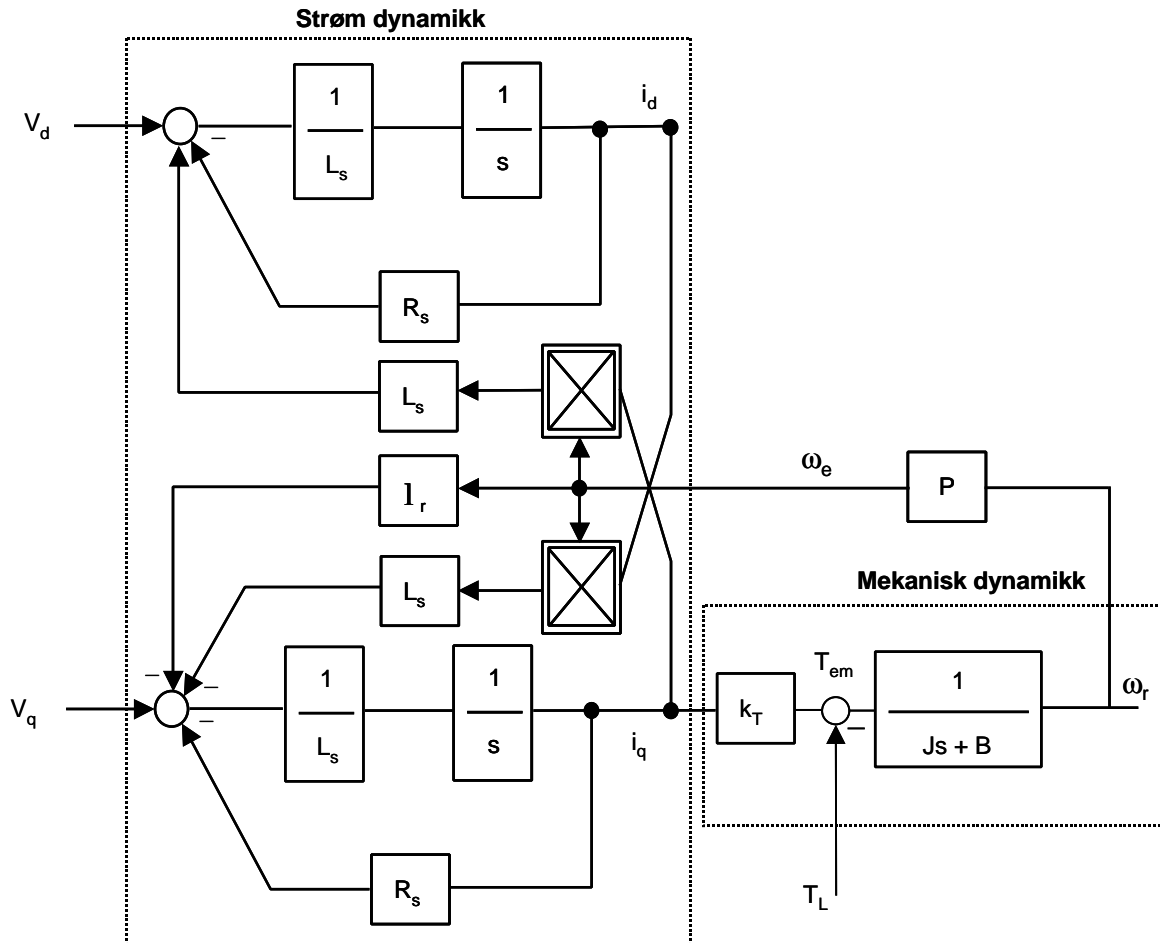
Ligningen for den mekaniske dynamikken i motoren er gitt av:

$$T_{em} - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r \quad [\text{Nm}] \quad (22)$$

der J er treghetsmomentet for motor inklusive last, B er den viskøse dempingen, T_L er lastmomentet og T_{em} er motorens elektromekaniske moment.

2.2.1.4 dq-modell

Vi har nå kommet frem til de matematiske ligningene for en trefase PMSM og figur 2-8 viser hvordan dq-blokkskjema for motoren ser ut. Blokkskjemaet er en pr.fase modell av motoren.



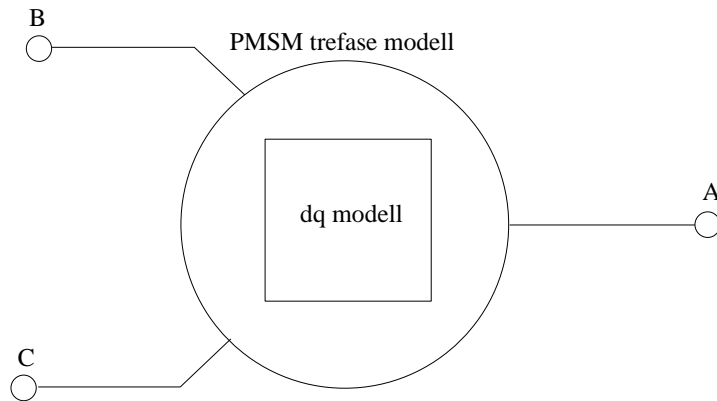
figur 2-8 Blokkskjema for PMSM, pr.fase dq-modell

Som vi ser av figur 2-8 er det strømdynamikken som, med sin multivariable inngang (V_d og V_q) og utgang (I_d og I_q), skiller denne modellen fra modellen til en likestrømsmotor. Det er med andre ord mulig å endre utgangen av modellen ved å endre pådraget på en eller begge inngangene. Som figuren viser, er det kobling mellom de to aksene, noe som gjør at strømmene i_d og i_q er avhengige av hverandre. q-aksestrømmen er den momentgivende strømmen i motoren, se ligning (20). d-aksestrømmen kan sees på som en feltstrøm og den har ikke direkte innvirkning på momentet i motoren. Den gir bare et bidrag til varmeutvikling i viklingene og det er en uønsket effekt. For å få maksimalt moment i motoren, må d-aksestrømmen holdes mest mulig lik null slik at q-aksestrømmen får sin maksimale verdi.

Effektivverdien av fasestrømmen i motoren er gitt av $i_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$. Hvis vi klarer å holde

$i_d = 0$ gir dette en fasestrøm som er $i_f = \frac{1}{\sqrt{2}} i_q$. Det maksimale momentet motoren kan yte blir

da, $T_{em} = \sqrt{2} k_T i_f$ [Nm], der i_f er fasestrømmen i motoren.



figur 2-9 Prinsipiell skisse av trefase PMSM og dq-modell

Prinsipielt kan vi se på sammenhengen mellom trefase-modellen og dq-modellen som vist i figur 2-9. Motoren er en trefasemotor, men vi modellerer den som en dq-modell for enklere å kunne regne på hva som skjer inne i motoren. Overgangen mellom dq og trefase er et sett med lineærtransformasjoner. Vi skal i neste avsnitt se på hvordan vi gjør disse transformasjonene mellom trefase til dq-aksene. Dette er viktig for å komme frem til en komplett matematisk modell for motoren.

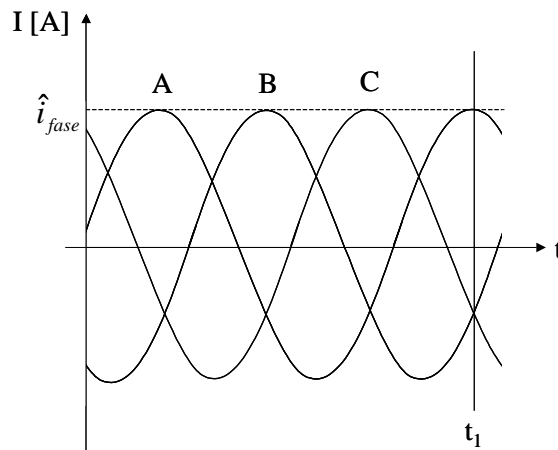
2.2.2 Transformasjon og rotasjon

Denne seksjonen tar for seg hvordan man utfører transformasjonene fra trefase-verdier til dq-verdier og tilbake igjen. Som vi så på tidligere (se figur 2-7) innebærer disse transformasjonene både en transformasjon fra trefase til xy og en koordinatrotasjon fra xy til dq. Vi begynner med trefase til xy transformasjonen.

2.2.2.1 Transformasjon (trefase til xy)

Som vi har sett går dq-akse teorien ut på å dekomponere en resulterende romvektor i et trefase system til to komponenter, d og q, se figur 2-7. Vi skal her se på utledningen av lineærtransformasjonen som gir oss sammenhengen mellom faseverdiene i motoren og de resulterende x- og y-akseverdiene. Vi tar utgangspunkt i et sett trefase sinussvingninger, se figur 2-10, som illustrerer et utsnitt av fasestrømmene i motoren.

Permanentmagnet synkronmotor

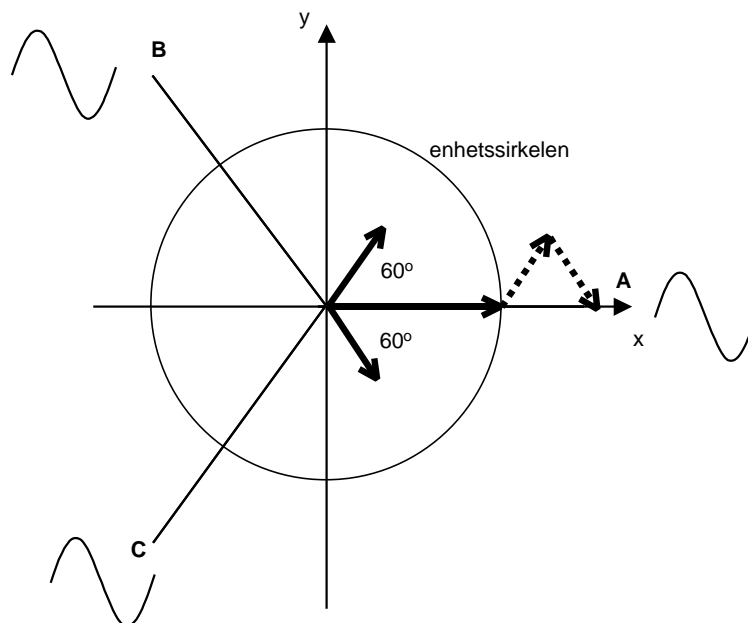


figur 2-10 Trefase sinussvingninger

Ut ifra figur 2-10 kan en sette opp følgende sammenheng for amplituden av fasestrømmen (\hat{i}_{fase}) i motorens viklinger (tilsvarende ligningen gjelder også for spenning):

$$\hat{i}_{fase} = \frac{2}{3} (i_a + i_b \cdot e^{-j120^\circ} + i_c \cdot e^{j120^\circ}) \quad [A] \quad (23)$$

der $i_a + i_b + i_c = 0$ for et symmetrisk trefasesystem og $e^{jq} = \cos(q) + j \cdot \sin(q)$. Figur 2-11 visualiserer romvektoraddisjonen i fra ligning (23). Hvis vi ved tidspunkt $t = t_1$ i figur 2-10 plukker ut momentanverdiene til de tre fasene og tegner dem inn i et xy-koordinatsystem blir dette som vist i figur 2-11. De sorte heltrukne pilene er strømmen i henholdsvis fase A (0°), B (-60°), C ($+60^\circ$).



figur 2-11 Romvektor

Flytter så vektorene for fasene B og C til de stiplede pilene for å summere vektorene.

Ser da at amplituden av fasestrømmen (\hat{i}_{fase}) får en lengde som rekker ut til sirkelen i figur 2-11, mens lengden av totalvektorene blir 3/2 av denne lengden. Derav 2/3 i ligning (23).

Utfører mellomregningene i ligning (23) og får

$$\hat{i}_{fase} = \left(\frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}i_b - \frac{1}{3}i_c\right) + j \cdot \left(-\frac{1}{\sqrt{3}}i_b + \frac{1}{\sqrt{3}}i_c\right) = (-i_b - i_c) + j \cdot \left(-\frac{1}{\sqrt{3}}i_b + \frac{1}{\sqrt{3}}i_c\right) \text{ [A]} \quad (24)$$

Realdelen av ligning (24) settes lik i_x og imaginærdelen settes lik i_y . Dette gir oss følgende ligning:

$$\hat{i}_{fase} = i_x + j \cdot i_y \text{ [A]} \quad (25)$$

Vi får da følgende uttrykk for effektivverdien av fasestrøm og fasespenning i motoren uttrykt vha. xy-verdiene, $i_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{i_x^2 + i_y^2}$ og $V_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{V_x^2 + V_y^2}$. Skriver så ligning (24) om på matrisiform og får følgende matriserepresentasjon:

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \text{ [A]} \quad (26)$$

T-matrisen vil fra nå av bli kalt reversmatrisen. T-matrisen presenteres som regel på formen (T_{2x3}):

$$T_{2x3} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (27)$$

da den tredje raden i ligning (26) ikke brukes for å finne i_x og i_y . Som en liten digresjon ser vi at det er kun nødvendig å kjenne fasestrømmene i_b og i_c for å utføre transformasjonen fra abc til xy. Dette er fordi vi har benyttet sammenhengen $i_a = -i_b - i_c$. Den inverse transformasjonen blir:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ 0 \end{bmatrix} = T^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ 0 \end{bmatrix} \text{ [A]} \quad (28)$$

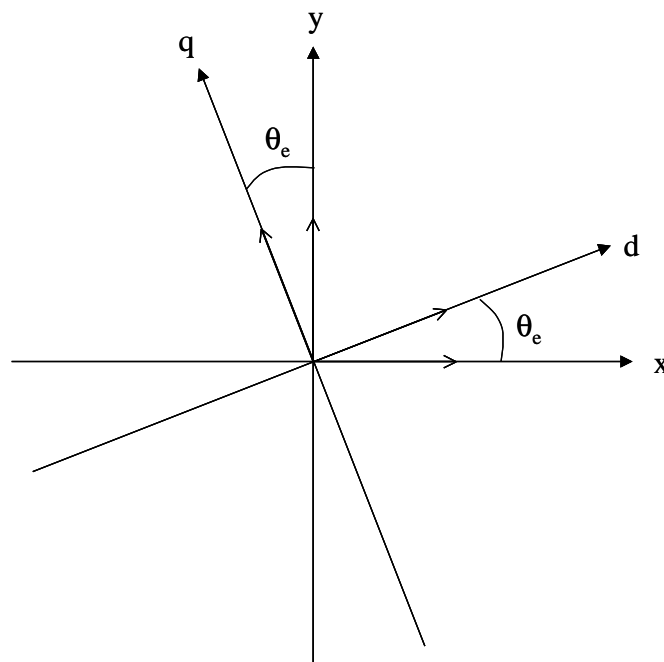
T^{-1} -matrisen vil bli kalt forovermatrisen og på tilsvarende måte som ligning (26) presenteres den gjerne på formen:

$$T_{3 \times 2}^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (29)$$

da kolonne tre i ligning (28) er overflødig. Vi har nå sett hvordan overgangen mellom trefase og xy -verdiene blir utført. Vi skal nå videre se på hvordan rotasjonsmatrisen for koordinatsystemet utledes.

2.2.2.2 Rotasjon av aksesystemer (xy til dq)

Vi skal her se på hvordan rotasjonsmatrisene fremkommer. Som vi har sett på tidligere, er det viktig at alle beregninger av strømmer og spenninger som gjøres er referert til det roterende referansesystemet, dq . Dette referansesystemet roterer med den elektriske synkronhastigheten, ω_e , som vi har sett på tidligere. Vi må derfor relatere alle beregningene våre til dette koordinatsystemet. Utgangspunktet for å sette opp disse rotasjonsmatrisene er derfor at man ønsker å rotere et koordinatsystem θ_e grader, se figur 2-12.



figur 2-12 Rotasjon av koordinatsystemer, xy til dq

Ligningene for rotasjon av koordinatsystemer er:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_e) & \sin(\mathbf{q}_e) \\ -\sin(\mathbf{q}_e) & \cos(\mathbf{q}_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \mathfrak{R} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad [\text{A}] \quad (30)$$

og den motsatte veien:

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_e) & -\sin(\mathbf{q}_e) \\ \sin(\mathbf{q}_e) & \cos(\mathbf{q}_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathfrak{R}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad [\text{A}] \quad (31)$$

Tilsvarende ligningene gjelder også for spenningen i motoren. Rotasjonsmatrisen settes lik \mathfrak{R} . Det er denne rotasjonsmatrisen som gjør at alle verdiene i dq-modellen kan betraktes som likestrømsverdier og ikke sinusverdier. Grunnen er at dq-modellen roterer med samme vinkelhastighet som alle sinussvingningene, noe som gjør at den relative hastigheten mellom beregningene blir null. For mer om rotasjon av aksesystemer se [7].

2.2.2.3 Komplette transformasjonsmatriser

Vi har nå sett transformasjon og rotasjon mellom trefase og dq hver for seg. Vi skal her slå sammen transformasjonsligningen og rotasjonsligningen, og se på de komplette transformasjonsligningene som benyttes i dq-akseteorien for trefasesystemer. Disse transformasjonene kalles ofte Park & Clarke transformasjoner. Den komplette reverstransformasjonen blir.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_e) & \sin(\mathbf{q}_e) \\ -\sin(\mathbf{q}_e) & \cos(\mathbf{q}_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathfrak{R} \cdot \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad [\text{A}] \quad (32)$$

La oss se på et eksempel.

Eksempel 2-2)

Gitt at vi har en motor der effektivverdien av fasespenningen $V_f = 19.8\text{V}$, noe som gir en toppverdi av fasespenningen lik 28V . På et gitt tidspunkt har fasespenningene følgende momentanverdier: $V_a = -14$, $V_b = 28$, $V_c = -14$ og vinkel \mathbf{q}_e er lik 0° . Som for et symmetrisk trefase system er $V_a + V_b + V_c = 0$. Benytter transformasjonsmatrisene fra trefase til dq og får:

$$V_d = -14\text{V} \text{ og } V_q = -24.25\text{V}.$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ -\sin(0) & \cos(0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -14 \\ 28 \\ -14 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -14 \\ -24.25 \end{bmatrix} \quad [\text{V}]$$

Permanentmagnet synkronmotor

Vi kan nå ut ifra V_d og V_q regne oss tilbake for å finne ut hva fasespenningens effektivverdi i motoren er ved å bruke følgende uttrykk:

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad [V]$$

V_f blir 19.8V som viser at vi kan bruke dq-akseverdiene for utregning av fasestrømmer og spenninger.

Den komplette forovertransformasjonen blir:

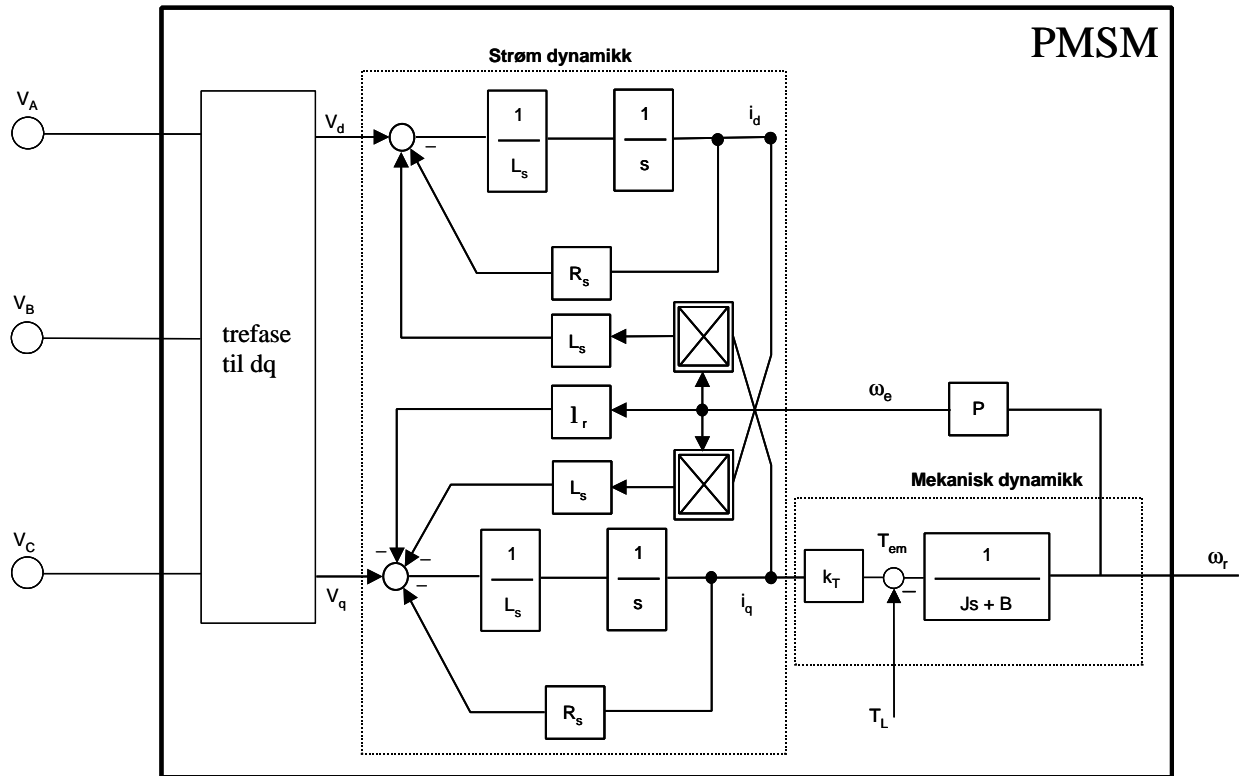
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_e) & -\sin(\mathbf{q}_e) \\ \sin(\mathbf{q}_e) & \cos(\mathbf{q}_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathfrak{R}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad [A] \quad (33)$$

Vi har nå sett hvordan vi transformerer mellom trefase, xy og dq. I tillegg har vi sett at effektivverdien av strømmer og spenninger i motoren gitt av $i_{f,eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ og

$V_{f,eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$. La oss se på den komplette modellen for PMSM.

2.2.3 Komplette modell av PMSM

Vi har nå vært gjennom alle delene som skal modelleres for å få en komplett modell av PMSM. Den komplette modellen blir som vist i figur 2-13.



figur 2-13 Komplette modell av PMSM, $L_d = L_q = L_s$

Modellen viser at det er de tre fasespenningene (V_A , V_B og V_C), som påtrykkes motoren. Disse fasespenningene blir omsatt til en mekanisk hastighet ω_r . Overgangen fra trefasespenningene til hastighet gjøres av motorligningene.

Motorligningene kan oppsummeres som vist i tabell 2-2:

tabell 2-2 Oppsummering av PMSM modell for sylinderrotor

Ligning	Kommentar
$V_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - L_s P \omega_r i_q$	d-aksespenning $L_d = L_s$
$V_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + L_s P \omega_r i_d + I_r P \omega_r$	q-aksespenning $L_q = L_s$
$T_{em} = \frac{3}{2} P I_r i_q = k_T i_q$	Utviklet moment $L_d = L_q = L_s$
$T_{em} - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r$	Mekanisk modell
$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_e) & \sin(\mathbf{q}_e) \\ -\sin(\mathbf{q}_e) & \cos(\mathbf{q}_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathfrak{R} \cdot \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$	trefase til dq transformasjon Reverstransformasjon

$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_e) & -\sin(\mathbf{q}_e) \\ \sin(\mathbf{q}_e) & \cos(\mathbf{q}_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathfrak{R}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$	dq til trefase transformasjon Forovertransformasjon
---	--

Vi har nå utledet alle de dynamiske ligningene for motoren. Ofte skrives den matematiske modellen til en prosess på tilstandsromform. Vi skal nå se hvordan tilstandsromformen til PMSM ser ut.

2.2.3.1 Tilstandsromform for PMSM

Fra reguleringsteknikken er vi vant til å sette opp tilstandsrommodellen til et system,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Cv \\ y &= Dx \end{aligned} \quad (34)$$

der A er systemmatrisen, B er pådragsmatrisen, C er forstyrrelsesmatrisen og D er målematrisen. Vi skal i denne seksjonen se på tilstandsrommatrisene til dq-modellen av motoren. Vi tar utgangspunkt i ligningene fra tabell 2-2. Tilstandsrommodellen blir da:

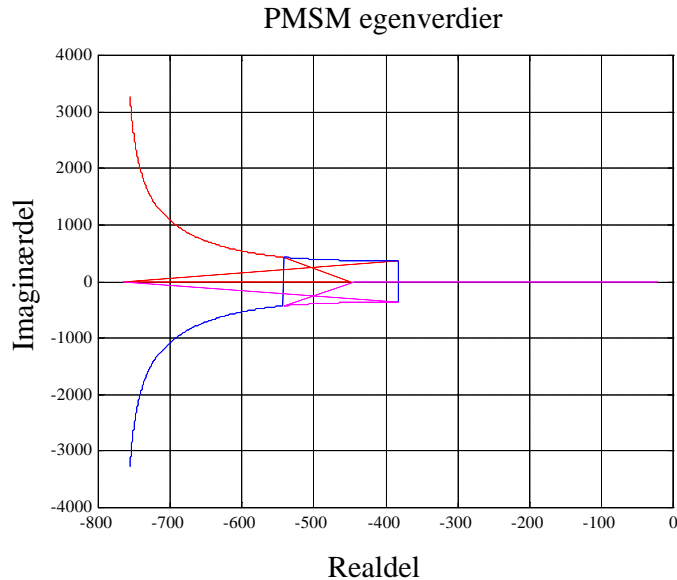
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \mathbf{w}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & P\mathbf{w}_r & 0 \\ -P\mathbf{w}_r & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{I_r P}{L_s} \\ 0 & \frac{k_T}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \mathbf{w}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} T_L \quad (35)$$

og

$$\mathbf{w}_r = [0 \quad 0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \mathbf{w}_r \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\text{der } A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & P\mathbf{w}_r & 0 \\ -P\mathbf{w}_r & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{I_r P}{L_s} \\ 0 & \frac{k_T}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \text{ og } D = [0 \quad 0 \quad 1].$$

Som vi kjenner til er egenverdiene til en prosess gitt av egenverdiene til A-matrisen. En visualisering av egenverdiene til motoren er vist i figur 2-14. Siden A-matrisen inneholder hastigheten vil egenverdiene til systemet variere med hastigheten på motoren. Egenverdiene i figur 2-14 er plottet for hastigheter fra 0 til 800 rad/s.



figur 2-14 Egenverdier for PMSM

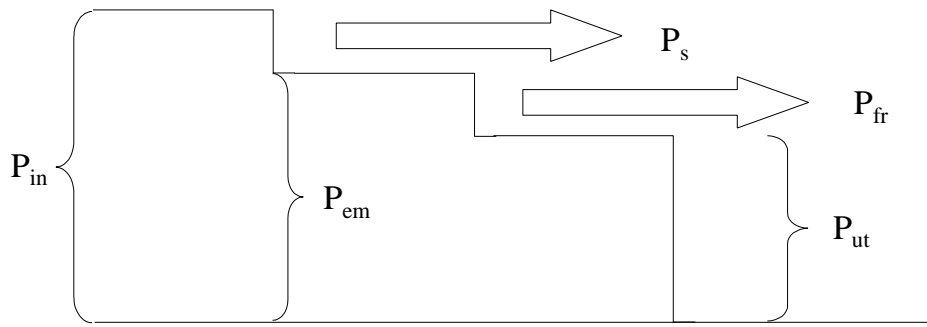
Som vi ser av figuren ligger egenverdiene i venstre del av det komplekse planet, noe som forteller oss at motoren er et stabilt system. For mer informasjon om bruk av tilstandsromform i regulerings-teknikk generelt, se bl.a [3] og [13].

Når et styresystem skal konstrueres er det viktig å ha et forhold til effektforbruket til styringsapplikasjonen. Det kan være at systemet har begrenset tilgang til strøm og spenning i form av at det benyttes batteri som spenningskilde. Det vil være begrenset ytelse på effektgeneratoren, eller at det kan være at man rett og slett vil finne ut av effektforbruket som systemet har. Vi skal nå se på effektberegninger.

2.3 Effektberegninger

I denne seksjonen skal vi se nærmere på hvordan effektforbruket beregnes ved å benytte dq-akseverdiene. Følgende figur beskriver effektregnskapet for en PMSM.

Permanentmagnet synkronmotor



figur 2-15 Effektrekningskap for en PMSM

Motorens totale effektforbruk er gitt av P_{in} , som er den effekten motoren trekker fra kraftforsyningen. I statorviklingene er det et ohmsk effekttap gitt av P_s som gir oppvarming av statorviklingene. Trekker vi dette ohmske tapet fra den tilførte effekten, gir det oss den elektromekaniske effekten P_{em} som overføres til rotoren. Fra dette trekker vi ut friksjonen og står igjen med den avgitte effekten P_{ut} . Virkningsgraden for motoren, η , er gitt av forholdet mellom P_{ut} og P_{in} . Vi skal se på hvordan disse verdiene beregnes.

Fra trefaseteorien i elektrisitetens læren har vi at effektforbruket i en trefasemotor er gitt av summen av effekten i hver av fasene:

$$P_{in} = V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c = \begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad [\text{W}] \quad (37)$$

Vi ønsker nå å gjøre ligningsettet (37) om til dq. Setter inn transformasjonsmatrisene fra tabell 2-2 og får:

$$P_{in} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}^T \cdot (\mathfrak{R}^{-1})^T \cdot (\mathbf{T}^{-1})^T \cdot (\mathbf{T}^{-1}) \cdot (\mathfrak{R}^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q) \quad [\text{W}] \quad (38)$$

Vi har da et uttrykk for den tilførte effekten, P_{in} , i motoren.

Et annet uttrykk for tilført effekt er:

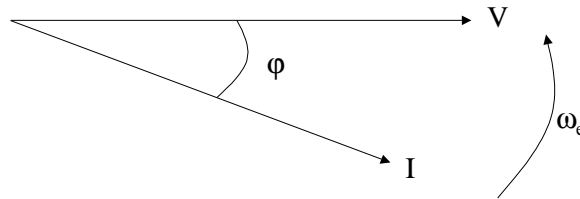
$$P_{in} = 3 \cdot I_f \cdot V_f \cdot \cos(\mathbf{j}) \quad [\text{W}] \quad (39)$$

der $I_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ er effektivverdien av fasestrømmen, $V_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ er

effektivverdien av fasespenningen og φ er vinkelen mellom strøm- og spenningsvektoren i motoren. Man kan så bruke disse ligningene til å finne $\cos(\varphi)$ for motoren ut ifra d- og q-akse verdier:

$$\cos(\mathbf{j}) = \frac{V_d i_d + V_q i_q}{\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \quad (40)$$

Vinkelen φ er som tidligere vist vinkelen mellom strøm og spenning i motoren. Siden en motor kan sees på som en induktiv komponent så vil strømvektoren i motoren ligge etter spenningsvektoren med denne vinkelen φ . Se figur 2-16.



figur 2-16 $\cos(\varphi)$ i motoren

Det ohmske tapet i statorviklingene er gitt av:

$$P_s = 3 \cdot I_f^2 \cdot R_s = \frac{3}{2} \cdot (i_d^2 + i_q^2) \cdot R_s \quad [\text{W}] \quad (41)$$

Vi kan da finne et uttrykk for den elektromekaniske effekten, P_{em} :

$$P_{em} = P_{in} - P_s = \frac{3}{2} \cdot (V_d i_d + V_q i_q - (i_d^2 + i_q^2) \cdot R_s) = T_{em} \cdot \omega_r \quad [\text{W}] \quad (42)$$

Antar at det er kun viskøs friksjon i motoren. Den viskøse friksjonen i motoren er gitt av:

$$P_{fr} = B \cdot \omega_r^2 \quad [\text{W}] \quad (43)$$

der B er den viskøse dempingen i motoren. Den avgitte effekten blir da:

$$P_{ut} = T_{em} \cdot \omega_r - B \omega_r^2 = (k_T i_q - B \omega_r) \cdot \omega_r \quad [\text{W}] \quad (44)$$

Virkningsgraden for motoren er gitt av:

$$\mathbf{h} = \frac{P_{ut}}{P_{in}} \quad (45)$$

Vi skal nå se på de motorparametrene vi må kjenne til for å kunne bygge opp gode simuleringsmodeller av en PMSM. Disse parametrene er også viktige når vi senere skal se på hvordan vi konstruerer et reguleringsystem for motoren.

2.4 Motorparametre

Vi skal i denne seksjonen se på hvordan man finner de forskjellige motorparametrene ut i fra databladet for motoren. Tabellen viser et utsnitt fra et datablad for en PMSM.

tabell 2-3 Motorparametre for en PMSM

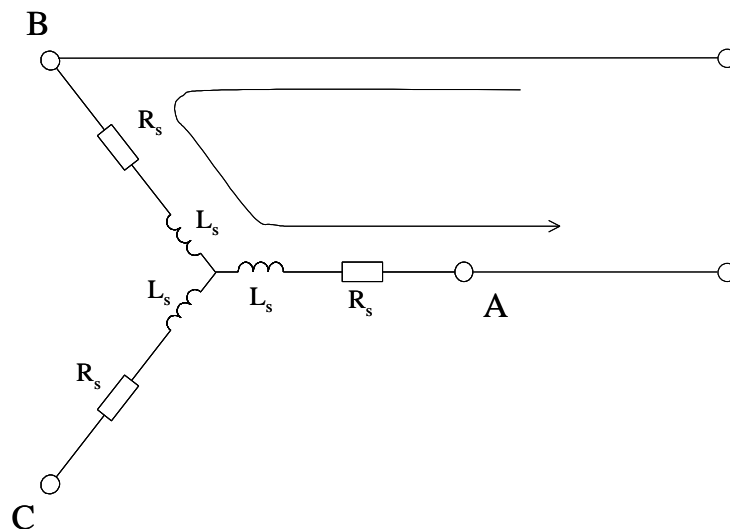
<i>Parameter</i>	<i>Verdi</i>	<i>Kommentar</i>
R	2.2 Ω	Resistans målt gjennom to faser
L	0.86 mH	Induktans målt gjennom to faser
$k_{T,DC}$	0.08 Nm/A	Momentkonstant, DC verdi
J	0.0001 kgm ²	Treghetsmoment
B	0.00015 Nm/(rad/s)	Viskøs demping

Motorparametre som beskrevet i et databladet kan ikke alltid brukes direkte i en matematisk modell for en PMSM. Justeringer er nødvendig for å få riktig modellparametre, og derfor bør en kjenne til hvordan parametrene i databladet er fremkommet. Hvis det ikke står i databladet må man ofte ta kontakt med motorleverandøren for å finne ut hvordan parametrene er funnet.

Den viskøse dempingen (B) og treghetsmomentet (J) kan hentes direkte fra databladet uten modifikasjoner.

2.4.1 Resistans og induktans

Den oppgitte motstandsverdien og induktansverdien som står i databladet er som regel (dette må ingeniøren finne ut av) målt gjennom to av motorviklingene (se figur 2-17), og må derfor deles med to for å få pr.fase verdien som man er ute etter.



figur 2-17 Måling av resistans og induktans

Verdiene fra tabell 2-3 gir oss følgende:

$$R_s = R/2 \text{ [}\Omega\text{]} = 1.1 \text{ }\Omega$$

$$L_s = L/2 \text{ [mH]} = 0.43 \text{ mH}$$

L_s og R_s er de verdiene som benyttes i motorligningene som fremkommer i denne boken, se tabell 2-2. Som sagt tidligere er det viktig å merke seg at induktansen L_s ikke er lik langs d-

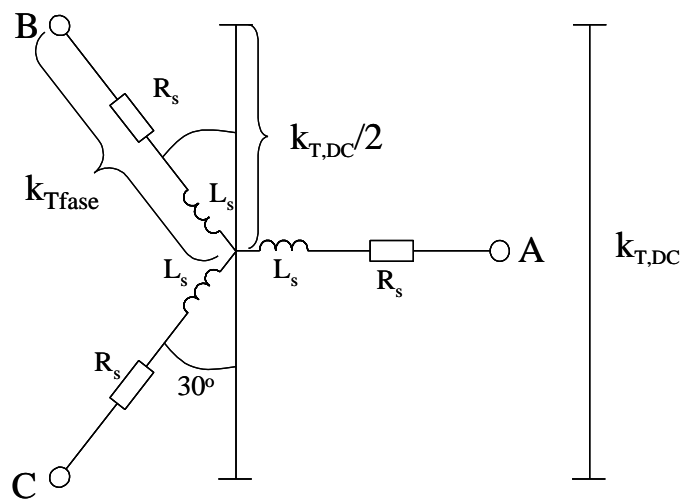
og q-aksen hvis motoren har fremtredende poler. Vi må da bruke L_d og L_q i motorligningene. Dette bør da kunne finnes i databladet for motoren.

2.4.2 Momentkonstant

Motorens momentkonstant gir oss motorens evne til å omsette elektrisk strøm til mekanisk moment på akslingen. Momentkonstanten som er gitt i databladet, her kalt $k_{T,DC}$, er veldig ofte funnet på følgende måte.

- Setter på en likespenning over to av fasene i motoren (f.eks A og B)
- Vrir så rotoren til maks moment oppnås
- Måler så strømmen i motoren
- Likestrømsverdien av momentkonstanten er da gitt av $k_{T,DC} = T_{em}/I_{DC}$

Man finner da DC verdien av momentkonstanten som benyttes for såkalte seks-steps kommuteringer. Det blir mer om kommutering i kapittel 4. Da vi i en sinus kommutert motorstyring ser på momentkonstanten som en tidsvarierende sinusformet verdi må en omregning gjøres for å finne den k_T verdien vi er ute etter. Vi skal her se på hvordan k_T utledes fra $k_{T,DC}$.



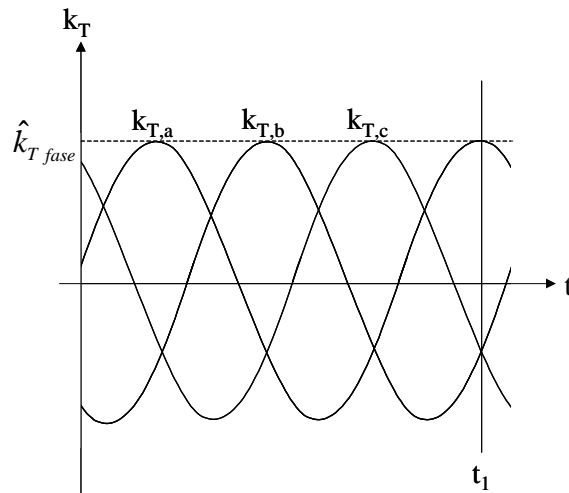
figur 2-18 $k_{T,DC}$ fra datablad

Figur 2-18 viser hvordan $k_{T,DC}$ blir målt i forhold til vinklene i et trefase system. Ut ifra figuren kan vi sette opp følgende sammenheng mellom $k_{T,DC}$ og toppverdien av k_{Tfase} .

$$\hat{k}_{T_{fase}} = \frac{k_{T,DC}}{2 \cdot \cos(30^\circ)} = \frac{k_{T,DC}}{\sqrt{3}} \quad [\text{Nm/A}] \quad (46)$$

Siden k_T er sinusvarierende, kan vi tegne opp et utsnitt som viser dette, se figur 2-19. Hvis vi tar ut momentanverdiene ved $t = t_1$ vil k_T ha følgende faseverdier, $k_{Ta} = \hat{k}_{T_{fase}}$, $k_{Tb} = -\hat{k}_{T_{fase}}/2$ og $k_{Tc} = -\hat{k}_{T_{fase}}/2$.

Permanentmagnet synkronmotor



figur 2-19 k_T er tidsvarierende

For å finne den resulterende k_T må vi ta vektorsummen av disse trefaseverdiene:

$$k_T = k_{T_a} + k_{T_b} \cdot \cos(60^\circ) + k_{T_c} \cdot \cos(60^\circ) = \frac{3}{2} \cdot \hat{k}_{T_{fase}} \text{ [Nm/A]} \quad (47)$$

Se figur 2-11 for hvordan denne romvektoraddisjonen kan fremstilles grafisk. Setter inn for toppverdien av $k_{T_{fase}}$ og får :

$$k_T = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_{T_{DC}} \text{ [Nm/A]} \quad (48)$$

Som nevnt tidligere er dette den k_T verdien som brukes ved sinuskommutering av motoren. Utledningen av momentkonstanten er her gjort for en Y-koblet PMSM der DC-verdien av momentkonstanten er funnet ved å påtrykke en likspenning over to av fasene. PMSM kan som vi har nevnt tidligere være både Y- og Δ -koblet. I tabell 2-4 ser vi en sammenheng mellom momentkonstanter for Y- og Δ -koblede motorer.

tabell 2-4 Sammenheng mellom momentkonstanter for Y og D koblede PMSM

	Gitt $k_{T_{DCY}}$ for Y-koblet motor	Gitt $k_{T_{DC\Delta}}$ for D-koblet motor
Y-koblet motor	$k_{T_Y} = \frac{\sqrt{3}}{2} k_{T_{DCY}} \text{ [Nm/A]}$	$k_{T_Y} = \frac{3}{2} k_{T_{DC\Delta}} \text{ [Nm/A]}$
D-koblet motor	$k_{T_\Delta} = \frac{1}{2} k_{T_{DCY}} \text{ [Nm/A]}$	$k_{T_\Delta} = \frac{\sqrt{3}}{2} k_{T_{DC\Delta}} \text{ [Nm/A]}$

Sammenhengen mellom k_T for Y-koblet motor (kalt stjernekoblet) og k_T for Δ -koblet motor (kalt trekantkoblet eller deltakoblet) er $k_{T_Y} = \sqrt{3} \cdot k_{T_\Delta}$.

Vi har nå et godt grunnlag for å se nærmere på anvendelser av motoren i forskjellige applikasjoner.

2.4.3 Motindusert spenning

Rotorens hastighet vil indusere en spenning som virker mot den påtrykte fasespenningen i motoren. Denne induserte spenningen kalles motindusert spenning. Denne spenningen øker med økende hastighet på rotoren (ω_r). Vi skal i denne seksjonen se nærmere på hvordan den motinduserte spenningen kommer inn i motormodellen.

Fra tidligere har vi følgende sammenheng for spenningen i q-aksen:

$$V_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + L_s P \omega_r i_d + \mathbf{I}_r P \omega_r \quad [\text{V}] \quad (49)$$

Hvis vi setter $i_d = 0$, kan denne modellen ekvivaleres med den matematiske modellen for en likestrømsmotor. Ligning (49) kan skrives som:

$$V_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + k_e \omega_r \quad [\text{V}] \quad (50)$$

der $k_e = \lambda_r P$. Vi har fra tidligere at $k_T = \frac{3}{2} P \mathbf{I}_r$. Dette gir oss følgende sammenheng:

$$k_T = \frac{3}{2} k_e \Rightarrow k_e = \frac{2}{3} k_T \quad (51)$$

Det er med andre ord ikke helt som for en likestrømsmotor, der $k_e = k_T$.

Hvis i_d ikke er lik null, noe den ikke alltid er, så vil også den gi et bidrag til den motinduserte spenningen i motoren $k_e = \lambda_r P + L_s P i_d$.

La oss se på et eksempel for å oppsummere litt av det vi har vært gjennom angående motorparametre for en PMSM.

Eksempel 2-3)

Gitt en motor med 4 poler ($P = 2$) der $K_{T,DC}$ er 1.2 Nm/A. R er 1.5 ohm og L er 0.9mH. Finn R_s , L_s , k_T , k_e og \mathbf{I}_r for motoren.

Benytter de formlene som vi har utledet og får:

$$R_s = \frac{R}{2} = 0.75 \text{ ohm}$$

$$L_s = \frac{L}{2} = 0.45 \text{ mH}$$

Permanentmagnet synkronmotor

$$k_T = \frac{\sqrt{3}}{2} k_{T_{dc}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 1.2 = 1.04 \text{ Nm/A}$$

$$k_e = \frac{2}{3} k_T = \frac{2}{3} \cdot 1.04 = 0.69 \text{ V/(rad/s)}$$

$$I_r = \frac{k_e}{P} = \frac{0.69}{2} = 0.345 \text{ Wb}$$

Vi har til nå vært gjennom det som har med matematisk modellering av motoren å gjøre, og hvordan vi går frem for å finne de motorparametrene vi trenger i PMSM modellen.

Vi skal nå gå et steg videre og se på motorens stasjonære oppførsel. En motor jobber under stasjonære forhold når den har konstant strøm, spenning og turtall.

3 Stasjonære motordrifter

3.1 Innledning

Før man bygger opp et servosystem er det viktig å kjenne motorens stasjonære egenskaper. En stasjonær motordrift har vi når motoren går med stasjonære eller konstante verdier på strøm, spenning og turtall. Dette er som regel motordrifter som brukes i forbindelse med pumper, vifter, etc. I slike motordrifter er det ikke krav til dynamisk ytelse. Det trengs ingen form for reguleringsystem for at denne motordriften skal oppfylle driftskravene som stilles. I de neste seksjonene skal vi se på hvordan slike stasjonære motordrifter konstrueres og hvordan man trinnløst kan endre den stasjonære driften ved bruk av frekvensomformere. Vi skal også se nærmere på den stasjonære matematiske modellen og motorens momentkurve.

3.2 Stasjonær matematisk modell

Som vi vet kan man regne på de stasjonære forholdene i motoren ved å bruke en stasjonær modell for motoren. Den stasjonære modellen kan enten representeres som en dq-modell eller en vanlig statororientert modell. Vi skal her se på begge modellene.

3.2.1 Pr. fase statororientert modell

Vi har tidligere utledet ligningene som beskriver den dynamiske oppførselen til en PMSM. I dette kapitlet skal vi se på den stasjonære modellen for motoren. Som vi husker fra kapittel 2 har vi følgende sammenheng for fasespenningen i motoren:

Stasjonære motordrifter

$$V_s = R_s i_s + \frac{dI_s}{dt} \quad [\text{V}] \quad (52)$$

der $I_s = L_s i_s + I_r$. Ved stasjonær drift er fluksforsyngningene i motoren gitt av:

$$I_s = \hat{I}_s \cdot \sin(\omega_e t) \quad [\text{Wb}] \quad (53)$$

som er en sinuskurve med toppverdi, \hat{I}_s og frekvens ω_e .

Vi deriverer uttrykket med hensyn på tiden (t) og får:

$$\frac{dI_s}{dt} = \hat{I}_s \cdot \omega_e \cdot \sin(\omega_e t + 90^\circ) \quad [\text{Wb/s}] \quad (54)$$

På kompleks form kan ligningen skrives:

$$\frac{dI_s}{dt} = jI_s \cdot \omega_e \quad [\text{Wb/s}] \quad (55)$$

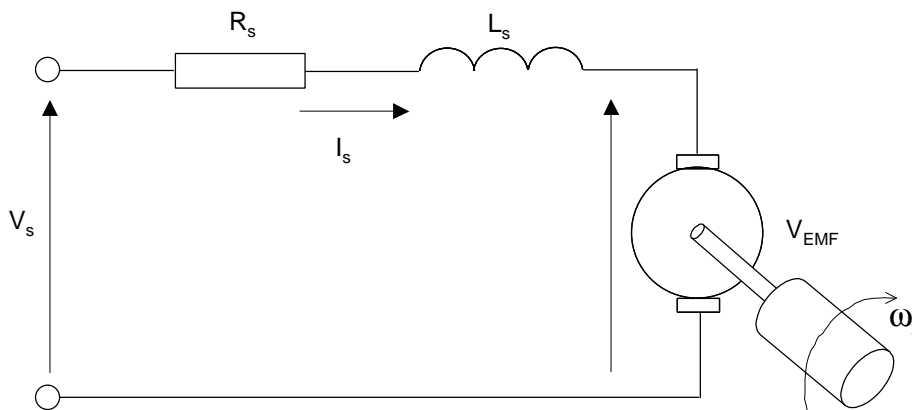
Setter ligning (55) inn i ligning (52) og får:

$$V_s = R_s i_s + j\omega_e I_s \quad [\text{V}] \quad (56)$$

Setter så $I_s = L_s i_s + I_r$ inn i ligning (56) og får et uttrykk for den stasjonære ligningen for en PMSM:

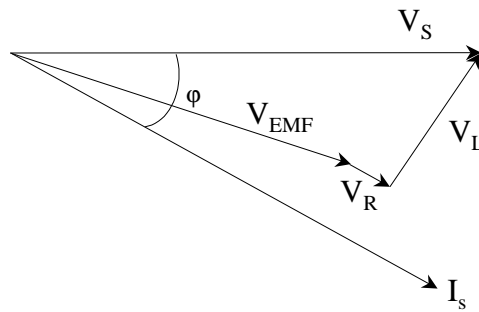
$$V_s = R_s i_s + j\omega_e L_s i_s + j\omega_e I_r = R_s i_s + j\omega_e L_s i_s + jk_e \omega_r \quad [\text{V}] \quad (57)$$

Blokkskjematisk kan dette vises som:



figur 3-1 pr.fase skjema for en PMSM

I stasjonær driftstilstand vil følgende vektordiagram (se figur 3-2) vise de ulike spenningene i motoren.



figur 3-2 Vektordiagram for PMSM i stasjonær drift

Hvis man tenker seg at den påtrykte spenningen (V_s) er av ren reell karakter, vil vi grunnet induktiviteten i motoren få en strøm (I_s) som ligger vinkelen φ etter spenningen, også kalt $\cos(\varphi)$ for motoren. V_R er spenningen over den ohmske motstanden i statorviklingen. Denne spenningsvektoren er parallell med strømvektoren. Induktansen i statorviklingene gir et spenningsfall V_L . Spenningen V_L står vinkelrett på spenningen V_R . Den motinduserte spenningen (V_{emf}) i motoren er den spenningen som genereres i motorens viklinger grunnet rotorens hastighet.

3.2.2 Pr.fase dq-modell

Vi skal her se på den stasjonære dq-modellen til motoren. Vi tar utgangspunkt i de dynamiske motorligningene vi fant i kapittel 2.

$$V_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - L_s P \omega_r i_q \quad [\text{V}] \quad (58)$$

og

$$V_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + L_s P \omega_r i_d + I_r P \omega_r \quad [\text{V}] \quad (59)$$

Når motoren går i stasjonær drift er strømmen og spenningen i motoren konstant. Den deriverte av strømmen i ligningene (58) og (59) kan derfor settes lik null. Vi får da følgende ligninger:

$$V_d = R_s i_d - L_s P \omega_r i_q \quad [\text{V}] \quad (60)$$

og

$$V_q = R_s i_q + L_s P \omega_r i_d + I_r P \omega_r \quad [\text{V}] \quad (61)$$

Ligningene (60) og (61) er de stasjonære dq-ligningene for motoren.

Løser den første ligningen (60) mhp i_d og setter inn i den andre ligningen (61). Dette gir oss følgende uttrykk:

Stasjonære motordrifter

$$\left(\frac{L_s^2 P^2 i_q}{R_s}\right) \cdot \omega_r^2 + \left(I_r P + \frac{L_s P V_d}{R_s}\right) \cdot \omega_r + R_s i_q - V_q = 0 \quad (62)$$

De frie variablene i denne ligningen er V_d , V_q og i_q . Under stasjonær drift er strømmen i q-aksen (i_q) gitt av momentligningen:

$$i_q = \frac{B \omega_r + T_L}{k_T} \text{ [A]} \quad (63)$$

fordi det er q-aksestrømmen som gir momentet i motoren. Setter dette inn i andregradsligningen (62), og får:

$$\left(\frac{L_s^2 P^2 B}{R_s k_T}\right) \cdot \omega_r^3 + \left(\frac{T_L L_s^2 P^2}{R_s k_T}\right) \cdot \omega_r^2 + \left(I_r P + \frac{L_s P V_d}{R_s} + \frac{R_s B}{k_T}\right) \cdot \omega_r + \left(\frac{R_s T_L}{k_T} - V_q\right) = 0 \quad (64)$$

I denne ligningen er det V_d , V_q og lastmomentet T_L som er de frie variablene. Momentkarakteristikken for motoren ved stasjonær drift kan finnes ut fra denne ligningen. I stasjonær drift er V_d , V_q (fasespenningens effektivverdi er $V_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$) og

lastmomentet T_L gitt. Ved å løse ligningen (64) finnes da den hastighet som motoren opererer med.

Vi skal se på et eksempel.

Eksempel 3-1)

Gitt en 4-polet ($P = 2$) PMSM med følgende motorparametere:

$$R_s = 0.75 \text{ ohm}$$

$$L_s = 0.45 \text{ mH}$$

$$k_T = 0.4 \text{ Nm/A}$$

$$I_r = 0.13333 \text{ V/(rad/s)}$$

$$B = 0.00015 \text{ Nm/(rad/s)}$$

$$J = 0.0001 \text{ Nm/(rad/s}^2\text{)}.$$

Hvilken hastighet vil motoren gå med hvis den opererer med en last $T_L = 2 \text{ Nm}$ og $V_d = 1 \text{ V}$ og $V_q = 30 \text{ V}$?

For å løse dette problemet er det fornuftig å bruke numeriske løsninger. Matlab eller andre matematiske verktøy er da fint å ha. Setter vi de gitte verdiene inn i Matlab og bruker funksjonen "roots" får vi tre løsninger. Det er den reelle løsningen som er den vi er ute etter.

```
P = 2;
Rs = 0.75;
Ls = 0.45e-3;
Kt = 0.4;
Lambda_r = (2/3)*Kt/P;
B = 0.00015;
J = 0.0001;
vq = 30;
vd = 1;
TLast = 2;
a = Ls^2*P^2*B/(Rs*Kt);
b = (TLast*Ls^2*P^2)/(Rs*Kt);
c = Lambda_r*P + (Ls*vd*P)/Rs + Rs*B/Kt;
d = (Rs*TLast/Kt)-vq;
eq = [a b c d];
wr = roots(eq);
```

Hastigheten blir $w_r = 97.7$ rad/s.

Det er mulig å regne ut svaret uten bruk av dataprogrammer. Vi forenkler ligning (64) og får følgende uttrykk

$$w_r \approx \frac{V_q - \frac{R_s T_L}{k_T}}{k_e + \frac{L_s P V_d}{R_s} + \frac{R_s B}{k_T}} \text{ [rad/s]}$$

Setter inn i ligningen og får 97.9 rad/s, som er en bra tilnærming.

Vi skal nå se på hvordan vi kan regne litt om på uttrykket (64) slik at det blir enklere å tegne opp momentkurven for motoren.

3.2.3 Momentkarakteristikk for motoren

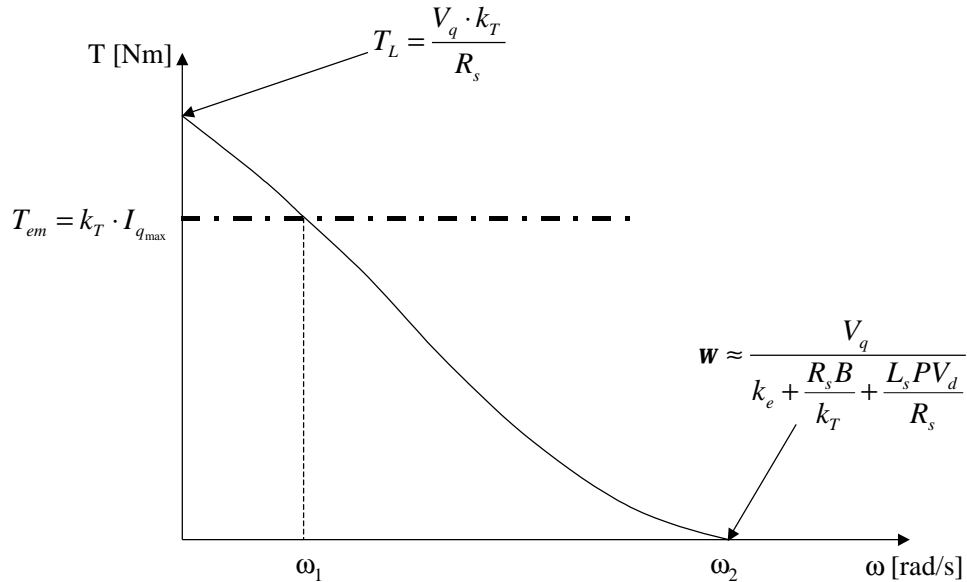
Vi skal i denne seksjonen se på hvordan momentkarakteristikken til en PMSM ser ut. Som vi så i forrige seksjon er sammenhengen mellom turtall, spenning og lastmoment gitt av ligningen:

$$\left(\frac{L_s^2 P^2 B}{R_s k_T} \right) \cdot w_r^3 + \left(\frac{T_L L_s^2 P^2}{R_s k_T} \right) \cdot w_r^2 + \left(I_r P + \frac{L_s P V_d}{R_s} + \frac{R_s B}{k_T} \right) \cdot w_r + \left(\frac{R_s T_L}{k_T} - V_q \right) = 0 \quad (65)$$

Denne ligningen kan skrives om på en form der lastmomentet T_L er en funksjon av turtall og spenning. Ligningen blir da:

$$T_L(\omega_r, V_q, V_d) = \frac{V_q - \left(\frac{L_s^2 P^2 B}{R_s k_T}\right) \cdot \omega_r^3 - \left(I_r P + \frac{L_s P V_d}{R_s} + \frac{R_s B}{k_T}\right) \cdot \omega_r}{\left(\frac{L_s^2 P^2}{R_s k_T}\right) \cdot \omega_r^2 + \left(\frac{R_s}{k_T}\right)} \text{ [Nm]} \quad (66)$$

Med en gitt V_d og V_q blir momentkurven som vist i figur 3-3.



figur 3-3 PMSM momentkarakteristikk

Alle motorer har en maksimal strøm ($i_{q_{max}}$) som gir det maksimale momentet motoren kan yte, se den stiplede horisontale linjen i figur 3-3. I praksis vil dette gi en momentkurve begrenset av denne maksimale strømmen som er vist i figuren. Som vi ser av figur 3-3 kan motoren yte et maksimalt moment frem til en gitt hastighet, ω_1 . Når hastigheten økes utover dette synker momentet kurven ned mot null. Den maksimale hastigheten (ω_2) som motoren kan yte ved nominell påtrykt spenning og uten lastmoment er tilnærmet gitt av følgende ligning:

$$\omega_2 = \omega_{max} \approx \frac{V_q}{k_e + \frac{L_s P V_d}{R_s} + \frac{R_s B}{k_T}} \text{ [rad/s]} \quad (67)$$

Den eksakte løsningen finnes ved å bruke ligning (64), som er en tredjegradslikning. Derfor er det i de fleste tilfeller enklere å bruke den forenklede formen (67). Hvis det er ønskelig å øke hastigheten utover ω_{max} , kan V_d senkes til under null. Vi får det vi kaller feltsvekking, og dette skal vi komme inn på litt senere. Det er da mulig å få hastigheten til å stige ytterligere. Hvis vi neglisjerer den viskøse dempingen (B) i motoren, kan ligning (67) skrives om til

$$\omega_{max} \approx \frac{V_q}{k_e + \frac{L_s P V_d}{R_s}} \text{ [rad/s]} \quad (68)$$

Som vi ser er det bare de to spenningene V_d og V_q som styrer den maksimale hastigheten til motoren. Ved så å sette V_d lik null får vi et enda mer forenklet uttrykk:

$$\omega_{\max} \approx \frac{V_q}{k_e} \text{ [rad/s]} \quad (69)$$

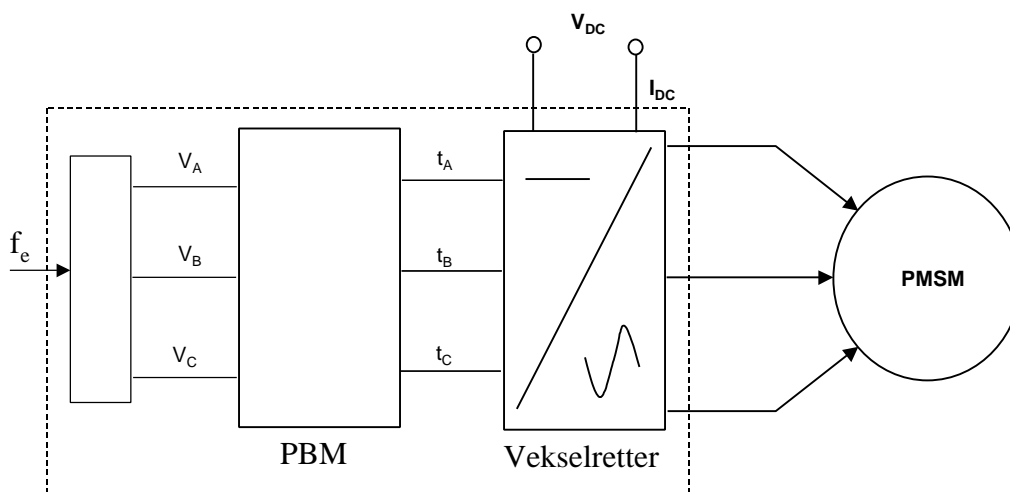
Ligning (69) er en god tilnærming til den maksimale hastigheten motoren kan gå med uten at feltsvekking benyttes. For en likestrømsmotor med neglisjerbar viskøs demping er dette den eksakte løsningen.

3.3 Frekvensstyrt motor

Veldig ofte brukes frekvensomformere til å styre motorens turtall. En frekvensomformer endrer frekvensen på den påtrykte trefasespenningen, som igjen endrer turtallet på motoren.

Vi husker fra kapittel 2 at $n_s = \frac{60 \cdot f_e}{P}$ [omdr/min].

Et eksempel kan være et skitrek hvor man trinnløst ønsker å endre hastigheten på heisen. Vi skal her se på hvordan en slik frekvensomformer kan realiseres. Figur 3-4 viser de komponentene som må til for å konstruere en slik styring.

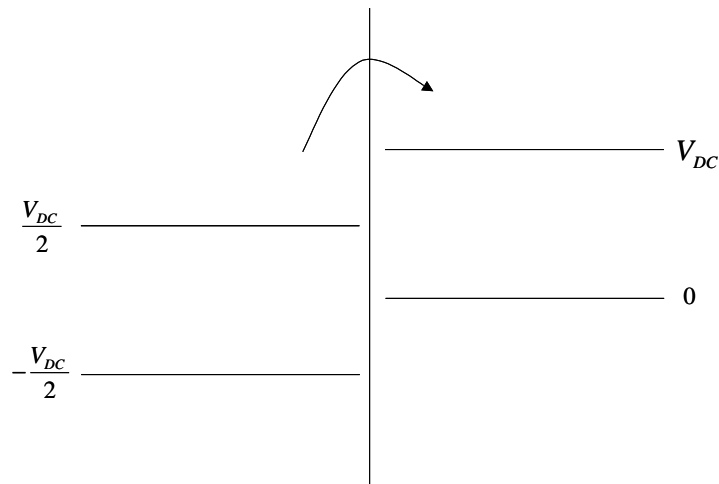


figur 3-4 Frekvensomformer for trefase PMSM

Turtallet kan styres trinnløst ved å endre den påtrykte frekvensen f_e . Den påtrykte frekvensen gjøres om til spenningene (V_A , V_B , V_C) som så omformes til sinus pulsbredde modulerte signaler (t_A , t_B , t_C) som så påtrykkes vekselretteren, se figur 3-4. Vekselretteren setter så ut de pulsbredde modulerte spenningene til motoren. Vi skal se nærmere på pulsbredde modulatoren og vekselretteren.

3.3.1 Pulsbredde modulering (PBM)

Fasespenningene (V_A , V_B og V_C) i figur 3-4 må ligge i området $V_f \in [-V_{DC}/2, V_{DC}/2]$ og kan variere i frekvens. Det er frekvensen som gir turtallet på motoren. Før faseverdiene (V_A , V_B og V_C) regnes om til pulsbreddesignaler (t_A , t_B , t_C), må verdiområdet til fasespenningene endres til $V_f \in [0, V_{DC}]$, se figur 3-5.



figur 3-5 Spenningssignalomforming

Grunnen til denne lineærtransformasjonen er at man har en spenningsforsyning inn til vekselretteren som ligger i området $V \in [0, V_{DC}]$, se figur 3-7. Lineærtransformasjonen for figur 3-5 er gitt av ligningen:

$$V_{pbm} = V_f + \frac{V_{DC}}{2} = V_{DC} \cdot \left(\frac{V_f}{V_{DC}} + \frac{1}{2} \right) \text{ [V]} \quad (70)$$

der V_f er fasespenningene (V_A , V_B og V_C). Dividerer med V_{DC} på begge sider, og multipliserer med svitsjeperioden ($T = 1/f_s$) til omformereren. Vi får da et uttrykk for pulsbreddesignalet:

$$t_{on} = \frac{V_{pbm}}{V_{DC}} \cdot \frac{1}{f_s} = \frac{1}{f_s} \cdot \left(\frac{V_f}{V_{DC}} + \frac{1}{2} \right) = \frac{V_f}{V_{DC}} \cdot T + \frac{T}{2} \text{ [s]} \quad (71)$$

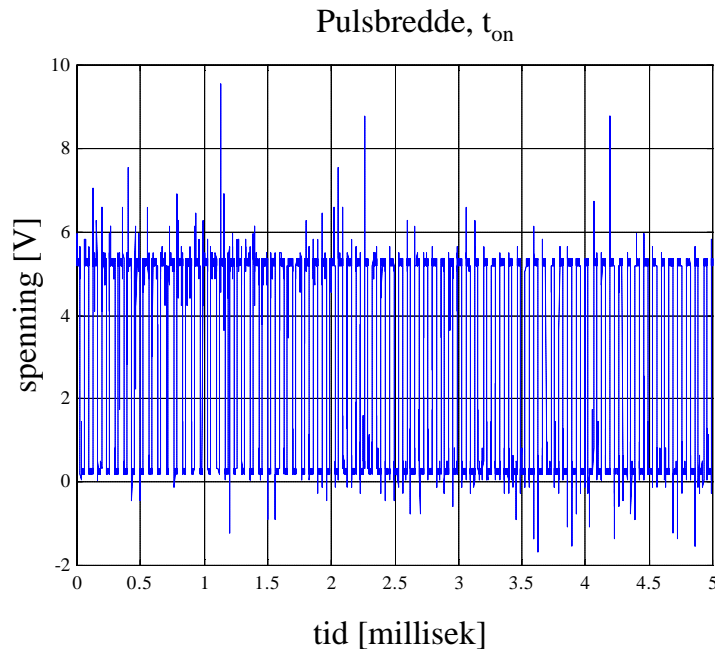
Det er viktig at f_s er høyere enn båndbredden i motorens strømsløyfer. t_{on} er den tiden som brukes i vekselretteren for hver av fasene i motoren.

$$t_A = \frac{V_A}{V_{DC}} \cdot T + \frac{T}{2} \text{ [s]} \quad (72)$$

$$t_B = \frac{V_B}{V_{DC}} \cdot T + \frac{T}{2} \text{ [s]} \quad (73)$$

$$t_c = \frac{V_c}{V_{DC}} \cdot T + \frac{T}{2} \text{ [s]} \quad (74)$$

Et utsnitt av t_{on} for en motorstyring er vist i figur 3-6.



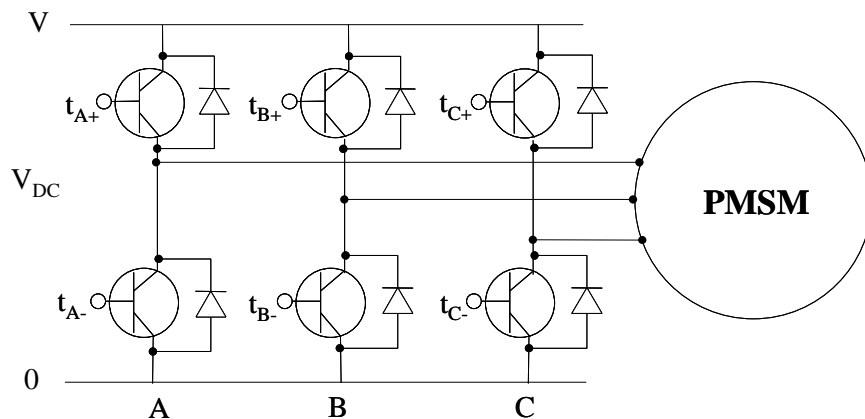
figur 3-6 Pulsbredde styresignaler (utsnitt)

Utsnittet i figur 3-6 viser en periode på 5 ms av et styresignal for en vekselretter. Det er ikke lett å se variasjonene i signalet, da tidsserien er relativt kort.

Vi skal nå se på vekselretteren.

3.3.2 DC/AC omformer (vekselretteren)

Vi skal her se på selve omformerens som gjør om pulsbreddesignalene (t_A, t_B, t_C) til fysiske spenningssignaler ut på motoren. Vi skal ta for oss en omformer som bruker sinus pulsbredde modulering (sinus PBM).



figur 3-7 Trefase DC/AC-omformer (skjematisk)

Figur 3-7 viser en fullbro trefase vekselretter som ved hjelp av tre sett transistorpar kan omforme likespenningen V_{DC} til vekselspenning på hver av motorfasene. Det er viktig at hvert transistorpar ikke er "på" samtidig. Det legges derfor inn såkalte dødbånd for å hindre dette. Dødbåndet sørger for at den ene transistoren er av før den andre settes på slik at kortslutning ikke oppstår.

Vi skal se på hvordan vi kan regne ut den maksimale tilgjengelige strøm og spenning ved bruk av en slik omformer. Toppverdien av fasespenningens førsteharmoniske er gitt av:

$$(\hat{V}_{AN}) = m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2} = \sqrt{2} \cdot V_f \quad [V] \quad (75)$$

der m_a er modulasjonsfaktoren. Se figur 3-8 for hvordan denne spenningen kan se ut. For mer informasjon om modulasjon, se [2], [5] og [6].

La oss se på et eksempel.

Eksempel 3-2)

Gitt en spenningsstyrt PMSM der forsyningsspenningen til vekselretteren er gitt av $V_{DC} = 110$ V. Switchefrekvensen er $f_s = 5\text{kHz}$ ($T = 0.2$ ms). De påtrykte fasespenningene er på et gitt tidspunkt:

$$V_a = 20 \text{ V}, V_b = -10 \text{ V} \text{ og } V_c = -10 \text{ V}.$$

1. Hva er den maksimale fasespenningen (toppverdien) som vi kan påtrykke motoren hvis man har en modulasjonsfaktor $m_a = 1$?

2. Hva blir puls-breddesignalene t_A , t_B og t_C (se figur 3-4) for det tidspunktet vi ser på ?

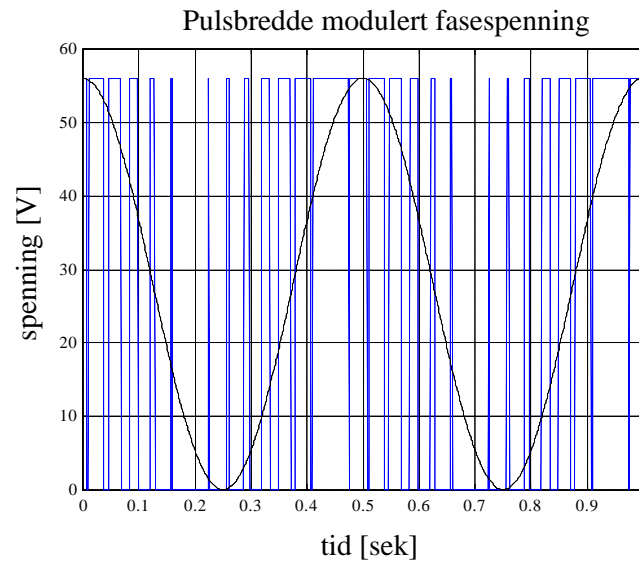
$$\text{Den maksimale fasespenningen blir } (\hat{V}_{AN}) = m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2} = \frac{110}{2} = 55 \text{ V}.$$

Puls-breddesignalene blir hhv.:

$$t_A = 0.137 \text{ ms}$$

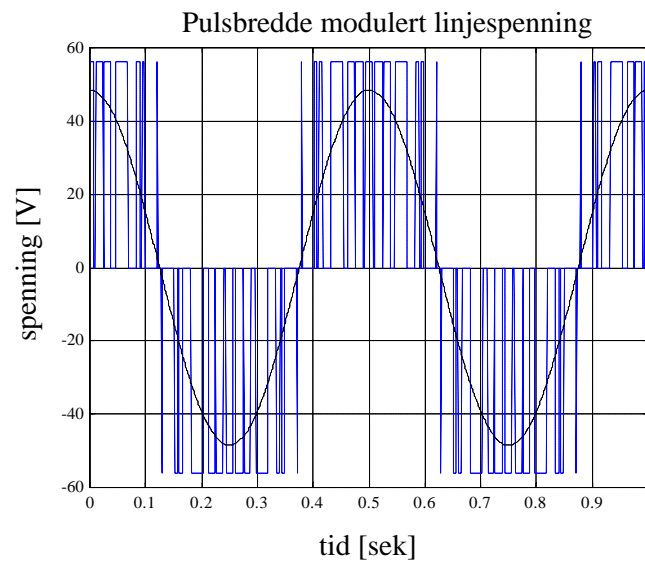
$$t_B = 0.082 \text{ ms}$$

$$t_C = 0.082 \text{ ms}$$



figur 3-8 PBM fasespenning

Spenningen vist i figur 3-8 er et eksempel på en sinus PBM spenning i en av motorens faser. Linjespenningen blir som vist i figur 3-9.



figur 3-9 PBM linjespenning

Som vi ser vil linjespenningen få både positive og negative verdier. Dette er naturlig da f.eks $V_{AB} = V_A - V_B$.

3.3.3 Strøm- og spenningsstrek fra omformeren

Vi skal i denne seksjonen se på hvordan man regner ut fasestrømmer og spenninger som påtrykkes motoren ved gitte d- og q-spenninger, når tilført strøm og spenning styres av likespenningen som påtrykkes vekselretteren. Det styrende for hva motoren har tilgjengelig av

Stasjonære motordrifter

effekt er gitt av V_{DC} og I_{DC} som er spenning og strøm i kraftforsyningen. Dermed kan vi sette opp den maksimale effekten som vekselretteren kan gi til motoren.

$$P_{in} = V_{DC} \cdot I_{DC} = 3 \cdot I_f \cdot V_f \cdot \cos(\mathbf{j}) \quad [\text{W}] \quad (76)$$

Fra tidligere har vi at:

$$I_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad \text{og} \quad V_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (77)$$

Effektivverdien av fasespenningen som vekselretteren gir er gitt av:

$$V_f = m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}} \approx \frac{V_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0.35 \cdot V_{DC} \quad [\text{V}] \quad (78)$$

Setter dette inn i ligning (76) og får et uttrykk for effektivverdien til fasestrømmen:

$$I_f = \frac{I_{DC} \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot m_a \cdot \cos(\mathbf{j})} \approx \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{DC}}{3} = 0.94 \cdot I_{DC} \quad [\text{A}] \quad (79)$$

m_a og $\cos(\varphi)$ er satt lik 1. Vi har her funnet uttrykk for den fasestrøm og fasespenning en gitt kraftforsyning kan gi.

Eksempel 3-3)

Gitt en vekselretter med $V_{DC} = 100 \text{ V}$ og en sikring på $I_{DC} = 20 \text{ A}$. Hva vil maksimal fasespenning V_f og maksimal fasestrøm I_f i motoren bli ?

Ut ifra de ligningene vi har kommet frem til blir $V_f = 35 \text{ V (rms)}$

$$V_f \approx \frac{V_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0.35 \cdot V_{DC}$$

og strømmen $I_f = 18.8 \text{ A (rms)}$

$$I_f \approx \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{DC}}{3} = 0.94 \cdot I_{DC}$$

rms er det samme som effektivverdi og står for root mean square.

Det er viktig at den maksimale strøm og spenning en kraftforsyning kan gi stemmer overens med den motoren man ønsker å bruke.

En oppsummering av sammenhengen mellom tilgjengelig effekt i kraftforsyningen og tilført effekt på motoren er vist i tabell 3-1.

tabell 3-1 Motorspenning og kraftforsyning

<i>Vekselretter</i>	<i>Motor</i>
V_{DC}	$V_f \approx \frac{V_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0.35 \cdot V_{DC}$
I_{DC}	$I_f \approx \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{DC}}{3} = 0.94 \cdot I_{DC}$
$P_{in} = V_{DC} \cdot I_{DC}$	$P_{in} = 3 \cdot I_f \cdot V_f \cdot \cos(\mathbf{j})$

$\cos(\varphi)$ kan settes lik 1 da den som oftest ligger mellom 0.95 og 1.

4 Dynamiske motordrifter

4.1 Innledning

Dynamiske motordrifter er nødvendig når det finnes krav til dynamisk endring av arbeidspunktet for motoren, enten det er posisjon, hastighet eller moment. Slike motordrifter kan være posisjons- og/eller hastighetsregulerte systemer der det stilles krav til en gitt presisjon og ytelse. Det kan f.eks være robotarmer i bilindustrien, thrustere på båter, papirmaskiner i papirindustrien eller pekemekanismer i romvirksomhet. I dette kapitlet skal vi se nærmere på dynamiske motordrifter, og hvordan PMSM kan benyttes til dette. Vi skal se på både teoretiske og praktiske problemstillinger rundt implementasjon av servosystemer med PMSM. De første kapitlene har gitt oss en grunnleggende forståelse av dynamisk og stasjonær oppførsel på motoren. Denne kunnskapen skal vi benytte til å se på hvordan vi kan konstruere servosystemer med PMSM.

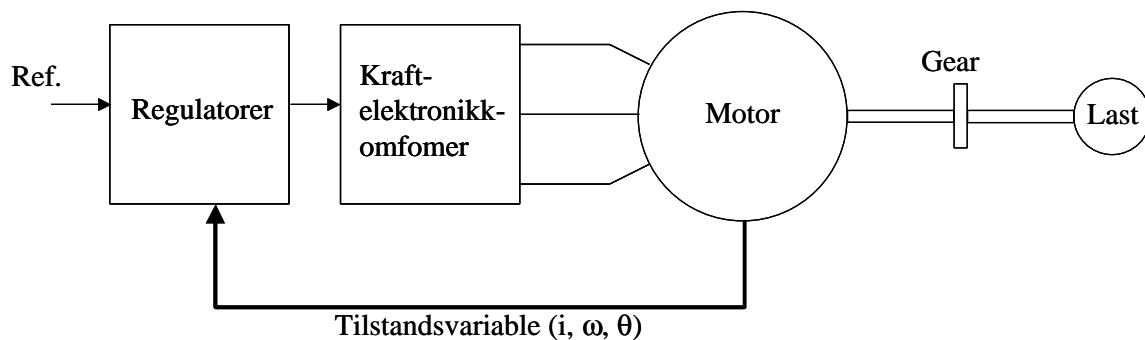
4.1.1 BLDC motorer

I servosammenheng snakkes det ofte om BLDC (Brushless DC) motorer eller på norsk børsteløse DC motorer. Det er viktig å vite at dette ikke er en likestrømsmotor, men bare en annen betegnelse på PMSM i et servosystem. Grunnen til at motoren omtales som BLDC er fordi reguleringsystemet gjør at motoren oppfører seg som en DC motor. Uttrykket BLDC er derfor blitt en talemåte og brukes av mange servoleverandører.

4.2 PMSM servosystem

I kapittel 2 utledet vi ligningene for den matematiske modellen til en PMSM. Som vi så er den mer kompleks enn likestrømsmotoren fordi modellen er multivariabel og høyst ulineær. I dette kapittelet skal vi se nærmere på hvordan vi kan benytte kunnskapen til prosessen (altså motoren) til å utvikle et generelt reguleringsystem for slike motordrifter.

Hvordan vil en blokkskjematisk fremstilling av et reguleringsystem for en PMSM se ut ?



figur 4-1 Blokkskjematisk fremstilling av regulert PMSM

Figur 4-1 viser hvordan et reguleringsystem for en PMSM er bygget opp. Følgende komponenter inngår:

- Regulatoren (som regel implementert i en mikroprosessor)
- Krafterelektronikkomformeren
- Måling av en eller flere av motorens tilstander avhengig av hvor komplekst system man vil konstruere
- Selve motoren, trefase PMSM
- Gear (ofte brukt for å endre momentet/turall/posisjon på lastsiden)

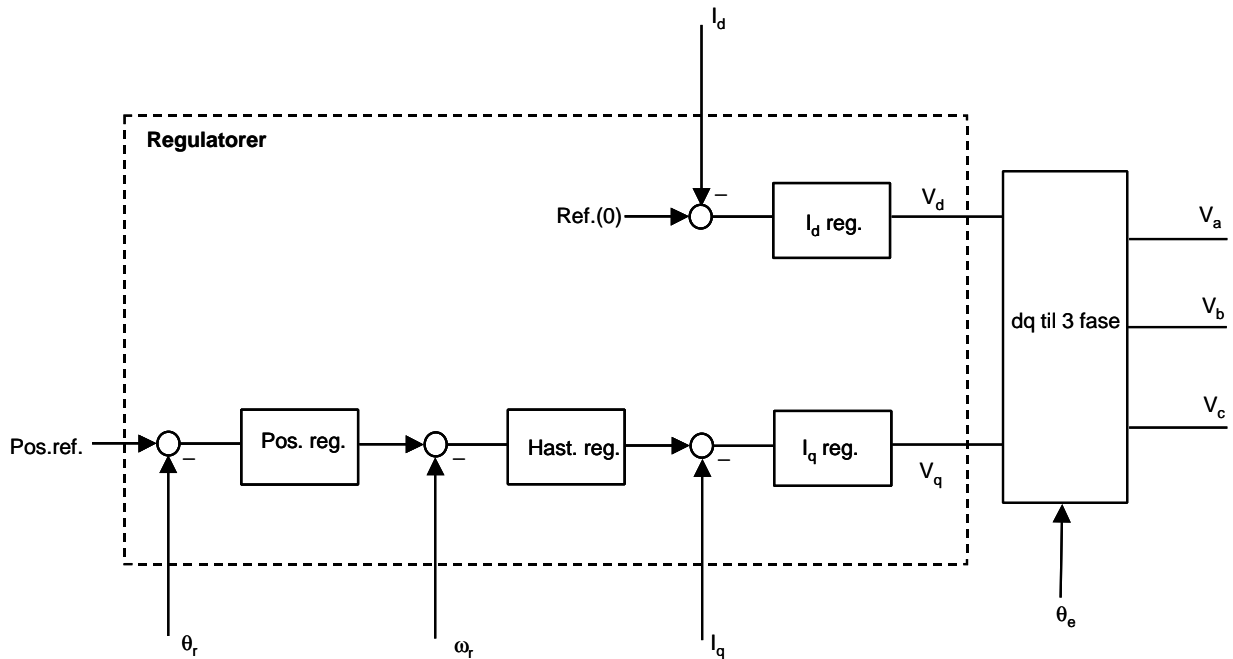
Vi skal i denne seksjonen se nærmere på bruken av både posisjons-, hastighets- og strømregulering. I det mest komplekse tilfellet av en posisjonsservo vil alle tre regulatortypene tas i bruk, men det er også mulig å benytte bare en posisjonsregulator i en posisjonsservo. Det vil være både fordeler og ulemper med de forskjellige måtene å regulere motoren på. Dette skal vi se nærmere på.

4.2.1 Regulatorene

Det kan benyttes mange typer reguleringsstrategier for å regulere en PMSM. Valg av reguleringsstrategi avhenger av hva motoren skal anvendes til og hvilke aspekter man legger mest vekt på. Lavt effektforbruk og lavt støynivå krever andre strategier enn høy posisjoneringsnøyaktighet under varierende lastforhold. Noen strategier for regulering av motoren kan f.eks være:

1. Optimalregulering
2. Ulineær dekopling
3. Bruk av polplassering

En robust og bra måte (som vi skal se nærmere på) er å benytte standard PID regulatorer. Vi skal her se på en generell posisjonsregulert PMSM, der følgende reguleringssystem blir benyttet i det mest komplekse tilfellet (se figur 4-2).



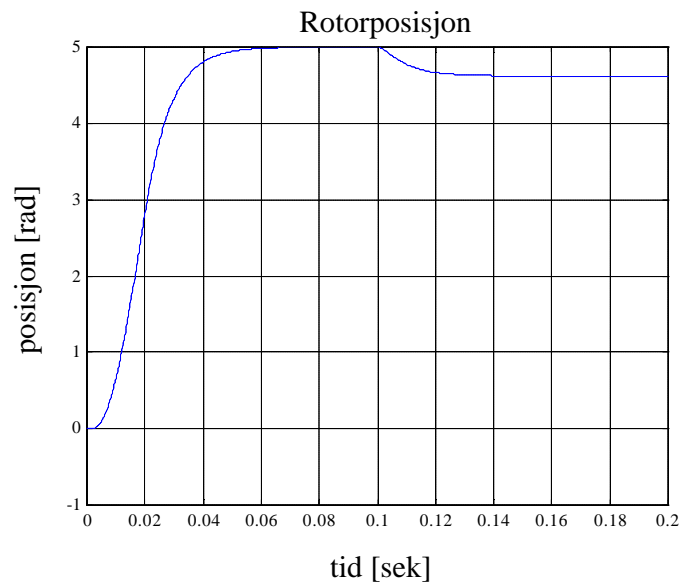
figur 4-2 Reguleringsløyfer for en posisjonsregulert PMSM

Vi skal også se på sammensetninger av regulatorstrukturen som ikke er like kompleks som vist i figur 4-2. Vi skal da bl.a se på regulering uten bruk av strømløyfer for å se på virkningen av mer eller mindre komplekse måter å regulere motoren på.

I kapittel 2 lærte vi at dq-modellen for en PMSM består av to strømløyfer, og den vanlige mekaniske motordynamikken som er lik for alle typer motorer. For å utvikle et robust reguleringssystem for en PMSM bør det benyttes to strømløyfer i tillegg til den vanlige posisjons- og hastighetsregulatoren. Dette gir en strømløyfer for hver akse for å kunne kontrollere begge aksestrømmene samtidig og dermed ha full kontroll over motorens dynamiske oppførsel. Vi skal i denne seksjonen gå nærmere inn på alle reguleringssløyferne og se på bruken av konvensjonelle PID-regulatorer for å regulere motoren.

4.2.1.1 Posisjonssløyfen

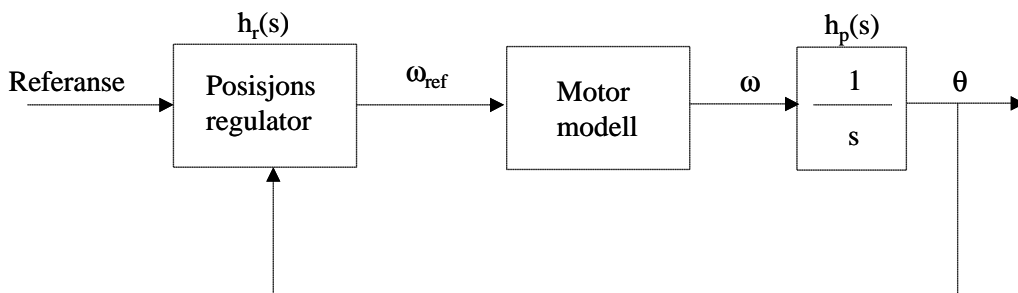
I alle posisjonsservosystemer må man ha minst en posisjonsregulator. Denne kan i det enkleste tilfelle være en P-regulator, men denne vil gi et stasjonært posisjonsavvik ved endring i lastmomentet på motoren (se figur 4-3).



figur 4-3 Posisjonsservo med stasjonært avvik i posisjon

Det er mulig å unngå dette stasjonære avviket ved enten å bruke en PI regulator for posisjon, eller benytte flere reguleringsløyper med integralvirkning, som vi skal se på senere.

Når en skal utvikle regulatorparametre for posisjonssløyfen på en elektrisk motor brukes blokkskjemaet i figur 4-4 som utgangspunkt. Vi trenger en posisjonsregulator og en integrator fra hastighet til posisjon. Denne integratoren er som regel en resolver til digital omformer som gir motorens posisjon. Referansen inn til posisjonsregulatoren er posisjonsreferansen.



figur 4-4 Posisjonssløyfe med posisjonsregulator

Når vi skal designe posisjonsregulatoren ser vi på motormodellen som en prosess med mye høyere båndbredde enn posisjonssløyfen (som da egentlig bare består av posisjonsregulatoren og integratoren fra hastighet til posisjon), og vi kan derfor neglisjere motormodellen ved beregning av regulatorparametrene for posisjonsregulatoren. En forutsetning må være på plass for at man skal kunne gjøre denne antagelsen, nemlig at forsterkningen til den indre sløyfen, nemlig motormodellen, er 1. Hvis ikke så må forsterkningen til den indre sløyfen tas med i beregningene av posisjonsregulatoren.

Hvis vi kaller regulatorens transferfunksjon for $h_r(s)$ og prosessens, altså integratorens, transferfunksjon for $h_p(s)$ blir den totale sløyfetransferfunksjonen fra utgang til inngang:

$$M(s) = \frac{h_o(s)}{1 + h_o(s)} = \frac{h_r(s)h_p(s)}{1 + h_r(s)h_p(s)} = \frac{y(s)}{r(s)} \quad (80)$$

der $y(s)$ er posisjonsutgangen (θ) og $r(s)$ er posisjonsreferansesignalet inn til regulatoren. For posisjonssløyfen blir $h_p(s) = 1/s$.

4.2.1.1.1 P-regulator for posisjon

Vi skal nå se på hvordan transferfunksjonen $M(s)$ blir når en bruker P-regulator som posisjonsregulator. En P-regulator har følgende transferfunksjon:

$$h_r(s) = K_{pp} \quad (81)$$

Transferfunksjonen $M(s)$ fra utgang til inngang blir da:

$$M(s) = \frac{K_{pp}}{s + K_{pp}} = \frac{1}{\frac{1}{K_{pp}}s + 1} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{bp}}s + 1} \quad (82)$$

der $K_{pp} = \omega_{bp}$ er den ønskede båndbredden til posisjonssløyfen. Med andre ord, vi kan sette K_{pp} til den ønskede båndbredden til posisjonssløyfen. Hvis vi trenger en båndbredde på 100 rad/s så settes $K_{pp} = 100$ (rad/s)/rad.

4.2.1.1.2 PI-regulator for posisjon

Vi skal nå bruke en PI-regulator for posisjonssløyfen. PI-regulatorens transferfunksjon er:

$$h_r(s) = \frac{K_{pp} \cdot (T_{ip}s + 1)}{T_{ip}s} \quad (83)$$

Følgeforholdet $M(s)$ blir i dette tilfellet:

$$M(s) = \frac{K_{pp}(T_{ip}s + 1)}{T_{ip}s^2 + K_{pp}T_{ip}s + K_{pp}} = \frac{\frac{K_{pp}}{T_{ip}}(T_{ip}s + 1)}{s^2 + 2z\omega_0s + \frac{K_{pp}}{T_{ip}}} \quad (84)$$

En måte å finne forsterkning og integraltid for et andreordens system er å benytte den generelle formen på et andreordens system som utgangspunkt. Den er som kjent fra annen litteratur (se bl.a [3]):

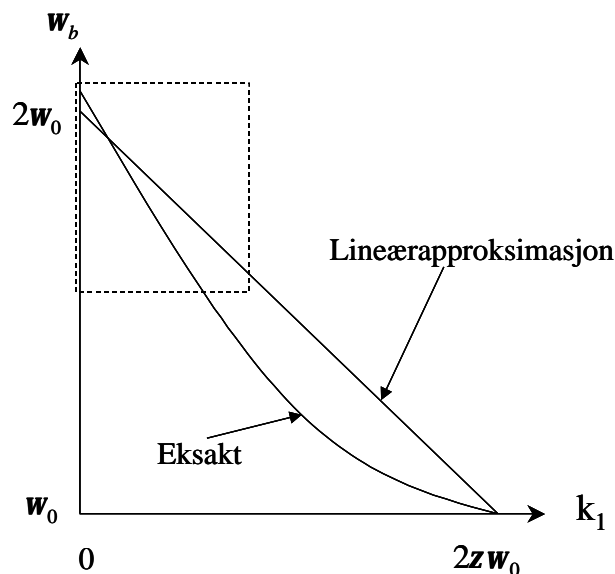
$$M(s) = \frac{Kw_0^2 \cdot (Ts + 1)}{s^2 + 2zw_0s + w_0^2} \quad (85)$$

der ω_0 er udempet resonansfrekvens, ζ er dempingsfaktor, K er forsterkning og T er tidskonstanten til nullpunktsleddet. Vi skal se at alle reguleringsløyvene har et følgeforhold som gir tidskonstanten T i nullpunktet følgende form, $T = \frac{2z}{w_0} - \frac{k_1}{w_0^2}$. Det kan i disse tilfellene

vises at -3dB båndbredden (ω_b) til systemet varierer fra $2\omega_0$ til ω_0 hvis man velger $\zeta = 1/\sqrt{2} = 0.707$ og k_1 varierer fra 0 til $2\zeta\omega_0$, se figur 4-5. En tilnærmet approksimasjon for

båndbredden til et system er $w_b \approx -\frac{k_1}{\sqrt{2}} + 2w_0$. Det er viktig å vite at dette er en

approksimasjon og ikke en eksakt løsning. Som regel befinner en seg innenfor det stiplede rektangelet i figur 4-5 og da er approksimasjonen god nok for praktisk bruk. Hvis en mer nøyaktig løsning er påkrevd må man finne en ligning for den eksakte kurven.



figur 4-5 Approksimasjon av båndbreddeberegning

Vi bruker $\zeta = 0.707$ og får da følgende regulatorparametre:

$$K_{pp} = 2zw_0 = \sqrt{2}w_0 \text{ [(rad/s)/rad]} \quad (86)$$

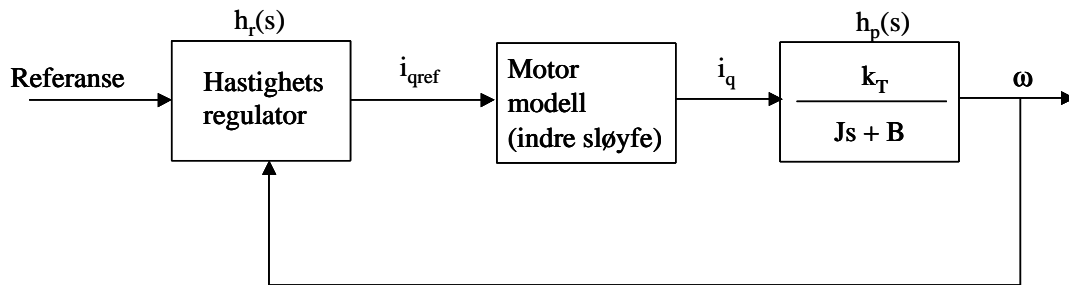
og

$$T_{ip} = \frac{K_{pp}}{w_0^2} = \frac{2z}{w_0} = \frac{\sqrt{2}}{w_0} \text{ [sek]} \quad (87)$$

Båndbredden til posisjonsløyfen blir nå $\omega_{bp} = 2\omega_0$, da $k_1 = 0$, se figur 4-5. Disse regulatorparametrene vil kunne brukes til alle typer elektriske motorstyringer.

4.2.1.2 Hastighetssløyfen

I enkelte tilfeller er det ønskelig å bare regulere hastigheten. Regulatorparametrene som utledes i denne seksjonen kan brukes både som hastighetsregulator alene eller sammen med en posisjonsregulator. Vi skal se på hvordan man kommer frem til generelle regulatorparametre for hastighetssløyfen som er anvendelig på alle typer elektriske motorer.



figur 4-6 Hastighetssløyfe med hastighetsregulator

Når vi skal designe hastighetsregulatoren ser vi på den indre sløyfen i motoren (strømdynamikken) som en prosess med mye høyere båndbredde enn den vi skal regulere, og vi kan derfor neglisjere strømdynamikken i beregningen av regulatorparametre for hastighetssløyfen. Også her gjelder samme forutsetning som for posisjonsregulatoren, nemlig at forsterkningen i den indre sløyfen er 1.

Hvis vi kaller regulatorens transferfunksjon for $h_r(s)$ og prosessen vi skal regulere for $h_p(s)$. Prosessens transferfunksjon er:

$$h_p(s) = \frac{k_T}{Js + B} \quad (88)$$

Den totale transferfunksjonen, $M(s)$, fra utgang til inngang:

$$M(s) = \frac{h_o(s)}{1 + h_o(s)} = \frac{h_r(s)h_p(s)}{1 + h_r(s)h_p(s)} = \frac{y(s)}{r(s)} \quad (89)$$

der $y(s)$ er hastighetsutgangen (ω) og $r(s)$ er hastighetsreferansesignalet til regulatoren. Dette referansesignalet er da enten et referansesignal gitt av brukeren eller det kan være utgangen fra posisjonsregulatoren hvis det er et posisjonsregulert system.

4.2.1.2.1 P-regulator for hastighet

Hvis man ønsker å bruke en P-regulator for hastighetssløyfen får vi en regulator som er:

$$h_r(s) = K_{pt} \quad (90)$$

der K_{pt} er forsterkningen i hastighetssløyfen. Transferfunksjonen $M(s)$ for hastighetssløyfen blir da:

$$M(s) = \frac{K_{pt}k_T}{Js + (B + K_{pt}k_T)} \quad (91)$$

Vi får da følgende regulatorparameter:

$$K_{pt} = \frac{\omega_{bt}J - B}{k_T} \text{ [A/(rad/s)]} \quad (92)$$

hvor ω_{bt} er den ønskede båndbredden til hastighetssløyfen. Hastighetssløyfen blir da et førsteordens system

$$h(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (93)$$

med

$$T = \frac{J}{B + K_{pt}k_T} \text{ og } K = \frac{K_{pt}k_T}{B + K_{pt}k_T} \quad (94)$$

Vi ser at forsterkningen K blir tilnærmet 1 uavhengig av forsterkningen i hastighetssløyfen hvis $K_{pt}k_T \gg B$, mens tidskonstanten T reduseres med økende K_{pt} . La oss se på bruken av PI regulator for hastighetssløyfen.

4.2.1.2.2 PI-regulator for hastighet

Ved bruk av PI-regulator for hastighetssløyfen får vi en regulator som er:

$$h_r(s) = \frac{K_{pt} \cdot (T_{it}s + 1)}{T_{it}s} \quad (95)$$

med forsterkning K_{pt} og integraltid T_{it} . Følgforholdet $M(s)$ for hastighetssløyfen blir da:

$$M(s) = \frac{K_{pt}k_T(T_{it}s + 1)}{T_{it}Js^2 + T_{it}(B + K_{pt}k_T)s + K_{pt}k_T} = \frac{\frac{K_{pt}k_T}{T_{it}J}(T_{it}s + 1)}{s^2 + \left(\frac{B}{J} + \frac{K_{pt}k_T}{J}\right)s + \frac{K_{pt}k_T}{T_{it}J}} \quad (96)$$

Regulatorparametrene blir da med utgangspunkt i ligning (85):

$$K_{pt} = \frac{2z\omega_0J - B}{k_T} \text{ [A/(rad/s)]} \quad (97)$$

og

$$T_{it} = \frac{K_{pt} k_T}{J \omega_0^2} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0} - \frac{B}{J \omega_0^2} \text{ [sek]} \quad (98)$$

Båndbredden til hastighetsløyfen blir $\omega_{bt} = -\frac{k_1}{\sqrt{2}} + 2\omega_0$ der $k_1 = B/J$. ζ velges også her lik 0.707. Hvis vi neglisjerer dempingen (B) i motoren blir integraltiden:

$$T_{it} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0} \text{ [sek]} \quad (99)$$

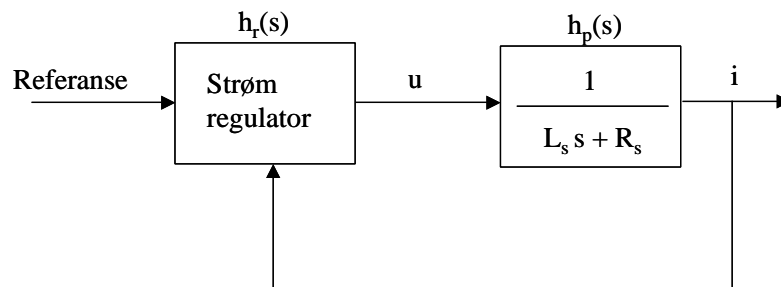
og hastighetsforsterkningen:

$$K_{pt} = \frac{\sqrt{2} \omega_0 J}{k_T} \text{ [A/(rad/s)]} \quad (100)$$

Vi skal nå se på strømsløyfen i motoren.

4.2.1.3 Strømsløyfen

For å få en bra momentgenerering i motoren benyttes regulering av strømsløyfen. Som vi vet har dq-modellen både en d-aksestrøm og en q-aksestrøm. For å få en robust strømregulering må man benytte to strømregulatorer, en for hver av de to aksestrømmene.



figur 4-7 Strømsløyfen med strømregulator

Begge regulatorene er helt like og kan benytte de samme regulatorparametrene, men det er ikke noe krav. En blokkskjematisk fremstilling av strømsløyfen er vist i figur 4-7.

Vi skal se på hva regulatorparametrene blir, og hvordan vi finner dem. Som vi ser av figur 4-2 er det bare regulatoren for q-aksestrømmen som dynamisk får en strømreferanse fra hastighetsregulatoren. Regulatoren for d-aksen må enten ha et statisk referansesignal eller så må dette referansesignalet beregnes av en av de andre regulatorene i systemet. I et servosystem vil som regel denne referansen settes lik null. Som tidligere vist er dette fordi vi

ønsker en maksimal strøm i q-aksen. Fasestrømmens effektivverdi er gitt av $i_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$.

Hvis vi her setter i_d lik null, så vil motorens fasestrøm kun inneholde i_q som er den momentgivende strømmen. Det maksimale momentet blir da $T_{em} = \sqrt{2}k_r i_f$.

4.2.1.3.1 P-regulator for strøm

Bruk av P-regulator for strømsløyfen gir følgende regulator:

$$h_r(s) = K_{pd} = K_{pq} \quad (101)$$

der K_{pd} er forsterkningen i d-aksen og K_{pq} er forsterkningen i q-aksen. Grunnen til at vi har to forsterkninger er fordi den matematiske modellen for strømdynamikken har to strømsløyfer. Transferfunksjonen for strømsløyfen er som vist i figur 4-7:

$$h_p(s) = \frac{1}{L_s s + R_s} \quad (102)$$

Transferfunksjonen $M(s)$ for strømsløyfen blir da:

$$M(s) = \frac{K_{pd}}{L_s s + (R_s + K_{pd})} \quad (103)$$

Vi får da følgende regulatorparameter for forsterkningen i strømsløyfen:

$$K_{pd} = \omega_{bd} L_s - R_s = K_{pq} \text{ [V/A]} \quad (104)$$

hvor $\omega_{bd} = \omega_{bq}$ er den ønskede båndbredden til strømsløyfen. Det er som sagt ikke nødvendig å sette $\omega_{bd} = \omega_{bq}$, men det kan være greit å bruke samme parameter for begge strømsløyfer.

Båndbredden til strømdynamikken i motoren er gitt av $\omega_b = 1/T_e = R_s/L_s$. Hvis vi ønsker at båndbredden til den lukkede regulerede strømsløyfen skal være N ($N \geq 1$) ganger raskere en den naturlige båndbredden i motoren setter vi $\omega_{bd} = N \cdot R_s/L_s$. Forsterkningen i strømregulatoren blir da $K_{pd} = R_s(N - 1)$ [V/A]. Hvis forsterkningen velges ut i fra dette kriteriet trenger man ikke å kjenne motorens induktans.

4.2.1.3.2 PI-regulator for strøm

En PI-regulator for strømsløyfer gir:

$$h_r(s) = \frac{K_{pd} \cdot (T_{id} s + 1)}{T_{id} s} \quad (105)$$

Transferfunksjonen $M(s)$ for strømsløyfen blir da:

$$M(s) = \frac{K_{pd}(T_{id}s + 1)}{T_{id}L_s s^2 + T_{id}(R_s + K_{pd})s + K_{pd}} = \frac{\frac{K_{pd}}{T_{id}L_s}(T_{id}s + 1)}{s^2 + \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{K_{pd}}{L_s}\right)s + \frac{K_{pd}}{T_{id}L_s}} \quad (106)$$

Vi får da følgende regulatorparametre:

$$K_{pd} = 2z\omega_0 L_s - R_s = \sqrt{2}\omega_0 L_s - R_s \quad [\text{V/A}] \quad (107)$$

og

$$T_{id} = \frac{K_{pd}}{L_s \omega_0^2} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0} - \frac{R_s}{L_s \omega_0^2} \quad [\text{sek}] \quad (108)$$

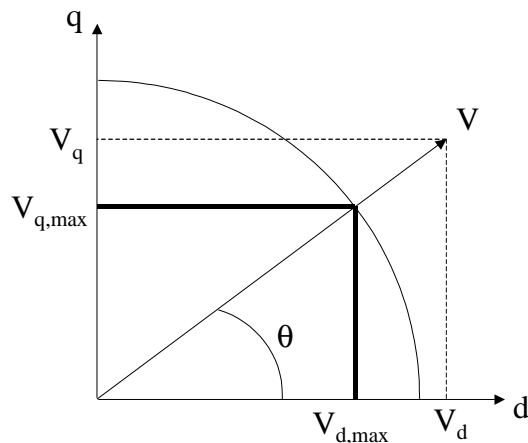
Den ønskede båndbredden til strømsløyfen blir $\omega_{bd} = -\frac{k_1}{\sqrt{2}} + 2\omega_0$ der $k_1 = R_s/L_s$. Båndbredden til både d- og q-aksen settes som regel til det samme, $\omega_{bd} = \omega_{bq}$. ζ velges også her lik 0.707.

4.2.1.3 Spenningsbegrensere

Pådraget fra strømregulatorene vil i enkelte tilfeller være i det ulineære området, dvs at regulatoren påtrykker en spenning som er større enn det pådragsorganet (her spenningskilden) kan gi. Det er da viktig å implemetere en spenningsbegrensere som lineært begrenser både V_d og V_q , slik at ikke spenningspådraget blir forvrengt. V_d og V_q skal være begrenset av:

$$\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq \frac{V_{DC}}{2} \quad (109)$$

Spenningsbegrenseren i figur 4-8 gjelder for alle fire kvadranter, da V_d og V_q kan ha positive og negative verdier.



figur 4-8 Lineær spenningsbegrensning

Spenningsbegrenseren reduserer V_d og V_q proporsjonalt uten å endre vinkelen θ mellom d-aksen og spenningsvektoren. Dette er viktig for ikke å forvrengte spenningspådraget, noe som fører til at motoren ikke vil oppføre som forventet. Spenningsbegrenseren beregner en k-faktor gitt av:

$$k = \frac{V_{DC}}{2 \cdot \sqrt{V_d^2 + V_q^2}} \quad (110)$$

k-faktoren er forholdet mellom vektoren (V_d, V_q) og den maksimale tillatte lengden på spenningsvektoren som er gitt av $V_{DC}/2$. k-faktoren blir så, hvis den er mindre enn 1, multiplisert med de kommanderte V_d og V_q som da får sine nye verdier $V_{d,begrenset}$ og $V_{q,begrenset}$.

$$V_{d,begrenset} = k \cdot V_d \text{ [V]} \quad (111)$$

$$V_{q,begrenset} = k \cdot V_q \text{ [V]} \quad (112)$$

Det er disse begrensede spenningsverdiene som påtrykkes motoren. Hvis den påtrykte spenningsvektoren ikke overstiger $V_{DC}/2$ så skal ikke spenningsbegrenseren slå til.

La oss se på et eksempel.

Eksempel 4-1)

En regulert PMSM har en vekselretter der spenningsforsyningen er $V_{DC} = 400$ V. Utgangen fra de to strømregulatorene er på et gitt tidspunkt $V_d = 70$ V og $V_q = 190$ V. Hva blir pådraget til motoren hvis vi bruker en lineær spenningsbegrenser?

$$k = \frac{400}{2 \cdot \sqrt{70^2 + 190^2}} = 0.988$$

Pådraget til motoren blir da : $V_d = 69.14 \text{ V}$ og $V_q = 187.67 \text{ V}$. Toppverdien av fasespenningen blir da ikke over 200 V , som er $V_{DC}/2$.

En slik lineær spenningsbegrenser bør brukes i alle mulige reguleringsstrategier for PMSM. Grunnen til dette er som sagt at vi ønsker å holde spenningspådraget til motoren i det lineære området, selv når pådragsorganet går i metning.

4.2.1.4 Båndbredder

Ved beregning av regulatorparametrene er det viktig å finne verdier på parametrene som står i forhold til hverandre. Grunnlaget for utledningen av parametrene for servosystemet går ut på:

- Den neste reguleringsløyfen i systemet er så mye raskere at man kan se bort fra den ved beregning av regulatorparametre
- I tillegg bør båndbredden til den regulerede motoren ikke bli dårligere enn i det uregulerte systemet

Ved valg av båndbreddeverdier er det viktig å følge denne regelen. Det bør velges en båndbredde slik at det blir en økning på minimum 5 ganger av båndbredden for hvert ledd. Med andre ord, hvis det er valgt en båndbredde for posisjonssløyfen som er på 5 Hz, bør hastighetssløyfen ligge på 25 Hz eller høyere, og strømsløyfen bør ligge på 125 Hz eller høyere.

Hvis båndbreddeverdier velges ut ifra disse kriteriene, vil båndbredden til det totale reguleringsystemet være tilnærmet lik båndbredden til posisjonssløyfen, her 5 Hz.

La oss se på et eksempel.

Eksempel 4-2)

Gitt en PMSM med følgende motorparametre:

$$R_s = 0.9 \text{ ohm}$$

$$L_s = 0.7 \text{ mH}$$

$$k_T = 0.1 \text{ Nm/A}$$

$$J = 0.0001 \text{ kgm}^2$$

$$B = 0.00014 \text{ Nm/(rad/s)}$$

Motoren skal reguleres ved bruk av både P-regulator for posisjon, PI-regulator for hastighet og PI-regulatorer for strømsløyfene. Båndbredden til totalsystemet skal være 30 Hz. Velg alle båndbredder og regn ut regulatorparametrene for alle fire regulatorenne.

En båndbredde på 30 Hz gjør at vi må velge båndbredden til posisjonsløyfen til 30 Hz som tilsvarer $\omega_{bp} = 188.5 \text{ rad/s}$. Vi velger båndbredden på hastighetssløyfen 5 ganger høyere enn posisjonssløyfen som blir $\omega_{bt} = 942.5 \text{ rad/s}$. Strømsløyfen har en elektrisk tidskonstant på 0.78ms noe som tilsvarer en båndbredde på 1285.7 rad/s. Vi velger en båndbredde på $\omega_{bd} = \omega_{bq} = 4712.4 \text{ rad/s}$ som er 5 ganger båndbredden til hastighetssløyfen og i tillegg er den nesten 4 ganger raskere enn den elektriske tidskonstanten i motoren.

Må først regne ut $\omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_b + \frac{k_1}{\sqrt{2}})$ for hastighets- og strømsløyfene. k_1 for hastighetssløyfen

er B/J og R_s/L_s for strømsløyfene. ω_0 for hastighetssløyfen blir 471.7 rad/s og ω_0 for strømsløyfene blir 2810.8 rad/s.

Regulatorparametrene blir da som følger:

$$K_{pp} = 188.5 \text{ (rad/s)/rad}$$

$$K_{pt} = 0.666 \text{ A/(rad/s)}$$

$$T_{it} = 0.003 \text{ sek} = 3 \text{ ms}$$

$$K_{pd} = K_{pq} = 1.88 \text{ V/A}$$

$$T_{id} = T_{iq} = 0.00034 \text{ sek} = 0.34 \text{ ms}$$

4.2.1.5 Kommutering

I denne seksjonen skal vi se nærmere på fenomenet kommutering. Det finnes flere måter å kommutere en elektrisk motor på.

- Børstemotor kommutering (mekanisk kommutering)
- Seks-steps kommutering
- Sinuskommutering

Vi skal se nærmere på kommutering og de forskjellige måtene å kommutere en motor på.

4.2.1.5.1 Hva er kommutering?

Kommutering er prosessen med å styre strømmen i motoren for å produsere et moment. Kommutering betyr overføring av elektrisk energi. I en permanentmagnet synkronmotor, som vi ser på, blir momentet produsert når det magnetiske feltet fra viklingene i stator påvirker det magnetiske feltet fra magneten. I børsteløse motorer (som PMSM) kreves det "elektrisk kommutering". I en slik type kommutering er man helt avhengig av å kjenne motorens posisjon. Vi skal derfor se nærmere på hvordan den elektriske posisjonen kan finnes.

4.2.1.5.2 Børstemotor kommutering

Børstemotor kommutering er en mekanisk måte å kommutere på. Dette brukes for kommutering av likestrømsmotorer. Etterhvert som rotrens posisjon endres så blir børstene koblet til forskjellige viklinger i motoren. Børstemotoren er designed slik at børstene blir koblet til viklingene på den mest optimale måten.

4.2.1.5.3 Sinuskommutering

Sinuskommutering er den måten å kommutere på som gir det beste momentet. De tre faseviklingene påtrykkes tre signaler som varierer som en sinus med posisjonen. Sinuskommutering er en type elektrisk kommutering.

4.2.1.5.4 Seks-steps kommutering

Seks-steps kommutering er også en elektrisk kommutering. Med denne teknikken brukes bare to av de tre faseviklingene om gangen. Denne metoden brukes ofte i litt enklere og billigere systemer fordi billigere komponenter kan brukes. Seks-steps kommutering blir som regel ikke benyttet i industrielle servosystemer fordi man får en høy momentripping og genereringen av momentet er ikke så effektivt som for sinuskommutering.

Strømflyten i faseviklingene til motoren ved bruk av seks-steps kommutering er som følger

1. Fase A til fase B
2. Fase A til fase C
3. Fase B til fase C
4. Fase B til fase A
5. Fase C til fase A
6. Fase C til fase B

Et sett med disse seks trinnene representerer en rotasjon på 360 elektriske grader. Hvert steg blir derfor 60 elektriske grader. Mens en sinuskommutering beveger seg glatt fra en elektrisk grad til neste så vil seks-steps kommuteringen hoppe 60 elektriske grader i slengen.

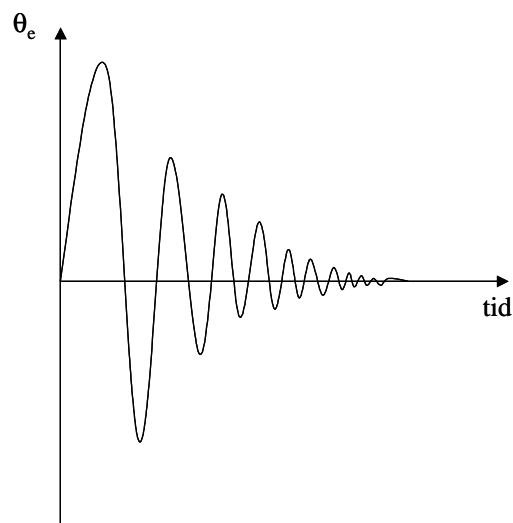
4.2.1.5.5 Initialisering av kommuteringsposisjon

Når man setter på spenning på en trefasemotor via en sinus pulsbreddemodulert vekselretter som er styrt av en datamaskin er det viktig at man finner riktig null-kommuteringsposisjon, q_{e0} , for den påtrykte spenningen. Kommuteringsposisjon (θ_e) er vinkelen som benyttes i transformasjonsmatrisene. Rotorposisjonen til motoren er vilkårlig når servosystemet startes opp, null-kommuteringsposisjonen er derfor ukjent. Vi må da kjøre en initialisering av kommuteringssystemet for å finne riktig null-kommuteringsposisjon.

Initialiseringen skjer ved at det settes på en fast spenning langs q-aksen, og påtrykker en kommuteringsvinkel i henhold til figur 4-9. Funksjonen som benyttes for å finne null-kommutering er gitt av:

$$\mathbf{q}_e(t) = e^{-t/T} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (113)$$

som er et sinussignal med demping. Et bra valg av T, er $T = 1/5$ av hvor lenge denne funksjonen skal kjøres. $T = 0.2$ sek gjør at funksjonen er tilnærmet lik null etter 1 sekund, da $e^{-5} = 0.0067$. Frekvensen (ω) velges til den frekvensen som svingningen skal ha under initialiseringen. Det velges som regel i størrelsesorden $1/3$ av båndbredden til posisjonssløyfen.



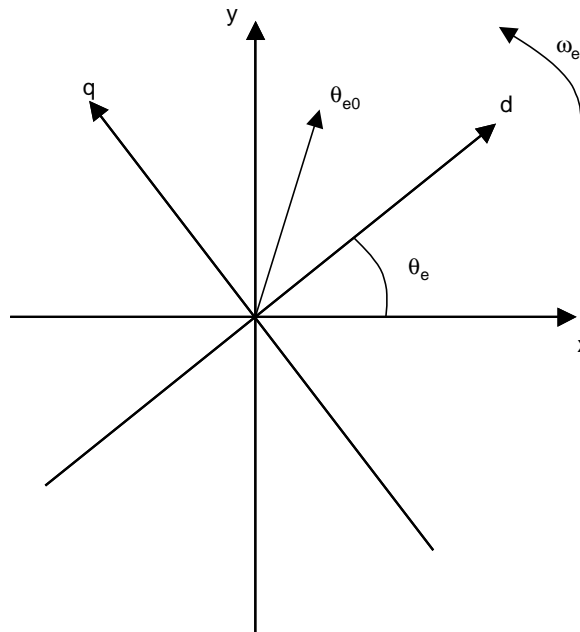
figur 4-9 Initialiserings for å finne null-kommuteringsposisjon

Man ønsker å finne den vinkelen som gjør at rotoren står stille. Det skjer ved 50% kommuteringsintervall.

Når den påtrykte vinkelen (θ_e) er kommet veldig nærme null (man må sette en grense avhengig av hvor nøyaktig systemet skal være), leses rotorposisjonen (θ_r). Null-kommuteringsposisjon er da gitt av:

$$\mathbf{q}_{e0} = P\mathbf{q}_{r0} - 90^\circ \quad (114)$$

der θ_{r0} er den vinkelen rotoren har når den påtrykte kommuteringsposisjonen er null. Siden det er spenningen i q-aksen som brukes for å utføre denne initialiseringen, må vi trekke fra 90 grader, da det er vinkelen til d-aksen som er den vinkelen vi er ute etter.



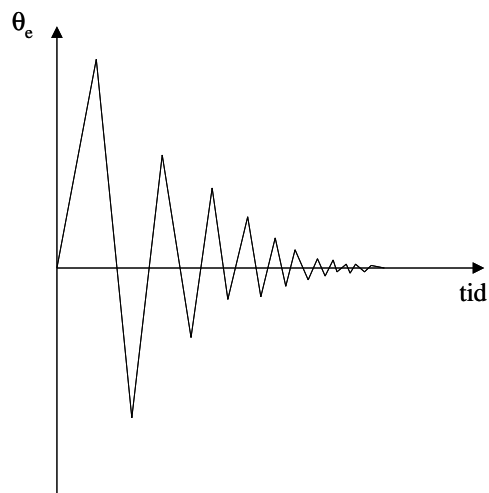
figur 4-10 Null kommuteringsposisjon

Uttrykket for kommuteringsposisjon (θ_e) blir dermed:

$$\mathbf{q}_e = \mathbf{q}_{e0} - P\mathbf{q}_r = P\mathbf{q}_{r0} - 90^\circ - P\mathbf{q}_r = P \cdot (\mathbf{q}_{r0} - \mathbf{q}_r) - 90^\circ \quad (115)$$

der θ_r er den til enhver tid avleste rotorposisjonen når systemet er operativt.

Hvis det benyttes en heltallsprosessor for implementasjon av servosystemet kan det være hensiktsmessig å bruke et sagtannsignal for initialisering av kommuteringsposisjonen, se figur 4-11, istedenfor sinussignal.



figur 4-11 Null kommutering med sagtannfunksjon

En slik sagtannfunksjon kan implementeres ved at bruk av tabelloppslag i dataprogrammet, da det mer jobb å generere sinus (se figur 4-9) med en heltallsprosessor.

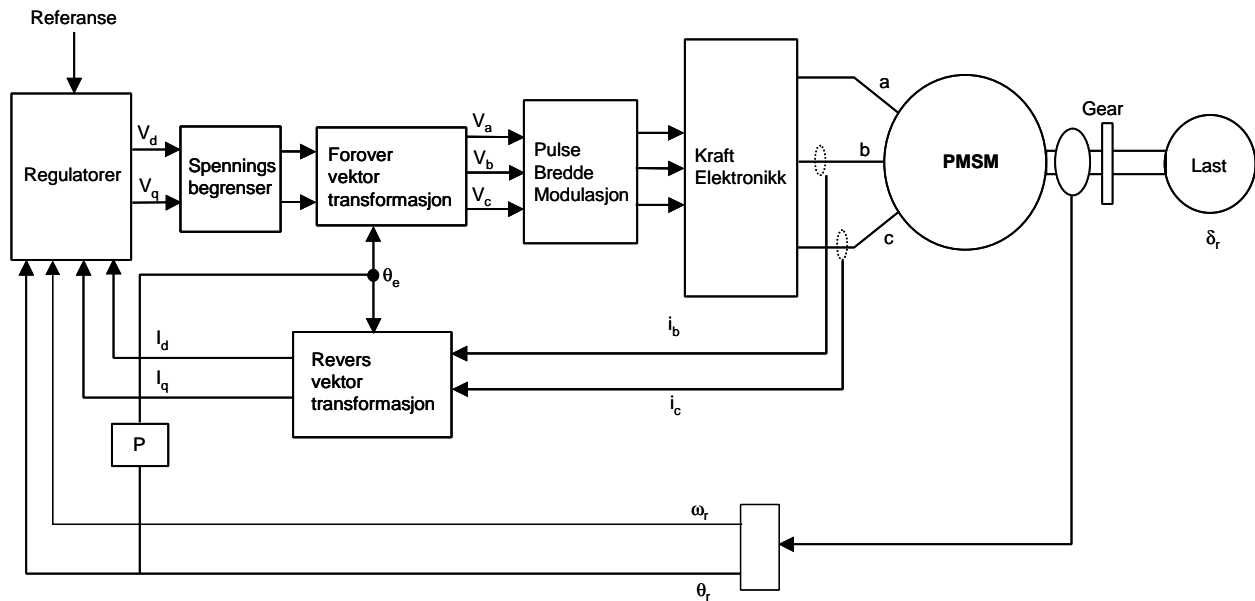
4.2.1.6 Totalsystemet

Vi har nå sett på hvordan vi finner regulatorparametre for alle reguleringsløyvene. Tabellen viser en oversikt over alle parametrene som er funnet.

tabell 4-1 Regulatorparametre for PMSM servosystemer

<i>Parameter</i>	<i>P-reg</i>	<i>PI-reg</i>	<i>Benevning</i>	<i>Kommentar</i>
K_{pd}	$K_{pd} = w_{bd}L_s - R_s$	$K_{pd} = 2zw_0L_s - R_s$	[V/A]	Forsterkningen i d-akse strømsløyfen
T_{id}	—	$T_{id} = \frac{K_{pd}}{L_s w_0^2}$	[sek.]	Integraltiden i d-akse strømsløyfen
K_{pq}	$K_{pq} = w_{bq}L_s - R_s$	$K_{pq} = 2zw_0L_s - R_s$	[V/A]	Forsterkningen i q-akse strømsløyfen
T_{iq}	—	$T_{iq} = \frac{K_{pq}}{L_s w_0^2}$	[sek.]	Integraltiden i q-akse strømsløyfen
K_{pt}	$K_{pt} = \frac{w_{bt}J - B}{k_T}$	$K_{pt} = \frac{2zw_0J - B}{k_T}$	[A/(rad/s)]	Forsterkningen i turtallsløyfen
T_{it}	—	$T_{it} = \frac{K_{pt}k_T}{Jw_0^2}$	[sek.]	Integraltiden i turtallsløyfen
K_{pp}	$K_{pp} = w_{bp}$	$K_{pp} = 2zw_0$	[(rad/s)/rad]	Forsterkningen i posisjonsløyfen
T_{ip}	—	$T_{ip} = \frac{K_{pp}}{w_0^2}$	[sek.]	Integraltiden i posisjonsløyfen

Alle parametrene i tabell 4-1 er generelle og kan brukes for alle PMSM styringer. Parametrene kan også brukes for likestrømsmotorer. Figuren viser en komplett oversikt over et servosystem der man bruker en PMSM som servomotor.



figur 4-12 Komplette servosystem for en PMSM

Som vi ser av figur 4-12 består det komplette systemet av regulatorfunksjonen, spenningsbegrenser, forover- og bakovertransformasjonen, pulsbreddemodulatorene, kraftelektronikk, motor og komponenter for å måle motorens tilstander. Foruten måleelektronikk og kraftelektronikk blir all funksjonalitet implementert i en prosessor, som regel en DSP (Digital Signal Processor).

I tidlige versjoner av disse servosystemene er det blitt brukt heltallsprosessorer og assembly programmering. I den senere tid har man gått mer over til flyttallsprosessorer og programmering i et høynivåspråk som f.eks C eller C++ (se kapittel 6).

4.2.1.6.1 Kombinering av regulatorer for PMSM posisjonservo

Den mest komplekse reguleringsstrukturen vi har sett på er vist i figur 4-2. Det er som sagt mulig å sette sammen en kombinasjon av P- og PI-regulatorer ut ifra hvilke krav som stilles til servosystemet. Man kan f.eks benytte seg av PI-regulator for strømmene og P-regulator for både hastighet og posisjon. Ulempen med denne kombinasjonen er at man vil få et stasjonært posisjonsavvik ved endring i lastmomentet. Dette avviket er gitt av:

$$e = \frac{1}{K_{pp} K_{pi} k_T} T_L \quad (116)$$

For å rette opp dette kan man sette inn en PI-regulator for hastigheten. Vi vil da få et stasjonært avvik lik null. Som vist er det viktig å ha et klart forhold til hvordan man vil at systemet skal reagere på forstyrrelser.

4.3 Valg av motor

Når et produkt skal konstrueres, er det viktig at designeren velger de rette komponentene til dette produktet. Dette er ikke minst viktig ved konstruksjon av servosystemer. Når det gjelder motoren er det mange parametre å ta hensyn til. Følgende punkter bør vurderes ved valg av servomotor:

- Effektforbruk (både strøm og spenning). Dette har innvirkning på kraftforsyningen som skal benyttes.
- Størrelse (lengde og diameter). Dette har innvirkning på poltallet og dermed hastigheten i motoren.
- Type motor. Momentkarakteristikk for motoren.
- Tregghetsmoment. Dette har innvirkning på akselerasjon og strømforbruk.
- Virkningsgrad
- Pris

Andre ting som også må vurderes:

- Resolvertype. Med eller uten børster.
- Eventuelt valg av brems for motoren. Friksjonsbrems eller mekanisk brems.
- Gear (planetgear, e.l)

Det er viktig å huske på at antall poler i motoren spiller en viktig rolle for hvor fort motoren går ved nominell spenning. Få poler gir høy hastighet, men mindre moment og omvendt. Dette er avgjørende for hvordan motoren vil fungere i servosystemet når det gjelder hastighetsbegrensning og bruken av feltsvekking for å oppnå høye hastigheter.

4.3.1 Litt om akselerasjon

Ved valg av motor har strømforbruk og tregghetsmomentet en direkte innvirkning på den akselerasjonen som motoren kan oppnå. Den maksimale akselerasjonen kreves når rotoren står stille og skal opp i maksimal hastighet. Vi har fra tidligere ligningen for momentet i motoren som er gitt av:

$$T_{em} = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = k_T i_q \quad (117)$$

Den maksimale akselerasjonen har vi når hastigheten er null ($\omega_r = 0$), dvs. akkurat i oppstarten. Vi kan da sette opp en ligning som uttrykker dette:

$$\frac{d\omega_r}{dt}_{\max} = \frac{T_{em}}{J} = \frac{k_T i_q}{J} \quad [\text{rad/s}^2] \quad (118)$$

Som vi ser er det viktig å ha et forhold til valg av tregghetsmoment i motoren, da dette har en direkte innvirkning på hvor fort motoren er i stand til å akselerere.

Eksempel 4-3)

Gitt en PMSM med følgende motorparametre:

$$R_s = 0.9 \text{ ohm}$$

$$L_s = 0.7 \text{ mH}$$

$$k_T = 0.1 \text{ Nm/A}$$

$$J = 0.0001 \text{ kgm}^2$$

$$B = 0.00014 \text{ Nm/(rad/s)}$$

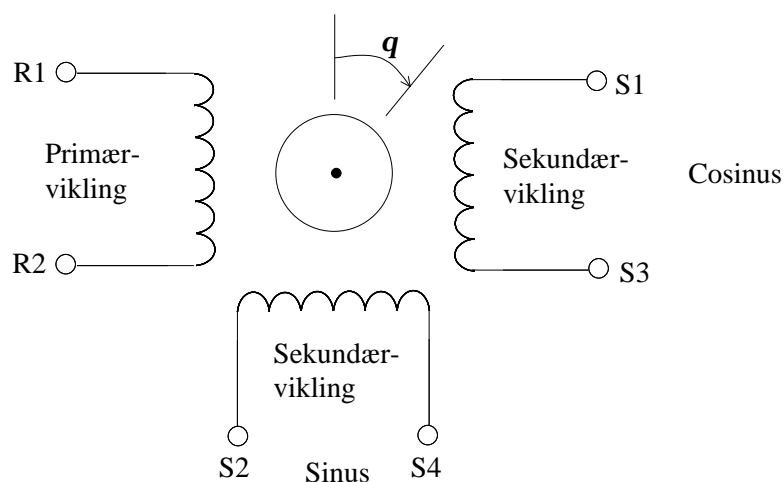
Hva blir den maksimale akselerasjonen motoren kan oppnå når den maksimale q -aksestrømmen er 30 A?

$$\frac{d\omega_r}{dt}_{\max} = \frac{T_{em}}{J} = \frac{k_T i_q}{J} = 30000 \text{ rad/s}^2$$

En økning av treghetsmomentet vil redusere akselerasjonen. I mange applikasjoner er det et krav at treghetsmomentet (J) skal være høyt nettopp for å hindre uønskede små bevegelser.

4.3.2 Resolvere

En resolver er en posisjonssensor som måler absolutt vinkelposisjon på det roterende legeme den er festet i, som regel akslingen på en motor. Resolvere og synkroer er blitt brukt i militære applikasjoner siden før første verdenskrig til måling og regulering av kanontårn på tanks og skip. Resolvere og synkroer er veldig like, med små forskjeller. Resolveren er bygd som en motor med en rotor (som regel festet på akslingen til det man skal måle posisjonen på), og en stator (som er den stasjonære delen) som produserer målesignalet. En skjematisk tegning av en resolver er vist i figur 4-13.



figur 4-13 Skjematisk tegning av resolver

Dynamiske motordrifter

Spenningen i primærspolen er satt til V_R . Spenningene i sekundærspolene blir da $V_S = V_R \cdot \sin(\mathbf{q})$ i (S2,S4) og $V_C = V_R \cdot \cos(\mathbf{q})$ i (S1,S3). Vinkelen θ , som er rotorvinkelen kan da finnes ved følgende sammenheng

$$\mathbf{q} = \arctan \frac{\sin(\mathbf{q})}{\cos(\mathbf{q})} = \arctan \frac{V_S}{V_C}$$

Resolver er en generell betegnelse og er i sin enkleste form en komponent som dekomponerer den mekaniske vinkelen til rotoren i et kartesisk koordinatsystem (x og y). Resolveren produserer signaler som er proporsjonale med sinus og cosinus til rotorvinkelen.

Resolverse finnes i standard størrelser og kan spesiallages til kundebehov. I dagens servosystemer er det børsteløse resolverse som er mest brukt. Prisen på måleelementene varierer, og må sees i sammenheng med totalkostnaden på prosjektet. I hastighets servosystemer er tachometere mye brukt for måling av hastighet.

Det finnes flere typer posisjonsmålingselementer i tillegg til resolveren:

- Inkrementell dekode
- Synkroer
- Digitale resolverse
- Børsteløse resolverse

Vi skal ikke gå noe nærmere inn på hvordan alle typene posisjons- og hastighetsmålelementer fungerer. Dette inngår som egne tema i faget instrumenteringsteknikk.

4.3.2.1 Resolver til digital omforming

Signalet fra resolveren sendes så inn i en resolver til digital krets (såkalt RDC) for omgjøring fra analoge til digitale verdier slik at et dataprogram kan lese motorens posisjon og hastighet. Disse komponentene kalles resolver-to-digital kretser. Slike kretser kan være 2S80 og 2S90 serien fra Analog Devices, 19200 serien fra ILC Data Devices Corp., eller 268 serien fra Control Science Inc.

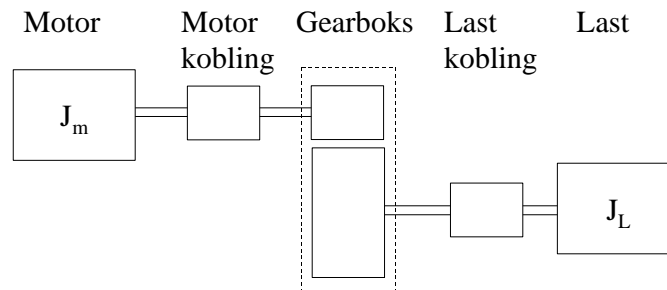
4.3.3 Gearoverføring

Gearoverføringen beskriver mekanismen eller mekanismene mellom motoren og lasten. Denne overføringen kan bli brukt til å endre typen av bevegelse, f.eks ved at en kuleskrue blir brukt for konvertering fra roterende til lineær bevegelse. Overføringen kan også brukes til å øke momentet på lastsiden mot at hastigheten går ned. Det er flere aspekter som må vurderes ved valg av gearoverføring.

- Nøyaktighet
- Mekanisk støy
- Mykhet på overføringen

- Vedlikehold
- Gearforhold

Det kan være at geartennene ikke er 100% riktig. Akslingen kan være litt skjev. Mønsteret i kuleskruen vil aldri være helt perfekt.

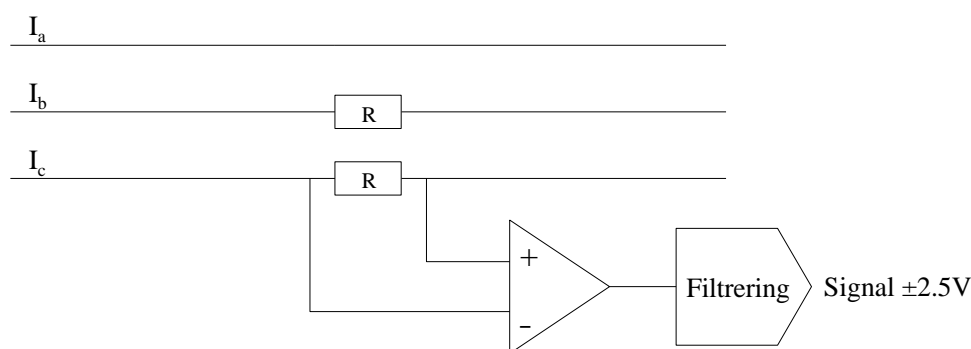


figur 4-14 Mekanisk skjema for motor og last

En skjematisk oversikt av motor med gearoverføring og last er vist i figur 4-14.

4.3.4 Strømmåling

Som for hastighets- og posisjonsmålingene må også strømmen i motoren måles for at vi skal kunne bruke den som tilbakekobling i reguleringsløyfen. Som vi husker fra kapittel 2 trenger vi bare å måle strømmen i fasene b og c for å utføre transformasjonen fra trefase til dq verdier. Dette gjøres ved at det kobles inn seriemotstander hvor spenningsfallet blir målt og gjort om til et målbart signal (f.eks ± 2.5 VDC).



figur 4-15 Strømmåling

Hvordan disse strømmålingene kan realiseres er vist i figur 4-15. Realiseringen av filtreringen må beregnes ut ifra den seriemotstanden (R) som monteres inn. I tillegg må det velges et signalnivå man ønsker som utgang, f.eks ± 2.5 V som vist i figur 4-15.

4.3.5 Magnettyper

Servomotormagneter blir som regel klassifisert i fire typer. Disse er:

Dynamiske motordrifter

- Keramisk
- Alnico
- Samarium kobolt
- Neodym jern boron

Vi skal se litt på de enkelte magnettypene.

4.3.5.1 Keramisk

Keramiske magneter er satt sammen av jernoksid og bariumkarbonat. Grunnet den høye tilgjengeligheten til disse råstoffene så har keramiske magneter en lav pris. Denne magnettypen karakteriseres med

- Lave kostnader
- Bra med hensyn på demagnetisering
- Korrosjonsbestandig
- Lav energi sammenlignet med andre magnettyper
- Sprø (kan brette under mekanisk påvirkning)

4.3.5.2 Alnico

Alnico magneter er satt sammen av aluminium, nikkel og kobolt. Den kan også inneholde jern, kobber og titanium. Dette materialet ble først utviklet på 50-tallet og dominerte markedet frem til 70-tallet. De blir fortsatt brukt i dag, men blir ikke designet inn i nye motorer grunnet sin høye pris. Alnico karakteriseres ved:

- Høye kostnader
- Dårlig med hensyn på demagnetisering
- Korrosjonsbestandig
- Moderat energi sammenlignet med andre magnettyper
- Stabil mot temperaturendringer
- Tåler mekanisk påkjenning

4.3.5.3 Samarium kobolt

Denne magnettypen ble introdusert på 70-tallet. Den brukes fortsatt i dag grunnet sin gode energitetthet. Denne typen er klassifisert som såkalt "rare earth magnet". Samarium kobolt karakteriseres ved:

- Høye kostnader
- Meget god med hensyn på demagnetisering

- Meget korrosjonsbestandig
- Høy energi
- Meget stabil mot temperaturendringer (temperaturer opp til 300°C)

Grunnet sin høye pris blir denne type magnet brukt i applikasjoner med meget høye krav til temperatur og korrosjonsbestandighet.

4.3.5.4 Neodym jern boron (NdFeB)

Denne magnettypen er den beste av de fire typene. Den er også det vi kaller ”rare earth magnet”, og kom på markedet i 1982. Denne magnettypen har den aller høyeste energien, mer enn 10 ganger høyere enn for de keramiske magnetene. Grunnet sin meget høye energi og flukstetthet blir den brukt i applikasjoner hvor det trengs servomotorer med veldig god ytelse.

Karakteriseres ved

- Lavere kostnader enn Samarium kobolt
- Meget god med hensyn på demagnetisering
- Følsom for korrosjon
- Meget høy energi
- Moderat mot temperaturendringer

Som vi ser er det mange sider av det å velge magnet for den motoren som skal brukes i servosystemet. Det er derfor viktig at utvikleren stiller konkrete krav til hva som er viktig i den enkelte applikasjonen slik at riktig magnettype kan velges.

4.3.6 Leverandører, WEBSider

Denne seksjonen lister opp noen aktuelle leverandører av prosessorer og PMSM motorer som brukes i servosystemer. Noen av disse er også leverandører av komplette servoløsninger.

tabell 4-2 Leverandører og utviklingsfirmaer

<i>Leverandør</i>	<i>Kommentar</i>	<i>Webside</i>
National Instruments	Leverer programvare og maskinvare til bruk i testoppsett for uttesting av systemer. Leverer bl.a LabView.	www.ni.com
Analog Devices	Leverandør av prosessorer for bruk i servosystemer.	www.analog.com
Mathworks	Leverandør av det kjente verktøyet Matlab.	www.mathworks.com

Dynamiske motordrifter

Texas Instruments	Leverandør av prosessorer for bruk i servosystemer.	www.ti.com
Kollmorgen (Motion village)	Totalleverandør av servosystemer, både mekanikk, elektronikk og programvare.	www.motionvillage.com
Wittenstein	Totalleverandør av servosystemer, både mekanikk, elektronikk og programvare.	www.wittenstein.de
Smartmotor	Totalleverandør av servosystemer, både mekanikk, elektronikk og programvare.	www.smartmotor.no
MPC Products	Totalleverandør av servosystemer, både mekanikk, elektronikk og programvare.	www.mpcproducts.com
Litton	Leverandør av bl.a motorer og resolve.	www.litton-ps.com
Renco Encoders	Leverandør av enkodere.	www.renco.com
Advanced Motion Technology		www.admotec.com
Inmoco		www.inmoco.com
Servosystems Co.		www.servosystems.com

Dette er bare et utvalg av aktuelle leverandører av komponenter til servosystemer. Å finne de rette komponentene må vurderes i hvert enkelt prosjekt, slik at man finner leverandører som kan dekke prosjektets behov.

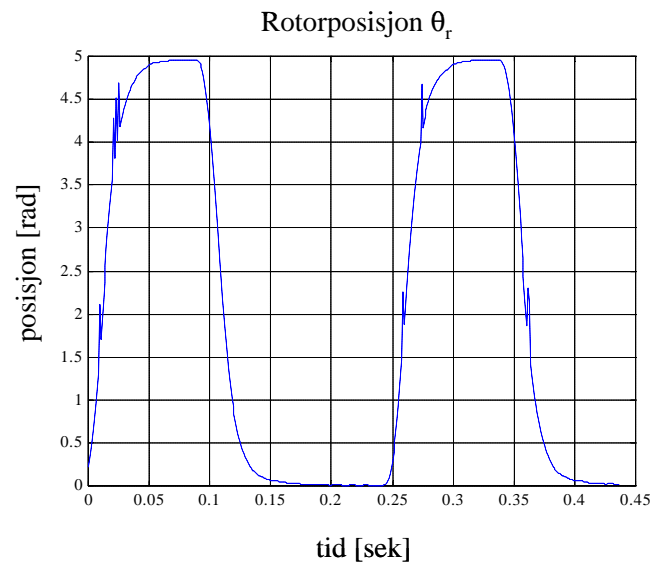
5 Simuleringer

5.1 Innledning

Under utvikling av servosystemer er det viktig å sammenligne kjøring fra det fysiske systemet med de simulerte resultatene. I dette kapitlet skal vi sammenligne måledata fra et servosystem med dens matematiske ekvivalent. I tillegg skal vi se på simuleringer fra flere forskjellige reguleringsstrategier for PMSM.

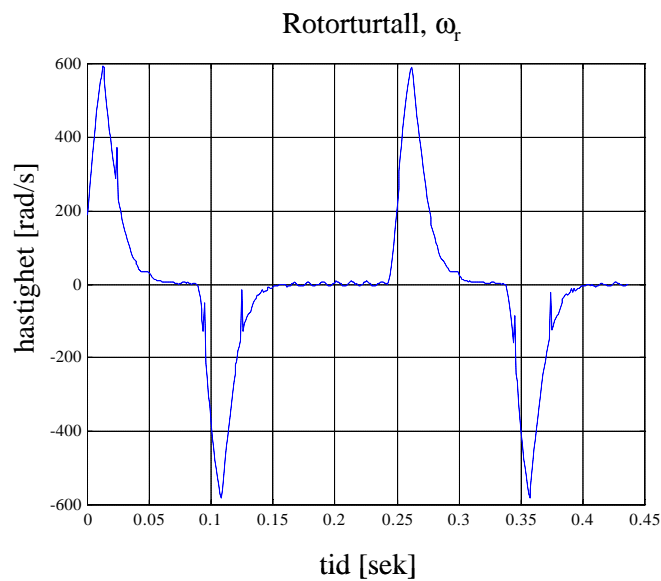
5.2 Målinger på et servosystem

Vi skal nå se på måledata hentet fra en virkelig posisjonsregulert PMSM servo, se figur 4-2. Systemet vi skal se på er påtrykt et sprang i posisjonsreferansen på 5 rad. Referansesignalet er et firkantsignal med periodetid $T = 0.25\text{s}$. Vi skal her se på responsen både for posisjon, hastighet, strøm og spenning. Lastmomentet på servoen er null. Det er benyttet P-regulator for posisjon, PI-regulator for hastighet og PI-regulator for dq-strømmene.



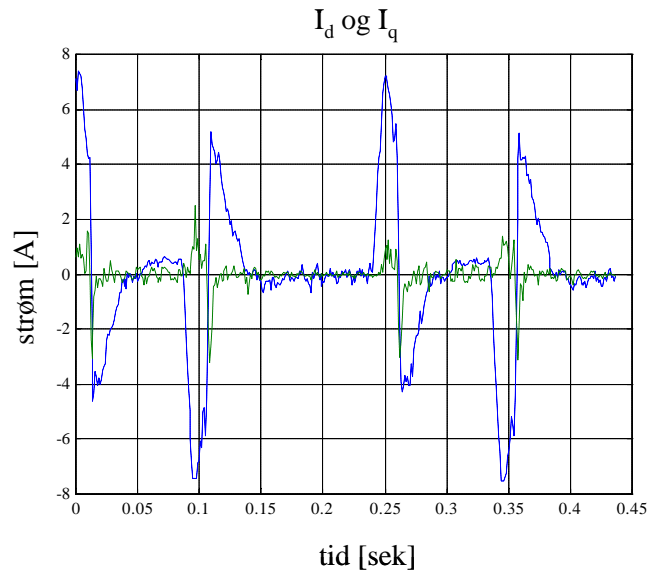
figur 5-1 Posisjonsrespons for PMSM motor

Figur 5-1 viser hvordan responsen til servosystemet er ved et sprang i posisjonsreferansen på 5 rad. Som vi ser svinger posisjonen seg fint inn uten oversving, noe som er et krav i dette systemet som her er vist.



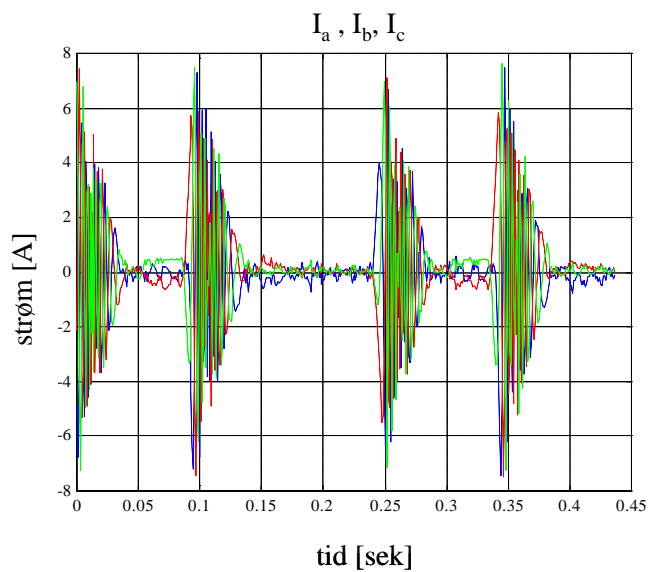
figur 5-2 Hastighetsresponsen

Figur 5-2 viser hvordan hastighetsresponsen er med den påtrykte posisjonsreferansen. Som vi ser øker hastigheten i akselerasjonsfasen og avtar når motoren retarderer.



figur 5-3 Strømresponsen, I_d og I_q

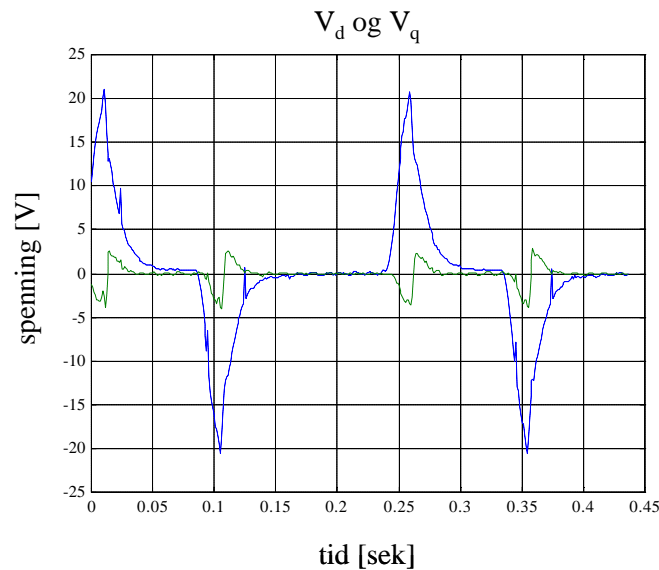
Strømmen i d- og q-aksen er vist i figur 5-3. Vi ser at når spranget kommer i posisjonen så gjør reguleringssystemet slik at motoren setter opp en q-akse strøm som gir en akselerasjon og dermed et moment for å få motoren opp i hastighet. Figuren viser også at d-aksestrømmen er tilnærmet lik null, noe som er ønsket da denne strømmen ikke bidrar til momentet i motoren. Forstyrrelsene i strømmene skyldes målestøy. Strømmene i de tre fasene er vist i figur 5-4.



figur 5-4 Trefase strømmer

Som vi ser av figur 5-4 er det ikke lett å tolke trefasestrømmene annet enn at de øker og minker, noe som viser viktigheten av å kunne jobbe i dq-aksesystemet.

Spenningen i d- og q-aksen blir som vist i figur 5-5.



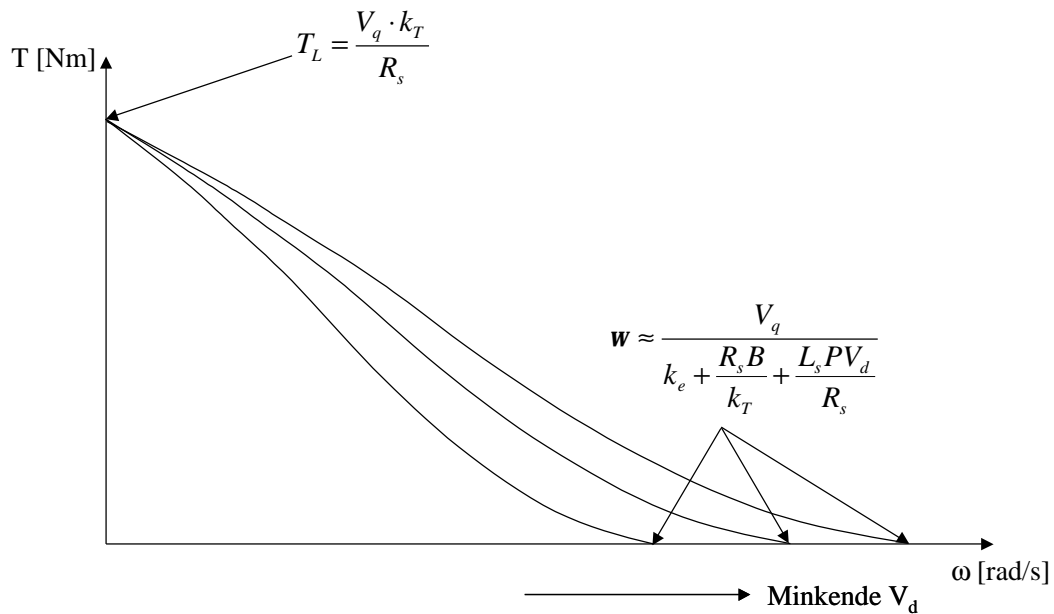
figur 5-5 Spenningsresponsen, V_d og V_q

Som figur 5-5 viser er det V_q som settes opp for å generere den momentgivende strømmen i_q . V_d påtrykkes for å holde $i_d = 0$.

5.2.1 Feltsvekking

Hvis man skal utvikle et rent hastighetsregulert system er det i enkelte tilfeller ønskelig å oppnå turtall som er høyere enn hva momentkurven i figur 3-3 viser. Man kan da benytte feltsvekking.

I dq-aksesystemet kan man se på d-aksen som en ekvivalent til feltkretsen i en likstrømsmotor. Fra teorien om likstrømsmotorer vet vi at hvis man minker feltstrømmen så vil turtallet øke. Dette fordi feltstrømmen påvirker k_e i motoren. Likeledes kan vi også for en turtallsregulert PMSM minke V_d og vi vil få en endret momentkurve. Dette kan bygges inn i reguleringssystemet slik at man under spesielle betingelser styrer V_d negativ med hensikt.



figur 5-6 Feltsvekking

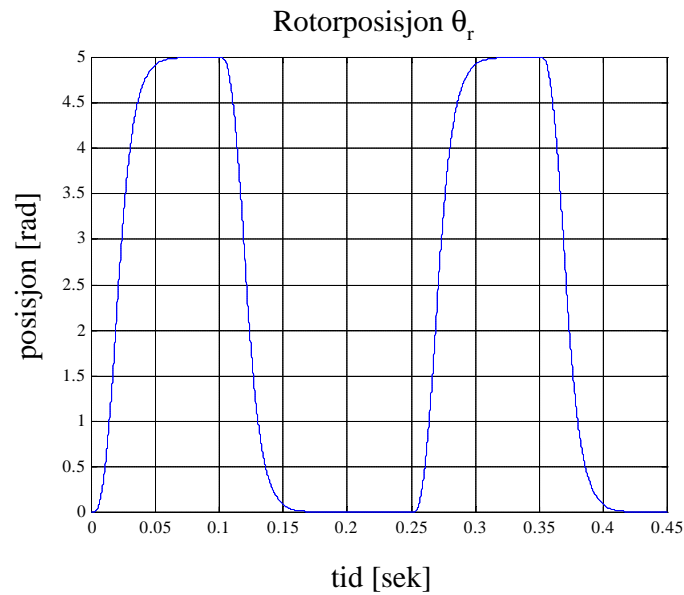
Figuren viser hvordan momentkurven endrer seg ved minkende V_d . Vi ser da at den maksimale hastigheten motoren kan oppnå øker. Ulempen ved å benytte feltsvekking er at det maksimale momentet reduseres. Dette fordi det er en fast sammenheng mellom V_d og V_q .

5.3 Simuleringer

I denne seksjonen skal vi se på simuleringer med flere forskjellige reguleringsstrategier.

5.3.1 Komplet reguleringsystem

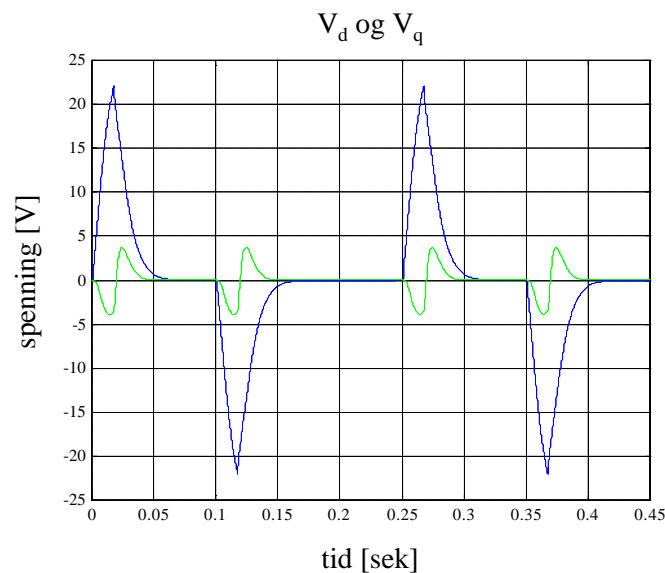
Som en sammenligning til alle målingene i seksjon 5.2 skal vi i denne seksjonen se på og kommentere en del simuleringresultater. Disse simuleringene er gjort på en PMSM modell som er den matematiske ekvivalenten til det fysiske systemet vi så på i seksjon 5.2. Vi setter også her på et sprang i posisjonsreferansen lik 5 radianer og ser på responsen som simuleringmodellen gir. Det er benyttet både strøm- hastighets- og posisjonsregulator.



figur 5-7 Simulert posisjon, q_r

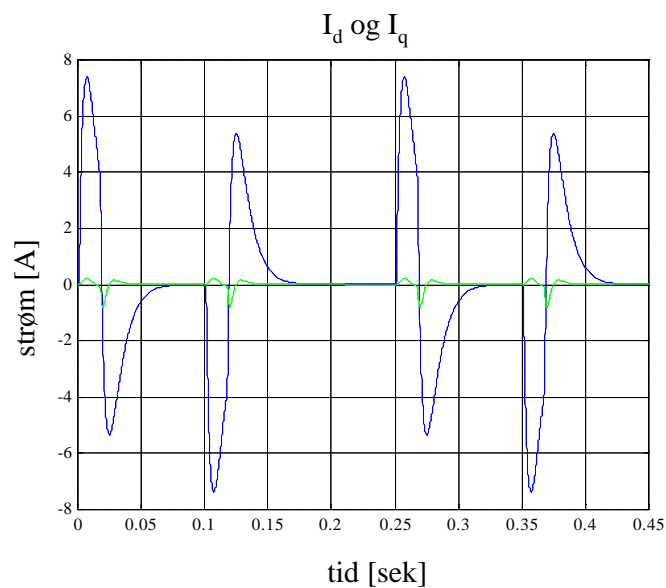
Det er benyttet en P-regulator for posisjonssløyfen, og vi ser av figur 5-7 at vi har klart å unngå oversving. Dette kan være et krav i mange posisjonsservosystemer. Det er også mulig og unngå oversving ved å benytte seg av polplassering hvis man benytter seg av kun reelle poler.

Spenningene i d- og q-aksene er vist i figur 5-8 og er som vi ser veldig lik spenningene i figur 5-5.



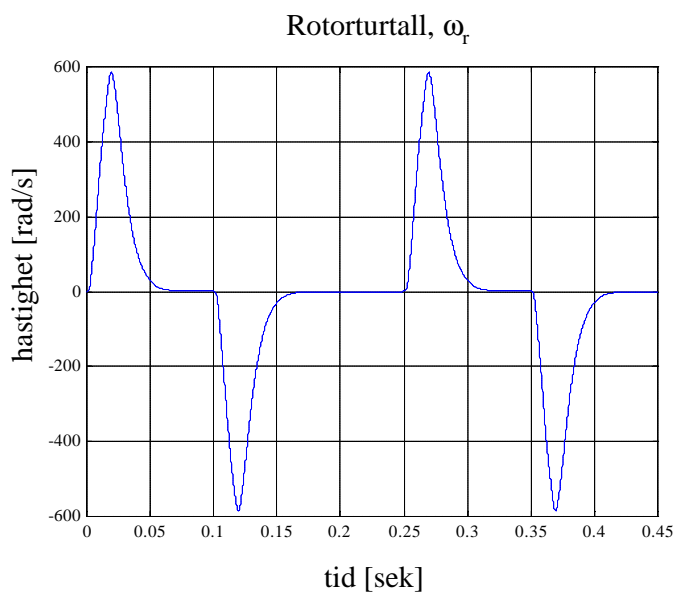
figur 5-8 Simulert V_d og V_q

De simulerte dq-strømmene i motoren er vist i figur 5-9, som er ekvivalenten til figur 5-3.



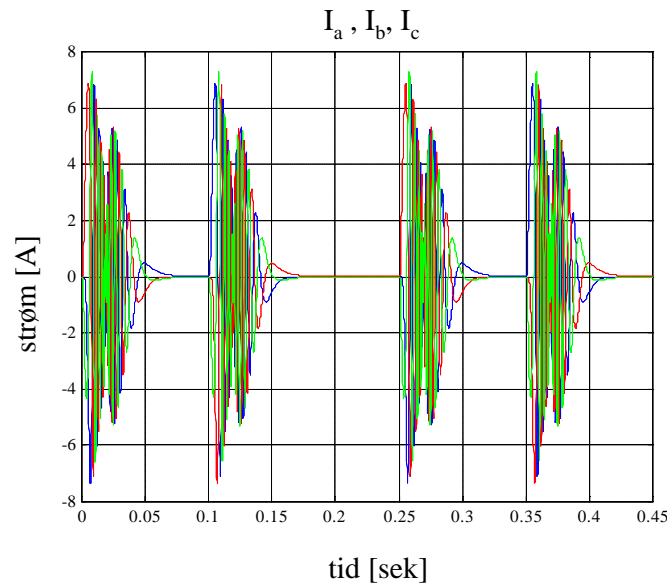
figur 5-9 Simulert I_d og I_q

Turtallet fra figur 5-2 er simulert i figur 5-10.



figur 5-10 Simulert turtall, w_r

Fasestrømmen fra figur 5-4 er simulert og blir som vist i figur 5-11.



figur 5-11 Simulert fasestrømmer

Som vi ser er simuleringresultatene veldig like resultatene fra målingene i seksjon 5.2, noe som viser at vi har bygget opp en matematisk modell som gir et bra bilde av det fysiske systemet vi prøver å etterligne. For å konstruere gode servosystemer er det viktig å bygge opp gode modeller slik at det er mulig å gjøre omfattende simuleringer av systemet før det produseres. Dette vil gi utvikleren muligheten til å finne feil i konstruksjonsfasen, noe som reduserer utviklingskostnadene.

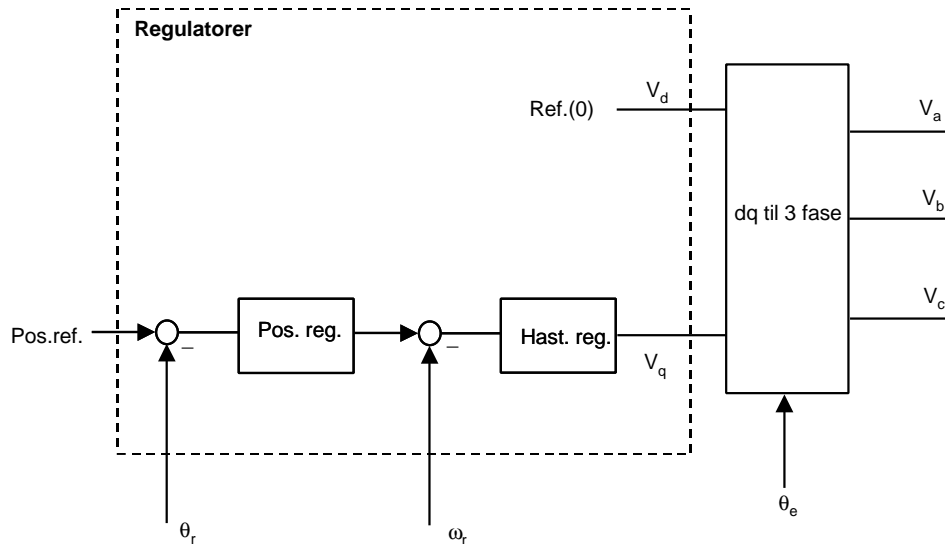
Vi har til nå sett på simuleringer og måleserier fra et servosystem med både strøm-, hastighets- og posisjonsregulator. Komplexiteten til et system er avhengig av de kravene som settes til ytelsen på systemet. Denne ytelsen vil påvirke prisen og implementasjonstiden.

I de neste seksjonene skal vi se på ytelsen til servosystemet hvis vi ikke fjerner strømregulatoren. Vi skal også se hva ytelsen i et servosystem blir med bare posisjonsregulator. I enkelte applikasjoner er det ønskelig å ikke ha alt for mange reguleringsløyper, da dette gjør systemet dyrere og mer komplisert.

5.3.2 Regulering uten strømregulering

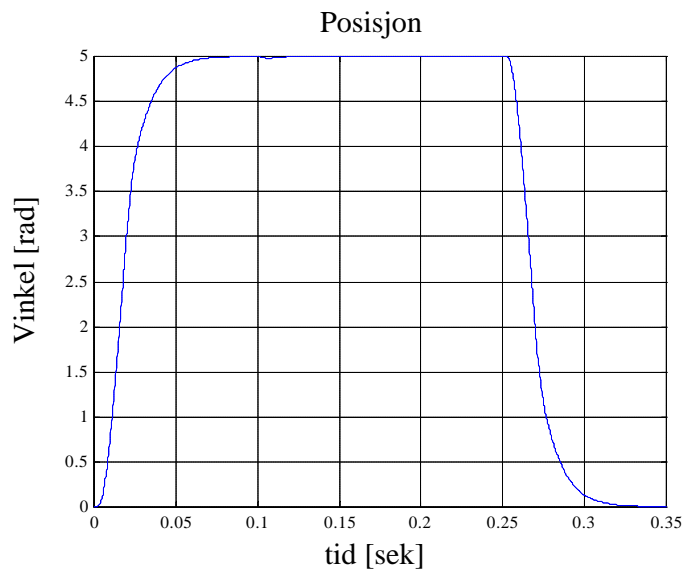
Hittil har vi sett på bruken av to strømregulatorer i tillegg til hastighets- og/eller posisjonsregulator. Det er mulig å regulere motoren uten bruk av strømregulering. Utgangen av hastighetsregulatoren kobles da inn som referansesignal for spenningen i q-aksen ($V_{q,ref}$), se figur 5-12. I tillegg må spenningen ($V_{d,ref}$) settes til en fast referanse, se figur 5-12.

Denne faste spenningsreferansen settes oftest lik null. Hvis man skal konstruere et hastighetsregulert system kan denne verdien ($V_{d,ref}$) settes ulik null, eventuelt så kan hastighetsregulatoren beregne den optimale verdien av $V_{d,ref}$. Den optimale verdien av referansen vil være gitt av hvilken momentkarakteristikk man ønsker seg for styringen. Figuren viser hvordan systemet ser ut med denne typen reguleringsstrategi.



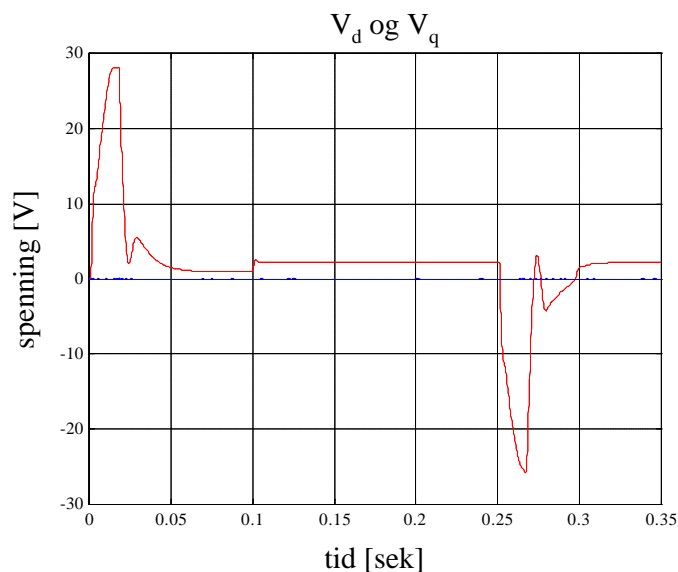
figur 5-12 Posisjonsregulering uten strømregulering

Her kan det benyttes de samme regulatorparametrene som tidligere utledet. Vi skal nå sammenligne resultatene fra to posisjonsregulerte systemer der det ene benytter seg av strømregulering, mens den andre ikke har strømregulering. Ellers er de to systemene like. Begge systemene påtrykkes en posisjonsreferanse på 5 rad, se figur 5-13, og det settes på et sprang i lastmomentet ved $t = 0.1$ sek. Det er nesten ikke mulig å se på figuren at posisjonen får en liten endring ved innslag av lastmomentet, noe som tyder på en bra undertrykkelse av endringer i lastmomentet.



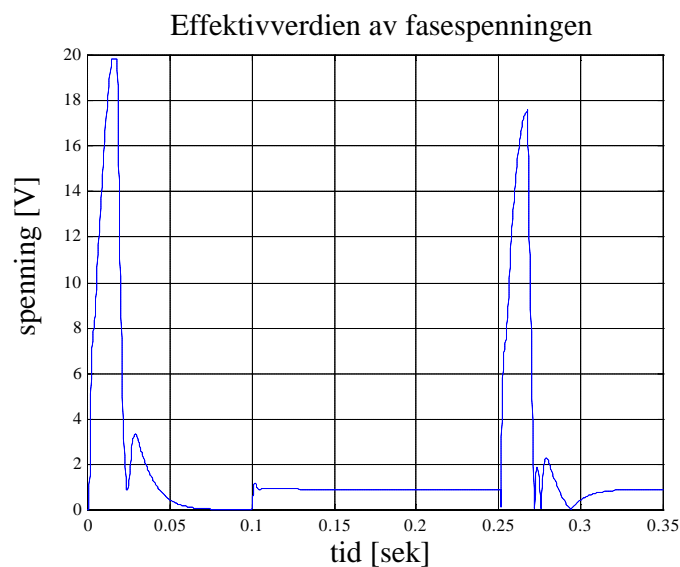
figur 5-13 Posisjonsutslag

Vi begynner med å se på spenningene i motoren.



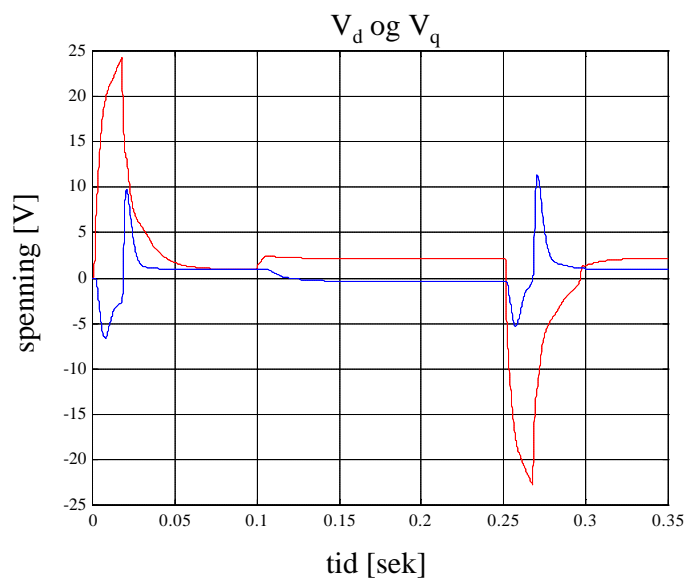
figur 5-14 V_d og V_q uten strømregulering

Vi ser av figur 5-14 at V_d er null hele tiden da vi har satt referansen ($V_{d,ref}$) lik null. Vi ser at V_q går i metning. Grunnen til dette er at det ikke benyttes strømregulator. Det vil da gå mer strøm i motoren enn hvis vi bruker strømregulator. En annen måte å unngå metning på er å øke den maksimale tilgjengelige spenningen fra kraftforsyningen, men som oftest er ikke dette mulig i et ferdig design, noe som viser viktigheten av å simulere først.



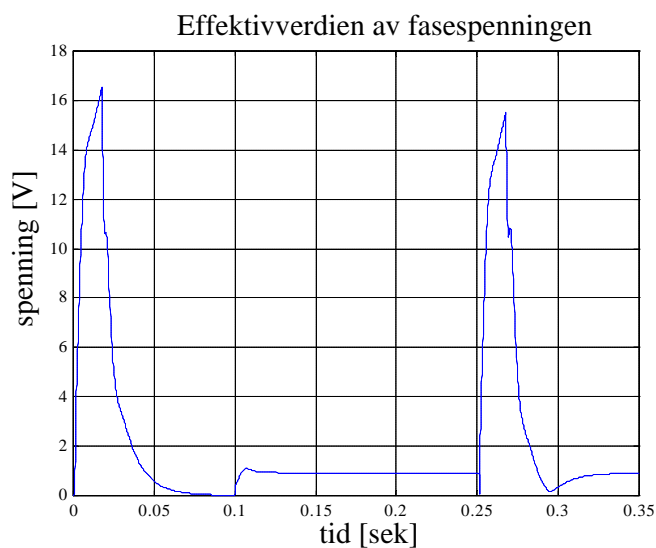
figur 5-15 Effektivverdien av fasespenningen uten strømregulator

Effektivverdien av fasespenningen er vist i figur 5-15. Som vi ser av figur 5-16 får vi ikke noe metningsproblematikk i systemet med strømregulering. Her er det $I_{d,ref}$ som er lik null og vi ser av figur 5-16 at V_d ikke blir null.



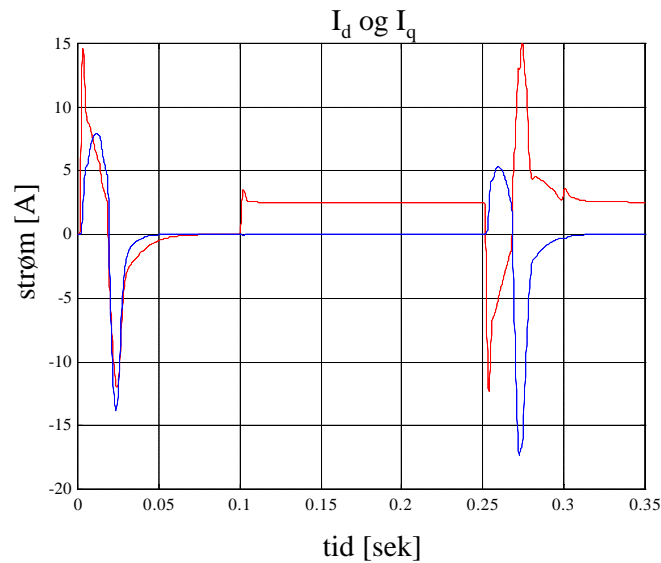
figur 5-16 V_d og V_q med strømregulering

Systemet uten strømregulering krever, ut ifra det vi har sett til nå, mer spenning for å kunne oppnå den samme responsen. Dette er en viktig forskjell på systemer med og uten strømregulator.



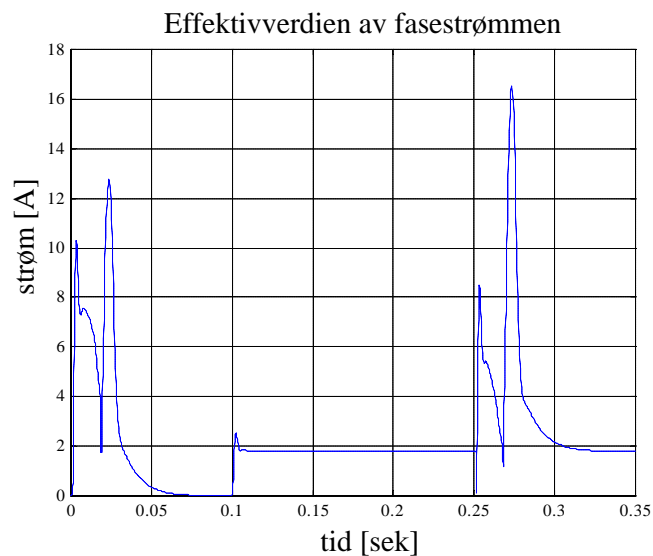
figur 5-17 Effektivverdien av fasespenningen med strømregulering

Effektivverdien til fasespenningen for systemet med strømregulering er vist i figur 5-17. Som vi ser kreves det mindre spenning enn i figur 5-15. La oss se på strømmene.



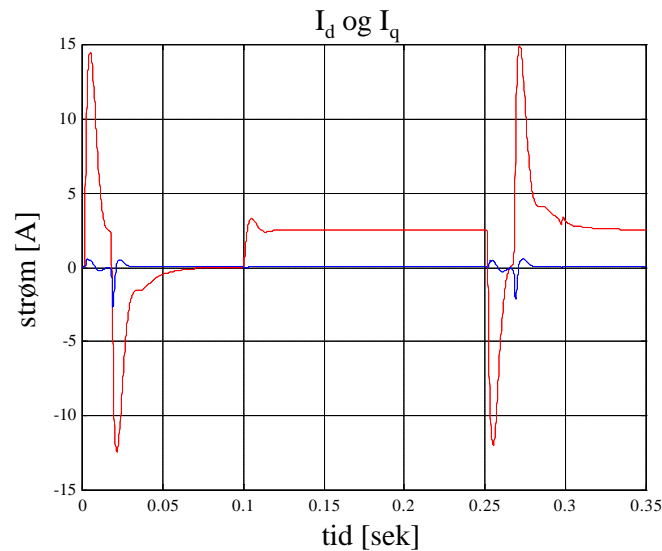
figur 5-18 I_d og I_q uten strømregulering

Når man ikke bruker strømregulator ser vi av figur 5-18 at d-aksestrømmen får høye verdier, noe som gjør at det blir stor varmeutvikling i motoren. En slik varmeutvikling kan i mange tilfeller være uønsket. figur 5-19 viser effektivverdien av fasestrømmen i motoren uten bruk av strømregulator.



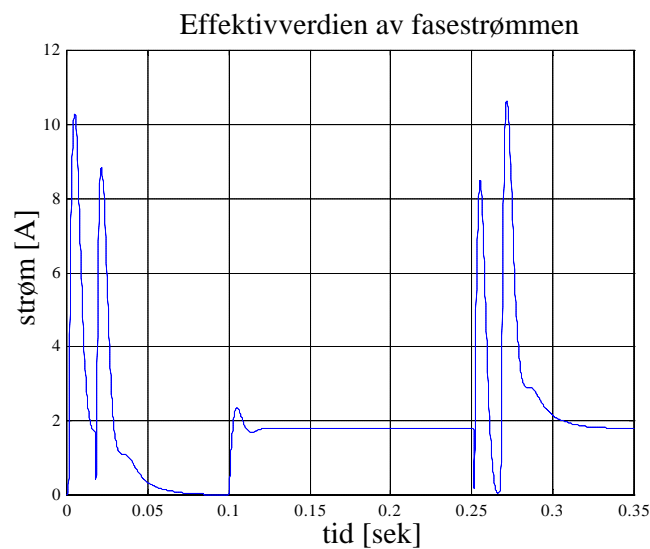
figur 5-19 Effektivverdien av fasestrømmen uten strømregulator

Den maksimale fasestrømmen uten bruk av strømregulator blir som vi ser ca. 17A. Man vil få en redusert strøm ved bruk av strømregulering, se figur 5-20.



figur 5-20 I_d og I_q med strømregulering

Til sammenligning kan vi se på effektivverdien av fasestrømmen ved bruk av strømregulator, se figur 5-21. Vi ser av figur 5-21 at den maksimale fasestrømmen ved bruk av strømregulator blir ca. 11A, altså 65 % av hva systemet uten strømregulator brukte.

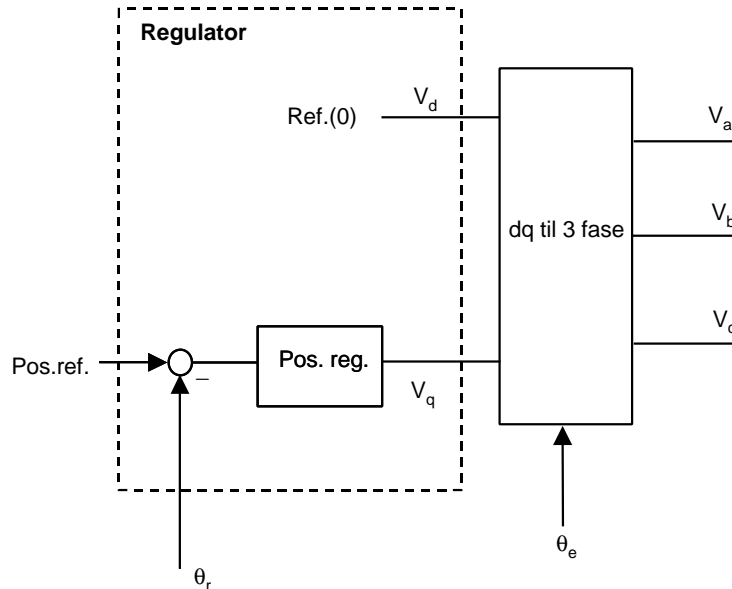


figur 5-21 Effektivverdien av fasestrømmen med strømregulering

Som vi ser er det ingen problemer å benytte bare hastighets- og posisjonsregulator i en PMSM posisjonservo, men man må være klar over at strøm- og spenningsforbruket blir større. Dette kan i mange tilfeller være uønsket.

5.3.3 Bare posisjonsregulator

Det er også mulig å bruke bare posisjonsregulator, se figur 5-22. Dette er den enkleste formen for servosystem med bruk av PMSM. Vi skal i denne seksjonen se på hvordan ytelsen til denne typen servosystem blir.

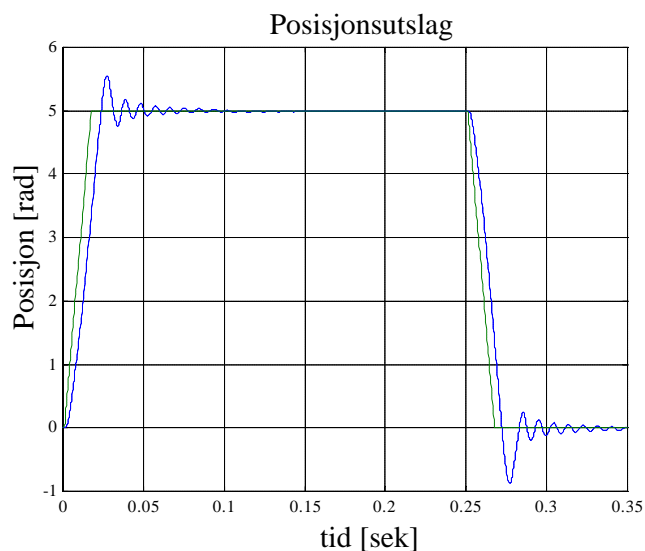


figur 5-22 Bare posisjonsregulator

Posisjonsregulatoren kan konstrueres på flere måter. Vi skal se på to strategier, bruk av P-regulator og PD-regulator.

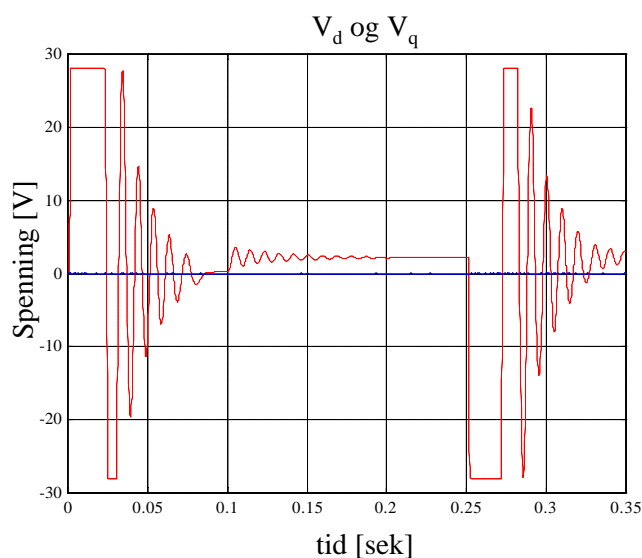
5.3.3.1 P-regulator

I et servosystem med høye krav i form av responstid, båndbredde etc., er ikke dette en bra løsning, men vi skal her se på noen kurver for å vise hvordan strøm- og spenningsbildet ser ut for et system der posisjonsregulatoren er en P-regulator. Figuren viser sprangresponsen ved et sprang i referansen på 5 radianer.



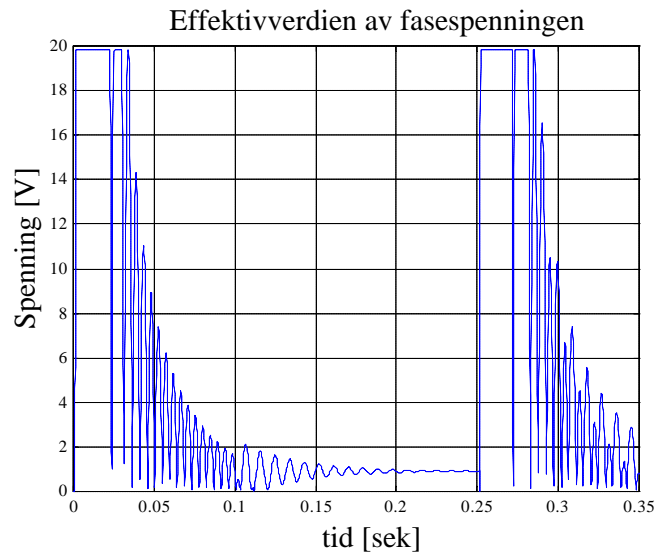
figur 5-23 Posisjonsrespons

Spenningen i d- og q-aksen blir som vist i figur 5-24.



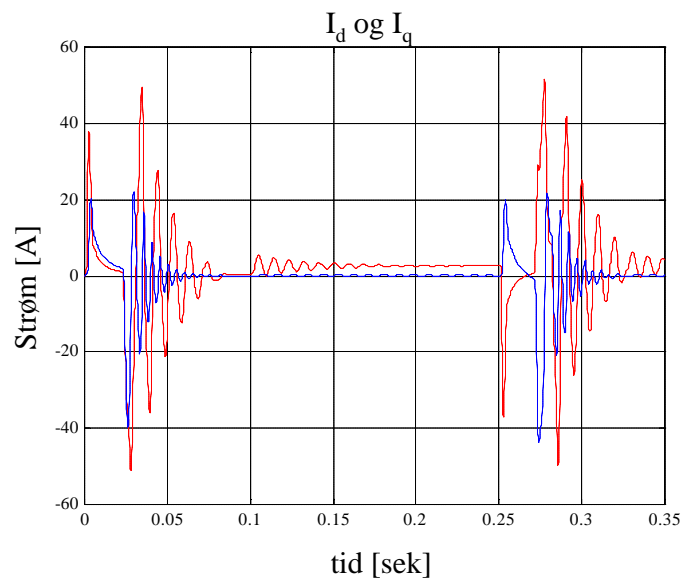
figur 5-24 V_d og V_q med bare posisjonsregulator ($V_d = 0$)

Vi ser at i et system med bare P-regulator for posisjonen går spenningen veldig raskt i metning, noe som gjør at reguleringssystemet går raskt inn i det ulineære området. Det er veldig viktig at den lineære spenningsbegrenseren benyttes (se 4.2.1.3.3), ellers vil systemet få enda dårligere ytelse. I tillegg må båndbredden reduseres når en så enkel regulator skal benyttes.



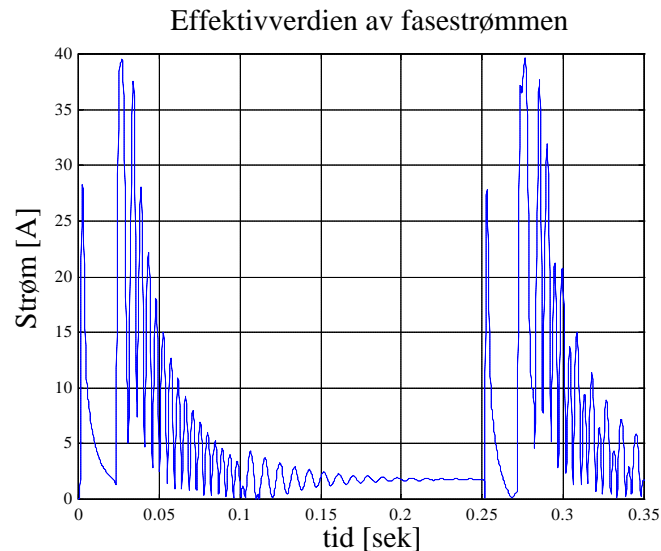
figur 5-25 Effektivverdien av fasespenningen

Strømmene blir som vist i figur 5-26.



figur 5-26 I_d og I_q med bare posisjonsregulator

Som vi ser av strømbildet (figur 5-26) vil det gå mye strøm i motoren og det er ikke bare q-aksestrømmen som er fremtredende.



figur 5-27 Effektivverdien av fasestrømmen ved bruk av bare posisjonsregulator

Vi ser av figur 5-27 at fasestrømmens effektivverdi vil øke formidabelt med en proporsjonal posisjonsregulator. Som vi har sett var effektivverdien av fasestrømmen ca. 11 A i systemet som benyttet alle reguleratorene, mens bruken av kun P-regulator for posisjon gir en effektivverdi på nærmere 40 A, altså nesten fire ganger mer strøm. Dette har stor betydning for valg av kraftforsyning til systemet. Som vi skjønner er det viktig at man gjør grundige analyser før den endelige løsningen velges.

5.3.3.2 PD-regulator

PD-regulatoren er mye brukt i posisjonservosystemer. Det har seg slik at det i posisjonsreguleringssystemer ikke er nødvendig med integralledd i regulatoren for å oppnå null statisk reguleringsavvik. Det kommer av at motoren selv inneholder integralleddet. Vinkelposisjonen er integralet av vinkelhastigheten. Derivatvirkningen er med for å gjøre servomekanismen rask. Vi skal i denne seksjonen se på bruken av PD-regulator i posisjonsløyfen.

Transferfunksjonen til en PD-regulator er:

$$h_r(s) = K_p \frac{(T_d s + 1)}{(T_f s + 1)} \quad (119)$$

der K_p er forsterkningen, T_d er derivattiden og T_f er tidskonstanten til filteret som ofte benyttes sammen med PD-regulatorer. Grunnen til at dette filteret benyttes er å filtrere bort raske endringer i pådraget. Raske endringer i pådraget vil gi høye verdier av den deriverte, noe som ikke er ønskelig.

Fra tidligere har vi transferfunksjonen for posisjonsløyfen som er:

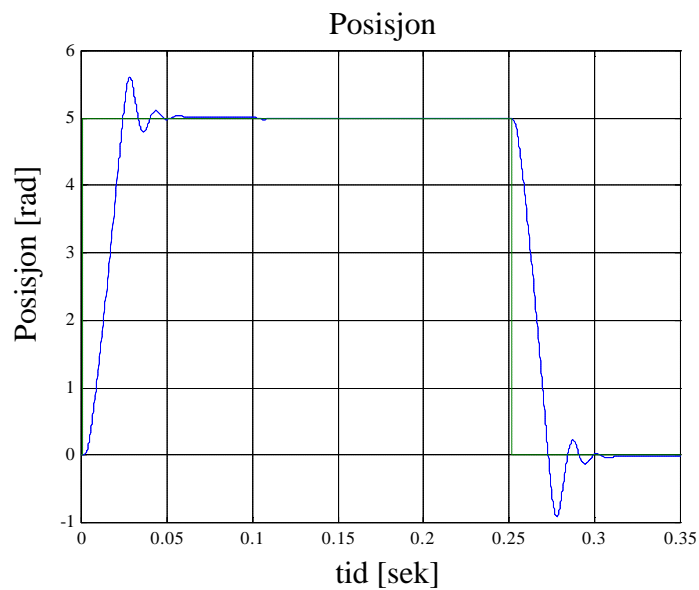
Simuleringer

$$h_p(s) = \frac{1}{s} \quad (120)$$

Den totale transferfunksjonen for følgeforsholdet blir:

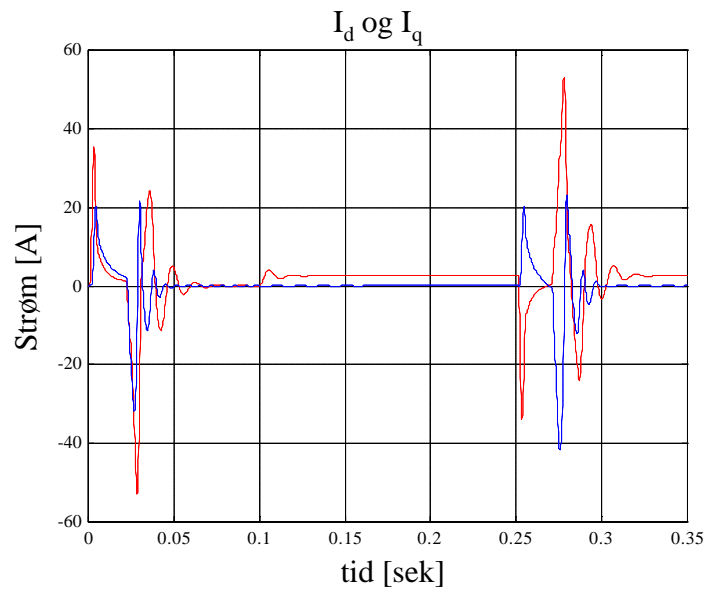
$$M(s) = \frac{K_p(T_d s + 1)}{T_f s^2 + (1 + K_p T_d)s + K_p} \quad (121)$$

Vi skal se på noen simuleringer på servosystemet der det kun blir benyttet en PD-regulator for posisjonssløyfen.



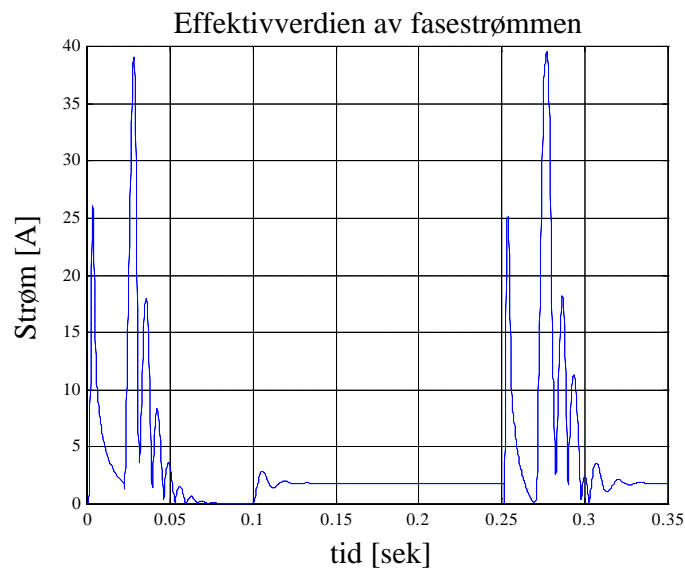
figur 5-28 Posisjonsutslag ved sprang på 5 rad.

Som vi ser av figur 5-28 blir svingningene mindre enn når vi bare hadde en P-regulator. Strømmene i d- og q-askene blir også mindre ved innføring av en PD-regulator.



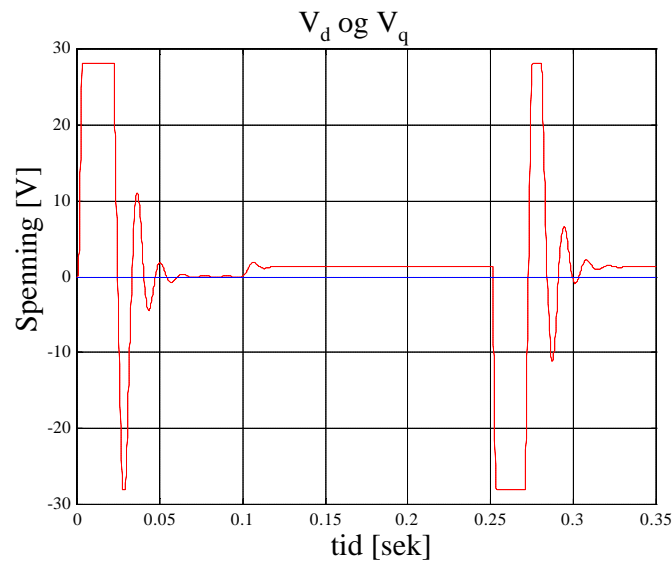
figur 5-29 Strømmene I_d og I_q

Som et resultat av mindre strømforbruk ser vi av figur 5-30 at effektivverdien av fasestrømmen minker.

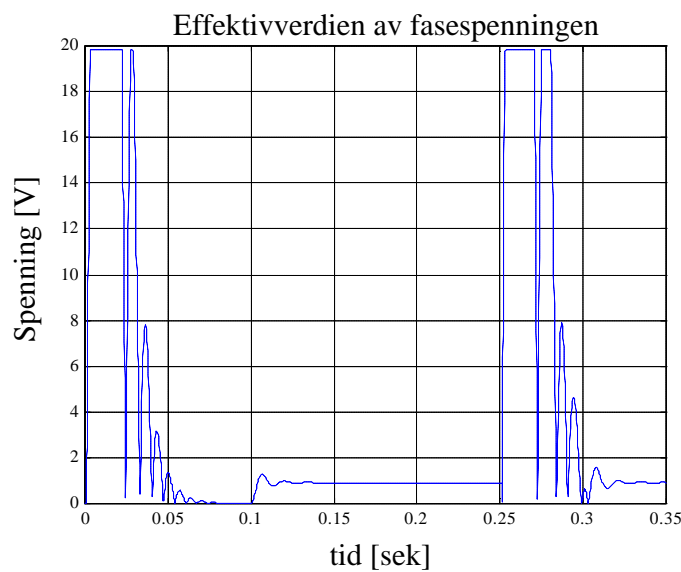


figur 5-30 Effektivverdien av fasestrømmen

Spenningen som påtrykkes motoren vil fortsatt gå i metning med den tilgjengelige spenningen fra kraftforsyningen, men vi ser av figur 5-31 at også spenningen blir mindre.



figur 5-31 Spenningene V_d og V_q



figur 5-32 Effektivverdien av fasespenningen

Vi har nå sett på hvordan vi kan regulere de ulike delene av en PMSM ved å bruke standard P-, PI- og PD-regulatorer. Som vi har sett er kombinasjonen av disse regulatorene for de enkelte sløyfene i motoren viktig for å oppnå den ytelsen som ønskes.

Hva som bør velges må ingeniøren selv finne ut gjennom simuleringer og beregninger på det konkrete systemet som skal konstrueres. Ingen systemer er helt like, derfor er det alltid rom for forbedringer.

5.4 Oppsummering

Som en liten oppsummering til slutt kan man si at det er fullt mulig å implementere et servosystem vha en PMSM som bare benytter seg av en posisjonsregulator. Men som vi har sett blir strøm- og spenningsforbruket veldig høyt, så dette er ikke en løsning som kan anbefales i et høykvalitets servosystem. For å konstruere et nøyaktig servosystem hvor en PMSM benyttes er den beste løsningen å anvende den komplette regulatorstrukturen med både strøm, hastighet og posisjonsregulator. Dette vil gi et system med et minimalt forbruk av strøm og spenning som ofte er ønskelig i slike systemer. Eller med andre ord, et system som har optimal effektforbruk.

6 Algoritmer og programvare

6.1 Innledning

I dette kapitlet skal vi se på algoritmer og funksjoner som er nødvendig for implementasjon av et servosystem. Vi skal ta for oss noen av de regulatorene som er benyttet gjennom boken og se på hvordan disse kan implementeres i et høynivå programmeringsspråk. I tillegg skal vi ta for oss bl.a spenningsbegrenseren, pulsbreddemodulatoren og transformasjonsmatrisene. Eksempelene som blir vist er programmert i språket C.

Det er fullt mulig å implementere servosystemer i andre programmeringsspråk også, som f.eks C++, Pascal og Ada. Det som er viktig for valget av språk er hvilke kompilatorer som finnes tilgjengelig for den prosessoren du har valgt for ditt prosjekt. Det er også viktig å undersøke hvor god denne kompilatoren/assembleren er. Det er ikke alle kompilatorer som er like gode med hensyn på hvordan de gjør om programmet til binær informasjon som prosessoren skal eksekvere.

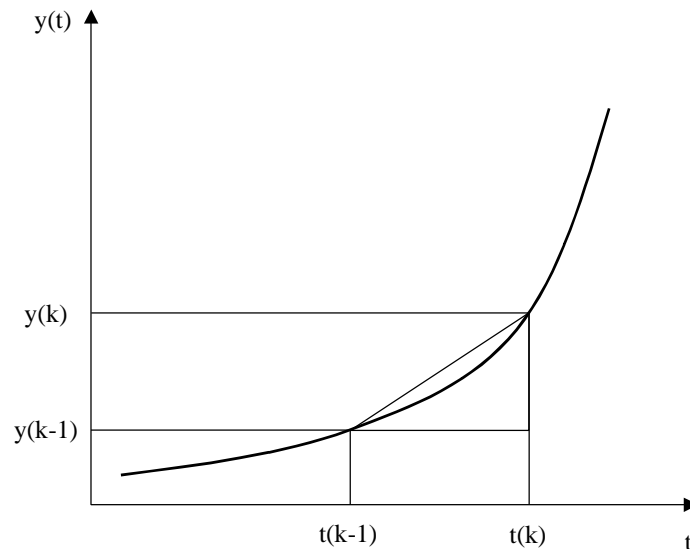
6.2 Diskretisering

Diskretisering av differensialligninger er et stort emne i faget numeriske metoder. Vi skal ikke gå inn på alle detaljene rundt den teorien, men nevne noen av de mest brukte metodene:

- Eulers bakovermetode
- Eulers forovermetode
- Tustins metode (trapesmetoden)

- Runge Kutta

Vi skal ikke gå gjennom alle disse, men se nærmere på den diskretiseringsmetoden som er mest brukt i industrien for implementasjon av regulatorer, nemlig Eulers bakovermetode.



figur 6-1 Eulers bakovermetode for diskretisering

Figuren viser hvordan en kontinuerlig funksjon, $y(t)$, kan splittes opp i diskrete punkter $y(k)$, $y(k-1)$ osv. Den deriverte (\dot{y}) av funksjonen approksimeres på et gitt tidspunkt

$$\dot{y} = \frac{y(k) - y(k-1)}{t(k) - t(k-1)} = \frac{y(k) - y(k-1)}{T} \quad (122)$$

der T er samplingsintervallet for derivasjonen. Bare samplingsintervallet er lite nok (dvs. høy samplingsfrekvens) har det som regel liten betydning hvilken metode som benyttes for diskretiseringen. Vi skal nå se hvordan vi kan anvende dette for implementasjon av regulatorer. Alle initialverdiene på variable og konstanter som brukes i kildekoden er bare eksempler på hva disse kan være. Det er opp til utvikleren å finne de rette verdiene som trengs i den aktuelle applikasjonen.

6.2.1 P-regulator

Den enkleste formen for regulator er den såkalte P-regulatoren. Funksjonen til en P-regulator er gitt av:

$$u(s) = K_p \cdot e(s) \quad (123)$$

Den diskretiserte versjonen av en proporsjonalregulator er

$$u(k) = K_p \cdot e(k) \quad (124)$$

Implementasjonen blir

Kildekode : P-regulator

```
double
P_regulator(double error)
{
    const double Kp = 2; /* Eksempel på Kp */
    return (Kp*error); /* Multipliserer avviket med forsterkningen */
}
```

6.2.2 PI-regulator

PI-regulatoren har både en proporsjonal og en integrerende del. Transferfunksjonen er gitt av:

$$u(s) = K_p \cdot \frac{(T_i s + 1)}{T_i s} \cdot e(s) \quad (125)$$

En diskretisering av regulatoren gir følgende matematiske ligning:

$$u(k) = u(k-1) + K_p \left(1 + \frac{T}{T_i}\right) \cdot e(k) - K_p \cdot e(k-1) \quad (126)$$

Når vi har med integrering ser vi av ligningen at forrige pådrag (u) og forrige avvik (e) trengs for å regne ut det neste tidsskrittet.

Implementasjonen for en PI-regulator blir

Kildekode : PI-regulator

```
double
PI_regulator(double error)
{
    const double k = 1;
    const double Kp = 1; /* Eksempel på Kp */
    const double Ti = 1; /* Eksempel på Ti */
    const double T = 0.0001; /* Eksempel på T, samplingsrate */
    static double u[2];
    static double e[2];

    e[k] = error;
    u[k] = u[k-1] + Kp*(1+T/Ti)*e[k] - Kp*e[k-1];
    u[k-1] = u[k];
    e[k-1] = e[k];

    return u[k];
}
```

Når en variabel er `static` så husker den verdien til neste gang funksjonen kalles. Ved bruk av `const` så vil det ikke være mulig å endre verdien til denne variabelen etter at den er initialisert.

6.2.3 PD-regulator

PD-regulatoren har følgende transferfunksjon:

$$u(s) = K_p \cdot \frac{(T_d s + 1)}{T_f s + 1} \cdot e(s) \quad (127)$$

Vi har da tatt med filterleddet ($T_f s + 1$) som benyttes for å fjerne store endringer i referansen slik at vi får en glatt derivasjon. Den diskretiserte utgaven blir:

$$u(k) = \left(\frac{1}{1 + \frac{T}{T_f}} \right) \cdot \left(u(k-1) + \frac{K_p T_d}{T_f} (e(k) - e(k-1)) + \frac{K_p T}{T_f} \cdot e(k) \right) \quad (128)$$

Implementasjonen blir

Kildekode : PD-regulator

```
double
PD_regulator(double error)
{
    const double k = 1;
    const double Kp = 1; /* Eksempel på Kp */
    const double Td = 0.001; /* Eksempel på Td */
    const double Tf = 0.001; /* Eksempel på Tf */
    const double T = 1; /* Eksempel på T */
    static double u[2];
    static double e[2];

    e[k] = e;
    u[k] = (1/(1+(T/Tf)))*(u[k-1] +
        (Kp*Td)*(e[k]-e[k-1])/Tf +
        (Kp*T)*e[k]/Tf);
    u[k-1] = u[k];
    e[k-1] = e[k];

    return u[k];
}
```

6.2.4 PID-regulator

PID-regulatoren har med seg alle leddene, både proporsjonal-, integral- og derivatledd. Transferfunksjonen er:

$$u(s) = K_p \cdot \frac{T_d T_i s^2 + T_i s + 1}{T_i s} \cdot e(s) \quad (129)$$

Den diskrete versjonen blir:

$$u(k) = u(k-1) + K_p \left(1 + \frac{T}{T_i}\right) \cdot e(k) - K_p \cdot e(k-1) + \frac{K_p T_d}{T} (e(k) - 2 \cdot e(k-1) + e(k-2)) \quad (130)$$

Ved implementasjon av en PID-regulator trengs de to foregående verdiene for både pådrag (u) og avvik (e).

Implementasjonen blir

Kildekode : PID-regulator

```
double
PID_regulator(double error)
{
    const double k = 2;
    const double T = 0.0001; /* Eksempel på T */
    const double Ti = 0.001; /* Eksempel på Ti */
    const double Td = 1; /* Eksempel på Td */
    const double Kp = 0.1; /* Eksempel på Kp */
    static double u[3];
    static double e[3];

    e[k] = e;
    u[k] = u[k-1] + Kp*(1+T/Ti)*e[k] - Kp*e[k-1] +
        Kp*Td*(e[k]-2*e[k-1]+e[k-2])/T;
    u[k-1] = u[k];
    e[k-2] = e[k-1];
    e[k-1] = e[k];

    return u[k];
}
```

Vi har nå sett hvordan regulatoralgoritmene kan implementeres i programmeringsspråket C.

6.3 Spenningsbegrensere

Det er viktig at det benyttes en form for spenningsbegrensere i reguleringsystemet. Det er som vi har sett på mulig å begrense V_d og V_q lineært. Implementasjonen av en slik begrensere blir

Kildekode : Spenningsbegrenser

```
void
Spenningsbegrenser(double *Vd, double *Vq)
{
    const double Vdc = 100; /* eksempel på Vdc */
    double k;
    double vd;
    double vq;

    vd = *Vd;
    vq = *Vq;
    k = Vdc/(2.0*sqrt(vd*vd + vq*vq));
    if (k < 1.0)
    {
        *Vd = k*vd;
        *Vq = k*vq;
    }
}
```

Det er også mulig å begrense fasespenningene før de påtrykkes motoren.

6.4 Transformasjoner

En viktig del av et trefase servosystem er transformasjonsmatrisene. Vi skal her se hvordan man implementerer disse i programmeringsspråket C.

6.4.1 Forovertransformasjon

Forovertransformasjonen gjør om dq-verdier til trefaseverdier. Implementasjonen av forovertransformasjonen blir:

Kildekode : Forovertransformasjon

```
void
Forover(double d, double q, double *a, double *b, double *c, double thetae)
{
    double x;
    double y;

    x = d*cos(thetae) - q*sin(thetae);
    y = d*sin(thetae) + q*cos(thetae);

    *a = x*1.0 + y*0.0;
    *b = x*(-1.0/2.0) + y*(-sqrt(3.0)/2.0);
    *c = x*(-1.0/2.0) + y*(sqrt(3.0)/2.0);
}
```

Ved bruk av matematiske funksjoner i C, må man inkludere filen *math.h*. I tillegg må man linke inn mattembiblioteket.

6.4.2 Reverstransformasjon

Reverstransformasjonen gjør om trefaseverdier til dq-verdier. Implementasjonen av reverstransformasjonen blir:

Kildekode : Reverstransformasjon

```
void
Revers(double a, double b, double c, double *d, double *q, double thetae)
{
    double x;
    double y;

    x = a*0.0 + b*(-1.0) + c*(-1.0);
    y = a*0.0 + b*(-1.0/sqrt(3.0)) + c*(1.0/sqrt(3.0));

    *d = x*cos(thetae) + y*sin(thetae);
    *q = -x*sin(thetae) + y*cos(thetae);
}
```

Som vi ser av koden så trenger vi ikke målingen av faseverdien a, da den multipliseres med null. Dette gjør at vi kan forenkle funksjonen litt.

Kildekode : Reverstransformasjon

```
void
Revers(double b, double c, double *d, double *q, double thetae)
{
    double x;
    double y;

    x = b*(-1.0) + c*(-1.0);
    y = b*(-1.0/sqrt(3.0)) + c*(1.0/sqrt(3.0));

    *d = x*cos(thetae) + y*sin(thetae);
    *q = -x*sin(thetae) + y*cos(thetae);
}
```

Som sagt tidligere er det viktig å velge en prosessor med en kompilator som kan gjøre jobben. Som vi ser av koden trengs både rotberegning samt sinus og cosinus. Hvis man benytter en flyttallsprosessor er ikke dette noe problem. Ved bruk av heltallsprosessor kan eventuelt en tilleggsprosessor brukes for beregning av sin og cos. Tabelloppslag er også en mulighet.

6.5 Pulsbredde modulering

Vi skal her se på hvordan implementasjonen av pulsbredde signalene kan gjøres.

Kildekode : Pulsbredde modulering

```
double
Set_PBM_Motor(double Va, double Vb, double Vc)
{
    double pbm_a, pbm_b, pbm_c;
    double PBM_periode = 0.0001; /* Eksempel */
    double Vdc = 80.0; /* Eksempel */

    pbm_a = (0.5*(Va/(Vdc/2.0)) + 0.5) * PBM_periode;
    pbm_b = (0.5*(Vb/(Vdc/2.0)) + 0.5) * PBM_periode;
    pbm_c = (0.5*(Vc/(Vdc/2.0)) + 0.5) * PBM_periode;
}
```

6.6 Null-kommutering (initialisering)

Som vi husker fra kapittel 4 så trengs det at man i oppstarten av servosystemet kjører en initialisering av null-kommuteringen. I denne seksjonen skal vi se på et lite program som viser hvordan en slik funksjon kan realiseres. Alle verdiene som brukes i kildekoden er bare eksempler på hva disse verdiene kan være.

Kildekode : Null-kommutering

```

double
null_kommutering(double Damping, double AmplitudeMin)
{
    double null_komm = 0.0;
    double Va, Vb, Vc, Theta;
    const double InitVd = 0.0;
    const double Tp = 1.0; /* Periodetid for initialisering */
    double InitVq = 5.0;
    const double PI = 3.14159; /* 180 deg */
    const double deg_90 = PI/2.0;
    const double AmplitudeMaks = 2.0;
    double Amplitude;
    const long P = 4; /* Antall polpar, eksempel */
    long Teller = 0;

    Amplitude = AmplitudeMaks * expf(-(Damping * Teller));
    Theta = Amplitude * sin((2*PI*Teller)/Tp);
    while (Amplitude > AmplitudeMin)
    {
        Forover(InitVd, InitVq, &Va, &Vb, &Vc, Theta);
        Set_PBM_motor(Va, Vb, Vc);
        Teller++;
        null_komm = les_posisjon()*P - deg_90;
    }
    return (null_komm);
}

```

Vi har nå alle funksjoner som skal til for å implementere et servosystem.

6.7 Servosystem

I denne seksjonen skal vi se på hvordan en versjon av hovedprogrammet til et servosystem kan se ut. Et komplett servosystemprogram vil selvsagt inneholde mer enn det som vises her, men dette kan være en god rettesnor for hvordan man kan gå frem i et systemdesign. Koden som vises her skal dekke alt som har med regulering å gjøre. I tillegg må man ha funksjoner for skriving og lesing til/fra minne (flash/eprom), kommunikasjon med brukeren osv.

Implementasjonen for reguleringssløyfen blir som følger

Kildekode : Servosystem

```
void
Servo(void) /* Hovedprogram */
{
    double ib, ic; /* Fasestrømmer */
    double id, iq; /* Strøm i d og q-aksene */
    double Vd_ref, Vq_ref;
    double Va, Vb, Vc; /* Fasespenninger */
    const double Id_ref = 0; /* Referanse for strømmen i d-aksen */
    double Iq_ref; /* Referanse for strømmen i q-aksen */
    double hastighet_ref, hastighet;
    double posisjon_ref, posisjon;
    double thetae; /* Kommutteringsposisjon */
    double thetae0; /* Null-kommutteringsposisjon */

    thetae0 = null_kommuttering(1.3, 0.01); /* Finn null kommuttering */

    while(1) /* Evig løkke */
    {
        hastighet = les_hastighet(); /* Les fra hastighetsmåler, resolver */
        posisjon = les_posisjon(); /* Les fra posisjonsmåling, resolver */

        ib = les_ib(); /* Les strømmen i fase B */
        ic = les_ic(); /* Les strømmen i fase C */

        thetae = les_kommutteringsposisjon();

        Revers(ib,ic,&id,&iq,thetae); /* Transformer til d og q */
        posisjon_ref = les_posisjon_ref();

        hastighet_ref = regulator_posisjon(posisjon_ref - posisjon);
        Iq_ref = regulator_hastighet(hastighet_ref - hastighet);
        Vd_ref = regulator_Id(Id_ref - id);
        Vq_ref = regulator_Iq(Iq_ref - iq);

        Spenningsbegrener(&Vd_ref, &Vq_ref); /* Denne er viktig */
        Forover(Vd_ref, Vq_ref, &Va, &Vb, &Vc, thetae);

        Set_PBM_motor(Va, Vb, Vc);
    }
}
```

Vi har nå sett hvordan de fleste funksjonene som har med implementasjon av et servosystem kan realiseres i programmeringsspråket C. Grunnen til at C er valgt er fordi dette er et meget utbredt språk og det finnes som regel en kompilator for de fleste prosessorer. Men teorien er ikke avhengig av noen bestemt programmeringsspråk, så alle mulige språk kan benyttes.

7 Referanser

	<i>Tittel</i>	<i>Forfatter(e)</i>	<i>Forlag</i>
[1]	Feltorientert regulering av asynkronmotor Diplomoppgave 1995, NTH	Roger Berntsen	-
[2]	Kraftelektroniske motordrifter NTH ISBN : 82-7200-026-1	Lars Norum	-
[3]	Anvendt reguleringsteknikk ISBN : 82-519-0974-0	Finn Haugen	Tapir
[4]	Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications ISBN : 0-8359-6162-1	Mohamed E. El- Hawary	Prentice Hall
[5]	Power Electronics Second Edition ISBN : 0-471-30576-6	Mohan, Undeland, Robbins	Wiley
[6]	Power Electronics, circuits, devices and applications ISBN : 0-13-686619-0	M.H. Rashid	Prentice Hall
[7]	Elementary Linear Algebra ISBN : 0-13-258260	C.H Edwards, Jr. David E. Penny	Prentice Hall

Referanser

- | | | | |
|------|--|--|-----------------------|
| [8] | Modellering av synkronmaskinen
NTH | Alf Kåre Ådnanes,
Tore Undeland | - |
| [9] | High Efficiency, High Performance,
Permanent Magnet Synchronous Motor
Drives
ISBN : 82-7119-317-1 | Alf Kåre Ådnanes | Tapir |
| [10] | Dynamic Simulation of Electric
Machinery using Matlab/Simulink
ISBN : 0-13-723785-5 | Chee-Mun Ong | Prentice Hall |
| [11] | High Performance Control of AC
Servomotors Using an Integrated DSP | J.F. Moynihan, P.
Kettle og A. Murray | - |
| [12] | Electric Circuit Analysis
ISBN : 0-13-247479-4 | S.A. Boctor | Prentice Hall |
| [13] | Modern Control Engineering
ISBN : 0-13-261389-1 | Katsuhiko Ogata | Prentice Hall |
| [14] | Introduction to Electrical Engineering
ISBN : 0-07-100228-6 | C.R. Paul
S.A. Nasar
L.E. Unnewehr | Mc Graw Hill |
| [15] | Digital Signal Analysis
ISBN : 0-13-211772-X | Samuel D. Stearns
Don R. Hush | Prentice Hall |
| [16] | Complex Variables
Second Edition
ISBN : 0-534-13260-X | Stephen D. Fisher | Wadsworth &
Brooks |
| [17] | Permanent Magnet Motor Technology
Second Edition
ISBN : 0-8247-0739-7 | Jacek F. Gieras
Mitchell Wing | Marcel Dekker, Inc. |
| [18] | The C Programming Language
Second Edition
ISBN : 0-13-110362-8 | Brian W. Kernighan
Dennis M. Ritchie | Prentice Hall |

8 Indeks

A

Alnico · 82
Analog Devices · 80

B

BLDC
Brushless DC motor · 59

C

C
programmeringsspråk · 107, 111, 112,
116
Clarke
transformasjon · 33

D

direct axis · 25
Diskretisering · 107
dq-modell · 28
DSP
Digital Signal Processor · 77

E

Effektberegninger · 37
effektivverdi
strøm og spenning · 34
Egenverdier · 37
elektrisk motor · 19
Elektriske maskiner · 13
Elektromekanisk moment · 26
energiomformer · 19
Euler forovermetode · 107

F

Feltsvekking · 88
flyttallsprosessorer · 77
forstyrrelsesmatrisen · 36
frekvensomformer · 51
Fremtredende poler · 20

G

Gearoverføring · 80

H

hastighetsregulator · 65
heltallsprosessorer · 77

I

ILC Data Devices Corp · 80

K

KDA
Kongsberg Defence & Aerospace AS ·
13
Keramiske magneter · 82
Kildekode · 109, 110, 111, 112, 113, 114,
115
Kommutering · 72
Kommuteringsposisjon · 73

L

leverandører · 83

M

matematisk modell · 21
Mekanisk dynamikk · 27
mekanisk kommutering
børstemotor kommutering · 72
Momentkarakteristikk
momentkurve · 49
Momentkonstanten · 41
Motorligningene · 35
målematrisen · 36

N

Neodym jern boron · 82, 83

O

ordliste
Norsk - Engelsk · 11

P

P

polpar · 20
Park
transformasjon · 33
PBM · 52, 53, 55
PD-regulator · 110
Permanentmagnet synkronmotor · 1
PID-regulator · 110, 111
PI-regulator · 109
PMSM · 13, 14, 21, 22, 28, 40, 45, 46, 47,
49, 50, 51, 60, 61, 76
polpar · 26
posisjonsregulator · 60, 61, 62, 63, 65
P-regulator · 108, 109
pådragsmatrisen · 36

Q

quadrate axis · 25

R

rare earth magnet · 83
RDC
Resolver-to-Digital Converter · 80
Resolver · 80
resonansfrekvens · 64
rms · 56
romvektor · 24, 29
Rotasjon
av aksesystemer · 32
rotorfluksen · 22

S

Samarium kobolt · 82, 83
Seks-steps kommutering · 72, 73
servosystem · 45
sinuskommutering · 73
spenningsbegrenser · 111, 116
statorfluksen · 22, 23
Strømdynamikk · 22
Strømmåling · 81
strømregulator · 61, 67
Sylinderrotor · 20
systemmatrisen · 36

T

Tilstandsromform · 36

transformasjon · 29
trefase til xy · 29
Tustins metode · 107

V

vedlikehold · 13

vekselretter · 53, 54, 56
virkningsgrad · 13

Y

Y-koblet motor · 42