

STUDIERETNING: INDUSTRIELL ELEKTROTEKNIKK		FAGLIG VEILEDER: Professor LARS E. NORUM
EKSTERNT SAMARBEID:		FAGLIG VEILEDER:
DATO: 16.06.95	ANTALL SIDER: 115 VEDLEGG: Ingen	NUMMER:

Oppgavetype:

Motorstyring

Rapport tittel:

Feltorientert regulering av asynkronmotor

Forfatter:

Roger Berntsen

EKSTRAKT:

Tidligere var høykvalitets servodrifter kun en oppgave for DC-motoren. Dette p.g.a dens enkle matematiske modell, og dermed også mye brukt i styresystemer. På 70-tallet ble det utviklet en teori for regulering av asynkronmotoren som gjør den like egnet til servodrifter som DC-motoren.

Denne avhandlingen tar for seg denne teorien, som kalles feltorientert regulering, samt at den prøver å vise teorien fra litt andre vinkler. Sentrale begreper i avhandlingen vil være, Modellering, Regulering, Estimering og Simulering. Jeg prøver gjennom teksten å bygge opp en gradvis forståelse for stoffet, for så å komme frem til et komplett teorigrunnlag, og en full forståelse av hvordan teorien kan anvendes.

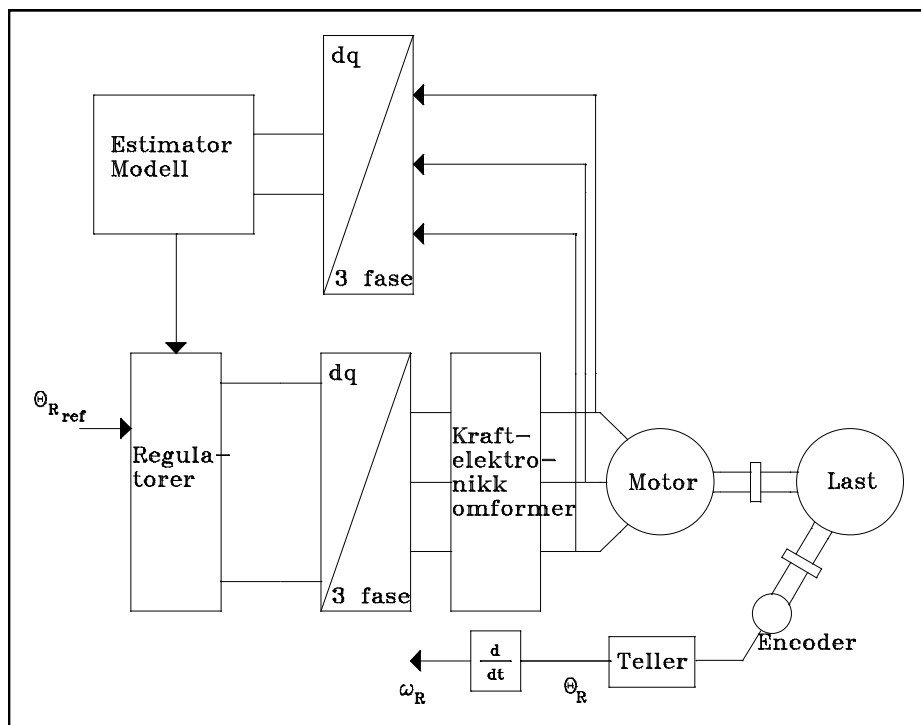
TRE STIKKORD PÅ NORSK:

KEYWORDS IN ENGLISH:

Modellering	Modeling
Regulering	Control
Estimering	Identification

Feltorientert Regulering av Asynkronmotor

Modellering, Regulering, Estimering og Simulering



**Diplomoppgave skrevet av:
Roger Berntsen 2.I.E
Våren 1995
Ved:
Institutt for Elkraftteknikk , NTH**



Forord

Denne oppgaven er et resultat av forskning på feltorientert regulering av asynkronmotor, og fører til graden Sivilingeniør ved Høgskolen i Narvik, linje for Industriell Elektroteknikk. Oppgaven ble utført i perioden 13.02.95 til 16.06.95 ved Norges Tekniske Høgskole, Institutt for Elkraftteknikk.

Oppgavens mål var å utarbeide en avhandling på norsk som tar for seg hele konseptet, «Feltorientert regulering av asynkronmotor», samt utvikle simuleringsmodeller for asynkronmotoren. Oppbygningen av simuleringsmodellene har resultert i at jeg har utviklet et eget Simulink bibliotek (motorbib), som gjør det enkelt og bygge større simuleringsmodeller.

Regulering av asynkronmotoren er et område det er forsket mye på, men mye gjenstår. Det er tidligere ikke skrevet avhandlinger om dette temaet på norsk, så jeg håper denne avhandlingen vil vise emnet fra en litt annen vinkel enn man kan finne i utenlandsk litteratur. Avhandlingen er også ment å kunne fungere som et pedagogisk dokument som kan brukes til undervisning i fag som Elektriske maskiner.

Min oppgavegiver og faglærer har vært professor Lars E. Norum, samt at jeg har hatt et nært samarbeid med stipendiat Lars Arne Aga som tar sin Dr.ing. grad på det samme fagområdet. En spesiell takk rettes til begge disse for å ha gitt meg gode råd og veiledning gjennom hele oppgaven. De har alltid stilt opp når jeg har spurt dem. I tillegg vil jeg gjerne rette en takk til Ole Morten Stangvik som har hjulpet meg når jeg har hatt trøbbel med PC'en, og vitenskapelig assistent Ingar Waag for å ha kommet med gode innspill under veis.

Til slutt vil jeg nok en gang takke Lars E. Norum for å ha gitt med en meget interessant, lærerik og utfordrende diplomoppgave.

Dokumentet er skrevet i Word 6.0. Figurene er tegnet i Autosketch, og kurver, beregninger og simuleringer er utført i MatLab.

Trondheim, 16 Juni 1995
Roger Berntsen



Sammendrag

Denne rapporten presenterer en fullstendig oversikt over prinsipp, framgangsmåte og metoder for hvordan feltorientert regulering av en asynkronmotor kan utføres. For å løse problemet med feltorientert regulering, må man gå gjennom flere delproblemer. Avhandlingen er delt opp slik at hvert kapittel tar for seg hver sin del av oppbygningen, for så å komme frem til en ferdig regulert motordrift.

Kapittel 1 tar for seg grunnleggende teori om asynkronmotoren. Kapitlet prøver å gi en viss forståelse i hvordan elementære formler og uttrykk utledes. Denne delen vil være grunnlaget for det som skjer videre i teksten.

For å regulere en prosess bør man ha en rimelig god matematisk modell av prosessen. I kapittel 2 skal vi se hvordan man bygger opp en slik modell for en P-polet asynkronmotor. I tillegg skal vi se på hvordan den stasjonære modellen for asynkronmotoren fremkommer, med utgangspunkt i den dynamiske modellen.

Kapittel 3 tar for seg hvordan motoren reguleres m.h.p strøm, fluks, turtall og posisjon. Standard P- og PI-regulatorer benyttes. Det blir i tillegg utledet generelle uttrykk for regulatorparametrene.

Et problem med mange prosesser, er at det kan være meget vanskelig eller umulig å måle enkelte tilstandsvariable. For i hele tatt å kunne få tak i disse tilstandsvariablene må man bruke estimatorer. I kapittel 4 viser vi hvordan estimatorer blir brukt til å estimere de ikke-målbare tilstandene i motoren. I tillegg kommer vi inn på hvordan motorparametrene kan estimeres. Vi skal også se på hvordan det er mulig å estimere turtallet på motoren. I enkelte drifts-situasjoner kan det være ønskelig med en motordrift uten turtallsmåling.

Til slutt skal vi se på simuleringsresultater utført i MatLab, samt noen målingsresultater gjort på en reell feltorientert motordrift. Dette omhandles i kapittel 5.

Som et resultat av oppgaven har jeg også utviklet et eget simuleringsbibliotek, *motorbib*, i MatLab/Simulink. Dette biblioteket gjør det enklere og bygge simuleringsmodeller for uttesting. Brukerveiledning til dette biblioteket er gjengitt i appendiks.



Innledning

Elektriske maskiner blir i dag brukt på alle tenkelige områder, fra små motorer i leketøy, til store motorer ute i industrien. I dagens høyteknologiske samfunn krever man stadig større nøyaktighet til regulering av de elektriske motorene. Til slike høykvalitetsdriftter har DC-motoren vært veldig mye brukt. Dette p.g.a dens enkle matematiske modell, som igjen gjør den enkel å modellere og lett å regulere, både m.h.p turtall og posisjon.

På den andre siden har DC-motoren en del begrensninger når det gjelder effekt og turtall. Dette p.g.a sine kommutatorer. Den er derfor ikke så egnet i høyeffekt styringssystemer. DC-motoren krever også mye vedlikehold, samt at den er tung og uhåndterlig i forhold til f.eks asynkronmotoren.

Dette er årsaker som i det senere har fått forskere og andre til å ta i bruk asynkronmaskinen i styringer med høye krav til nøyaktighet. Grunnen til at AC-motoren tidligere ikke ble brukt til servostyringer, er dens avanserte, multivariable og ikke minst ulineære matematiske modell. Men etter hvert som mikroelektronikken blir bedre, og regnekraften øker betraktelig, er det i dag blitt mulig å styre AC-motoren på lik linje med DC-motoren.

Den første som utviklet teorien for regulering av asynkronmotoren var Blaschke. Han introduserte begrepet Feltorientering i Tyskland på 70-tallet, men verden var på dette tidspunktet ikke klar for denne teorien p.g.a sin kompleksitet. Dessuten fantes det ikke komponenter og datamaskiner som kunne behandle denne type regulering på en tilfredsstillende måte. I dag, med vår enorme utvikling innen datateknikken og på komponentsiden, er dette ikke lenger et problem.

Etter at teorien for denne type regulering ble introdusert, er det drevet mye forskning på området, og jeg håper at denne teksten vil kaste et lys over de viktigste områdene innen feltorientert regulering, samt gi en bedre forståelse av asynkronmotoren generelt.



Innholdsfortegnelse

Forord	3
Sammendrag.....	4
Innledning.....	5
Innholdsfortegnelse	6
Kapittel 1	8
1.1 Grunnleggende teori	8
1.1.1 Motorinduktans.....	9
1.1.2 Romvektorrepresentasjon.....	15
1.1.3 Momentberegning	19
Kapittel 2	22
2.1 Motormodell	22
2.1.1 d-q akser	22
2.1.2 Momentkontroll	23
2.1.3 Flukskontroll.....	24
2.1.4 Koordinat transformasjon.....	25
2.1.5 Statorspenningkontroll	30
2.1.6 Beregning av rotorstrømmen	32
2.1.7 Blokkskjema for motoren	33
2.2 Stasjonær modell av asynkronmotoren.....	34
2.2.1 Utleddning av stasjonær modell.....	34
2.2.2 Stasjonære motorligninger.....	36
Kapittel 3	38
3.1 Regulering av asynkronmotoren.....	38
3.2 Strømregulering.....	38
3.2.1 Dekopling	39
3.2.2 Regulering	41
3.3 Rotorfluksregulering.....	42
3.4 Turtallsregulering	44
3.5 Posisjonsregulering.....	45
3.6 Fullstendig reguleringsystem.....	46
3.6.1 Innledning.....	46
3.6.2 Feltsvekking.....	48
3.6.3 Beregning av regulatorparametere	49
3.6.4 Strømregulering uten dekopling.....	52
3.6.5 Valg av båndbredder	54
Kapittel 4	55
4.1 Estimering	55



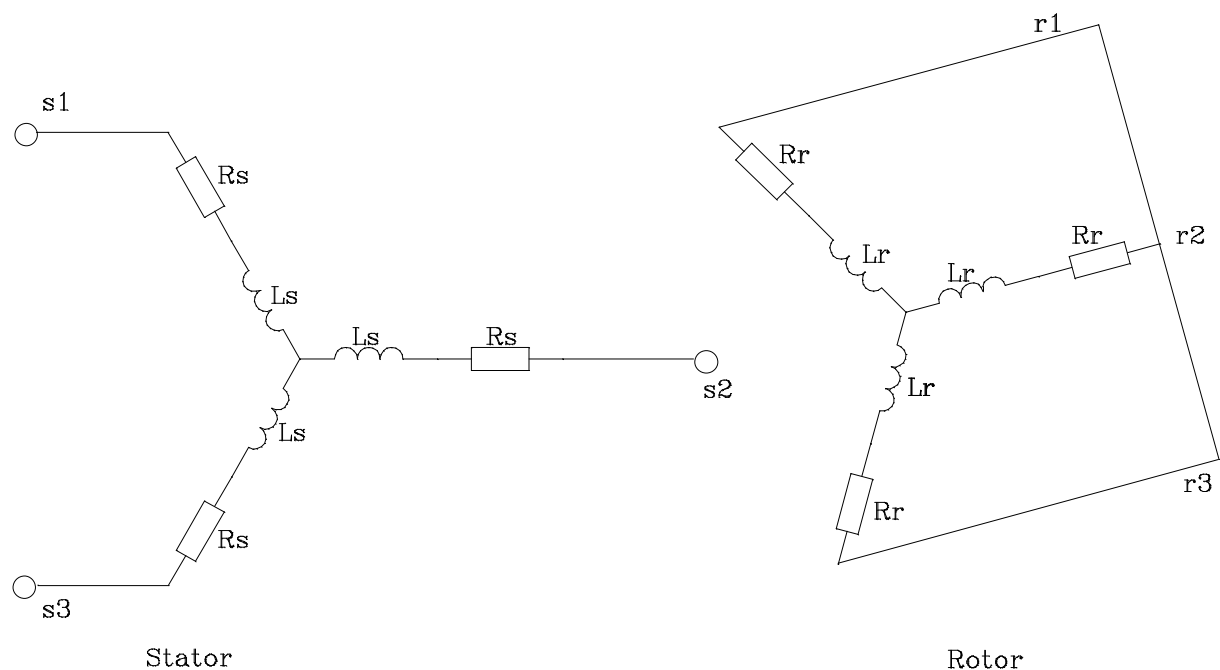
Feltorientert regulering av asynkronmotor

4.1.1 Tilstandsestimering.....	55
4.1.2 Parameterestimering.....	57
4.1.3 Asynkronmotoren	57
4.2 Estimering av tilstandsvariable.....	57
4.2.1 Modell 1	59
4.2.2 Modell 2	60
4.3 Turtallsestimering i asynkronmotoren.....	62
4.3.1 Aga's metode.....	62
4.3.2 To-modell metoden.....	63
4.4 Estimering av motorparametere	65
4.4.1 Minste Kvadraters Metode	66
4.4.2 Bruk av MKM i asynkronmotoren.....	67
Kapittel 5	72
5.1 Innledning.....	72
5.2 Simulering/måling på asynkronmotoren.....	72
5.2.1 Estimatorsimulering.....	72
5.2.2 Simulering av den regulerde motoren.....	74
5.2.3 Simulering av turtallsestimatoren.....	83
Konklusjon.....	87
Appendiks.....	88
A.1 Variable og indekser.....	88
A.2 Motorparametere	89
A.3 Regulatorparametere.....	90
A.4 MatLab-filer på vedlagt diskett	91
A.5 Brukerveiledning for «Motorbib».....	92
A.6 Simuleringsmodeller bygd i «Motorbib».....	100
A.7 Beregningseksempel.....	105
Referanseliste.....	115

Kapittel 1

1.1 Grunnleggende teori

For å kunne regulere et system eller en prosess på best mulig måte, må man på forhånd ha utarbeidet en god matematiske modell for prosessen. Dette gjelder også asynkronmotoren. I dette kapitlet skal vi se på den grunnleggende teorien som er utgangspunktet for å bygge opp en matematisk modell av asynkronmotoren. Som utgangspunkt setter vi opp følgende modell som viser stator og rotorviklingene i en 3-fase asynkronmotor (se figur 1.1).



Figur 1.1 Stator og rotor ekvivalent

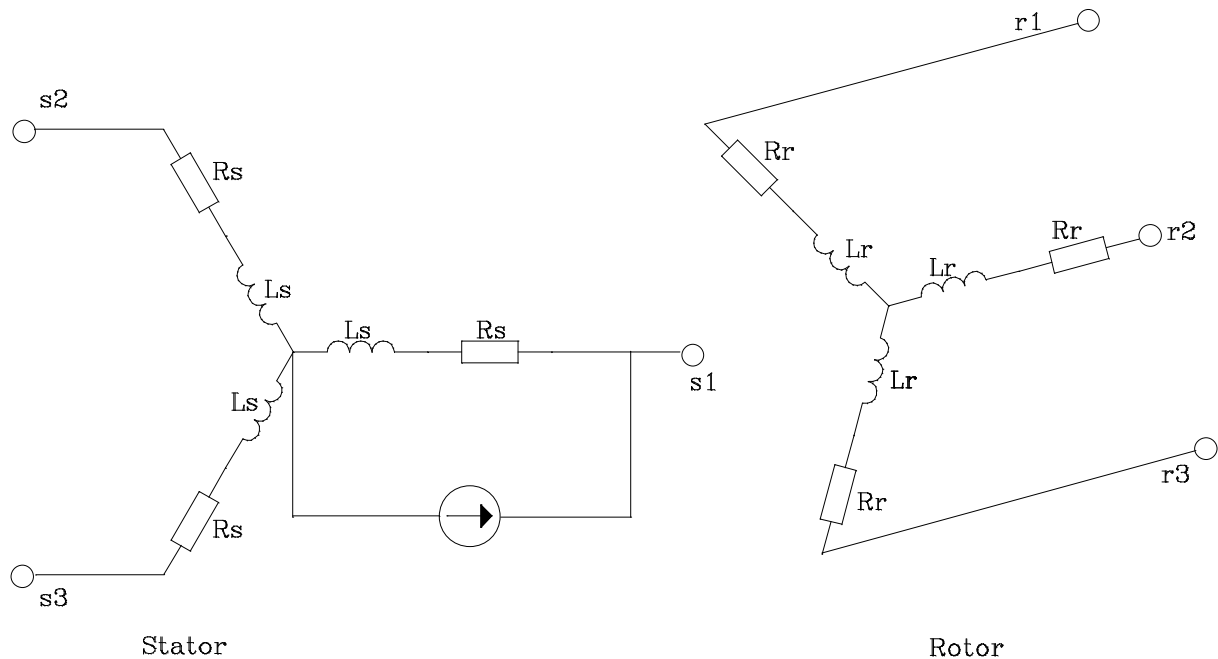
Som utgangspunkt for utledningen av de etterfølgende uttrykkene, er følgende forenklinger forutsatt:

- Luftgapsfluksen er sinusfordelt
- Den magnetiske kretsen opererer i det lineære området, uten at magnetisk metning oppstår
- Statorviklingene er Y-koblet med isolert nullpunkt
- Anta at $N_S = N_R$. (antall viklinger på rotor og stator er like)

Feltorientert regulering av asynkronmotor

1.1.1 Motorinduktans

Vi skal først se på hvordan forholdet mellom induktansene i en 3-fase asynkronmotor fremkommer. For å komme frem til uttrykkene for den totale induktansen i stator og rotor, samt den gjensidige induktansen mellom stator og rotor, tenker man seg at noen enkle tester blir utført på motoren. Det første forsøket går ut på å finne den totale selvinduktansen i en fase. Som figur 1.2 viser, setter man da på en strøm i den ene statorfasen (f.eks s1), mens alle de andre fasene i motoren er åpne.



Figur 1.2 Fasen s1 er påtrykt en strøm, og rotor er åpen

Mesteparten av flukslinjene vil da krysse luftgapet, og forslyngje de andre viklingene. Denne delen av fluksen kalles magnetiseringsfluksen. En liten del av flukslinjene vil ikke forslyngje noen av de andre viklingene, denne delen av fluksen blir derfor kalt lekkfluksen. Ut ifra det som til nå er blitt sagt, kan man sette opp følgende sammenheng for fluksforslyngningen:

$$I_{S1,selv} = I_{S1,lekk} + I_{S1,magnetiser}, \text{ der } I = L \cdot i \quad (1.1)$$

Fluksforslyngningen i fasen s1 er altså summen av lekkfluks og magnetiseringsfluksen. Hvis vi dividerer alle ledd med i_1 får vi:

$$L_{S,selv} = L_{IS} + l_m \quad (1.2)$$

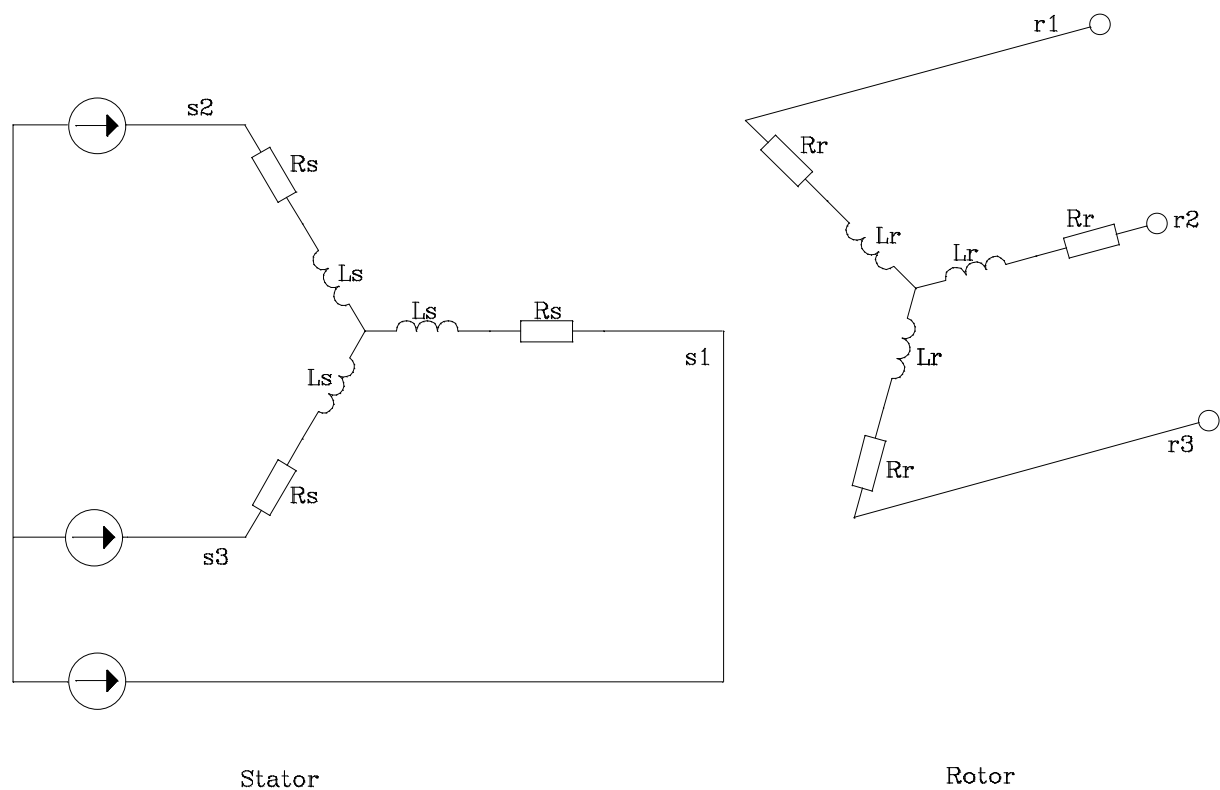
som er selvinduktansen i hver av statorfasene på motoren. Helt ekvivalent blir også uttrykket for selvinduktansen i rotorfasene.

Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$L_{R,selv} = L_{lR} + l_m \quad (1.3)$$

Siden vi har antatt $N_S = N_R$, så er l_m den samme for stator og rotor.

Vi har nå sett på hva induktansen i hver av fasene blir, uavhengig av de andre fasene. Men som vi vet, vil alle fasene ha en viss innvirkning på hverandre. Dette kalles gjensidig induktans. Vi skal først se hvilken innvirkning statorfasene har på hverandre. Man tenker seg da følgende eksperiment utført på motoren, se figur 1.3. Her har vi nå eksitert alle fasene i stator med en strøm, mens rotoren fortsatt er åpen.



Figur 1.3 Alle statorfasene er påtrykt en strøm, mens rotor fortsatt er åpen

Som vi ser av figur 1.3 er alle fasene i en 3-fase motor forskjøvet med en vinkel på 120 grader. Den innbyrdes induktansen mellom h.h.v fase s_1 og s_2 og s_1, s_3 blir da:

$$I_{s_2} = I_{s_1, magnetiser} \cdot \cos(120^\circ) = -\frac{1}{2} \cdot I_{s_1, magnetiser} \Rightarrow L_{s_1, s_2} = -\frac{1}{2} \cdot l_m$$

$$I_{s_3} = I_{s_1, magnetiser} \cdot \cos(-120^\circ) = -\frac{1}{2} \cdot I_{s_1, magnetiser} \Rightarrow L_{s_1, s_3} = -\frac{1}{2} \cdot l_m$$

(1.4)



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi kan nå sette opp et uttrykk for den totale fluksforslyngningen i hver av statorfasene (bare s1-fasen er vist, men de andre blir helt like).

$$\mathbf{I}_{S1} = (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S1} + \left(-\frac{1}{2} \cdot l_m\right) \cdot i_{S2} + \left(-\frac{1}{2} \cdot l_m\right) \cdot i_{S3} = \left(L_{IS} + \frac{3}{2} l_m\right) \cdot i_{S1} \quad (1.5)$$

der $i_{S1} + i_{S2} + i_{S3} = 0$, siden vi har isolert nøytralpunkt.

Hvis vi deler med i_{S1} på begge sider av ligningen får vi:

$$L_S = L_{IS} + L_m, \text{ der } L_m = \frac{3}{2} \cdot l_m \quad (1.6)$$

som er pr.fase statorinduktansen. Dette er ikke det samme som ligning (1.2), siden vi her har tatt med virkningen av de andre statorfasene. Siden vi har forutsatt $N_S = N_R$, gjelder det samme også for rotorfasene, og vi får:

$$L_R = L_{IR} + L_m, \text{ der } L_m = \frac{3}{2} \cdot l_m \quad (1.7)$$

Til slutt må vi ta med bidraget som rotoren gir til den totale fluksforslyngningen. På samme måte som for ligning (1.4), kan vi sette opp den gjensidige induktansen mellom stator og rotor, med den forskjellen at vi her ikke har noen fast vinkel mellom rotor- og statorfasene, men en varierende vinkel Θ_R . Denne vinkelen er tidsintegralet av hastigheten, ω_R , på motoren. Dette gir oss følgende uttrykk for $L_{S1,R1}$:

$$L_{S1,R1} = l_m \cdot \cos(\Theta_R), \text{ der } \Theta_R \text{ er vinkelen mellom stator og rotor.}$$

$L_{S1,R1}$ har sin toppverdi når vinkelen mellom fasene er lik 0.

Vi kan nå finne et uttrykk for den totale fluksforslyngningen i hver fase, der vi tar hensyn til at det er en gjensidighet mellom alle fasene i både stator og rotor. Uttrykket blir da:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{S1} = & (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S1} + \left(-\frac{1}{2} \cdot l_m\right) \cdot i_{S2} + \left(-\frac{1}{2} \cdot l_m\right) \cdot i_{S3} + [l_m \cdot \cos(\Theta_R)] \cdot i_{R1} + \\ & [l_m \cdot \cos(\Theta_R - 120^\circ)] \cdot i_{R2} + [l_m \cdot \cos(\Theta_R + 120^\circ)] \cdot i_{R3} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Her er bare uttrykket for fluksforslyngningen mellom fase s1 og alle de andre fasene vist, men uttrykket for de andre statorfasene og rotorfasene blir tilsvarende. På matriseform blir uttrykket for alle statorfasene som følger:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{S1} \\ \mathbf{I}_{S2} \\ \mathbf{I}_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{IS} + l_m) & -\frac{1}{2}l_m & -\frac{1}{2}l_m \\ -\frac{1}{2}l_m & (L_{IS} + l_m) & -\frac{1}{2}l_m \\ -\frac{1}{2}l_m & -\frac{1}{2}l_m & (L_{IS} + l_m) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{S1} \\ \dot{i}_{S2} \\ \dot{i}_{S3} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} l_m \cos(\Theta_R) & l_m \cos(\Theta_R + 120^\circ) & l_m \cos(\Theta_R - 120^\circ) \\ l_m \cos(\Theta_R - 120^\circ) & l_m \cos(\Theta_R) & l_m \cos(\Theta_R + 120^\circ) \\ l_m \cos(\Theta_R + 120^\circ) & l_m \cos(\Theta_R - 120^\circ) & l_m \cos(\Theta_R) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix}$$

(1.9)

Som vi vet er uttrykkene for fluksforslyngningene mellom to gjensidige spoler gitt av:

$$\vec{\mathbf{I}}_1 = L_{11} \cdot \vec{i}_1 + L_{12} \cdot \vec{i}_2$$

(1.10)

$$\vec{\mathbf{I}}_2 = L_{21} \cdot \vec{i}_1 + L_{22} \cdot \vec{i}_2$$

der L_{11} og L_{22} er induktansene i spolene, og $L_{12} = L_{21}$ er den gjensidige induktansen. Hvis vi setter $L_{12} = L_{21} = L_m$, $L_{11} = L_S$, $L_{22} = L_R$, $i_1 = i_S$ og $i_2 = i_R$ gir dette oss uttrykket for fluks-forslyngningen i stator og rotor på asynkronmotoren.

$$\vec{\mathbf{I}}_S = L_S \cdot \vec{i}_S + L_m \cdot \vec{i}_R$$

(1.11)

$$\vec{\mathbf{I}}_R = L_m \cdot \vec{i}_S + L_R \cdot \vec{i}_R$$

Vi skal nå komme frem til uttrykkene i ligning (1.11), som er fluksforslyngningen i stator og rotor, ved og bruke det vi tidligere har utledet. For å klare det, benytter vi i tillegg følgende sammenheng:

$$\vec{\mathbf{I}}_S^{S1} = \mathbf{I}_{S1}^{S1} + \mathbf{I}_{S2}^{S1} \cdot e^{j120^\circ} + \mathbf{I}_{S3}^{S1} \cdot e^{-j120^\circ}$$

(1.12)

som er uttrykket for den totale fluksforslyngningen i stator, referert til stator s1-fasen. Vi setter da ligningssystemet (1.9) inn i ligning (1.12), og får:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_S^{S1} &= (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S1} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S2} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S3} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot i_{R1} \\
 &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot i_{R2} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot i_{R3} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S1} \cdot e^{j120^\circ} \\
 &+ (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S2} \cdot e^{j120^\circ} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S3} \cdot e^{j120^\circ} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot i_{R1} \cdot e^{j120^\circ} \\
 &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot i_{R2} \cdot e^{j120^\circ} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot i_{R3} \cdot e^{j120^\circ} \quad (1.13) \\
 &- \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S1} \cdot e^{-j120^\circ} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S2} \cdot e^{-j120^\circ} + (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S3} \cdot e^{-j120^\circ} \\
 &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot i_{R1} \cdot e^{-j120^\circ} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot i_{R2} \cdot e^{-j120^\circ} \\
 &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot i_{R3} \cdot e^{-j120^\circ}
 \end{aligned}$$

Dette er den totale fluksforslyngningen i stator referert til s1-fasen. Som vi ser, er uttrykket på ingen måte likt det vi hadde i ligning (1.11). Vi må derfor foreta noen forenklinger. For å gjøre regningen litt mer oversiktlig, delervi ligningen (1.13) opp i to deler. Alle leddene som inneholder statorstrøm, i_S , kaller vi \bar{I}_{SS}^{S1} , og alle leddene med rotorstrøm, i_R , kaller vi \bar{I}_{SR}^{S1} . Statordelen blir da:

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_{SS}^{S1} &= (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S1} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S2} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S3} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S1} \cdot e^{j120^\circ} + (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S2} \cdot e^{j120^\circ} \\
 &- \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S3} \cdot e^{j120^\circ} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S1} \cdot e^{-j120^\circ} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot i_{S2} \cdot e^{-j120^\circ} + (L_{IS} + l_m) \cdot i_{S3} \cdot e^{-j120^\circ} \quad (1.14)
 \end{aligned}$$

og rotordelen blir:

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_{SR}^{S1} &= l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot i_{R1} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot i_{R2} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot i_{R3} \\
 &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot i_{R1} \cdot e^{j120^\circ} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot i_{R2} \cdot e^{j120^\circ} \quad (1.15) \\
 &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot i_{R3} \cdot e^{j120^\circ} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot i_{R1} \cdot e^{-j120^\circ} \\
 &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot i_{R2} \cdot e^{-j120^\circ} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot i_{R3} \cdot e^{-j120^\circ}
 \end{aligned}$$

Vi samler så leddene i ligning (1.14) og (1.15) for å få uttrykkene på en mer hensiktsmessig form. Statordelen blir da:

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_{SS}^{S1} &= (L_{IS} + l_m) \cdot (i_{S1} + i_{S2} \cdot e^{j120^\circ} + i_{S3} \cdot e^{-j120^\circ}) \\
 &- \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot (i_{S2} + i_{S3} \cdot e^{j120^\circ} + i_{S1} \cdot e^{-j120^\circ}) \quad (1.16) \\
 &- \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot (i_{S3} + i_{S1} \cdot e^{j120^\circ} + i_{S2} \cdot e^{-j120^\circ})
 \end{aligned}$$

og rotordelen blir:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\begin{aligned}\vec{I}_{SR}^{S1} &= l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot (i_{R1} + i_{R2} \cdot e^{j120^\circ} + i_{R3} \cdot e^{-j120^\circ}) \\ &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot (i_{R2} + i_{R3} \cdot e^{j120^\circ} + i_{R1} \cdot e^{-j120^\circ}) \\ &+ l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot (i_{R3} + i_{R1} \cdot e^{j120^\circ} + i_{R2} \cdot e^{-j120^\circ})\end{aligned}\quad (1.17)$$

Hvis vi nå bruker sammenhengene:

$$\begin{aligned}\vec{i}_S^{S1} &= i_{S1} + i_{S2} \cdot e^{j120^\circ} + i_{S3} \cdot e^{-j120^\circ} \\ \vec{i}_S^{S2} &= i_{S2} + i_{S3} \cdot e^{j120^\circ} + i_{S1} \cdot e^{-j120^\circ} \\ \vec{i}_S^{S3} &= i_{S3} + i_{S1} \cdot e^{j120^\circ} + i_{S2} \cdot e^{-j120^\circ}\end{aligned}\quad (1.18)$$

som er statorstrømmen referert til h.h.v. s1, s2 og s3 fasen, og

$$\begin{aligned}\vec{i}_R^{R1} &= i_{R1} + i_{R2} \cdot e^{j120^\circ} + i_{R3} \cdot e^{-j120^\circ} \\ \vec{i}_R^{R2} &= i_{R2} + i_{R3} \cdot e^{j120^\circ} + i_{R1} \cdot e^{-j120^\circ} \\ \vec{i}_R^{R3} &= i_{R3} + i_{R1} \cdot e^{j120^\circ} + i_{R2} \cdot e^{-j120^\circ}\end{aligned}\quad (1.19)$$

som er rotorstrømmen referert til h.h.v. r1, r2 og r3 fasen, får vi for statordelen:

$$\vec{I}_{SS}^{S1} = (L_{IS} + l_m) \cdot \vec{i}_S^{S1} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot \vec{i}_S^{S2} - \frac{1}{2} \cdot l_m \cdot \vec{i}_S^{S3}\quad (1.20)$$

Som vi ser, er leddene i ligning (1.20) ikke referert til samme fase. Vi må derfor foreta en rotasjon, slik at alle leddene blir referert til f.eks s1-fasen. For å rotere, brukervi følgende sammenhenger:

$$\vec{i}_S^{S2} = \vec{i}_S^{S1} \cdot e^{j120^\circ}\quad (1.21)$$

og

$$\vec{i}_S^{S3} = \vec{i}_S^{S1} \cdot e^{-j120^\circ}\quad (1.22)$$

Ligning (1.20) blir da referert til s1-fasen og vi får:

$$\vec{I}_{SS}^{S1} = (L_{IS} + \frac{3}{2} \cdot l_m) \cdot \vec{i}_S^{S1}\quad (1.23)$$

Ved å sette ligning (1.19) inn for ligning (1.17), får vi for rotordelen:

$$\vec{I}_{SR}^{S1} = l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R) \cdot \vec{i}_R^{R1} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R + 120^\circ) \cdot \vec{i}_R^{R2} + l_m \cdot \text{Cos}(\Theta_R - 120^\circ) \cdot \vec{i}_R^{R3}\quad (1.24)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Også her må vi rotere vektorene slik at de blir referert til samme rotorakse. Rotasjonsuttrykkene blir som ligning (1.21) og (1.22), men nå med rotorindekser. Det nye uttrykket blir da:

$$\vec{I}_{SR}^{S1} = \frac{3}{2} \cdot l_m \cdot \vec{i}_R^{R1} \cdot e^{j\Theta_R} \quad (1.25)$$

Fordi høyresiden av ligning (1.23) er referert til s1-aksen, og høyresiden av ligning (1.25) er referert til r1-aksen, må vi rotere den ene vektoren slik at begge ligningene blir referert til samme fase. Velger da å referere ligning (1.25) til s1-fasen, som blir:

$$\vec{I}_{SR}^{S1} = \frac{3}{2} \cdot l_m \cdot \vec{i}_R^{S1} \quad (1.26)$$

$$\text{der } \vec{i}_R^{R1} = \vec{i}_R^{S1} \cdot e^{-j\Theta_R}.$$

Vi kan nå summere ligning (1.23) og (1.26), og få det uttrykket vi ønsket oss, nemlig:

$$\vec{I}_S = (L_{IS} + \frac{3}{2} \cdot l_m) \cdot \vec{i}_S + \frac{3}{2} \cdot l_m \cdot \vec{i}_R = L_S \cdot \vec{i}_S + L_m \cdot \vec{i}_R \quad (1.27)$$

Vi har her ikke utledet uttrykket for fluksforslyngningen i rotor, men det blir helt ekvivalent:

$$\vec{I}_R = (L_{IR} + \frac{3}{2} \cdot l_m) \cdot \vec{i}_R + \frac{3}{2} \cdot l_m \cdot \vec{i}_S = L_R \cdot \vec{i}_R + L_m \cdot \vec{i}_S \quad (1.28)$$

1.1.2 Romvektorrepresentasjon

Vi har til nå utledet de grunnleggende uttrykkene for induktansene og fluksforslyngningene som opptrer i motoren. Vi skal nå gå over til å sette opp de mer fullstendige motorligningene som kreves for å kunne bygge opp en matematisk modell av motoren. I følge figur 1.1 kan vi sette opp følgende spenningsligninger som beskriver motoren (pr. fase):

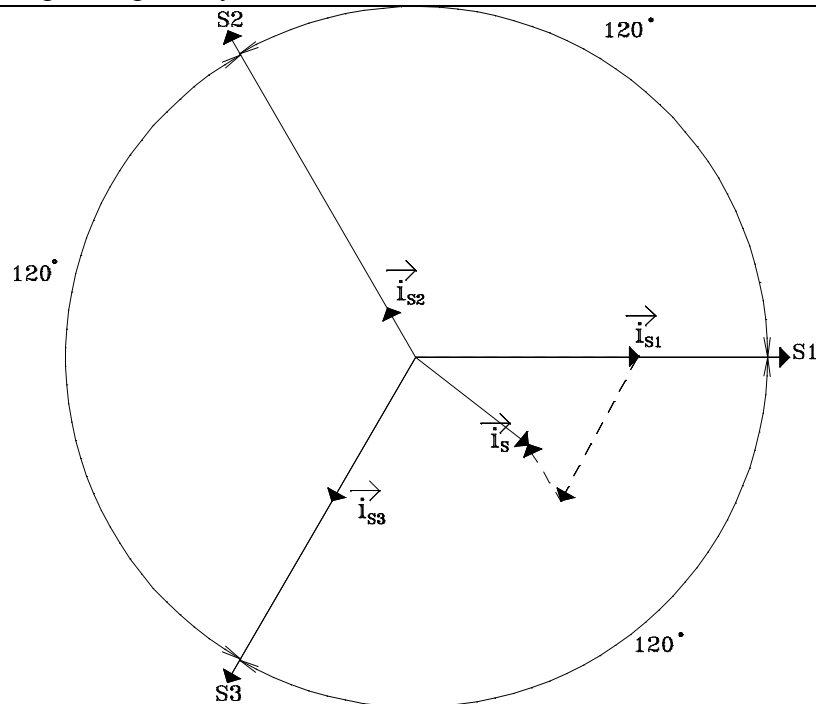
$$U_{Sn} = r_{Sn} \cdot i_{Sn} + \frac{dI_{Sn}}{dt}, \text{ der } n = 1, 2, 3 \quad (1.29)$$

$$U_{Rn} = r_{Rn} \cdot i_{Rn} + \frac{dI_{Rn}}{dt}, \text{ der } n = 1, 2, 3 \text{ og } U_{Rn} = 0. \quad (1.30)$$

Siden vi har å gjøre med en 3-fase motor, vil alle variablene bevege seg som roterende vektorer i rommet. Dette kan belyses med figur 1.4. Vi ser at de tre fasestrømmene peker i hver sin retning med en faseforskjell på 120 grader. Den totale strømmen, eller den vektorielle summen av fasestrømmene peker som \hat{j} vektor viser.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 1.4 Vektorrepresentasjon av strømmer

Vi kan ut ifra figur 1.4 sette opp uttrykket for både strøm, spenning og fluksforsyngning på vektorform:

$$\vec{i}_s^{S1}(t) = \vec{i}_{S1}^{S1}(t) + \vec{i}_{S2}^{S1}(t) + \vec{i}_{S3}^{S1}(t) = i_{S1}(t) + i_{S2}(t) \cdot e^{j120^\circ} + i_{S3}(t) \cdot e^{-j120^\circ} \quad (1.31)$$

$$\vec{U}_s^{S1}(t) = \vec{U}_{S1}^{S1}(t) + \vec{U}_{S2}^{S1}(t) + \vec{U}_{S3}^{S1}(t) = U_{S1}(t) + U_{S2}(t) \cdot e^{j120^\circ} + U_{S3}(t) \cdot e^{-j120^\circ} \quad (1.32)$$

$$\vec{I}_s^{S1}(t) = \vec{I}_{S1}^{S1}(t) + \vec{I}_{S2}^{S1}(t) + \vec{I}_{S3}^{S1}(t) = I_{S1}(t) + I_{S2}(t) \cdot e^{j120^\circ} + I_{S3}(t) \cdot e^{-j120^\circ} \quad (1.33)$$

Det er her bare vist ligningene for stator, men ligningene for rotor blir helt ekvivalente. Som vi ser, er alle ligningene referert til s1-aksen. Ligningene for rotor ville for eksempel blitt referert til r1-aksen. Vi kan nå sette vektoruttrykkene (1.31) til (1.33) inn for ligning (1.29) og (1.30), og vi får de generelle spenningsuttrykkene for motoren:

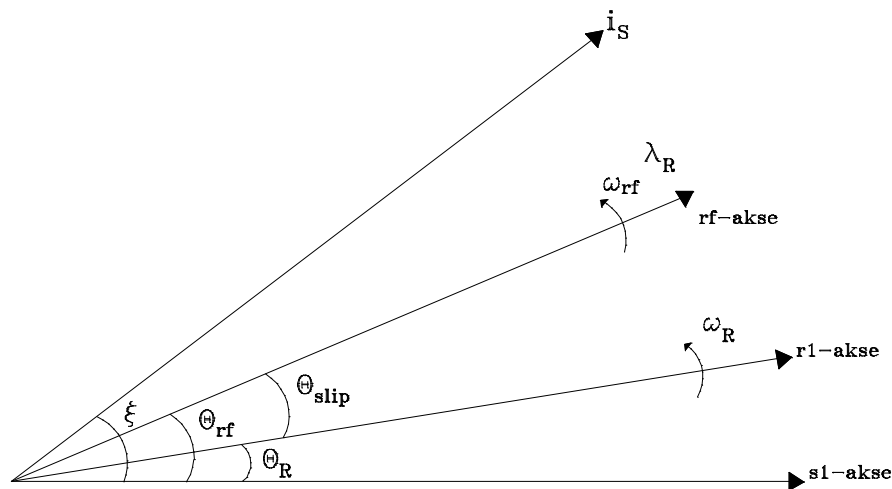
$$\vec{U}_s^{S1}(t) = r_s \cdot \vec{i}_s^{S1}(t) + \frac{d\vec{I}_s^{S1}(t)}{dt} \quad (1.34)$$

$$0 = r_R \cdot \vec{i}_R^{R1}(t) + \frac{d\vec{I}_R^{R1}(t)}{dt} \quad (1.35)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Som vi ser, er ligningen for statorspenningen, referert til s1-aksen mens rotorligningen er referert til r1-aksen. Som det ble nevnt tidligere vil det alltid være gunstig å arbeide med ligninger som er referert til samme akse. Vi bestemmer oss derfor for en referanseakse som vi kan referere alle ligningene til. Referanseaksen som her velges, vil bli brukt som referanseakse gjennom resten av teksten. Som utgangspunkt for å velge en referanseakse, skal vi se på et utsnitt av vektorbildet i motoren ved et gitt tidspunkt (se figur 1.5). Der har vi tegnet inn noen av de vektorene som vil opptre i motoren under drift, samt vinklene mellom vektorene. Som vi ser, har vi en vinkelen Θ_R mellom r1- og s1-aksen. Θ_{slip} er vinkelen mellom rotoraksen og feltet i motoren. Θ_{rf} er vinkelen mellom feltet og statoraksen.



Figur 1.5 Romvektorer ved et gitt tidspunkt i motoren

Vi velger rf-aksen som referanseakse. Dette fordi vi vil at rotorfluksen alltid skal ligge langs referansen. Rotorfluksen vil da alltid være en skalar når ligningene er referert til denne aksen. Det er denne aksen som roterer med synkron hastighet i motoren. Vi skal nå se på hvordan vi kan referere alle ligningene til samme akse-system. Som kjent fra regning med komplekse tall, vet vi at en dreining i det komplekse planet, gjøres ved å multiplisere med $e^{j\beta}$ der β er den ønskede rotasjonsvinkelen. Utfører så en rotasjon på ligningene (1.31)-(1.33). Ligningene for strøm, spenning og fluksforstyling blir da:

Stator:

$$\vec{i}_s^{s1}(t) = \vec{i}_s(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}}$$

$$\vec{U}_s^{s1}(t) = \vec{U}_s(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}} \quad (1.36)$$

$$\vec{I}_s^{s1}(t) = \vec{I}_s(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}}$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Rotor:

$$\vec{i}_R^{R1}(t) = \vec{i}_R(t) \cdot e^{j\Theta_{slip}}$$

$$\vec{U}_R^{R1}(t) = \vec{U}_R(t) \cdot e^{j\Theta_{slip}} \quad (1.37)$$

$$\vec{I}_R^{R1}(t) = \vec{I}_R(t) \cdot e^{j\Theta_{slip}}$$

der en vektor uten øvre indeks betyr at den aktuelle vektoren er referert til rf-aksen. Setter så disse ligningene inn for de opprinnelige spenningsuttrykkene (1.34) og (1.35). Stator- og rotorspenningene blir da:

$$\vec{U}_S(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}} = \vec{i}_S(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}} \cdot r_S + \frac{d\vec{I}_S(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}}}{dt} \quad (1.38)$$

$$\vec{U}_S(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}} = \vec{i}_S(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}} \cdot r_S + \frac{d\vec{I}_S(t)}{dt} \cdot e^{j\Theta_{rf}} + j \frac{d\Theta_{rf}}{dt} \cdot \vec{I}_S(t) \cdot e^{j\Theta_{rf}}$$

$$0 = \vec{i}_R(t) \cdot e^{j\Theta_{slip}} \cdot r_R + \frac{d\vec{I}_R(t) \cdot e^{j\Theta_{slip}}}{dt} \quad (1.39)$$

$$0 = \vec{i}_R(t) \cdot e^{j\Theta_{slip}} \cdot r_R + \frac{d\vec{I}_R(t)}{dt} \cdot e^{j\Theta_{slip}} + j \frac{d\Theta_{slip}}{dt} \cdot \vec{I}_R(t) \cdot e^{j\Theta_{slip}}$$

Dividerer med h.h.v $e^{j\Theta_{rf}}$ og $e^{j\Theta_{slip}}$ på begge sider, og får:

$$\vec{U}_S(t) = \vec{i}_S(t) \cdot r_S + \frac{d\vec{I}_S(t)}{dt} + j\omega_{rf} \vec{I}_S(t) \quad (1.40)$$

$$0 = \vec{i}_R(t) \cdot r_R + \frac{d\vec{I}_R(t)}{dt} + j\omega_{slip} \vec{I}_R(t) \quad (1.41)$$

Dette er de endelige spenningsuttrykkene for asynkronmotoren, som begge er referert til rf-aksen. Før vi går videre med oppbygningen av motormodellen skal vi se hvordan man kan utlede et uttrykk for motormomentet, T_{em} .

1.1.3 Momentberegning



Feltorientert regulering av asynkronmotor

For å kunne gi motoren et ønsket moment, må vi kjenne uttrykket for momentet, og vite hva som påvirker det. Vi skal her se på hvordan man kan utlede et uttrykk for momentet i en asynkronmotor. Som kjent fra tidligere, har vi en MMK (magnetomotorisk kraft) i motoren som er gitt av:

$$F(\mathbf{a}, t) = F_{\max} \cdot \cos(\mathbf{a} - \mathbf{z}(t)) \quad (1.42)$$

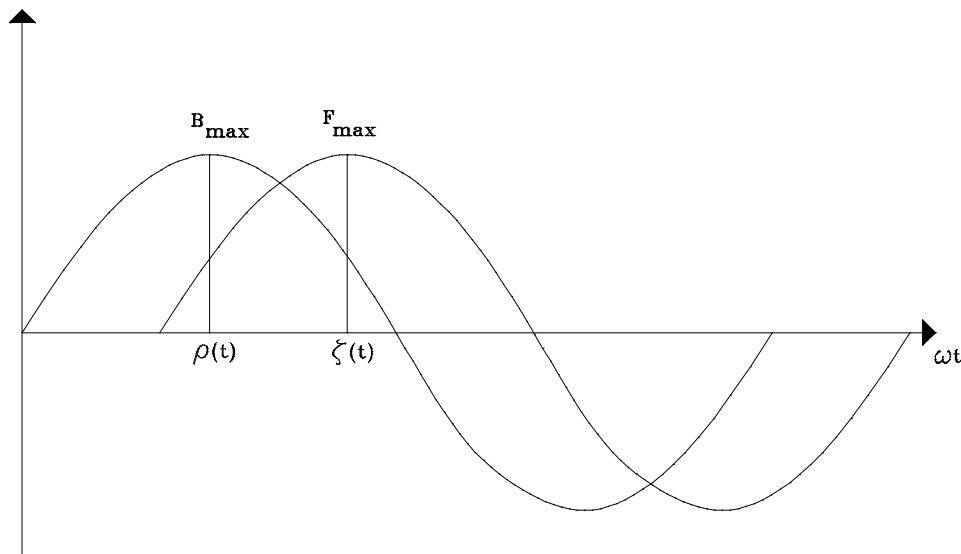
der $F_{\max} = \frac{4}{P} \cdot k_w \cdot \frac{N}{P} \cdot i_{Rf}$, N-antall vindinger, P-antall poler og k_w er vindingskonstant.

I tillegg har vi et B-felt i motoren gitt av:

$$B(\mathbf{a}, t) = B_{\max} \cdot \cos(\mathbf{a} - \mathbf{r}(t)) \quad (1.43)$$

der $B_{\max} = \frac{\Phi_R \cdot P}{4 \cdot l \cdot r}$, l -lengden på rotor, r -radius på rotor.

Som vi ser av ligning (1.42) og (1.43), svinger ikke F og B i fase. De har en faseforskjell som er gitt av differansen $\zeta(t) - \rho(t)$, se figur 1.6.



Figur 1.6 Faseforskjell mellom F og B .

For å finne et uttrykk for momentet, ser vi på strømtettheten i et lite område på rotoren. Strømtettheten, J , er gitt av:

$$J(\mathbf{a}, t) = \frac{1}{2 \cdot r} \cdot \frac{\nabla F}{\nabla \mathbf{a}} = -\frac{1}{2 \cdot r} \cdot F_{\max} \cdot \sin(\mathbf{a} - \mathbf{z}(t)) \quad (1.44)$$

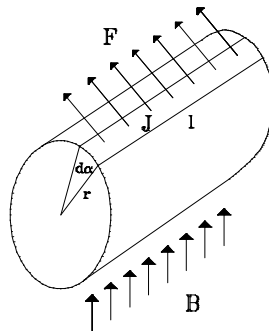
Feltorientert regulering av asynkronmotor

der r er radien på rotoren.

Den tangentielle kraften på rotor innenfor et lite område $r d\alpha$, med lengde l , vil være gitt av Lorentz kraftlov:

$$dF = J \cdot (dl \times B) \cdot r \cdot da \quad (1.45)$$

og kan vises med følgende figur (se figur 1.7).



Figur 1.7 Kraften på rotor i et lite avgrenset område $r da$

Ved et gitt tidspunkt kommer feltet som vist på figur 1.7. Strømtettheten i rotoren vil være jevnt fordelt med en gitt retning, og vi vil få en kraft på rotoren som vist på figuren. Denne kraften vil være opphav til et moment i motoren. Momentet på det avgrensede området vil nå være gitt av den beregnede kraften i ligning (1.45), multiplisert med radien, r , på rotoren.

$$dT_{em} = dF \cdot r \quad (1.46)$$

For å finne det totale motormomentet for en P-polet maskin, må vi integrere rundt en hel elektrisk periode. Dette gir oss følgende integrasjon:

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{P}{2} \cdot \int_0^{2p} B(\mathbf{a}, t) \cdot J(\mathbf{a}, t) \cdot l \cdot r^2 da \\ &= -\frac{P \cdot l \cdot r}{4} \cdot B_{\max} \cdot F_{\max} \int_0^{2p} \cos(\mathbf{a} - \mathbf{r}(t)) \cdot \sin(\mathbf{a} - \mathbf{z}(t)) da \\ &= \frac{P \cdot p \cdot l \cdot r \cdot B_{\max} \cdot F_{\max}}{4} \cdot \sin(\mathbf{z}(t) - \mathbf{r}(t)) \end{aligned} \quad (1.47)$$

Setter så inn for B_{\max} og F_{\max} , samt at vi har sammenhengen, $I_R = N \cdot \Phi_R$. Dette gir:

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot k_t' \cdot \bar{I}_R \times \bar{i}_{Rf} \quad \text{der } k_t' = \frac{k_w}{2} \quad (1.48)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

For vektorielle summer har vi at:

$$\vec{i}_{Rf} = \frac{2}{3} \cdot \vec{i}_R \quad \text{der } i_{Rf} \text{ er fase vektoren, og } i_R \text{ er den totale strømvektoren.} \quad (1.49)$$

som gir oss den endelige momentligningen.

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_i' \cdot \vec{I}_R \times \vec{i}_R \quad (1.50)$$

Som vi ser av ligning (1.50), er det elektromekaniske momentet gitt av kryssproduktet mellom rotorstrøm og rotorfluks, multiplisert med en konstant. Det vil si at om vi kan greie å holde kontroll over fluksen i motoren, vil vi kunne få asynkronmotoren til og oppføre seg som om det var en DC-motor. Momentet vil da kun bli avhengig av strømmen i motoren. Dette vil bli nøyere omtalt i senere kapitler.



Kapittel 2

2.1 Motormodell

I forrige kapittel så vi på hvordan de matematiske uttrykkene for asynkronmotor kom frem, og vi fikk en viss forståelse av hvordan det matematiske systemet henger sammen med det fysiske. Vi skal i dette kapitlet se på hvordan vi nå kan bygge oss en matematisk dynamisk modell av asynkronmotoren. Denne modellen skal så bli brukt som utgangspunkt for regulering, simulering og estimering. Dette omtales i senere kapitler. Som utgangspunkt for oppbygningen av en modell for motoren har vi fra kapittel 1, følgende grunnleggende sammenhenger:

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t' \cdot \vec{\mathbf{I}}_R \times \vec{\mathbf{i}}_R \quad (2.1)$$

$$\vec{U}_S = \vec{\mathbf{i}}_S \cdot r_S + \frac{d\vec{\mathbf{I}}_S}{dt} + j \cdot \vec{\mathbf{I}}_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \quad (2.2)$$

$$0 = \vec{\mathbf{i}}_R \cdot r_R + \frac{d\vec{\mathbf{I}}_R}{dt} + j \cdot \vec{\mathbf{I}}_R \cdot \mathbf{w}_{slip} \quad (2.3)$$

$$\vec{\mathbf{I}}_S = L_S \cdot \vec{\mathbf{i}}_S + L_m \cdot \vec{\mathbf{i}}_R \quad (2.4)$$

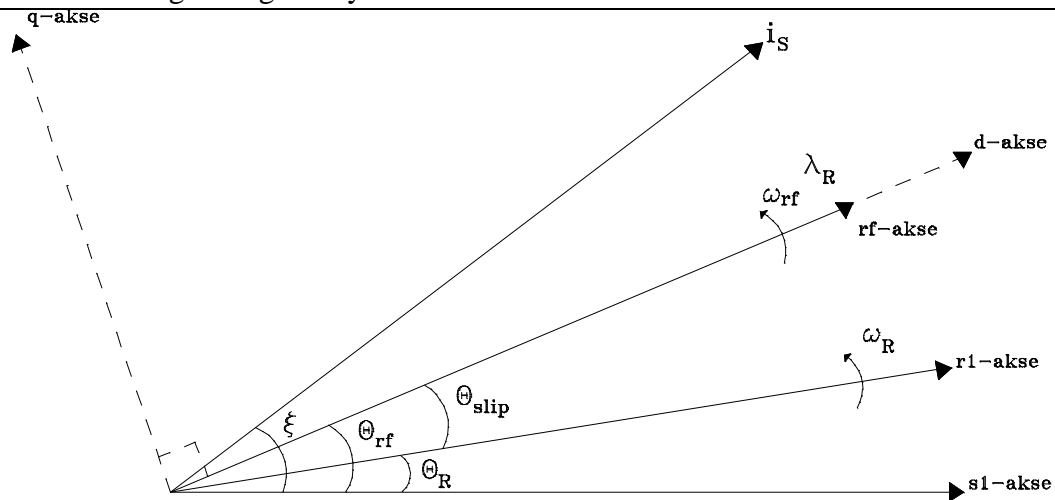
$$\vec{\mathbf{I}}_R = L_m \cdot \vec{\mathbf{i}}_S + L_R \cdot \vec{\mathbf{i}}_R \quad (2.5)$$

2.1.1 d-q akser

Før vi går videre, skal vi definere et aksesystem som blir benevnt d-q aksesystemet, eller to-aksesystemet. Dette fordi vi i uttrykkene over har både reelle og komplekse verdier. Vi definerer da de reelle verdiene langs d-aksen (direct), og de komplekse verdiene langs q-aksen (quadrature). Figur 2.1 illustrerer dette. Som vi ser av figur 2.1, er d- og q-aksene ortogonale, og de representerer et helt vanlig komplekst plan, der vi har definert den reelle d-aksen langs den tidligere definerte rf-aksen. Det er selvsagt ingenting i veien for å orientere d- og q-aksene i en vilkårlig retning, men det er enklere og orientere dem sammen med rf-aksen. En viktig detalj er at både d- og q-aksen roterer med samme hastighet, og er den samme som ω_{rf} . I det etterfølgende vil vi også dekomponere verdier som tilsynelatende er helt reelle, i en reell og kompleks del. Vi kommer tilbake til dette senere.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 2.1 *d-q aksesystemet i forhold til de andre vektorene*

Som vi skal se, vil hele motormodellen bli basert på dq-aksesystemet, eller to-akse-teori som det også kalles. Vi skal nå gå gjennom alle delene som må modelleres for å komme frem til en tilstandsrommodell for motoren. Det første vi skal se på er modelleringen av motormomentet.

2.1.2 Momentkontroll

Hvis vi løser ligning (2.5) m.h.p \vec{i}_R -vektor får vi:

$$\vec{i}_R = \frac{1}{L_R} \cdot \vec{I}_R - \frac{L_m}{L_R} \cdot \vec{i}_S \quad (2.6)$$

Setter dette uttrykket inn for motormomentet i ligning (2.1), og får følgende uttrykk:

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t' \cdot \left(\frac{1}{L_R} \cdot \vec{I}_R \times \vec{I}_R + \frac{L_m}{L_R} \cdot \vec{i}_S \times \vec{I}_R \right) \quad (2.7)$$

Siden kryssproduktet mellom to parallelle vektorer er lik 0, står vi igjen med ligning (2.8), som er momentet i motoren, uttrykt ved statorstrømmen:

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t' \cdot \frac{L_m}{L_R} \cdot (\vec{i}_S \times \vec{I}_R) \quad (2.8)$$

Hvis vi nå substituerer $\vec{i}_S = i_{Sd} + j \cdot i_{Sq}$, får vi:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t' \cdot \frac{L_m}{L_R} \cdot (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) \times \vec{I}_R \quad (2.9)$$

Siden fluksen er rettet langs d-aksen, vil ikke d-aksekomponenten av strømmen gi noe bidrag til momentet. Dette gir oss da det endelige uttrykket for momentet, T_{em} , på motoren, som blir q-aksestrømmen multiplisert med rotorfluksen.

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t' \cdot i_{sq} \cdot I_R \quad (2.10)$$

$$\text{der } k_t' = k_t' \cdot \frac{L_m}{L_R}$$

Som vi ser av ligning (2.10), må vi altså kunne kontrollere både rotorfluks og statorstrømmens q-aksedel for å generere et ønsket moment. Vi skal i det neste underkapitlet se på hvordan vi kan styre fluksen uavhengig av q-aksestrømmen, i_{sq} .

2.1.3 Flukskontroll

Vi har nå sett på hvordan momentet kan styres v.h.a q-aksestrømmen under forutsetning av at fluksen er konstant. Vi skal nå se hvordan vi kan holde fluksen konstant, eller gi den en ønsket konstant verdi. Vi setter først ligning (2.6) inn i (2.3), og får:

$$\vec{i}_s = \left(\frac{\vec{I}_R}{L_m} + \frac{T_R}{L_m} \cdot \frac{d\vec{I}_R}{dt} \right) + j \left(\frac{T_R}{L_m} \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot \vec{I}_R \right), \quad T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (2.11)$$

der ligning (2.11) er løst m.h.p \mathbf{i}_s -vektor.

Sammenligner vi ligning (2.11) med ligning (2.12),

$$\vec{i}_s = i_{sd} + j \cdot i_{sq} \quad (2.12)$$

ser vi at realdelen blir:

$$I_R + T_R \cdot \frac{dI_R}{dt} = L_m \cdot i_{sd} \quad (2.13)$$

og den imaginære delen blir:

$$\mathbf{w}_{slip} = \frac{L_m \cdot i_{sq}}{T_R \cdot I_R} \quad (2.14)$$

Ut fra ligning (2.13) kan vi sette opp en transferfunksjon fra i_{sd} til λ_R som blir:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\frac{I_R(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{L_m}{T_R \cdot s + 1} \quad (2.15)$$

Vi ser da at fluksen i motoren er proporsjonal med \dot{i}_{sd} multiplisert med L_m , samt at vi har en tidskonstant T_R , som er rotortidskonstanten i motoren.

Ut fra det som nå er utledet, ser vi at momentet på motoren kan styres ved å endre på i_{sq} i ligning (2.10), og fluksen i motoren kan styres ved å endre på \dot{i}_{sd} i ligning (2.15). I_{sd} blir derfor gjerne kalt magnetiseringsstrøm (jfr DC-motor), mens \dot{i}_{sq} kan sammenlignes med ankerstrømmen i en DC-motor. Vi kan nå med grunnlag i det som er blitt sagt, regulere asynkronmotoren på lik måte som en fremmedmagnetisert DC-motor. Vi skal komme tilbake til regulering i senere kapitler. Vi skal nå se på sammenhengen mellom strømmer og spenninger i 3-fasesystemet og det komplekse d-q aksesystemet.

2.1.4 Koordinat transformasjon

Både strømmer og spenninger i en 3-fase AC-motor består av tre vektorer som summeres vektorielt, og vi får en resulterende vektor som beskriver det totale strøm- og spenningsbildet i motoren (se figur 1.4). Siden vi har bestemt oss for å jobbe i dq-planet, og motoren er 3-faset, må vi foreta en lineærtransformasjon for å bevege oss mellom vektorrommene. Vi skal nå vise hvordan transformasjonene kan utledes.

2.1.4.1 3-fase til a-b transformasjon

Tar utgangspunkt i følgende sammenhenger for motoren:

$$\vec{i}_s = i_{s1} + i_{s2} \cdot e^{j120^\circ} + i_{s3} \cdot e^{-j120^\circ} \quad \text{og} \quad i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0 \quad (2.16)$$

Regneregler for kompleks regning gir oss da følgende uttrykk:

$$\vec{i}_s = i_{s1} + \frac{1}{2}(-i_{s2} - i_{s3}) + j\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{s2} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s3}\right) \quad (2.17)$$

Substituerer $i_{s1} = -i_{s2} - i_{s3}$ og får:

$$\vec{i}_s = \frac{3}{2}i_{s1} + j\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{s2} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s3}\right) \quad (2.18)$$

Vi kaller realdelen av \vec{i}_s -vektor for $i_{s\alpha}$ og imaginærdelen for $i_{s\beta}$. Hvis vi setter dette opp på matriseform, får vi da:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Transformasjonsmatrisen settes lik Φ , noe som gir:

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Som vi ser, er dette matrisesystemet referert til statoraksen, siden vi bare har transformert 3-fasestrømmene over til en kompleks strøm. Siden vi har bestemt at alle uttrykk skal refereres til rf-aksen, d.v.s. et koordinatsystem som er referert til rf-aksen, må vi foreta nok en transformasjon. Det innebærer at vi må rotere de nå definerte α - β aksene med en vinkel Θ_{rf} , som er vinkelen mellom statoraksen og rotorfluksaksen. Vi skal nå se på hvordan denne rotasjonen foregår.

2.1.4.2 a-b til d-q transformasjon

Som utgangspunkt for rotasjonen bruker vi følgende figur (se figur 2.2). Tenk deg at dq-aksene er fremkommet ved å rotere $\alpha\beta$ -aksene mot klokka en vinkel på Θ_{rf} . Hvis e_1 og e_2 er standard enhets basisvektorer:

$$e_1 = (1,0)$$

$$e_2 = (0,1)$$

og u_1 og u_2 er enhetsvektorer langs de roterte aksene:

$$u_1 = (\cos(\Theta_{rf}), \sin(\Theta_{rf}))$$

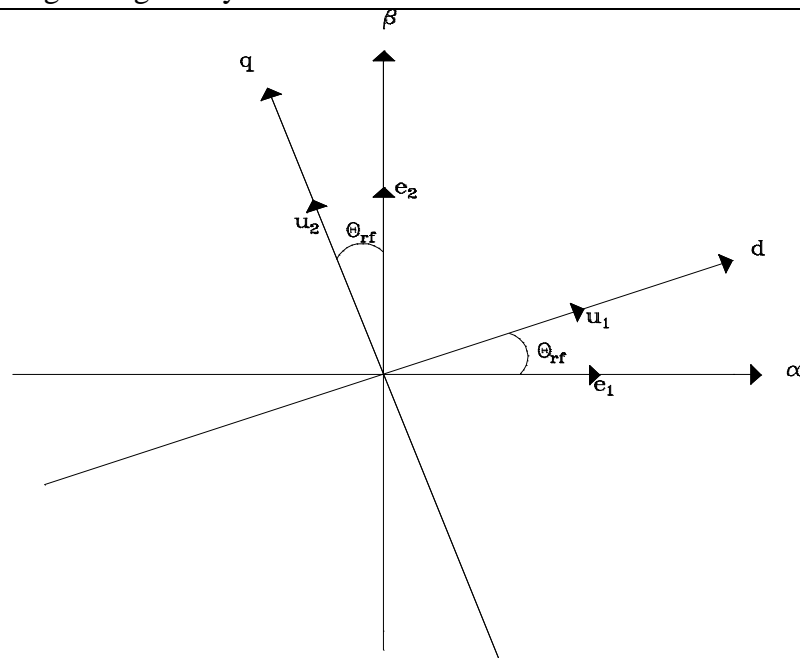
$$u_2 = (-\sin(\Theta_{rf}), \cos(\Theta_{rf}))$$

Da kan vi sette opp følgende sammenheng:

$$\mathbf{a} \cdot e_1 + \mathbf{b} \cdot e_2 = d \cdot u_1 + q \cdot u_2 \quad (2.21)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 2.2 Rotasjon av koordinatsystemer

På matriseform blir ligning (2.21):

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta_{rf}) & -\sin(\Theta_{rf}) \\ \sin(\Theta_{rf}) & \cos(\Theta_{rf}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Hvis vi nå skal rotere en strøm- eller spenningsverdi i rommet blir matrisen:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta_{rf}) & \sin(\Theta_{rf}) \\ -\sin(\Theta_{rf}) & \cos(\Theta_{rf}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Rotasjonsmatrisen settes lik \hat{A} , og vi kan skrive:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \hat{\mathcal{R}} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Vi ser her α - β aksesystemet og det nye d-q aksesystemet rotert en vinkel på Θ_{rf} grader. På kompleks form kan rotasjonen av aksesystemene skrives.

$$i_s^{ab} = i_s^{dq} \cdot e^{j\Theta_{rf}} \quad (2.25)$$

2.1.4.3 Total transformasjon



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi har nå foretatt en transformasjon fra de målte statorstrømmene (evt. spenningene) til det ønskede d-q aksesystemet. Den totale transformasjonen blir:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta_{rf}) & \sin(\Theta_{rf}) \\ -\sin(\Theta_{rf}) & \cos(\Theta_{rf}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

eller

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \mathfrak{R} \cdot \Phi \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Når vi skal regulere motoren må vi også ha muligheten til å gi referanseverdier i d-q aksesystemet, for så å beregne de tilhørende statorstrømmene (evt. spenningene). Vi må da ha den inverse transformasjonen. Som vi umiddelbart ser, er ikke \mathfrak{F} -matrisen inverterbar. Trikket vi da bruker, er at vi setter uttrykket $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$ inn i ligningssystemet (2.19), og får:

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

\mathfrak{F} -matrisen blir da inverterbar, og vi får den omvendte transformasjonen fra α - β systemet til det 3-dimensjonale systemet til å bli:

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

I ligning (2.29) har vi nå den inverterte \mathfrak{F} -matrisen. Som vi ser, trenger ikke den siste kolonnen å være med, siden den blir multiplisert med 0. Denne fjernes, og vi står igjen med den inverterte \mathfrak{F} -matrisen som vi skal benytte i beregningene.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\Phi^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Den inverterte \hat{A} -matrisen blir på følgende form:

$$\mathfrak{R}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta_{rf}) & -\sin(\Theta_{rf}) \\ \sin(\Theta_{rf}) & \cos(\Theta_{rf}) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Den totale inverstransformasjonen blir nå:

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Theta_{rf}) & -\sin(\Theta_{rf}) \\ \sin(\Theta_{rf}) & \cos(\Theta_{rf}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

eller

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} = \Phi^{-1} \cdot \mathfrak{R}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Vi har nå sett hvordan vi kan transformere strøm- og spenningsverdier mellom d-q aksesystemet og det 3-dimensjonale systemet, og tilbake. På generell form kan transformasjonene skrives:

$$\begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta_{rf}) & \cos(\Theta_{rf} - 120^\circ) & \cos(\Theta_{rf} + 120^\circ) \\ \sin(\Theta_{rf}) & \sin(\Theta_{rf} - 120^\circ) & \sin(\Theta_{rf} + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

og

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Theta_{rf}) & -\sin(\Theta_{rf}) \\ \cos(\Theta_{rf} - 120^\circ) & -\sin(\Theta_{rf} - 120^\circ) \\ \cos(\Theta_{rf} + 120^\circ) & -\sin(\Theta_{rf} + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Vi skal nå gå videre med modelleringen av motoren.

2.1.5 Statorspenningkontroll



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Siden vi har bestemt at vi skal jobbe i d-q akse-systemet må vi også få uttrykket for statorspenningen over på dq-akseform. Tar da utgangspunkt i ligningene (2.4) og (2.6). Setter (2.6) inn for (2.4), og får:

$$\vec{\mathbf{I}}_S = \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \vec{\mathbf{i}}_S + \frac{L_m}{L_R} \cdot \vec{\mathbf{I}}_R, \quad \mathbf{s} = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R} \quad (2.36)$$

der σ kalles lekkfaktoren.

Setter så ligning (2.36) inn for statorfluksen i ligning (2.2) og kommer ut med:

$$\vec{\mathbf{U}}_S = r_S \cdot \vec{\mathbf{i}}_S + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{d\vec{\mathbf{i}}_S}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \frac{d\vec{\mathbf{I}}_R}{dt} + j \cdot \mathbf{s} \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot L_S \cdot \vec{\mathbf{i}}_S + j \cdot \frac{L_m}{L_R} \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot \vec{\mathbf{I}}_R \quad (2.37)$$

Hvis vi nå bytter ut \mathbf{U}_S -vektor med $\mathbf{U}_{Sd} + j\mathbf{U}_{Sq}$, og \mathbf{i}_S -vektor med $\mathbf{i}_{Sd} + j\mathbf{i}_{Sq}$ i ligning (2.37), får vi spenningsuttrykket på d-q akseform. En d-aksedel som blir:

$$U_{Sd} = r_S \cdot i_{Sd} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \frac{dI_R}{dt} - \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} \quad (2.38)$$

og en q-aksedel som blir:

$$U_{Sq} = r_S \cdot i_{Sq} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot I_R + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sd} \quad (2.39)$$

Vi kan omskrive (2.38) og (2.39) for å få dem på tilstandsromform. For å utføre omskrivningen benyttes følgende sammenhenger, som ble utledet tidligere:

$$\frac{dI_R}{dt} = \frac{r_R}{L_R} \cdot (L_m \cdot i_{Sd} - I_R) \quad (2.40)$$

$$\mathbf{w}_{rf} = \mathbf{w}_R + \mathbf{w}_{slip}, \quad \mathbf{w}_{slip} = \frac{L_m \cdot i_{Sq}}{T_R \cdot I_R} \quad (2.41)$$

Setter ligning (2.40) inn for rotorfluksen i ligning (2.38) og får:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\begin{aligned}
 U_{Sd} &= r_S \cdot i_{Sd} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \frac{r_R}{L_R} \cdot (L_m \cdot i_{Sd} - \mathbf{l}_R) - \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} \\
 &= r_S \cdot i_{Sd} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} + \frac{L_m^2}{L_R^2} \cdot r_R \cdot i_{Sd} - \frac{L_m}{L_R^2} \cdot r_R \cdot \mathbf{l}_R - \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} \\
 &= (r_S + (\frac{L_m}{L_R})^2 \cdot r_R) \cdot i_{Sd} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} - \frac{L_m}{L_R \cdot T_R} \cdot \mathbf{l}_R - \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} \\
 &= r'_S \cdot i_{Sd} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} - \frac{L_m}{L_R \cdot T_R} \cdot \mathbf{l}_R - \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq}
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

Så setter vi ligning (2.41) inn i ligning (2.39) og får:

$$\begin{aligned}
 U_{Sq} &= r_S \cdot i_{Sq} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \cdot (\mathbf{w}_R + \frac{L_m \cdot i_{Sq}}{T_R \cdot \mathbf{l}_R}) \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sd} \\
 &= r_S \cdot i_{Sq} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} + \frac{L_m^2}{L_R^2} \cdot r_R \cdot i_{Sq} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sd} \\
 &= (r_S + (\frac{L_m}{L_R})^2 \cdot r_R) \cdot i_{Sq} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} - \frac{L_m}{L_R} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sd} \\
 &= r'_S \cdot i_{Sq} + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} - \frac{L_m}{L_R} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sd}
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

Vi kan nå sette ligningene (2.42) og (2.43) på tilstandsromform. D-akse strømmens tilstandsrommodell blir:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{Sd}}{dt} &= -\frac{r'_S}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot i_{Sd} + \frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R \cdot T_R} \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{Sd} \\
 &= -\frac{1}{T'_S} \cdot i_{Sd} + \frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R \cdot T_R} \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{Sd} \\
 &= -\frac{1}{T'_S} \cdot i_{Sd} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_m \cdot T_R} \cdot \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R} \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{Sd}, \mathbf{s} = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R} \\
 &= -\frac{1}{T'_S} \cdot i_{Sd} + \frac{1 - \mathbf{s}}{\mathbf{s} \cdot L_m \cdot T_R} \cdot \mathbf{l}_R + \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{Sq} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{Sd}
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

og q-aksestrømmens tilstandsrommodell blir:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{r'_s}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot i_{sq} - \frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{I}_R - \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sd} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{sq} \\
 &= -\frac{1}{T'_S} \cdot i_{sq} - \frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{I}_R - \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sd} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{sq} \\
 &= -\frac{1}{T'_S} \cdot i_{sq} - \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_m} \cdot \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{I}_R - \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sd} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{sq}, \mathbf{s} = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R} \\
 &= -\frac{1}{T'_S} \cdot i_{sq} - \frac{1-\mathbf{s}}{\mathbf{s} \cdot L_m} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{I}_R - \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sq} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot U_{sd}
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

$$\text{der } T'_S = \frac{\mathbf{s} \cdot L_S}{r'_s} \text{ og } r'_s = r_s + r_R \cdot \left(\frac{L_m}{L_R}\right)^2.$$

2.1.6 Beregning av rotorstrømmen

Det kan i mange tilfeller være ønskelig å ha rotorstrømmene tilgjengelig. For å beregne disse tar vi utgangspunkt i følgende uttrykk:

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + \frac{d\vec{I}_S}{dt} \tag{2.46}$$

$$\vec{I}_S = L_S \cdot \vec{i}_S + L_m \cdot \vec{i}_R \tag{2.47}$$

Disse to ligningene er referert til stator. Vi deler ligningene opp, slik at vi får dem på α - β -form. Ligningene kommer da på følgende form, etter en liten mellomregning:

$$\frac{dI_{sa}}{dt} = U_{sa} - r_s \cdot i_{sa} \tag{2.48}$$

$$\frac{dI_{sb}}{dt} = U_{sb} - r_s \cdot i_{sb} \tag{2.49}$$

$$i_{Ra} = \frac{1}{L_m} \cdot I_{sa} - \frac{L_S}{L_m} \cdot i_{sa} \tag{2.50}$$

$$i_{Ra} = \frac{1}{L_m} \cdot I_{sa} - \frac{L_S}{L_m} \cdot i_{sa} \tag{2.51}$$

Ut fra disse fire ligningene kan vi nå beregne rotorstrømmen i asynkronmotoren.

2.1.7 Blokkkjema for motoren

Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi har nå utledet alle motorligningene, og kan sette opp en tilstandrommodell for motoren. Dette er vist i ligningene (2.52) til (2.57). Ut ifra disse ligningene kan vi tegne et blokk skjema for asynkronmotoren.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sd} + \frac{1-s}{s \cdot L_m \cdot T_R} \cdot I_R + w_{rf} \cdot i_{sq} + \frac{1}{s \cdot L_s} \cdot U_{sd} \quad (2.52)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sq} - \frac{1-s}{s \cdot L_m} \cdot w_R \cdot I_R - w_{rf} \cdot i_{sd} + \frac{1}{s \cdot L_s} \cdot U_{sq} \quad (2.53)$$

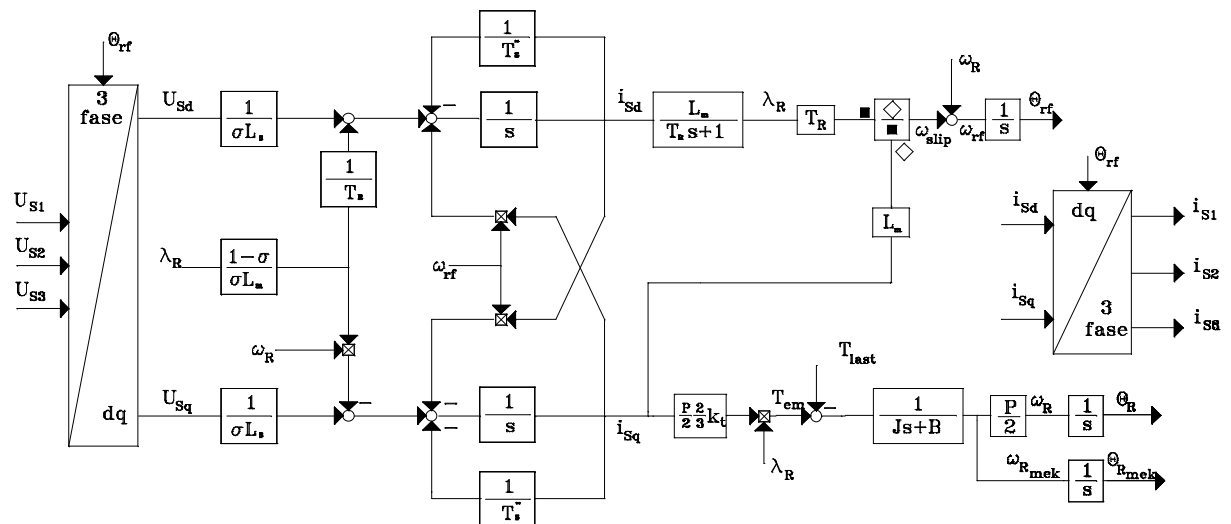
$$\frac{dI_R}{dt} = \frac{1}{T_R} \cdot (L_m \cdot i_{sd} - I_R) \quad (2.54)$$

$$\frac{d\Theta_{rf}}{dt} = w_{rf} = w_R + w_{slip} = w_R + \frac{L_m}{T_R \cdot I_R} \cdot i_{sq} \quad (2.55)$$

$$\frac{dw_R}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (T_{em} - T_L - B \cdot w_R) \quad (2.56)$$

$$\frac{d\Theta_R}{dt} = w_R \quad (2.57)$$

Blokk skjemaet for motoren blir som vist i figur 2.3. Dette blokk skjemaet skal vi i neste kapittel bruke som utgangspunkt for regulering av motoren.



Figur 2.3 Blokk skjema for asynkronmotoren

Dette blokk skjemaet skal som sagt ha som utgangspunkt for regulering, estimering og simulering av asynkronmotoren. Som vi ser er det en del mer komplisert enn blokk skjemaet vi har for en DC-motor, men vi kan kjenne igjen de vesentlige elementene som spenning til strømdynamikk og moment til turtallsdynamikk. Det nye



Feltorientert regulering av asynkronmotor

ved dette blokkskjemaet er, at det er høyst ulineært, og vi ser at fluksen i motoren inngår som en del av motorblokkskjemaet. Som det kommer frem av blokkskjemaet snakker vi om to typer turtall, et elektrisk, ω_R , og et mekanisk $\omega_{R,mek}$. Dette fordi vi kan ha flere en 2 poler i maskinen, noe som vil resultere i at disse to turtallene blir forskjellige.

2.2 Stasjonær modell av asynkronmotoren

2.2.1 Utledning av stasjonær modell

Vi har til nå sett hvordan vi kommer frem til den dynamiske modellen for asynkronmotoren. Denne er fin å bruke når vi skal regulere motoren, samt se på dynamiske forløp. Noen ganger er det også ønskelig å foreta stasjonære betraktninger for å se hvordan strømmer og spenninger blir når alle transienter har dødd ut. Vi skal nå se hvordan vi kan utlede et uttrykk for den stasjonære motormodellen. Vi tar da utgangspunkt i ligning (2.58) og (2.59) som er de generelle uttrykkene som beskriver motoren.

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + \frac{d\vec{I}_S}{dt} \quad (2.58)$$

$$0 = r_R \cdot \vec{i}_R + \frac{d\vec{I}_R}{dt} \quad (2.59)$$

Vi antar nå at fluksen i motoren er en ren sinus, uten transiente forløp. Vi har da stasjonær drift.

$$\vec{I}_S(t) = \hat{I}_S \cdot \sin(\omega_S t) \quad (2.60)$$

$$\vec{I}_R(t) = \hat{I}_R \cdot \sin(\omega_{slip} t) \quad (2.61)$$

Deriverer så ligning (2.60) og (2.61), og får:

$$\frac{d\vec{I}_S}{dt} = \omega_S \cdot \hat{I}_S \cdot \sin(\omega_S t + 90^\circ) \quad (2.62)$$

$$\frac{d\vec{I}_R}{dt} = \omega_{slip} \cdot \hat{I}_R \cdot \sin(\omega_{slip} t + 90^\circ) \quad (2.63)$$

På kompleks form kan ligningene (2.62) og (2.63) skrives:

$$\frac{d\vec{I}_S}{dt} = j\omega_S \cdot \vec{I}_S \quad (2.64)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\frac{d\vec{I}_R}{dt} = j\mathbf{w}_{slip} \cdot \vec{I}_R \quad (2.65)$$

Setter så ligningene (2.64) og (2.65) inn for h.h.v (2.58) og (2.59), som gir:

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + j\mathbf{w}_S \cdot \vec{I}_S \quad (2.66)$$

$$0 = r_R \cdot \vec{i}_R + j\mathbf{w}_{slip} \cdot \vec{I}_R \quad (2.67)$$

Vi setter så ligning (2.4) inn for (2.68), og (2.5) inn for (2.69). Vi får da:

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_S \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_m \cdot \vec{i}_R \quad (2.68)$$

$$0 = r_R \cdot \vec{i}_R + j \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot L_m \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot L_R \cdot \vec{i}_R \quad (2.69)$$

Til slutt har vi følgende sammenhenger, som ble utledet i kapittel 1.

$$L_S = L_m + L_{lS} \quad (2.70)$$

$$L_R = L_m + L_{lR} \quad (2.71)$$

Setter disse inn for h.h.v ligning (2.68) og (2.69), og får:

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_m \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_{lS} \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_m \cdot \vec{i}_R \quad (2.72)$$

$$0 = r_R \cdot \vec{i}_R + j \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot L_m \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot L_m \cdot \vec{i}_R + j \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot L_{lR} \cdot \vec{i}_R \quad (2.73)$$

Trekker sammen uttrykkene i ligning (2.72) og (2.73). Dette gir:

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_{lS} \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_m \cdot (\vec{i}_S + \vec{i}_R) \quad (2.74)$$

$$0 = r_R \cdot \vec{i}_R + j \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot L_{lR} \cdot \vec{i}_R + j \cdot \mathbf{w}_{slip} \cdot L_m \cdot (\vec{i}_S + \vec{i}_R) \quad (2.75)$$

Som vi ser roterer disse to uttrykkene med forskjellig vinkelhastighet. Vi multipliserer derfor ligning (2.75) med $\omega_S / \omega_{slip} = 1/s$, (s er slippen i motoren). Dette gir oss de endelige uttrykkene for den stasjonære modellen av asynkronmotoren.

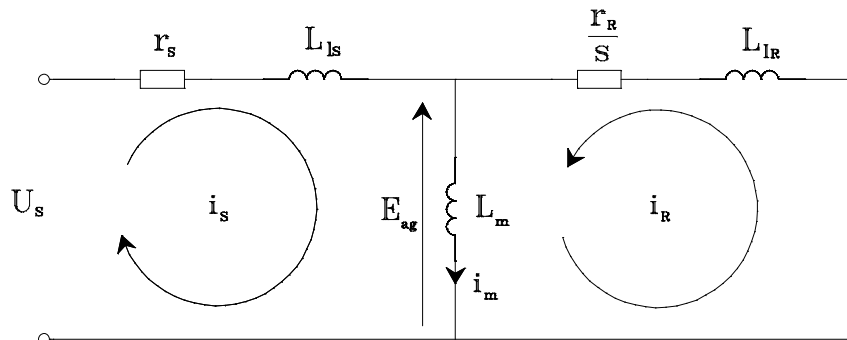
$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_{lS} \cdot \vec{i}_S + j \cdot \mathbf{w}_S \cdot L_m \cdot (\vec{i}_S + \vec{i}_R) \quad (2.76)$$

$$0 = \frac{r_R}{s} \cdot \vec{i}_R + j \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot L_{lR} \cdot \vec{i}_R + j \cdot \mathbf{w}_{rf} \cdot L_m \cdot (\vec{i}_S + \vec{i}_R) \quad (2.77)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

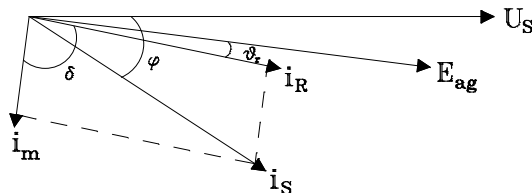
der $\vec{i}_S + \vec{i}_R = \vec{i}_m$, når strømretningen er som vist på figur 2.4. Kretsskjemaet for denne modellen blir som vist i figur 2.4.



Figur 2.4 Pr.fase diagram for stasjonær modell av asynkronmotoren

2.2.2 Stasjonære motorligninger

Vi kan ut ifra diagrammet i figur 2.4 sette opp et vektordiagram som viser de forskjellige strøm- og spenningsvektorene i motoren, samt vinklene mellom dem (se figur 2.5).



Figur 2.5 Vektordiagram for asynkronmotoren

Vinkel φ er vinkelen mellom U_s og i_s . Vinkel θ_r er vinkelen mellom E_{ag} og i_r , mens vinkel δ er vinkelen mellom i_r og i_m .

$$q_r = \arctan\left(\frac{\omega_s \cdot L_{lr}}{r_r/s}\right) \quad (2.78)$$

$$d = 90^\circ - q_r \quad (2.79)$$

Vi skal nå, med grunnlag i figur 2.4 og 2.5 sette opp ligningene for effektflyten i motoren.

$$P_{in} = 3 \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos(\mathbf{j})$$

Tilført effekt



Feltorientert regulering av asynkronmotor

- $P_S = 3 \cdot I_S^2 \cdot r_S$	Kobbertap i stator
- P_{Fe}	Jerntap
<hr/>	
$= P_{ag} = 3 \cdot E_{ag} \cdot I_R \cdot \sin(\mathbf{c}) = 3 \cdot I_R^2 \cdot \frac{r_R}{s}$	Luftgapseffekt
- $P_R = 3 \cdot I_R^2 \cdot r_R$	Kobbertap i rotor
<hr/>	
$= P_{em} = T_{em} \cdot \omega_R = 3 \cdot I_R^2 \cdot r_R \cdot \left(\frac{1-s}{s}\right)$	Elektromekanisk effekt
- P_{Fr}	Friksjonstap
<hr/>	
$= P_{avg}$	Avgitt effekt
<hr/>	

der $T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_S} = \frac{3 \cdot E_{ag} \cdot I_R \cdot \sin(\mathbf{c})}{\omega_S} = \frac{3 \cdot I_R^2 \cdot r_R}{s \cdot \omega_S}$ er det elektromekaniske momentet som motoren utvikler. Som et eksempel på sammenhengen mellom dynamisk og stasjonær analyse, er det gitt et kombinert beregningseksempel i appendiks A.7.

Neste tema blir nå regulering av asynkronmotoren.

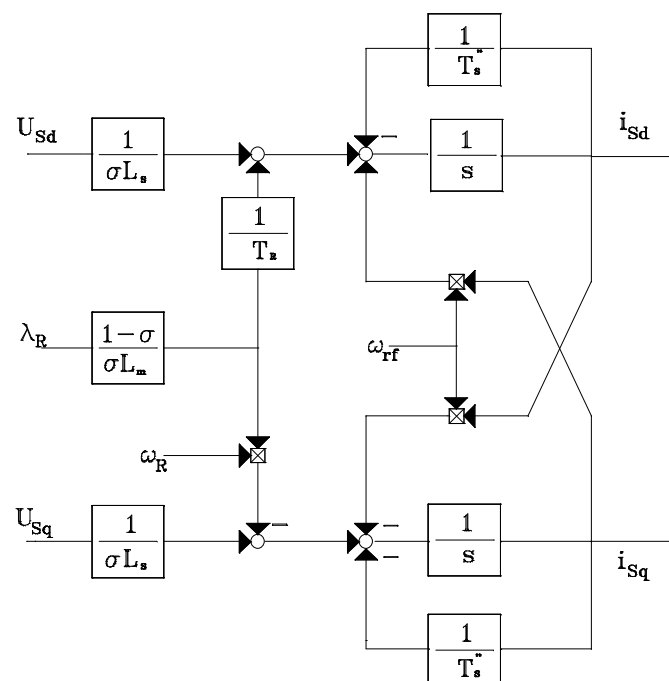
Kapittel 3

3.1 Regulering av asynkronmotoren

Vi har nå kommet frem til en matematisk modell og et blokkskjema for asynkronmotoren. I dette kapitlet skal vi se på hvordan vi med utgangspunkt i denne modellen, kan hastighets- og posisjonsregulere motoren på en best mulig måte. Som regulatorer bruker vi standard P og PI-regulatorer. Det første man må gjøre når man skal regulere en prosess, er å identifisere alle delprosessene som skal reguleres. Som vi ser fra kapittel 2, figur 2.3, har vi to strømsløyfer, en d- og en q-aksestrøm, som skal reguleres. Rotor-fluksen må reguleres, for å oppnå en stabil fluks, samt at vi har turtalls- og posisjonssløyfer som raskt skal følge en gitt referanse. Vi skal her se på alle sløyfene hver for seg, og til slutt komme frem til en total modell for den regulerede asynkronmotoren, samt regulatorparametere som er generelle for en slik motor. Vi begynner med strømsløyvene.

3.2 Strømregulering

Som utgangspunkt har vi figur 2.3. Der kan vi finne det utsnittet som representerer strøm-sløyfen, altså dynamikken fra spenning til strøm (se figur 3.1).



Figur 3.1 Strømsløyfen i asynkronmotoren

Feltorientert regulering av asynkronmotor

Før vi går inn på reguleringen av strømmene i motoren, skal vi først se på en metode som kan brukes ved regulering av strømdynamikken.

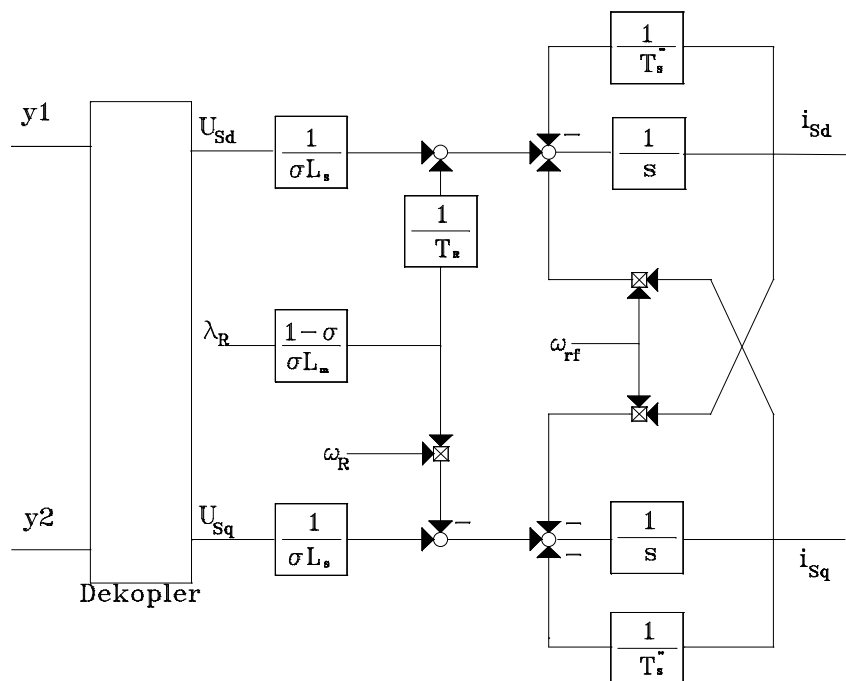
3.2.1 Dekopling

Som vi ser av figur 3.1 og av ligningene (3.1) og (3.2), er asynkronmotoren en høyst ulineær prosess, samt at vi har kopling mellom d- og q-aksene i modellen. Vi skal her se på en metode for å unngå denne uønskede koplingen. Samtidig vil vi også få fjernet ulineæriteten i strøm-sløyfene.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sd} + \frac{1-s}{s \cdot L_m \cdot T_R} \cdot I_R + w_{rf} \cdot i_{sq} + \frac{1}{s \cdot L_s} \cdot U_{sd} \quad (3.1)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sq} - \frac{1-s}{s \cdot L_m} \cdot w_R \cdot I_R - w_{rf} \cdot i_{sd} + \frac{1}{s \cdot L_s} \cdot U_{sq} \quad (3.2)$$

For å gjøre motoren tilsynelatende enklere å regulere, bygger vi oss en dekopler, som kan oppheve de uønskede koplingene mellom d- og q-aksen. Som sagt vil en dekopler kunne få strømdynamikken i motoren til å se ut som om den er en lineær prosess. Vi setter inn dekopleren foran d- og q-akse spenningen som vist i figur 3.2.

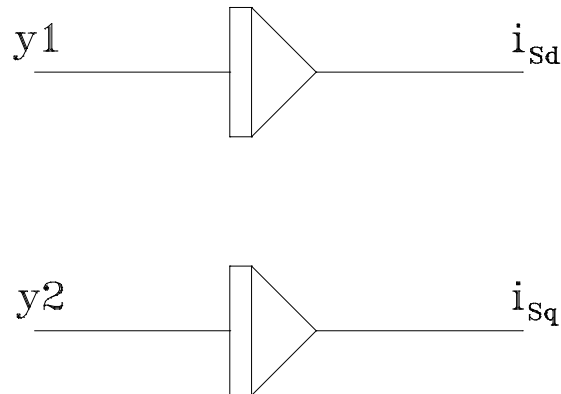


Figur 3.2 Strømsløyfe med dekopler



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Det vil være mange måter å konstruere en dekopler på, men vi velger her en som gir oss følgende sammenheng mellom \dot{z} og y etter dekoplingen (se figur 3.3). Inngangene til dekopleren blir da $y1$ og $y2$, mens utgangen fra den dekoppled prosessen blir \dot{i}_{sd} og \dot{i}_{sq} , som er de interne strømmene i motoren. Det er da ikke lenger noen kopling mellom d- og q-aksene. Dette gjør det enkelt å dimensjonere f.eks en P- eller PI-regulator for hver av delprosessene, som nå er redusert til å bli to integratorer. Vi vil da, etter reguleringen, få eksakt de d- og q-aksestrømmene vi ønsker oss.



Figur 3.3 Ønsket blokkskjema for strømsløyvene etter dekoplingen

For å oppnå den ønskede dekopleren ser vi ut ifra ligning (3.1) og (3.2) at vi må velge

$y1 = \frac{di_{sd}}{dt}$ og $y2 = \frac{di_{sq}}{dt}$. Vi vil da få at dekopleren må bli:

$$y1 = -\frac{1}{T_S''} \cdot i_{sd} + \frac{1-s}{s \cdot L_m \cdot T_R} \cdot \mathbf{I}_R + \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sq} + \frac{1}{s \cdot L_S} \cdot U_{sd} \quad (3.3)$$

$$y2 = -\frac{1}{T_S''} \cdot i_{sq} - \frac{1-s}{s \cdot L_m} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{I}_R - \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sd} + \frac{1}{s \cdot L_S} \cdot U_{sq} \quad (3.4)$$

Løser så (3.3) og (3.4) m.h.p U_{sd} og U_{sq} , og får:

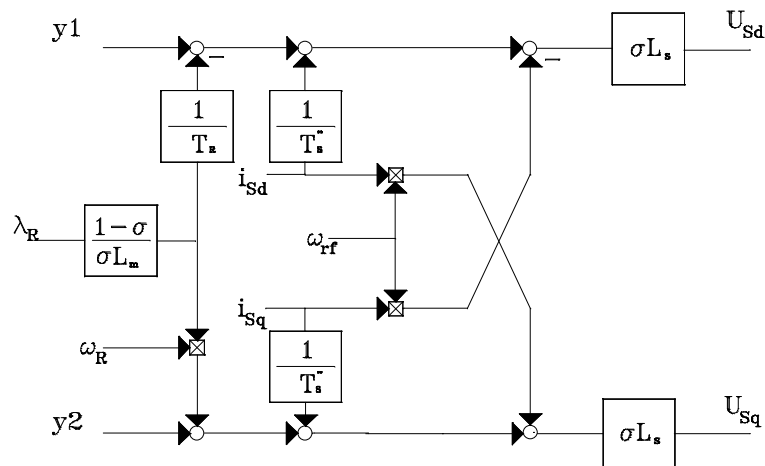
$$U_{sd} = s \cdot L_S \cdot (y1 + \frac{1}{T_S''} \cdot i_{sd} - \frac{1-s}{s \cdot L_m \cdot T_R} \cdot \mathbf{I}_R - \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sq}) \quad (3.5)$$

$$U_{sq} = s \cdot L_S \cdot (y2 + \frac{1}{T_S''} \cdot i_{sq} + \frac{1-s}{s \cdot L_m} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{I}_R + \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sd}) \quad (3.6)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi kan nå tegne opp det endelige blokkskjemaet for dekopleren vår (se figur 3.4). Inngangen til dekopleren vil være y_1 , y_2 , mens utgangene vil være U_{sd} , U_{sq} , som er pådragene til d- og q-aksespenningene. Som resultat vil vi etter dekoplingen stå igjen med den ønskede prosessen, nemlig to integratorer (jfr figur 3.3).



Figur 3.4 Fullstendig blokkskjema for dekopleren

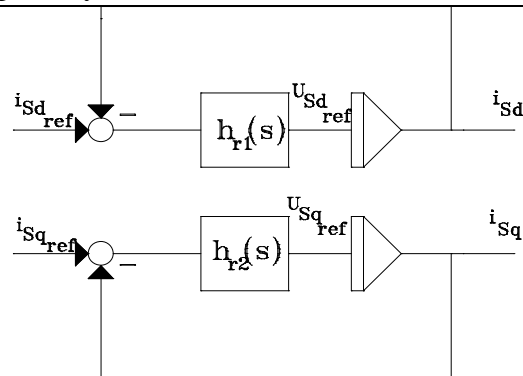
Denne dekopleren vil nå oppheve de uønskede koplingene mellom d- og q-aksene. Som vi ser trenger dekopleren turtallet, fluksen og rotasjonshastigheten til fluksen som inputverdier. De to sistnevnte verdiene kan ikke måles, og må derfor estimeres. Estimering av ikke-målbare tilstander blir tema for kapittel 4. Vi skal nå gå videre med reguleringsløyvene for strømmene.

3.2.2 Regulering

Som vi har sagt tidligere vil det nå være enkelt å regulere begge strømsløyvene. Dette kan gjøres med enten P- eller PI-regulatorer. Siden begge sløyvene består av kun en integrator, er det tilstrekkelig med en P-regulator for å oppnå en rask innsvingning på strømmen. Ønsker man andre dynamiske egenskaper kan man velge en PI-regulator. Med regulatorene innkoplet vil reguleringsløyvene få følgende blokkskjema (se figur 3.5). Som vi kan se her, må vi ha målinger av d- og q-aksestrømmene tilgjengelige i tilbakekoplingen. I og med at disse, akkurat som fluksen, er ikke-målbare størrelser, må vi også her inn med estimerte verdier. Som sagt omtales estimering i et senere kapittel.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 3.5 Reguleringsløyvene for strømmene

Hvis begge regulatorne $h_{r1}(s)$ og $h_{r2}(s)$ er P-regulatorer med forsterkninger h.h.v lik k_{pd} og k_{pq} , blir følgeforholdet for de to reguleringsløyvene:

$$M(s) = \frac{1}{T_{strøm} \cdot s + 1} \quad (3.7)$$

der $T_{strøm} = \frac{1}{k_{pd}} = \frac{1}{k_{pq}}$ blir tidskonstanten i den regulerte strømsløyven. Man ser da at

hvis man velger forsterkningen veldig stor, vil tidskonstanten gå mot 0, og vi vil få et meget raskt system. Og siden følgeforholdet er av 1.orden, vil vi heller ikke få oversving. Men ettersom et slikt reguleringsystem med stor sannsynlighet vil være et diskret system, kan man i praksis ikke velge forsterkningen altfor stor. Det vil da medføre et oscillatorisk system, siden diskrete systemer er tastet (samplet). Hvis man hadde diskretisert modellen og brukt teorien for diskrete systemer, ville fenomenet med oscillasjon ikke oppstått.

Vi har nå sett på en mulighet for dekopling og regulering av d- og q-aksestrømmene i motoren. Det finnes selvsagt også mange andre muligheter for dekopling. Beregning av de generelle uttrykkene regulatorparametrene vil bli gjort i kapittel 3.6. Det neste vi skal se på, er regulering av fluksen i motoren.

3.3 Rotorfluksregulering

Som vi husker fra kapittel 2, er momentet i motoren gitt av:

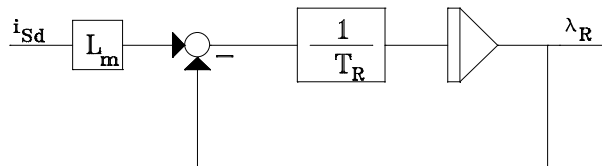
$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t \cdot I_R \cdot i_{Sq} = k_m \cdot I_R \cdot i_{Sq}, \quad k_m = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t \quad (3.8)$$

der vi kaller k_m for motorkonstanten.

Som vi ser av ligning (3.8), er momentet i motoren lineært avhengig av q-aksestrømmen hvis vi forutsetter at fluksen holdes konstant. Da vil asynkronmotoren

Feltorientert regulering av asynkronmotor

kunne operere akkurat som en DC-motor. For å kunne opprettholde en konstant fluks, må vi derfor kunne regulere på den, slik at uønskede endringer undertrykkes. Som vi ser av figur 3.6, er blokkskjemaet for rotorfluksen et 1.ordens system, og kan dermed enkelt reguleres med en PI-regulator.



Figur 3.6 Blokkskjema for rotorfluksen

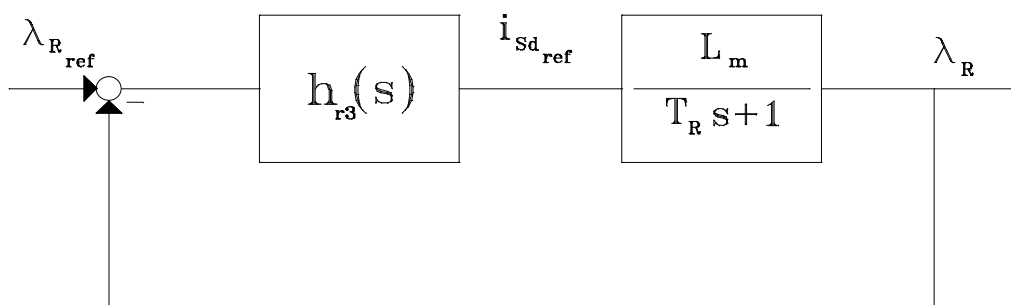
Transferfunksjonen fra i_{sd} til λ_R er gitt fra figur 3.6, og blir:

$$h_1(s) = \frac{I_R(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{L_m}{T_R \cdot s + 1} \quad (3.9)$$

Transferfunksjonen for PI-regulatoren er:

$$h_{r3}(s) = \frac{k_{pf} \cdot (T_{if} \cdot s + 1)}{T_{if} \cdot s} \quad (3.10)$$

Med regulatoren innkopleet, blir blokkskjemaet for reguleringsløyfen som vist i figur 3.7.



Figur 3.7 Reguleringsløyfe for fluksen i motoren

Vi kan nå, med utgangspunkt i ligning (3.9) og (3.10), enkelt dimensjonere PI-regulatoren. Som vi ser fra figur 3.7, er ikke utgangen av regulatoren den direkte referansen til fluksen.

Siden regulatoren sender ut et referansesignal til strømsløyfen vil vi ikke direkte kunne sette opp følgeforholdet til fluksreguleringen.

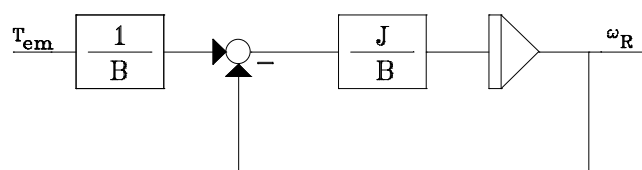
Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi skal som sagt, senere i dette kapitlet se på hvordan alle regulatorparametrene kan beregnes, men vi skal først gå gjennom alle delprosessene som skal reguleres.

Vi har nå sett hvordan fluksen i motoren kan reguleres, og skal gå over til regulering av turtallet i motoren.

3.4 Turtallsregulering

Turtallssløyfen, fra moment til turtall, for asynkronmotoren er helt lik som for DC-motoren. Dette fordi alle motorer har et treghetsmoment (J), og en dempningsfaktor (B). Turtalls-sløyfens blokkskjema er vist i figur 3.8.



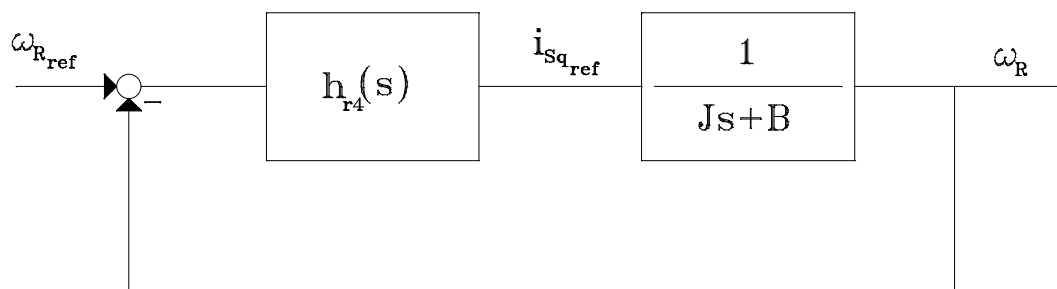
Figur 3.8 Turtallssløyfe for en asynkronmotor

Transferfunksjonen til turtallssløyfen er gitt av:

$$h_w(s) = \frac{w_R(s)}{T_{em}(s)} = \frac{1}{J \cdot s + B} = \frac{1/B}{T_{mek} \cdot s + 1} \quad (3.11)$$

der $T_{mek} = \frac{J}{B}$ er den mekaniske tidskonstanten.

Siden transferfunksjonen er identisk med den vi hadde for fluksen i motoren, kan vi også her benytte oss av en PI-regulator for å oppnå en bra dynamikk. Med regulatoren innkoblet, blir blokkskjemaet som vist i figur 3.9.



Figur 3.9 Reguleringsløyfen for turtall

Når vi har en PI-regulator med transferfunksjon som i stad:

Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$h_{r4}(s) = \frac{k_{pt} \cdot (T_{it} \cdot s + 1)}{T_{it} \cdot s} \quad (3.12)$$

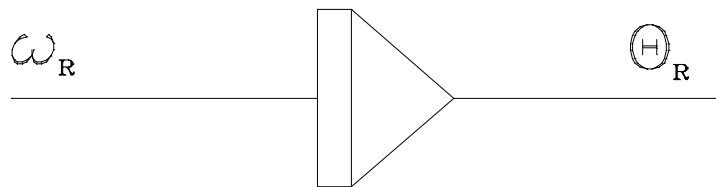
kan vi også her enkelt bestemme regulatorparametrene. Som for fluksreguleringen er heller ikke her referansen fra regulatoren den som direkte skal inn som turtallsreferanse. Av den grunn kan vi heller ikke her finne følgeforholdet i første omgang. Vi skal nå gå over til å se på posisjonsreguleringen.

3.5 Posisjonsregulering

I mange tilfeller er det ønskelig med en posisjonsregulering av motoren. Dette gjøres enklest v.h.a en P-regulator, siden det allerede er en integrator i posisjonssløyfen. P-regulatoren vil derfor kunne gi oss et stasjonært avvik lik null ved sprang i lastmomentet. Som regulator kan man også her velge en PI-regulator, om man vil oppnå andre dynamiske egenskaper. Siden posisjonen er tidsintegralet av hastigheten på motoren, vil transferfunksjonen fra turtall til posisjon være gitt av:

$$h_{\Theta}(s) = \frac{\Theta_R(s)}{\omega_R(s)} = \frac{1}{s} \quad (3.13)$$

som igjen gir følgende blokkskjema for posisjonssløyfen (se figur 3.10).



Figur 3.10 Posisjonssløyfen for asynkronmotoren

Siden overgangen fra turtall til posisjon kun er en integrator, blir reguleringen som sagt tilfredsstillende med en P-regulator. I kapittel 3.6 vil regulatorparametere for både P- og PI-regulator bli utarbeidet for posisjonssløyfen. Transferfunksjonene for regulatorne er gitt av:

$$h_{r5}(s) = k_{pp} \quad (3.14)$$

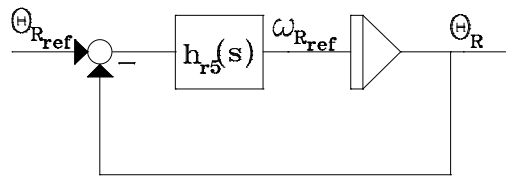
eller

$$h_{r5}(s) = \frac{k_{pp} \cdot (T_{ip} \cdot s + 1)}{T_{ip} \cdot s} \quad (3.15)$$

Blokkskjemaet for posisjonsreguleringen blir da som vist i figur 3.11. Av samme grunner som tidligere kan man ikke finne følgeforholdet direkte, for så å bestemme k_p og T_{ip} . Dette fordi utgangen fra regulatoren ikke er noen posisjonsreferanse.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



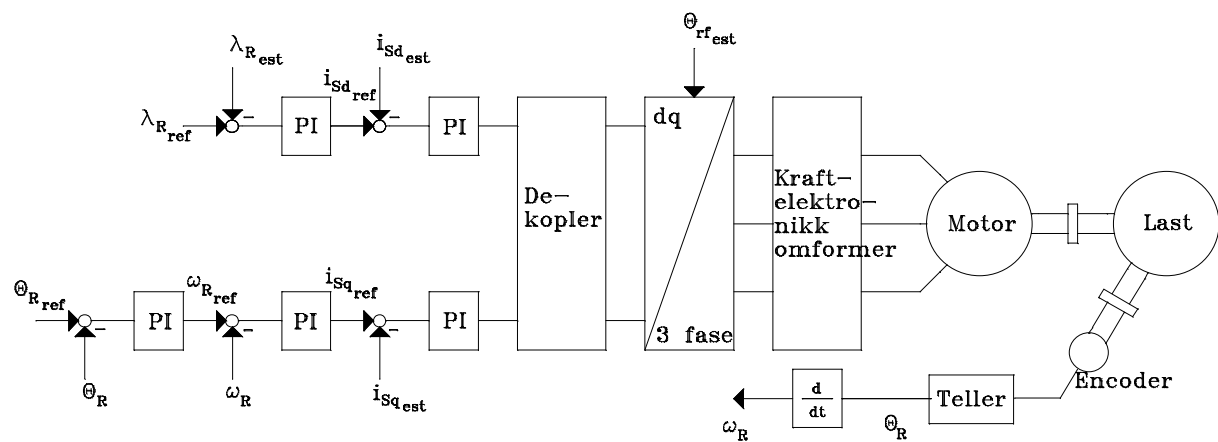
Figur 3.11 Posisjonsregulering med regulator innkoplet

Vi skal nå se nærmere på hvordan alle regulatorparametrene blir dimensjonert, og vi skal komme frem til et blokkskjema som viser det totale reguleringsystemet.

3.6 Fullstendig reguleringsystem

3.6.1 Innledning

Nå har vi sett på alle reguleringsløyvene, og hvordan de kan reguleres. Nå skal vi se på hvordan det komplette systemet vil se ut med regulatorer og dekopler, samt hvordan alle regulatorparametrene fremkommer. Vi skal også se på hvordan vi kan dimensjonere en PI-regulator for strømsløyven når vi ikke har dekopleren med i systemet. Figur 3.12 viser oss et overordnet bilde av hvordan systemet vil se ut, med regulatorer og dekopler.



Figur 3.12 Regulert asynkronmotor

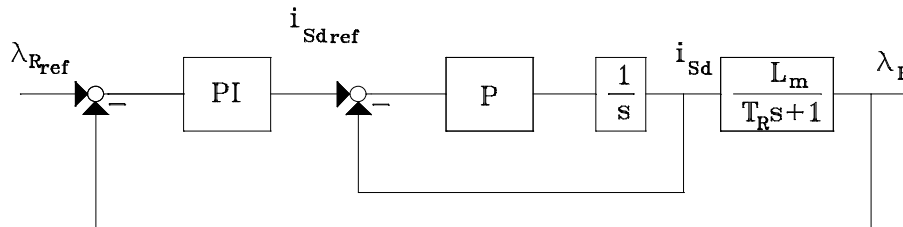
Som vi ser, vil alle tilstandsvariablene unntatt posisjon og turtall være estimerte verdier. Dette fordi variablene vanskelig eller umulig lar seg måle. Hvordan vi skaffer oss disse tilstandene uten målinger, er som sagt tema for kapittel 4.

Med utgangspunkt i det som er vist tidligere, kan vi nå sette opp et blokkskjema for den regulerede asynkronmotoren. Siden vi har med dekopleren vil motoren bli



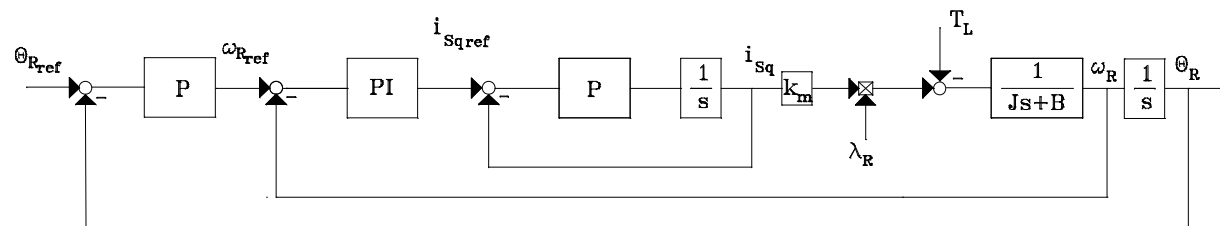
Feltorientert regulering av asynkronmotor

beskrevet v.h.a. to blokkskjemaer. Vi kan kalle det ene blokkskjemaet for «feltkretsen» (jfr DC-motor), og det andre for «motorkretsen». Blokkskjemaet for den regulerte feltkretsen blir som vist i figur 3.13. Feltkretsen består da av en strømsløyfe, og en flukssløyfe som begge må reguleres.



Figur 3.13 Blokkskjema for den regulerte feltkretsen

Blokkskjemaet for den regulerte motorkretsen blir som vist i figur 3.14. Til sammenligning med DC-motoren, har vi her i_{sq} , som kan sammenlignes med ankerstrømmen, i_a . I tillegg har vi et utviklet moment, T_{em} som gir oss turtallet på motoren. Og helt til slutt har vi posisjonen på motoren.



Figur 3.14 Blokkskjema for den regulerte motorkretsen

Figur 3.13 og 3.14 vil nå bli brukt som utgangspunkt for utarbeiding av regulatorparametrene. Men først skal vi se litt på feltsvekking, og når dette eventuelt kan brukes i asynkronmotoren.

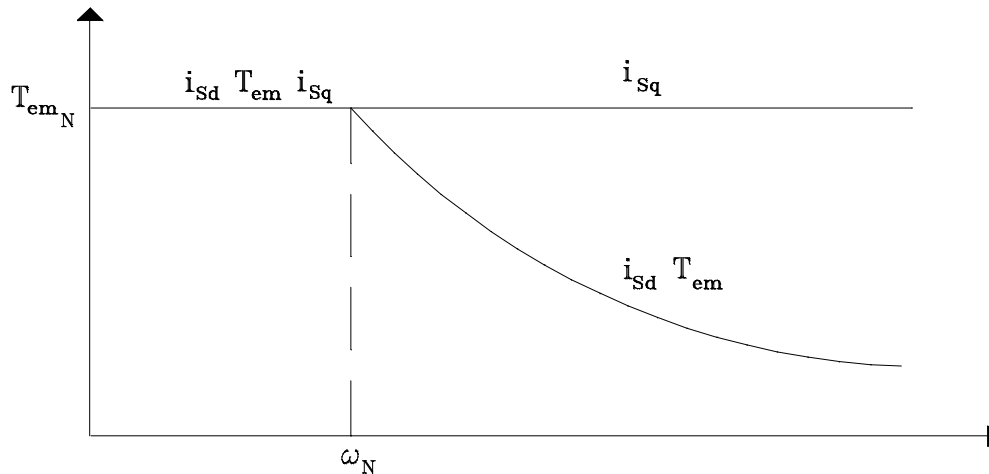
3.6.2 Feltsvekking

I enkelte tilfeller er det ønskelig at turtallet på motoren går over merketurtallet, ω_N . For at vi under slike forhold ikke skal overstige merkeeffekten på motoren, som er gitt av:

$$P_N = T_{emN} \cdot \omega_N \quad \text{der} \quad T_{emN} = k_m \cdot I_{RN} \cdot i_{SqN} \quad (3.16)$$

Feltorientert regulering av asynkronmotor

må en da redusere momentet på motoren under drift. Vi ser at om vi f.eks skal ha et turtall som er 2 ganger merketurtallet, må vi halvere momentet. I slike tilfeller er det ønskelig og opprettholde merkestrømmen, i_{sqN} , i motoren. For å redusere momentet må en da redusere fluksen i motoren. Dette fenomenet kan vises ved følgende figur.



Figur 3.15 Moment-turtalls-karakteristikk

Som vi ser av figur 3.15, og av ligning (3.17), som er den stasjonære ligningen for merkefluksen, er det i_{sd} som da må senkes, for at feltet i motoren skal senkes.

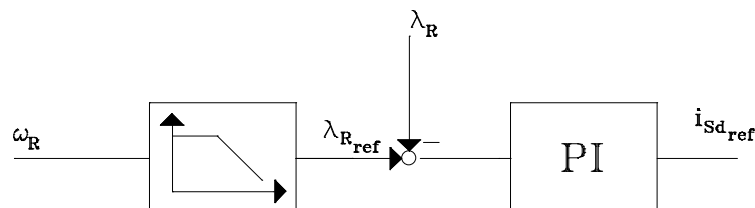
$$I_{RN} = i_{sdN} \cdot L_m \quad (3.17)$$

Hvis vi setter ligning (3.17) inn for effekten i (3.16) får vi:

$$P_N = k_m \cdot L_m \cdot i_{sdN} \cdot i_{sqN} \cdot \omega_N = K_m \cdot i_{sdN} \cdot \omega_N \quad (3.18)$$

der $K_m = k_m \cdot L_m \cdot i_{sqN}$.

Vi ser da, at hvis vi ønsker et turtall $\omega = n \cdot \omega_N$, må vi senke magnetiseringsstrømmen i_{sd} tilsvarende, $i_{sd} = i_{sdN}/n$. I praksis vil man da måtte ha en feltsvekkingskrets som til enhver tid sjekker turtallet på motoren, og beregner en ny fluksreferanse. Figur 3.16 viser hvordan dette blir gjort.



Figur 3.16 Feltsvekkingskrets

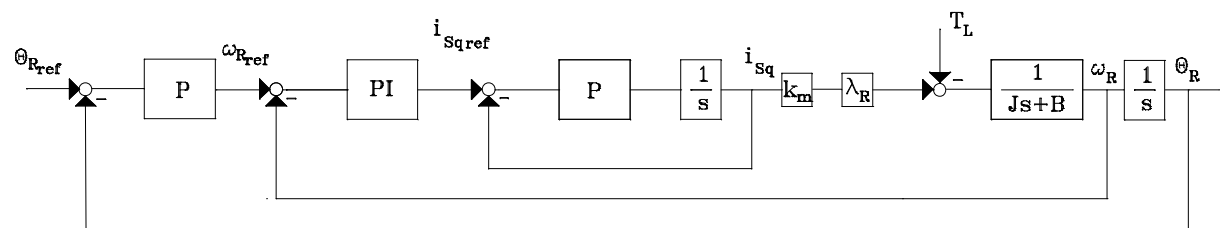


Feltorientert regulering av asynkronmotor

Som vi ser, er turtallet inputparameter, og vi kjenner igjen kurven som knekker når vi oppnår merketurtall. Ved overstigning av merketurtallet vil fluksreferansen gå ned, og vi vil ikke komme over merkeeffekten, R_N .

3.6.3 Beregning av regulatorparametere

For å beregne regulatorparametrene tar vi utgangspunkt i figur 3.13 og 3.14, men først må vi gjøre en antagelse. Som vi ser, er blokkskjemaet i figur 3.14 ulineært. Dette fordi vi har et multiplikasjonselement mellom fluks og q-aksestrøm, for å oppnå momentet. Antagelsen blir derfor at fluksen holdes konstant hele tiden, og vi kan da sette fluksen inn som et lineært element i blokkskjemaet. Vi skal være klar over at dette ikke er noen feil antagelse, siden vi har regulert fluksen til å være konstant. Den vil da holde seg på en konstant verdi hele tiden. Vi får nå et lineært blokkskjema med følgende utseende (se figur 3.17).



Figur 3.17 Lineært blokkskjema for den regulerede motoren

Nå har vi to lineære blokkskjemaer (figur 3.13 og 3.17) for den regulerede motoren, og den lineærisede motormodellen inkludert dekopler får da følgende tilstandsromform.

Feltkretsen

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ \mathbf{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{L_m}{T_R} & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ \mathbf{I}_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot y_1 \quad (3.19)$$

Motordelen

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \mathbf{w}_R \\ \Theta_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_m \cdot \mathbf{I}_{R,ref}}{J} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \mathbf{w}_R \\ \Theta_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot y_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot T_{Last} \quad (3.20)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi kan begynne å bestemme regulatorparametrene for de fem regulatorene som trengs for å posisjonsregulere asynkronmotoren. Vi begynner med feltkretsen i figur 3.13.

3.6.3.1 Regulering av feltkretsen

Vi har fra kapittel 3.2.2 at følgeforholdet for strømmen i feltkretsen er gitt av:

$$M(s) = \frac{1}{\frac{1}{k_{pd}} \cdot s + 1} \quad (3.21)$$

der k_{pd} da blir båndbredden til strømreguleringsløyfen. Vi vet at strømdynamikkens båndbredde er gitt av $\omega_b = \frac{1}{T_s}$, og vi velger oss da en passende båndbredde ω_{bd} .

Dette gir oss $k_{pd} = \omega_{bd}$. Siden strømdynamikken er i størrelsesorden 10^2 ganger raskere enn fluksdynamikken, kan vi i beregningen av fluksregulatoren se bort ifra strømsløyfen. I praksis vil dette bety at i_d vil få sin rette verdi umiddelbart etter at den har fått sin referanseverdi. Fluksen ser altså ikke endringer i feltstrømmen. Blokkskjemaet for fluksreguleringen blir da identisk med figur 3.7. Vi får da et følgeforhold for fluksreguleringen som blir:

$$M(s) = \frac{\frac{k_{pf} \cdot L_m}{T_{if} \cdot T_R} \cdot (T_{if} \cdot s + 1)}{s^2 + \frac{1}{T_R} \cdot (1 - k_{pf} \cdot L_m) \cdot s + \frac{k_{pf} \cdot L_m}{T_{if} \cdot T_R}} \quad (3.22)$$

Sammenligner denne transferfunksjonen med ligning (3.23), som er den generelle transferfunksjonen for et 2.ordens system:

$$h(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (3.23)$$

der ω_0 er båndbredden og ζ er dempningsfaktoren. Vi får da følgende regulatorparametrene:

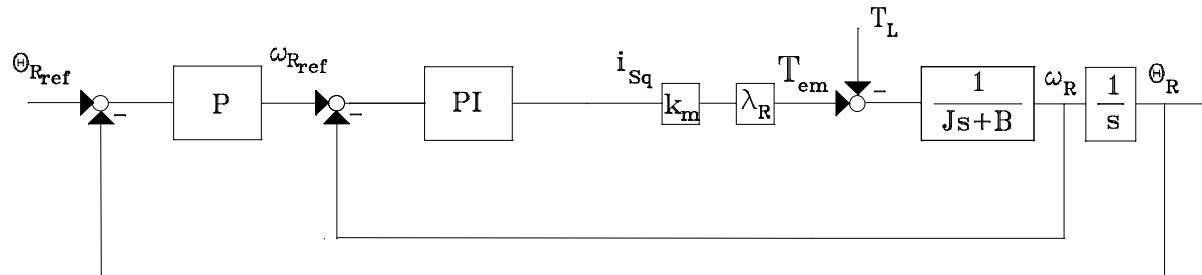
$$k_{pf} = \frac{2 \cdot \zeta \cdot T_R \cdot \omega_{bf} - 1}{L_m} \quad \text{og} \quad T_{if} = \frac{k_{pf} \cdot L_m}{\omega_{bf}^2 \cdot T_R} \quad (3.24)$$

der ω_{bf} er ønsket båndbredde for den regulerede fluksen. Vi skal nå se på beregning av regulatorparametrene for «motor-delen».

3.6.3.2 Regulering av motorkretsen

Feltorientert regulering av asynkronmotor

Som i stad, har vi også her en strømdynamikk som skal reguleres. Den er helt identisk med den vi hadde for feltkretsen, og vi velger derfor forsterkningen i denne sløyfen helt lik. Det gir $k_{pq} = \omega_{bq}$, der ω_{bq} er den ønskede båndbredden for strømdynamikken. Av samme grunner som tidligere, nemlig at strømdynamikken er veldig mye raskere enn resten av systemet, neglisjerer vi også her overgangen fra $i_{bq,ref}$ til i_{sq} . Vi står da igjen med blokkskjemaet i figur 3.18.



Figur 3.18 Blokkskjema med neglisjert strømdynamikk

Vi kan nå beregne regulatorparametrene for den indre turtallsløyfen. Når regulatoren er en PI, med transferfunksjon som gitt under kapittel 3.4, blir følgeforholdet for turtallsløyfen (se figur 3.9 for blokkskjema):

$$M(s) = \frac{\frac{k_{pt} \cdot k_m \cdot I_{R,ref}}{T_{it} \cdot J} \cdot (T_{it} \cdot s + 1)}{s^2 + \frac{1}{J} \cdot (B + k_{pt} \cdot k_m \cdot I_{R,ref}) \cdot s + \frac{k_{pt} \cdot k_m \cdot I_{R,ref}}{T_{it} \cdot J}} \quad (3.25)$$

Sammenligning med ligning (3.23) gir oss følgende regulatorparametrene for turtallsregulatoren:

$$k_{pt} = \frac{2 \cdot z \cdot w_{bt} \cdot J - B}{k_m \cdot I_{R,ref}} \quad \text{og} \quad T_{it} = \frac{k_{pt} \cdot k_m \cdot I_{R,ref}}{J \cdot w_{bt}^2} \quad (3.26)$$

der ω_{bt} er ønsket båndbredde for det regulerede turtallet, og $\lambda_{R,ref}$ er verdien på fluksreferansen.

Hvis vi også her sier at dynamikken i turtallsløyfen er raskere enn dynamikken i posisjons-sløyfen, kan vi nok en gang redusere blokkskjemaet i figur 3.18. Vi står da igjen med et blokkskjema som tilsvarende figur 3.11. Vi setter først at posisjonsregulatoren er en P-regulator. Følgeforholdet blir da:

$$M(s) = \frac{1}{T_{\Theta} \cdot s + 1} \quad \text{der} \quad T_{\Theta} = \frac{1}{w_{bp}} = \frac{1}{k_{pp}} \quad (3.27)$$

Dette gir oss forsterkningen når posisjonsregulatoren er en P-regulator:

$$k_{pp} = w_{bp} \quad (3.28)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Som et alternativ beregner vi også regulatorparametrene når posisjonsregulatoren er en PI-regulator, med transferfunksjon som vist i ligning (3.15). Følgeforholdet blir da:

$$M(s) = \frac{\frac{k_{pp}}{T_{ip}} \cdot (T_{ip} \cdot s + 1)}{s^2 + k_{pp} \cdot s + \frac{k_{pp}}{T_{ip}}} \quad (3.29)$$

Sammenligner vi denne transferfunksjonen med ligning (3.23), får vi regulatorparametrene til å bli:

$$k_{pp} = 2 \cdot \mathbf{z} \cdot \mathbf{w}_{bp} \quad \text{og} \quad T_{ip} = \frac{k_{pp}}{\mathbf{w}_{bp}^2} \quad (3.30)$$

Vi skal nå se på hvordan vi kan bestemme regulatorparametrene for strømregulatoren hvis dekopleren ikke er innkoplet.

3.6.4 Strømregulering uten dekopling

Hvis man ikke har implementert dekopleren, benytter vi følgende fremgangsmåte for å bestemme regulatorparametrene. Som strømregulator benyttes da en PI-regulator. De andre regulatorparametrene blir akkurat som før. Differensialligningene som beskriver strømsløyfen er som tidligere utledet:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sd} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_s} \cdot U_{sd} + \frac{1-\mathbf{s}}{\mathbf{s} \cdot L_m \cdot T_R} \cdot \mathbf{I}_R + \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sq} \quad (3.31)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sq} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_s} \cdot U_{sq} - \frac{1-\mathbf{s}}{\mathbf{s} \cdot L_m} \cdot \mathbf{w}_R \cdot \mathbf{I}_R - \mathbf{w}_{rf} \cdot i_{sd} \quad (3.32)$$

Ser på de to siste leddene som en forstyrrelse, og vi sitter da igjen med følgende uttrykk:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sd} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_s} \cdot U_{sd} \quad (3.33)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{T_s''} \cdot i_{sq} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_s} \cdot U_{sq} \quad (3.34)$$

Siden begge uttrykkene er like, dimensjonerer vi en PI-regulator for den ene. Transferfunksjon for ligning (3.33) blir:

Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$h_p(s) = \frac{i_{sd}(s)}{U_{sd}(s)} = \frac{\frac{1}{r_s'}}{T_s'' \cdot s + 1} \quad (3.35)$$

Transferfunksjonen til PI-regulatoren i strømsløyfen er som før:

$$h_{r1}(s) = \frac{k_{pd} \cdot (T_{id} \cdot s + 1)}{T_{id} \cdot s} \quad (3.36)$$

Dette gir oss følgeforholdet:

$$M(s) = \frac{\frac{k_{pd}}{r_s' \cdot T_{id} \cdot T_s''} \cdot (T_{id} \cdot s + 1)}{s^2 + \frac{1}{T_s''} \cdot (1 + \frac{k_{pd}}{r_s'}) \cdot s + \frac{k_{pd}}{r_s' \cdot T_{id} \cdot T_s''}} \quad (3.37)$$

Sammenligner ligning (3.37) med ligning (3.23), og får følgende regulatorparametere:

$$k_{pd} = k_{pq} = (2 \cdot \mathbf{z} \cdot \mathbf{w}_{bd} \cdot T_s'' - 1) \cdot r_s' \quad \text{og} \quad T_{id} = T_{iq} = \frac{k_{pd}}{\mathbf{s} \cdot L_s \cdot \mathbf{w}_{bd}^2} \quad (3.38)$$

Vi kan også her sette opp den lineæriserte motormodellen på tilstandsromform, men nå uten dekopleren. Vi får da:

Feltkretsen

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \mathbf{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s''} & 0 \\ \frac{L_m}{T_R} & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \mathbf{I}_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{sd} \quad (3.39)$$

Motordelen

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ \mathbf{w}_R \\ \Theta_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s''} & 0 & 0 \\ \frac{k_m \cdot \mathbf{I}_{R,ref}}{J} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sq} \\ \mathbf{w}_R \\ \Theta_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{sq} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot T_{Last} \quad (3.40)$$

Vi har nå alle regulatorparametrene som trengs for å posisjonsregulere en asynkronmotor. Alle regulatorparametrene er gjengitt i appendiks A.3. I dette kapitlet har vi brukt standard P- og PI-regulatorer, men det er ingen ting i veien for å regulere



Feltorientert regulering av asynkronmotor

motoren på andre måter. Eksempler på andre metoder som kan benyttes ved regulering er f.eks tilstandstilbakekopling og optimalregulering.

3.6.5 Valg av båndbredder

Når vi skal velge båndbreddene til de forskjellige reguleringsløyferne er det viktig at de ikke velges like store. Hvis vi først ser på «feltekretsen», bør man velge båndbredden slik at forholdet ω_{bd}/ω_{bf} ikke blir mindre enn 3. Det vil si at den regulerede strømdynamikken bør være minst 3 ganger raskere enn den regulerede flukssløyfen. For «motordelen» gjelder også dette forholdet mellom h.h.v strøm og turtall, samt turtall og posisjon.

Vi skal nå gå over til å se på estimeringsdelen.

Kapittel 4

4.1 Estimering

I en del prosesser er det mange ganger vanskelig, eller umulig, og kanskje også uønskelig å måle visse variable. Vi må da benytte oss av estimatorer som «on-line» kan beregne de ønskede verdiene. Det finnes to typer estimatorer, tilstandsestimatorer og parameter-estimatorer. Vi skal i forbindelse med asynkronmotoren ta for oss begge typene, og se hvordan disse kan brukes.

4.1.1 Tilstandsestimering

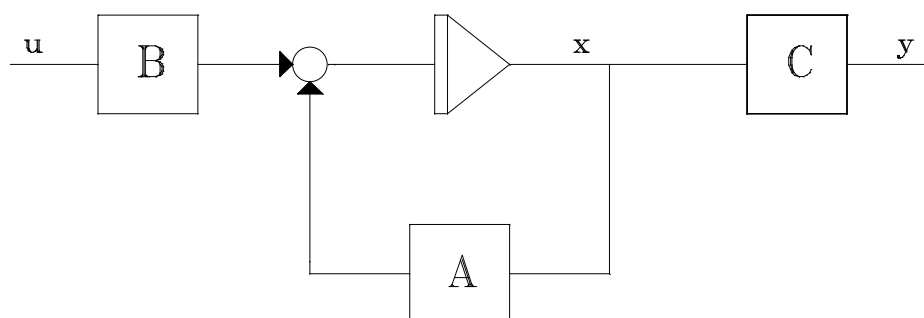
La oss ta et eksempel med en stående pendel. Hvis et slik system skal reguleres, er vi avhengig av både posisjonen, hastigheten og akselerasjonen til pendelen. Posisjonen vil la seg måle, men det vil være en vanskeligere oppgave å måle hastigheten og akselerasjonen til pendelen. Løsningen vil da være en tilstandsestimator som estimerer den aktuelle hastigheten og akselerasjonen ut ifra den posisjonsmålingen som er tilgjengelig.

Eller tenk deg at du har en motordrift der du ikke kjenner lastmomentet, det kan da være fint å kunne estimere denne tilstanden. Denne type estimator kalles altså tilstandsestimator.

For å kunne foreta en tilstandsestimering må man ha en brukbar matematisk modell av den aktuelle prosessen. Generelt kan man sette opp en prosess på følgende tilstandsromform:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x\end{aligned}\tag{4.1}$$

der **A**, **B** og **C** er h.h.v systemmatrise, pådragsmatrise og målematrise. På blokkskjemaform ser denne prosessen ut som vist i figur 4.1.



Figur 4.1 Blokkskjema for en generell prosess

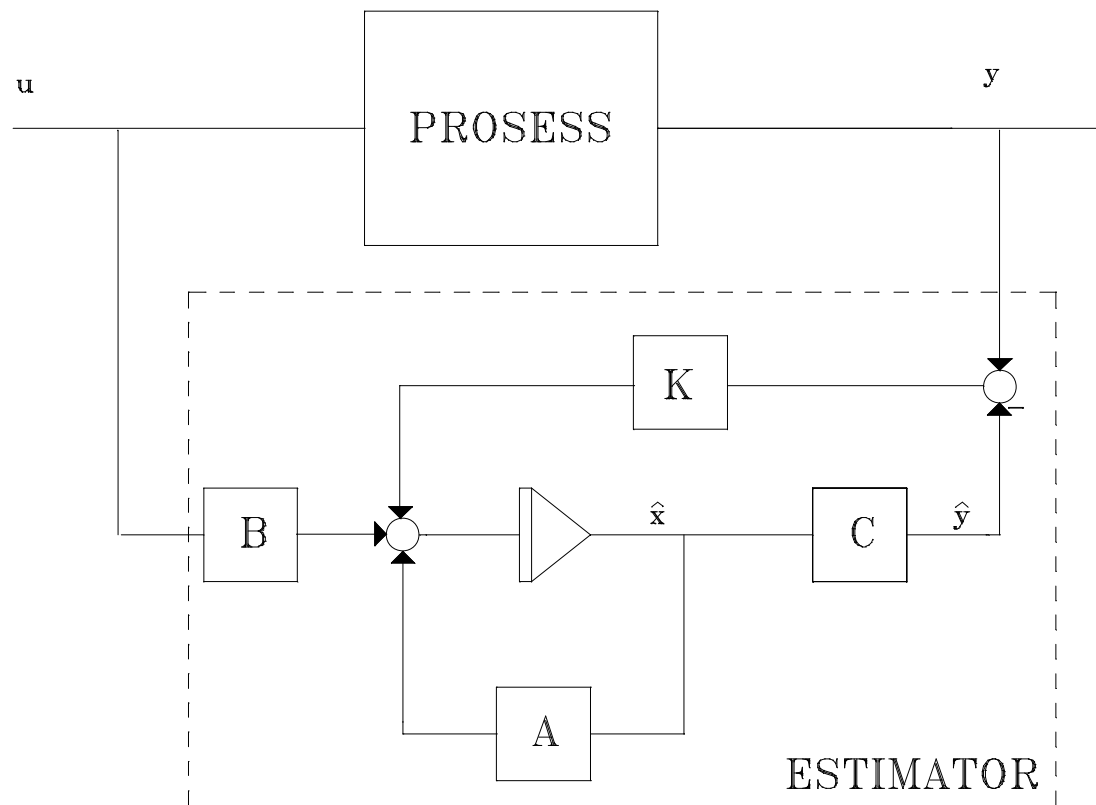
Feltorientert regulering av asynkronmotor

Man tenker seg, som vi ser av figur 4.2, at det blir bygget en kopi av den reelle prosessen i form av et dataprogram. Den programmerte prosessen kjøres da parallelt med den virkelige prosessen, og vi får estimert de ønskede tilstandene, \hat{x} . For at estimatene skal bli bra, er det mange ganger nødvendig med en tilbakekoplingsmatrise \mathbf{K} , som oppdaterer estimatene ved eventuelle avvik. Tilstandsrommodellen for estimatoren blir da på følgende form:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A \cdot \hat{x} + B \cdot u + K \cdot (y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C \cdot \hat{x}\end{aligned}\quad (4.2)$$

der \hat{y} og \hat{x} er estimatene for y og x , og \mathbf{K} er tilbakekoplingsmatrisen.

Dette gir oss en modell med prosess og estimator som blir:



Figur 4.2 *Prosess og estimator*

Det som er viktig med estimatoren, er at estimatene raskt svinger seg inn til en riktig stasjonærverdi. Hvor raskt estimatene svinger seg inn til den riktige verdien kan beregnes ved å se på estimeringsavviket, som er gitt av:

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (4.3)$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Ved å sette ligning (4.1) og (4.2) inn for (4.3), får vi følgende uttrykk for estimeringsavviket:

$$\tilde{\hat{x}} = (A - K \cdot C) \cdot \tilde{x} \quad (4.4)$$

der er \tilde{x} estimeringsavviket, og egenverdiene til $(A - K \cdot C)$ sier oss hvor raskt dette avviket går mot null. Man kan bestemme K -matrisen, slik at estimeringsavviket går rask mot null. Det er vanlig og velge polene til $(A - K \cdot C)$ ca. 5 ganger raskere enn prosessens poler. Dette gjøres f.eks ved polplasseringsdesign eller Kalmanfilterdesign. For noen estimatore er det også utarbeidet en generell K -matrise som alltid skal være optimal. Vi skal etterhvert se på en slik K -matrise.

4.1.2 Parameterestimering

Tenk deg at du kjører et fly. Parametrene i den matematiske modellen for flyet vil endre seg under forskjellige hastigheter og flyforhold. For at regulatoren som styrer autopiloten i flyet skal virke tilfredsstillende, er det viktig at regulatorparametrene til en hver tid er stilt riktig, slik at de dynamiske egenskapene til reguleringsystemet er bra. Men som vi sa, forandrer prosessparametrene seg, og det er i slike situasjoner gunstig med en parameterestimator som hele tiden beregner de rette prosessparametrene. Regulatoren vil da hele tiden bli oppdatert med de beste regulatorparametrene. Vi har her å gjøre med en parameterestimator. Vi skal etterhvert se på en metode for parameterestimering. Metoden kalles minste kvadraters metode (MKM).

4.1.3 Asynkronmotoren

Hva kan så disse teknikkene benyttes til i asynkronmotoren. Som vi tidligere har vært inne på, er vi veldig avhengige av å kjenne rotorfluksen, rotorfluksvinkelen, samt d- og q-akse-strømmene i motoren for å kunne regulere dem. Men som sagt, er det ikke så lett å måle disse tilstandene, og vi er derfor nødt til å estimere dem. Vi skal derfor se på et par modeller for estimering av disse tilstandene.

I tillegg skal vi også ta for oss metoder for estimering av turtallet på motoren. Det kan mange ganger være ønskelig å ha en hastighetsregulert motor uten turtallsmåling. Motorparametrene er ikke lett tilgjengelig i en asynkronmotor, og de er heller ikke lette å måle. Det siste temaet blir derfor estimering av motorparametere (R_S, L_S, R_R, L_R, L_m , o.s.v). Vi skal først se nærmere på tilstandsestimering i asynkronmotoren.

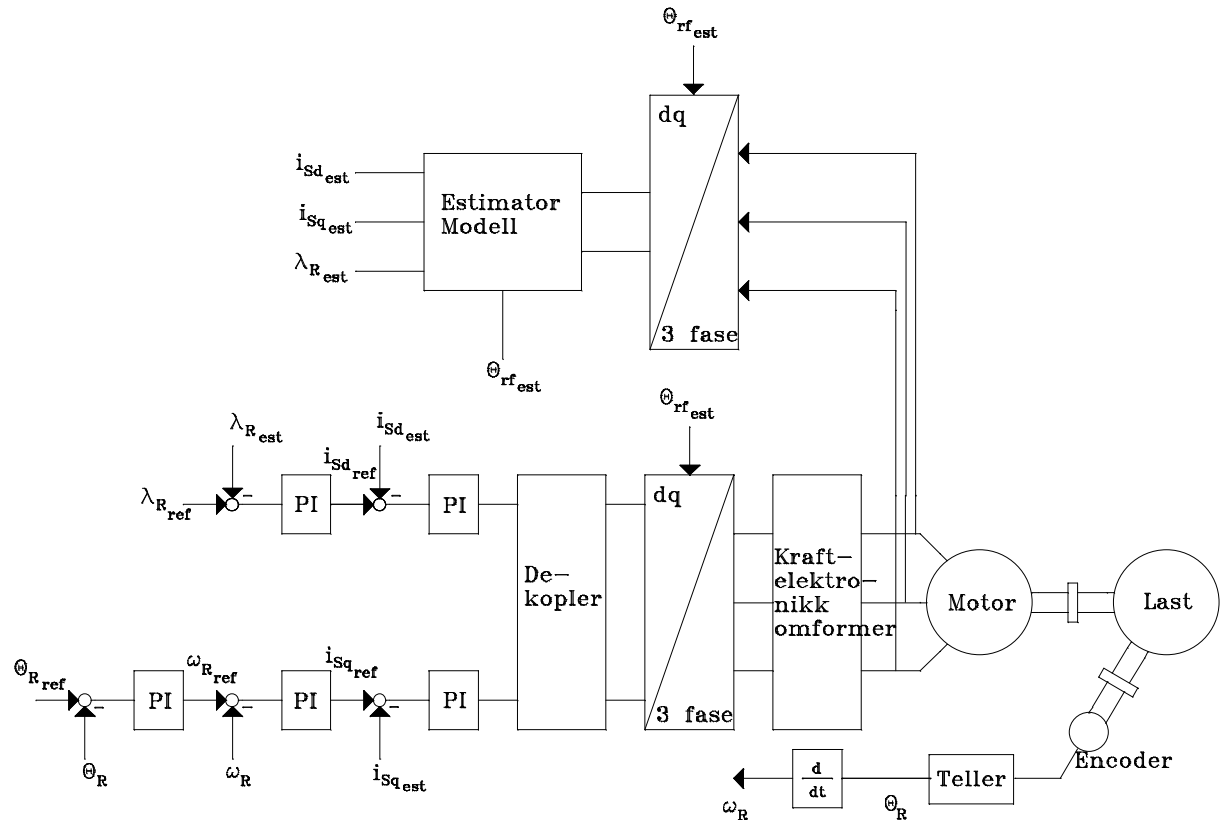
4.2 Estimering av tilstandsvariable

I en regulert prosess trenger man som kjent tilbakekopling fra de tilstandene man vil regulere på. Som vi har sett under kapittel 3, om regulering, hadde vi en tilbakekopling fra fluksen, d- og q-aksestrømmene, turtallet og posisjonen. Av disse er det bare turtall og posisjon som direkte kan måles. De andre variablene må derfor estimeres. De tilstandene som må estimeres i en asynkronmotor er derfor:

Feltorientert regulering av asynkronmotor

- fluksen, λ_R
- fluksvinkelen, Θ_{rf}
- d-aksestrøm, i_{sd}
- q-aksestrøm, i_{sq}

Når vi nå setter estimatoren inn i systemet som den siste byggeklossen, får vi et det komplette reguleringsystemet for asynkronmotoren (se figur 4.3).



Figur 4.3 *Komplett reguleringsystem med estimator*

Som vi ser av figur 4.3 har vi nå et komplett system for regulering av asynkronmotoren. Alle tilstandsvariablene er nå tilgjengelige i tilbakekoplingen, som estimerte og målte verdier. Denne figuren sier ingenting om hvordan estimatoren ser ut, men viser hvordan et slik reguleringsystem kan realiseres. Estimatoremodeller og metoder for estimering blir derfor neste tema. Vi skal ta for oss to typer estimatoremodeller.



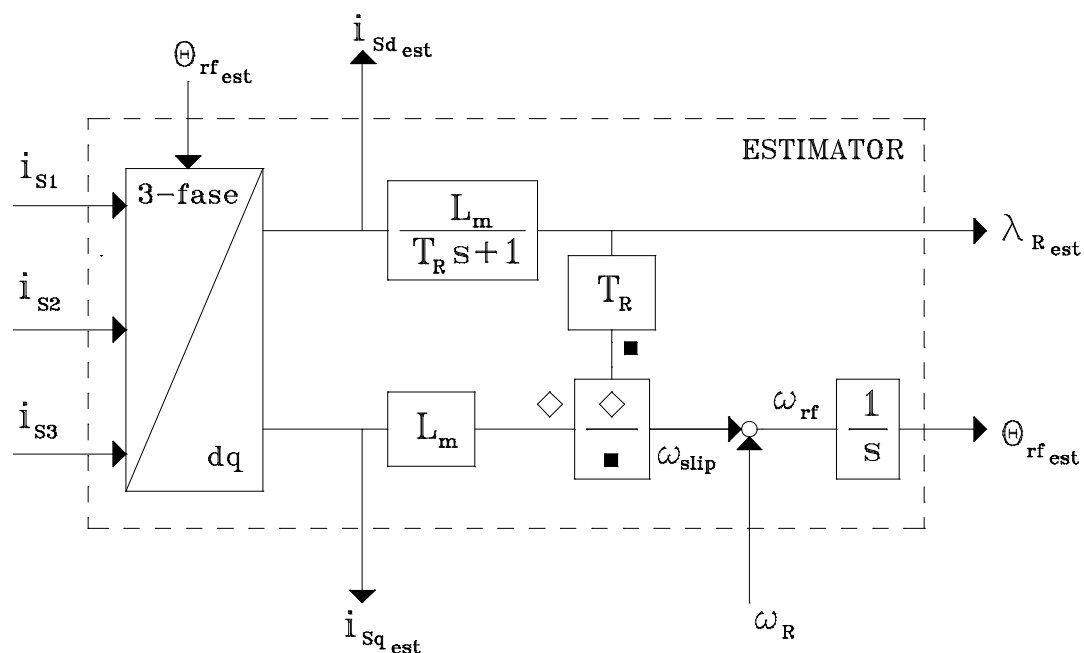
4.2.1 Modell 1

Den første estimatormodellen vi skal se på, er ulineær, men meget enkel og bra. Som utgangspunkt for oppbygning av denne modellen har vi i ligningene (4.5) og (4.6), som ble utledet i kapittel 2.1.3.

$$\frac{d\mathbf{I}_R}{dt} = \frac{r_R}{L_R} \cdot (L_m \cdot \mathbf{i}_{Sd} - \mathbf{I}_R) \quad \text{der} \quad \frac{L_R}{r_R} = T_R \quad (4.5)$$

$$\mathbf{w}_{rf} = \mathbf{w}_R + \mathbf{w}_{slip} \quad \text{der} \quad \mathbf{w}_{slip} = \frac{L_m \cdot \mathbf{i}_{Sq}}{T_R \cdot \mathbf{I}_R} \quad (4.6)$$

samt transformasjonsmatrisene fra 3-fase til dq-aksene, som også ble utledet i kapittel 2. Disse ligningene gir oss følgende blokkskjema for estimatoren (se figur 4.4).



Figur 4.4 Blokkskjema for estimatormodell 1

Denne modellen er også kalt strømmodellen. Dette fordi den benytter motorens fasestrømmer som utgangspunkt for estimeringen av tilstandsvariablene. Fordelen med denne modellen er som sagt at den er enkel. Dette gjør at den ikke er så følsom for modellfeil. D.v.s hvis f.eks T_R som brukes i modellen ikke stemmer helt overens med den virkelige verdien, vil ikke dette ha noen stor betydning for estimatene våre. Som vi ser, er alle de ønskelige estimatene tilgjengelige som utganger fra estimatoren. Vi skal i kapittel 5 gå inn på testing og simulering av modellen.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

4.2.2 Modell 2

Den neste modellen vi skal se på, er en litt større modell, som igjen fører til at den er mer følsom for modellfeil. Denne modellen er en statorreferert estimatormodell. Som utgangspunkt for utledning av denne modellen har vi følgende ligninger:

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + \frac{d\vec{l}_S}{dt} \quad (4.7)$$

$$0 = r_R \cdot \vec{i}_R + \frac{d\vec{l}_R}{dt} - j \cdot \omega_R \cdot \vec{l}_R \quad (4.8)$$

Ut ifra ligning (2.4) og (2.5) i kapittel 2, kan vi finne følgende sammenheng for stator- og rotorstrømmene:

$$\vec{i}_S = \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} \cdot \vec{l}_S - \frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} \cdot \vec{l}_R \quad (4.9)$$

$$\vec{i}_R = \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_R} \cdot \vec{l}_R - \frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} \cdot \vec{l}_S \quad (4.10)$$

Setter så ligning (4.9) inn for (4.7) og ligning (4.10) inn for (4.8). Deler samtidig opp vektoruttrykkene i en α -komponent, og en β -komponent. Vi får da følgende tilstandsrom-modell.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{l}_{Sa} \\ \mathbf{l}_{Sb} \\ \mathbf{l}_{Ra} \\ \mathbf{l}_{Rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_S}{\mathbf{s} \cdot L_S} & 0 & \frac{r_S \cdot L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} & 0 \\ 0 & -\frac{r_S}{\mathbf{s} \cdot L_S} & 0 & \frac{r_S \cdot L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} \\ \frac{r_R \cdot L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} & 0 & -\frac{r_R}{\mathbf{s} \cdot L_R} & -\omega_R \\ 0 & \frac{r_R \cdot L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} & \omega_R & -\frac{r_R}{\mathbf{s} \cdot L_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{l}_{Sa} \\ \mathbf{l}_{Sb} \\ \mathbf{l}_{Ra} \\ \mathbf{l}_{Rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{Sa} \\ U_{Sb} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{l}_{Sa} \\ \mathbf{l}_{Sb} \\ \mathbf{l}_{Ra} \\ \mathbf{l}_{Rb} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

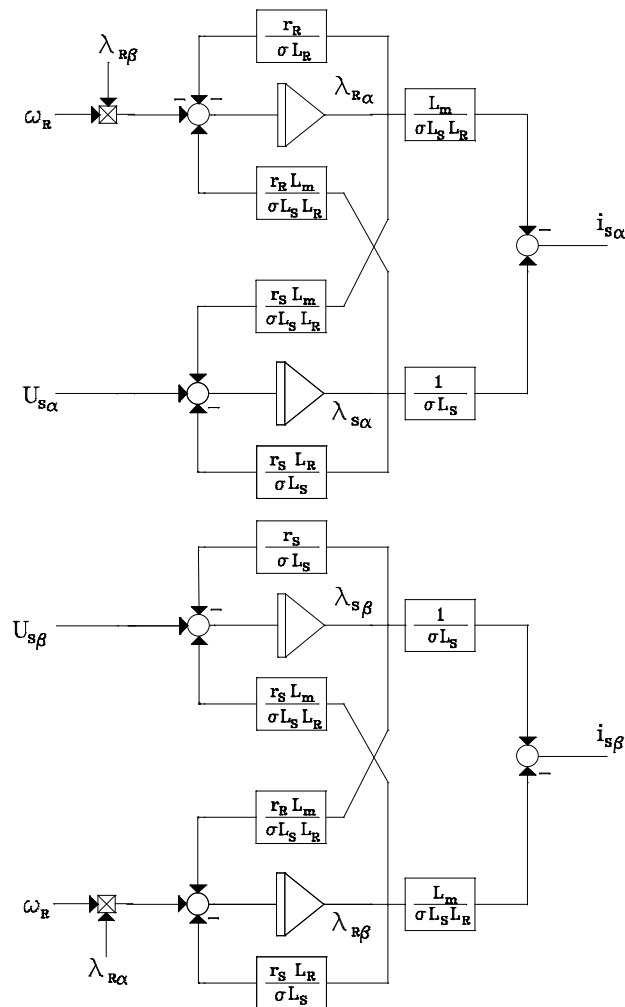
Som vi ser, er disse ligningene referert til $\alpha\beta$ -aksene, noe som gjør at vi ikke direkte kan få ut verdien av fluksen, λ_R , og fluksvinkelen, Θ_{rf} . Beregning av fluks og fluksvinkel skjer da på følgende måte.

Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$I_R = \sqrt{I_{Ra}^2 + I_{Rb}^2} \quad (4.12)$$

$$\Theta_{if} = \arctan\left(\frac{I_{Rb}}{I_{Ra}}\right) \quad (4.13)$$

Blokkskjemaet for denne modellen blir som vist i figur 4.5.



Figur 4.5 Blokkskjema for estimatormodell 2

Ved implementasjon av den estimatormodellen bruker man tilbakekoplingsmatrisen \mathbf{K} . Som vi ser av ligning (4.11) er denne estimatormodellen tidsvariant, noe som gjør at beregning av \mathbf{K} -matrisen ikke er noen enkel sak. Man må derfor prøve og finne en som vil fungere bra i de fleste tilfeller. \mathbf{K} -matrisen man her bruker, ble beregnet av Zägelein til å bli:

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \\ k_3 & -k_4 \\ k_4 & k_3 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

der $k_1 = 0.8$, $k_2 = 0.5 \text{ sign}(\omega_R)$, $k_3 = -0.8$, $k_4 = 0.5 \text{ sign}(\omega_R)$.

Kriteriet for beregning av \mathbf{K} -matrisen var at estimatoren skulle være minst mulig følsom overfor variasjon i motorparametrene.

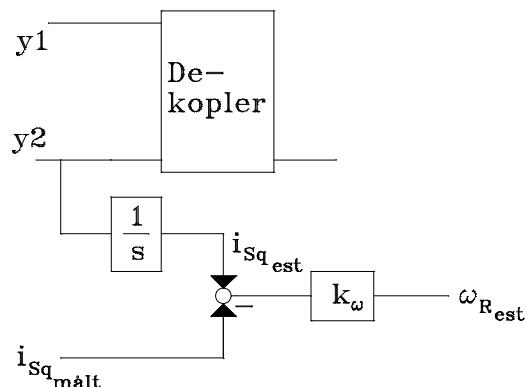
Vi har nå sett to metoder for estimering av ikke-målbare tilstander. Det finnes en rekke andre modeller, av mer eller mindre komplisert karakter. Begge modellene som her er vist, tar for seg det viktigste om estimatorer. Vi skal nå gå over til å se på hvordan turtallet i en asynkronmotor kan estimeres.

4.3 Turtallsestimering i asynkromotoren

Som sagt er det mange ganger ønskelig med en turtallsregulert motor uten bruk av sensorer for hastighetsmåling. Dette gjør at hele reguleringssystemet bare blir bestående av en motor, samt en sort boks med styreprogrammer. Vi skal her se på et par metoder for estimering av turtallet i asynkromotoren. Den første metoden vi skal se på, er en metode utviklet av Lars A. Aga gjennom sitt doktorgradsstudium.

4.3.1 Aga's metode

Denne metoden krever at vi har dekopleren med i reguleringssystemet. Som vi husker ble strømdynamikken omgjort til kun å bli en integrator når vi hadde dekopleren med i systemet. Vi bygger oss derfor en estimator som kun via en integrator estimerer q-aksestrømmen i motoren. Vi trenger kun å estimere q-aksestrømmen, fordi det er denne som har innvirkning på turtallet. Dette kan vises med følgende figur:



Figur 4.6 Aga's metode for estimering av turtall



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Som vi ser, sammenligner vi den estimerte strømmen med den «målte» strømmen, som jo også er estimert. Avviket mellom disse strømmene forsterkes med en konstant k_ω , og utgangen resulterer i det estimerte turtallet. Som vi skjønner ut ifra figuren må det hele tiden være et avvik mellom den estimerte og den «målte» strømmen, for at estimatet ikke skal bli null. Dette fører til at det estimerte turtallet vil svinge rundt verdien til det eksakte turtallet. Denne estimatoren er ganske følsom for modellfeil.

4.3.2 To-modell metoden

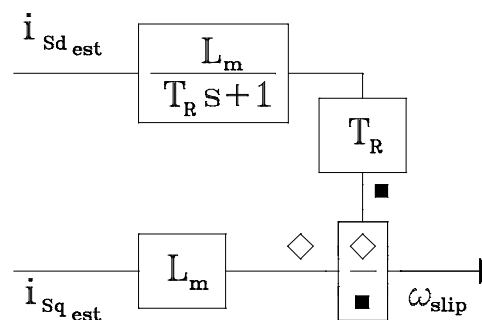
Denne metoden tar utgangspunkt i to estimatormodeller, som estimerer hver sin tilstand. Den ene estimatoren estimerer ω_{slip} , mens den andre modellen estimerer ω_{rf} . Vi kan da få det ønskede turtallet ved å bruke sammenhengen:

$$\omega_R = \omega_{rf} - \omega_{slip} \quad (4.15)$$

Vi skal se på de to modellene hver for seg, og til slutt kople de sammen til en komplett turtallsestimator.

4.3.2.1 Modell 1

Vi skal først se på den modellen som estimerer ω_{slip} . Denne modellen tar utgangspunkt i akkurat de samme ligningene som Modell 1 for tilstandsestimering. Blokkskjemaet blir nesten identisk som figur 4.4.



Figur 4.7 Estimatormodell for ω_{slip}

Som vi ser, er denne estimatoren helt lik den vi hadde for tilstandsestimering, men vi har her ikke tatt med overgangen fra 3-fasestrømmer til dq-strømmer. Siden vi her har d- og q-aksestrømmene, ser vi at denne modellen er referert til dq-aksesystemet. Vi skal se at den neste modellen som estimerer ω_{rf} er referert til $\alpha\beta$ -aksesystemet.

Feltorientert regulering av asynkronmotor

4.3.2.2 Modell 2

Utgangspunktet for utledning av ligningen som beskriver denne modellen er:

$$\vec{U}_S = r_S \cdot \vec{i}_S + \frac{d\vec{I}_S}{dt} \quad (4.16)$$

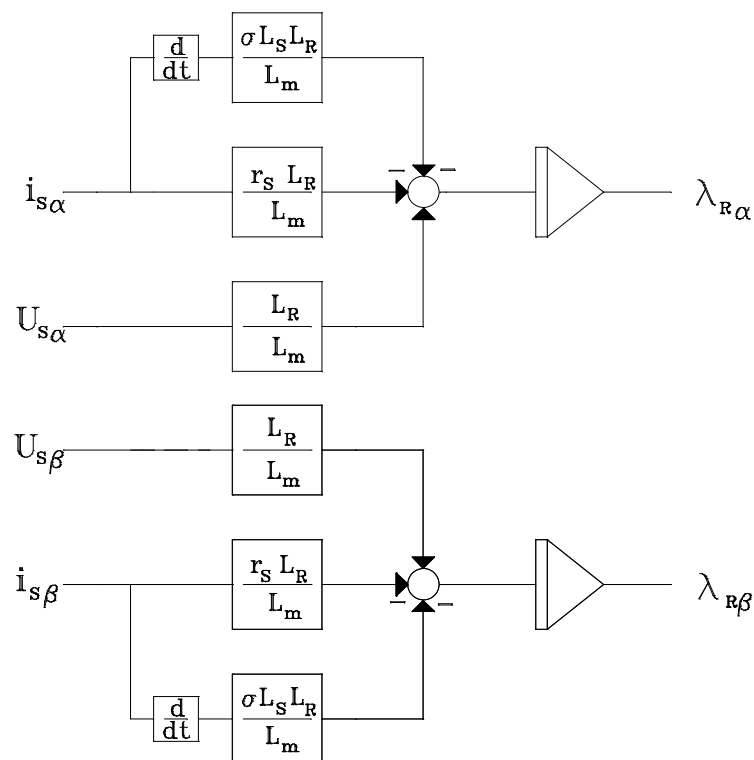
Ut ifra ligningene (2.4) og (2.5) fra kapittel 2, kan vi finne følgende sammenheng for statorfluksen.

$$\vec{I}_S = \mathbf{s} \cdot L_S \cdot \vec{i}_S + \frac{L_m}{L_R} \cdot \vec{I}_R, \quad \mathbf{s} = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R} \quad (4.17)$$

Setter så ligning (4.17) inn i ligning (4.16), og får:

$$\frac{d\vec{I}_R}{dt} = -\frac{r_S \cdot L_R}{L_m} \cdot \vec{i}_S - \frac{\mathbf{s} \cdot L_S \cdot L_R}{L_m} \cdot \frac{d\vec{i}_S}{dt} + \frac{L_R}{L_m} \cdot \vec{U}_S \quad (4.18)$$

Deler så ligning (4.18) opp i en reell og en imaginær del, og får følgende blokkskjema.



Figur 4.8 Estimatormodell for w_{rf}



Feltorientert regulering av asynkronmotor

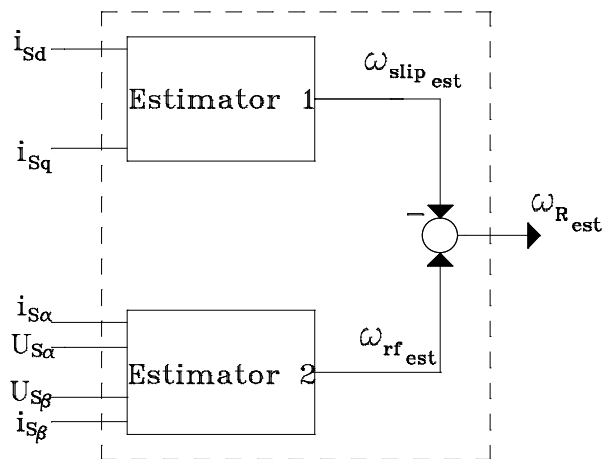
Siden denne modellen er referert til statoraksen, får vi rotorfluksen i en α -komponent og en β -komponent. Flukshastigheten, ω_{rf} , er da gitt av:

$$\mathbf{w}_{rf} = \dot{\Theta}_{rf} \quad (4.19)$$

$$\text{der } \Theta_{rf} = \arctan\left(\frac{I_{Rb}}{I_{Ra}}\right).$$

4.3.2.3 Total turtallsestimator

Nå har vi sett hvordan de to modellene estimerer hver sin tilstand. Vi kopleter modellene sammen, og får følgende blokkskjema for turtallsestimatorens.



Figur 4.9 To-modell turtallsestimator

Simuleringsresultater vil bli vist i kapittel 5. Vi skal nå gå over til å se på hvordan vi kan estimere motorparametrene i asynkronmotoren.

4.4 Estimering av motorparametere

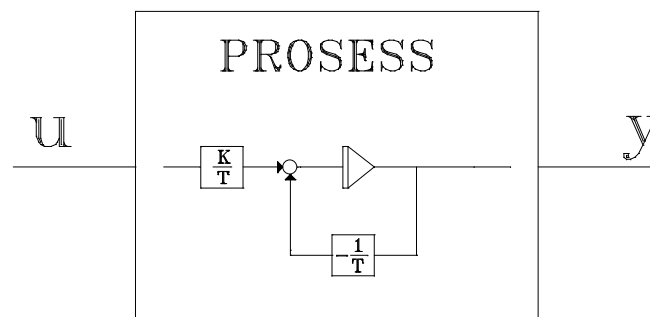
Når man skal regulere en prosess, er det enklest hvis man har en matematisk modell for prosessen. Denne modellen inneholder parametere som bør være mest mulig like de reelle parametrene som er i prosessen. Hvis man ikke har tilgang på disse parametrene, eller at disse parametrene endres under drift, kan man benytte metoder for estimering av disse. Denne metoden kalles parameterestimering. Det finnes både «on-line», og «off-line» metoder. Vi skal her se på en mye brukt metode for estimering av parametere. Metoden benevnes som sagt MKM. Vi skal bare se på hvordan metoden kan brukes «off-line».

4.4.1 Minste Kvadraters Metode (MKM)

Tenk deg at du har en prosess der du antar prosessens transferfunksjon til å være:

$$h_p(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K}{T \cdot s + 1} \quad (4.20)$$

der K og T er ukjente parametere. Det eneste du har tilgjengelig fra prosessen er målinger av pådraget, u, samt prosessutgangen, y. Dette belyses med følgende figur.



Figur 4.10 *Prosess, med pådrag og utgang, med ukjente parametere*

For å komme frem til de ukjente parametrene K og T skriver vi først transferfunksjonen om til en den gjeldende differensialligningen for prosessen:

$$T \cdot \dot{y} + y = K \cdot u \quad (4.21)$$

og samler de ukjente på høyre siden av ligningen:

$$y = -T \cdot \dot{y} + K \cdot u \quad (4.22)$$

Vi skiver så ligning (4.22) om på standard matriseform, og får:

$$y = \mathbf{j}^T \cdot \mathbf{q} \quad (4.23)$$

der $y = y$, $\mathbf{j}^T = [-\dot{y} \quad u]$ og $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} T \\ K \end{bmatrix}$

Hvis vi eksiterer prosessen med et sprang eller en rampe, og sampler prosessens inngang og utgang, vil vi få to målematriser \mathbf{u} og \mathbf{y} . Disse vil være vektorer som inneholder N stk. måleverdier, der avstanden mellom hver måleverdi er gitt av samplingstiden T_{sample} . Vektorene vil bli på formen:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$y = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} \quad \text{og} \quad u = \begin{bmatrix} u(1) \\ u(2) \\ \vdots \\ u(N) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

I ligning (4.23) bruker vi nå Eulers metode for diskretisering til å finne en approksimasjon til den deriverte. Φ^T -matrisen vil da bli:

$$\mathbf{j}^T(k+1) = \left[\frac{y(k+1) - y(k)}{T_{\text{sample}}} \quad u(k) \right] \quad (4.25)$$

der $k = 1, 2, \dots, N-1$.

Innsatt alle måleverdiene vil ligning (4.23) bli på formen:

$$\begin{bmatrix} y(2) \\ y(3) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{j}^T(2) \\ \mathbf{j}^T(3) \\ \vdots \\ \mathbf{j}^T(N) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T \\ K \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

eller

$$Y = \Phi \cdot \mathbf{q}$$

Som vi ser, har vi nå et ligningssystem med 2 ukjente, nemlig T og K, og N-1 antall ligninger. For å løse dette ligningssystemet må vi benytte MKM. Løsningen blir da:

$$\mathbf{q} = (\Phi^T \cdot \Phi)^{-1} \cdot \Phi^T \cdot Y \quad (4.27)$$

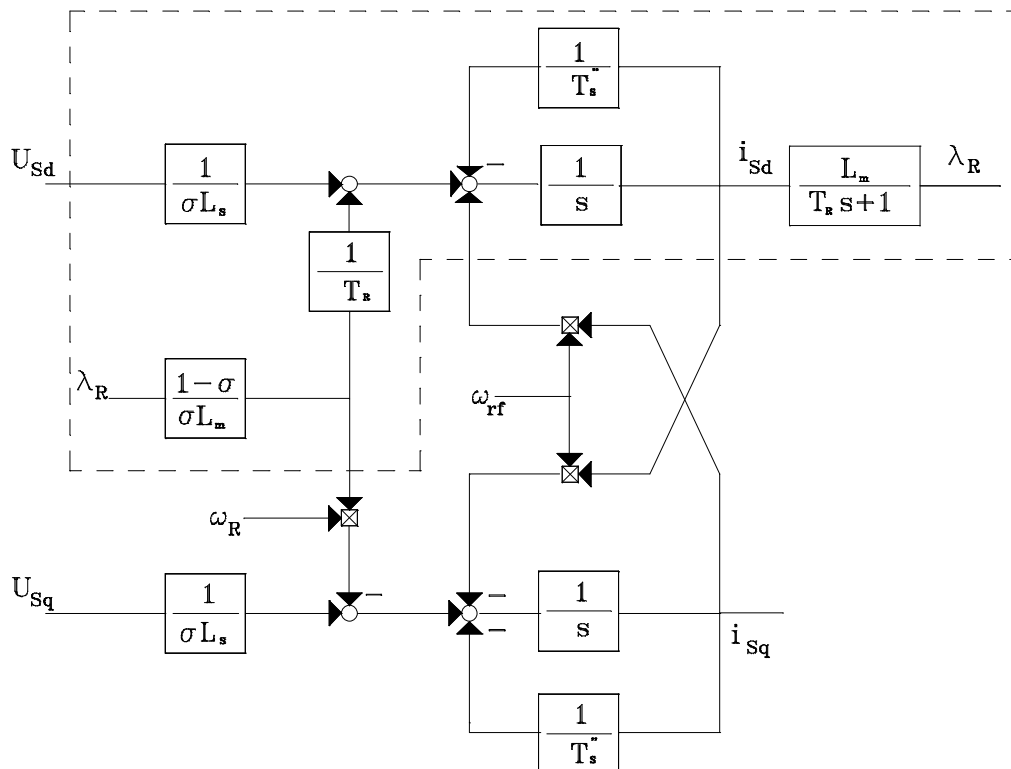
Dette er den generelle løsningen for parameterestimeringsproblemet når man antar at transferfunksjonen til prosessen er kjent. Vi skal nå se hvordan denne metoden kan brukes i asynkronmotoren.

4.4.2 Bruk av MKM i asynkronmotoren

4.4.2.1 Estimering av elektriske parametere

Som sagt, må vi finne en transferfunksjon som inneholder de parametrene vi ønsker å estimere. Testen vi skal utføre krever at rotoren står i ro, og at U_{Sq} settes lik 0. Ser vi på blokkskjemaet for motoren i figur 4.11, vil disse antagelsene medføre at kun den stiplede delen av blokkskjemaet vil være i funksjon. Siden rotoren er i ro, vil vi heller ikke ha noe roterende felt, noe som gjør at også $\omega_{\text{r}} = 0$.

Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 4.11 Blokkskjema for strømdynamikken i motoren

Tilstandsromformlingningene som beskriver fluks- og strømdynamikken i d-aksen har vi fra kapittel 2, og kan nå, under de gitte forutsetningene skrives:

$$\frac{di_{Sd}}{dt} = \frac{1}{s \cdot L_s} \cdot \left(-r'_s \cdot i_{Sd} + \frac{L_m}{L_R \cdot T_R} \cdot I_R + U_{Sd} \right) \quad (4.28)$$

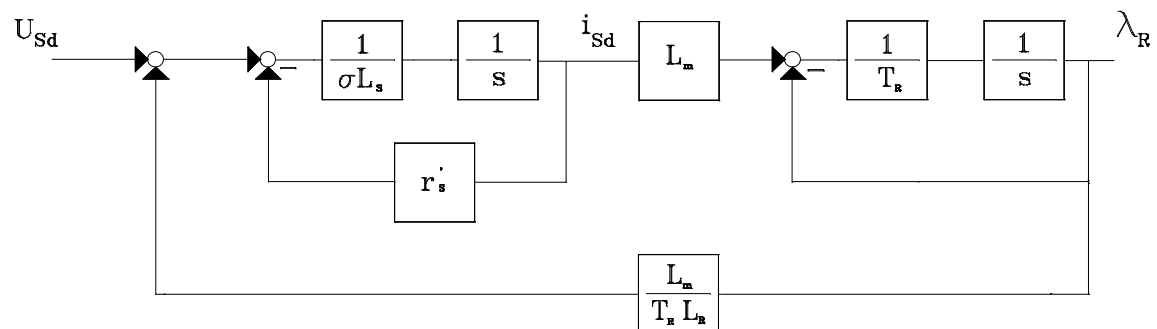
og

$$\frac{dI_R}{dt} = \frac{1}{T_R} \cdot (L_m \cdot i_{Sd} - I_R) \quad (4.29)$$

når $\omega_{rf} = 0$.

På blokkskjemaform blir ligning (4.28) og (4.29) som vist i figur 4.12.

Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 4.12 Blokkskjema for motoren når rotoren står i ro

Ved reduksjon av dette blokkskjemaet får vi transferfunksjonen fra strøm til spenning til å bli:

$$h_p(s) = \frac{i_{sd}(s)}{u_{sd}(s)} = \frac{i_{sa}(s)}{u_{sa}(s)} = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K_1 \cdot (K_2 \cdot s + 1)}{K_3 \cdot s^2 + K_4 \cdot s + 1} \quad (4.30)$$

der $K_1 = \frac{1}{r_s}$, $K_2 = T_R$, $K_3 = s \cdot T_S \cdot T_R$ og $K_4 = (T_S + T_R)$.

Som vi ser, har vi satt at transferfunksjonen mellom d-akse og α -akse strøm og spenning er den samme. Det vil derfor være mest hensiktsmessig å måle strøm og spenning referert til α -aksen. Dette fordi transformasjonsmatrisen fra 3-fase til $\alpha\beta$ -aksen har konstante koeffisienter. Dette er ikke tilfelle for transformasjonen mellom 3-fase og dq-aksen, siden vi der avhengig av vinkelen Θ_{rf} . Vi skriver så ligning (4.30) om til en differensialligning som blir:

$$K_3 \cdot \ddot{y} + K_4 \cdot \dot{y} + y = K_1 \cdot K_2 \cdot \dot{u} + K_1 \cdot u \quad (4.31)$$

Setter dette på standard matriseform som vist i ligning (4.23), og får:

$$y = \begin{bmatrix} -\ddot{y} & -\dot{y} & \dot{u} & u \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_3 \\ K_4 \\ K_1 \cdot K_2 \\ K_1 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Benytter så Eulers metode for diskretisering, for å finne en derivatapprosimasjon for den deriverte og den dobbeltderiverte:

$$\ddot{y} = \frac{y(k+2) - 2 \cdot y(k+1) + y(k)}{T_{sample}^2} \quad \text{og} \quad \dot{y} = \frac{y(k+1) - y(k)}{T_{sample}} \quad (4.33)$$

Etter å ha foretatt en måleserie av pådraget, u , og utgangen, y , kan man så bruke den generelle løsningen av MKM i ligning (4.27).



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Antall målinger, N , bør være i området 500-1000 stk, med en samplingstid, T_{sample} , fra 0.1 ms til 1 ms. Man bør ta flere målinger for så å finne den som gir den beste løsningen. Y matrisen man kommer ut med, har følgende elementer:

$$Y = \begin{bmatrix} K_3 \\ K_4 \\ K_1 K_2 \\ K_1 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Ved å sammenligne K 'ene med parametrene i ligning (4.30) får vi:

$$r_s = \frac{1}{K_1} \quad (4.35)$$

$$T_s = K_4 - K_2 \quad (4.36)$$

$$T_R = K_2 \quad (4.37)$$

$$s = \frac{K_3}{K_2 \cdot (K_4 - K_2)} \quad (4.38)$$

$$L_s = \frac{K_4 - K_2}{K_1} \quad (4.39)$$

$$\frac{L_m^2}{L_R} = (1 - s) \cdot L_s \quad (4.40)$$

$$r_s' = r_s + \frac{L_m^2}{L_R} \cdot \frac{1}{T_R} \quad (4.41)$$

$$T_s^n = \frac{s \cdot L_s}{r_s'} \quad (4.42)$$

Vi skal nå se hvordan vi kan estimere k i motoren.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

4.4.2.2 Estimering av k_t

Som vi vet, er momentet i motoren gitt av følgende ligning.

$$T_{em} = \frac{P}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot k_t \cdot I_R \cdot i_{Sq} = \frac{P_{em}}{\omega_R} \quad (4.43)$$

Hvis vi var i stand til å estimere P_{em} , ser vi at momentkonstanten k_t kan bestemmes ut ifra følgende ligning:

$$k_t = \frac{2 \cdot 3 \cdot P_{em}}{2 \cdot P \cdot i_{Sq} \cdot I_R \cdot \omega_R} \quad (4.44)$$

Total tilført effekt inn til motoren er gitt av:

$$P_{in} = \frac{2}{3} \cdot (U_{sa} \cdot i_{sa} + U_{sb} \cdot i_{sb}) \quad (4.45)$$

P_{em} kan nå finnes ut fra sammenhengen:

$$P_{em} = P_{in} - P_{Stator} - P_{Rotor} \quad (4.46)$$

der P_{Stator} og P_{Rotor} er h.h.v stator- og rotortap. Disse er gitt av:

$$P_{Stator} = 3 \cdot i_{s1,eff}^2 \cdot r_S \quad (4.47)$$

$$P_{Rotor} = 3 \cdot i_{r1,eff}^2 \cdot r_R \quad (4.48)$$

der $i_{eff} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot (i_a^2 + i_b^2)$, stasjonært.

Dermed har vi estimert k_t .

Vi har nå sett hvordan en komplett modell for en feltorientert asynkronmotor kan utvikles. I det neste kapitlet skal vi se på en del simuleringresultater. Simuleringsmodellene er laget i Simulink/Matlab, og alle filene følger med i vedlagt diskett. Forklaring til filnavnene finnes i appendiks A.4. Som et resultat av denne avhandlingen har jeg utarbeidet et motorbibliotek (*motorbib*) i Simulink, der alle de viktigste blokkskjemaene finnes. Dette gjør det enklere å bygge simuleringer av motoren. En nærmere forklaring av dette biblioteket (*motorbib*), er gitt i appendiks A.5.

Vi skal nå gå over til å se på simuleringer og målinger gjort på motoren.



Kapittel 5

5.1 Innledning

Vi har nå vi bygget opp en komplett modell av et feltorientert reguleringsystem for en asynkronmotor. I dette kapitlet skal vi se på en del simuleringsresultater rundt det oppbygde systemet, for å se om motoren oppfører seg som vi har forventet. Simuleringsmodellene er bygd opp i Simulink, og jeg har, som et resultat av dette arbeidet, utviklet et eget Simulink-bibliotek (*motorbib*), som gjør det enkelt å bygge opp egne simuleringsmodeller. Som sagt i kapittel 4, følger det en egen brukerveiledning med til dette biblioteket, som er gjengitt i appendiks A.5. For å underbygge simuleringsresultatene skal vi i tillegg se på noen målinger gjort på en reell motordrift, som Dr.ing student Lars Arne Aga har bygd i forbindelse med sitt forskningsarbeid.

5.2 Simuleringer/målinger på asynkronmotoren

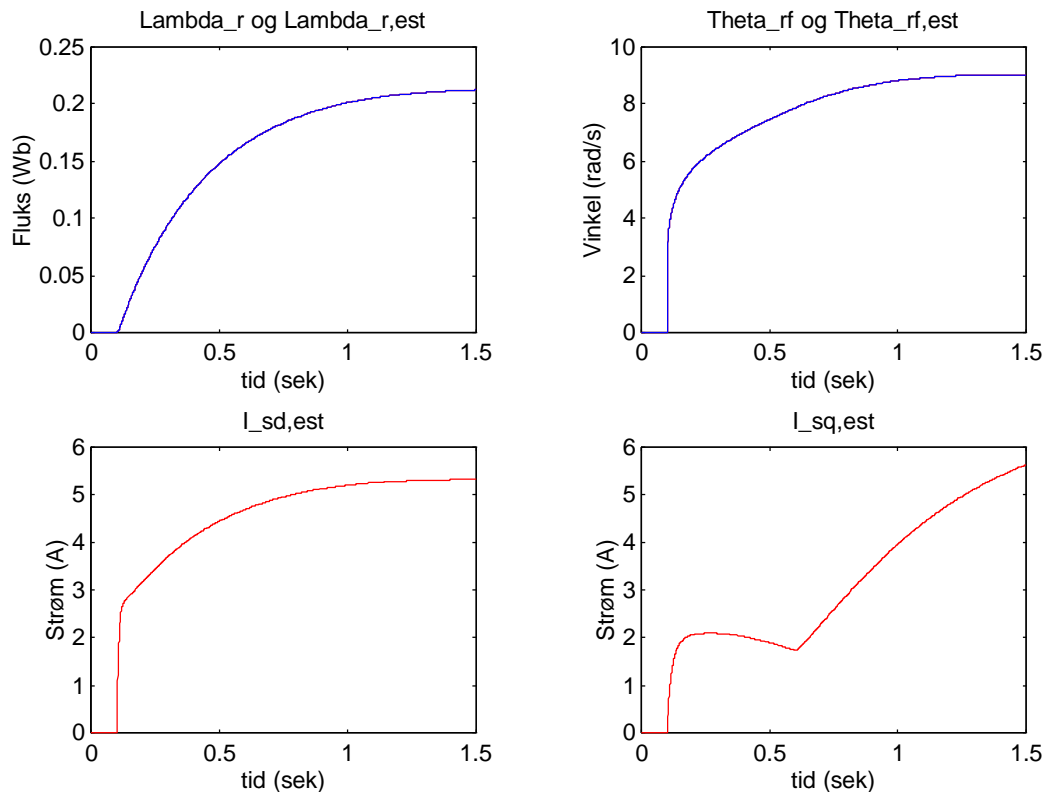
I tillegg til *motorbib* har jeg bygget opp noen av de viktigste simuleringsmodellene, og vi skal her se på simuleringsresultatene ved bruk av disse modellene. Simuleringsmodellene er gjengitt i appendiks A.6. Der det lar seg gjøre skal vi som sagt sammenligne de simulerte resultatene med måleresultater fra den virkelige motoren. Vi begynner med å teste ut tilstands-estimatorene, som skal estimere de ikke-målbare tilstandene i motoren.

5.2.1 Estimatorsimulering

Vi har fra tidligere kapitler kommet frem til to estimatormodeller. Vi skal først se på modell 1, som er den minste og enkleste modellen (jfr figur 4.4). Vi setter på et sprang i d- og q-aksespenningene, samt et lastmoment, T_L , for å se om det er samsvar mellom virkelige og estimerte tilstander. Med andre ord, om estimatoren fungerer. Simuleringsresultatene blir som vist i figur 5.1.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



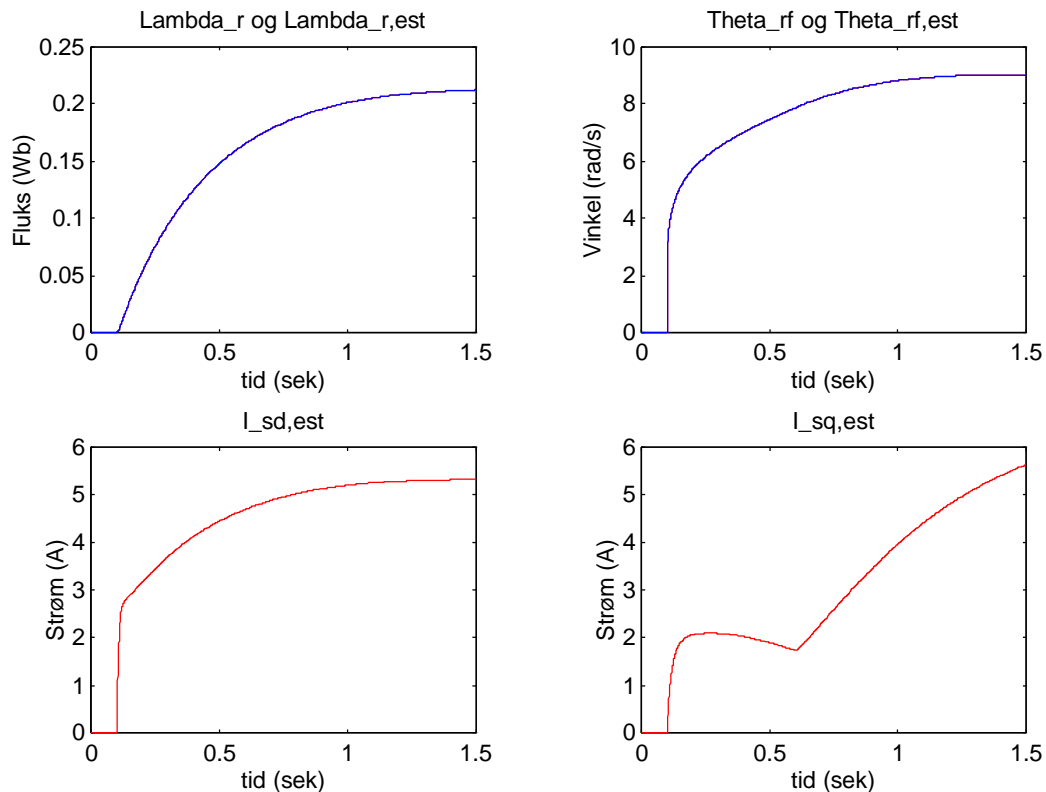
Figur 5.1 Estimerte og virkelige tilstandsvariable

Som vi ser, er de to øverste kurvene for λ_R og $\lambda_{R,est}$, samt Θ_{rf} og $\Theta_{rf,est}$ sammenfallende. Det betyr at estimatene for fluksen, $\lambda_{R,est}$, og den tilhørende fluksvinkelen, $\Theta_{rf,est}$, er helt perfekte. De to nederste kurvene viser de estimerte strømmene i motoren. I kurven for $i_{sq,est}$ kan vi tydelig se at lastpåslaget kommer etter 0.6 s, siden strømmen begynner å stige. Dette for å sette opp et større moment, T_{em} , i motoren. Som vi vet, kan q-aksestrømmen sammenlignes med ankerstrømmen, i_a , i en DC-motor. Vi ser også at $i_{sd,est}$ ikke blir påvirket av lastmomentet. Dette fordi d-aksestrømmen kun påvirker fluksen i motoren, og kan derfor sees på som feltstrømmen, i_f , i en DC-motor. Stasjonærverdien til fluksen er som vi vet gitt av produktet mellom $i_{sd,est}$ og L_m . Som sagt i kapittel 4, er denne estimatoren en veldig enkel og bra estimator. Den er heller ikke så følsom overfor modellfeil, dette fordi den inneholder få motorparametere.

Vi skal nå teste den andre estimatormodellen, modell 2. Dette er en større modell, og derfor også mer følsom overfor endringer i motorparametere. Vi setter på de samme sprangene som tidligere, og får resultater som vist i figur 5.2.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 5.2 Estimerte og virkelige tilstandsvariable

Også her blir de estimerte tilstandene bra, og vi ser at resultatene blir helt like som i stad. Det var vel også forventet. Som sagt, har vi tatt med både estimerte og virkelige verdier. I praksis vil det ikke være noen mulighet for sammenligning av disse verdiene. Dette fordi de virkelige verdiene ikke er tilgjengelige som målinger i motoren. Man må da på forhånd vite omtrent hvilke resultater man forventer. Det er da en fordel å ha tilgang på simuleringmodeller som kan øke vår forståelse for hvordan motoren reagerer på gitte inngangssignaler.

Vi skal nå se på motoren med regulatorer og estimator tilkople. Motoren vil bli testet både med og uten deko. Grunnet for reguleringen er de regulatorparametrene som ble utarbeidet i kapittel 3.6.

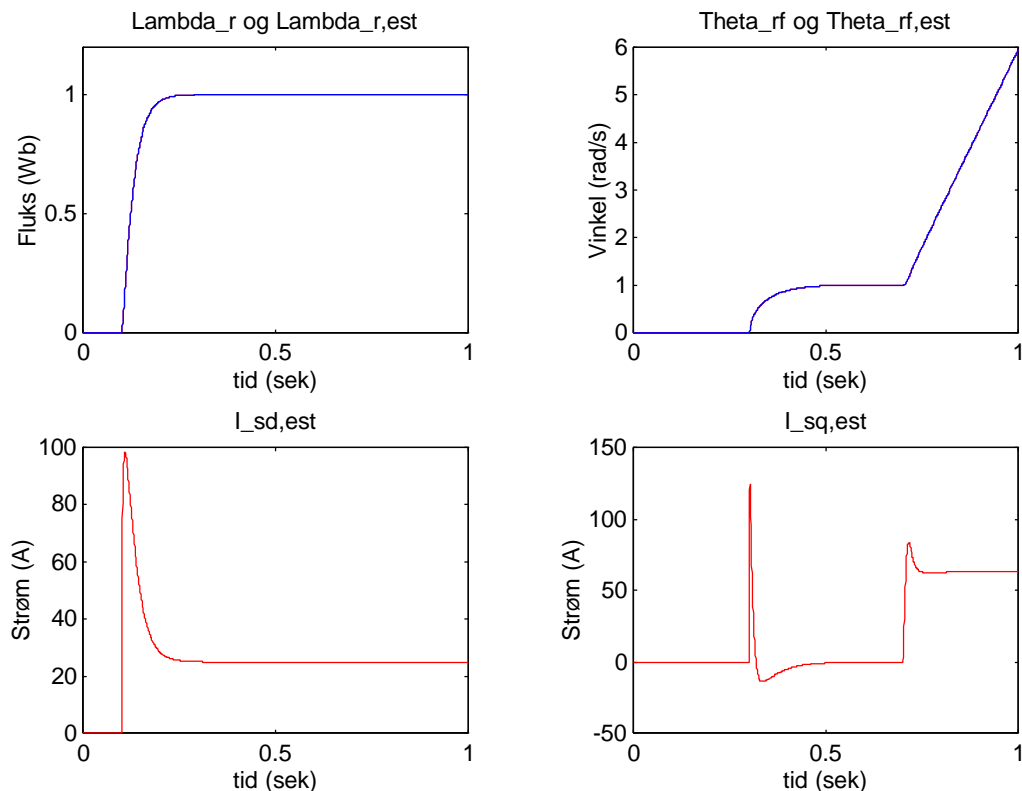
5.2.2 Simulering av den regulerte motoren

Som sagt, skal motoren testes med og uten deko. Vi starter med det systemet der deko er med. I praksis vil deko gjøre at styreprogrammet blir enda større, og vi kan ha flere muligheter for feil.



5.2.2.1 Regulert motor med dekopler

Setter her på et sprang i fluks-referansen ($\lambda_{R,ref}$) ved $t = 0.1$ s, og et sprang i posisjons-referansen ($\Theta_{R,ref}$) ved $t = 0.3$ s. For å se hvor bra reguleringsystemet undertrykker forstyrrelser setter vi i tillegg på et sprang i lastmomentet ($T_{Last} = 40$ Nm) ved $t = 0.7$ s. Responsene blir da som vist i figur 5.3 og 5.4.



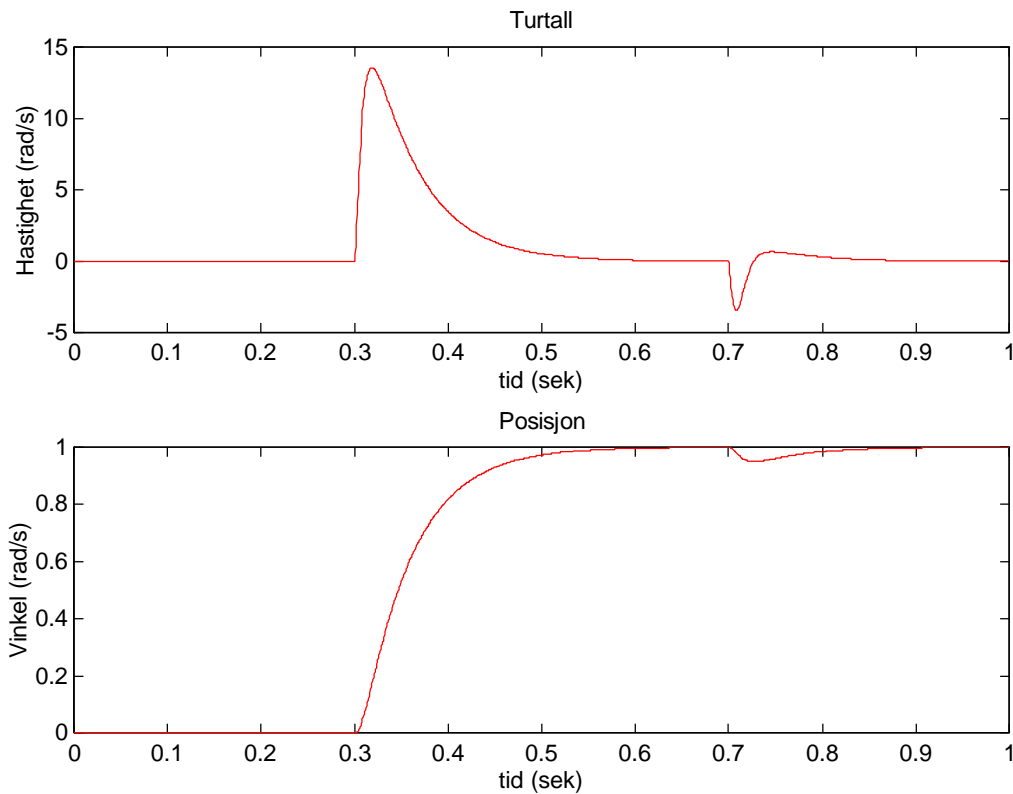
Figur 5.3 Estimerte tilstander

Vi ser at $i_{sd,est}$ gir på et stort pådrag ved $t = 0.1$ s for å sette opp fluksen i motoren, som et resultat at vi satte på en fluksreferanse ved $t = 0.1$ s. Som et resultat av den påtrykte d-aksestrømmen settes det raskt opp en konstant fluks i motoren. Ved $t = 0.3$ s vil posisjonsreferansen føre til at $i_{sq,est}$ gir et pådrag for å utviklet et moment i motoren. Dette gjør at motoren og feltet begynner å rotere. Ved $t = 0.7$ s ser vi tydelig at man setter på et lastmoment, som resulterer i en økt $i_{sq,est}$ (i_{sq} er proporsjonal med momentet).

Av figur 5.4, ser vi at motoren blir veldig rask, og den svinger seg bra inn igjen etter spranget i lastmomentet. Den raske og fine innsvingningen etter spranget i lastmomentet, vil vi få enten vi bruker P- eller PI-regulator i posisjonssløyfen. Selv med P-regulator får vi stasjonært avvik lik 0. Dette fordi posisjonssløyfen inneholder en ren integrator.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

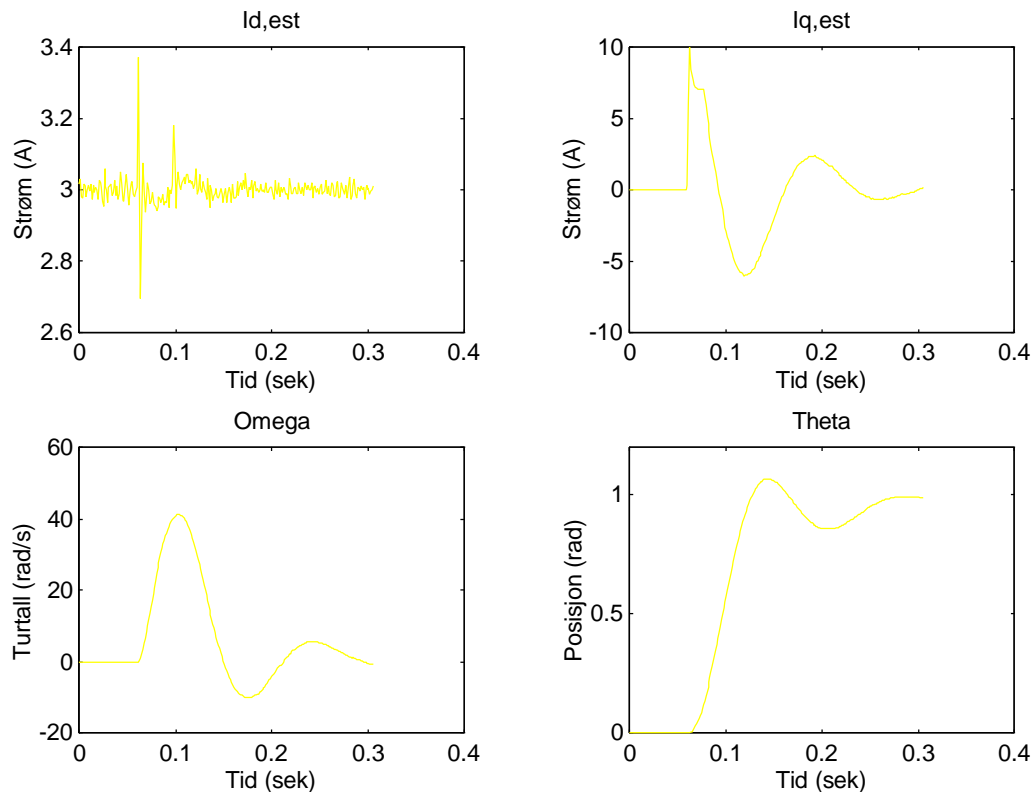


Figur 5.4 Sprangresponser for regulert motor med dekopler

Vi har nå sett hvordan simuleringsresultatene blir. I den neste figuren (figur 5.5) ser vi hvordan innsvingningsforløpet arter seg for en reell motordrift. Vi ser at $\dot{i}_{d,est}$ har en tilnærmet konstant verdi, som er proporsjonal med fluksen i motoren. Akkurat som i simuleringen gir $\dot{i}_{q,est}$ et pådrag når vi setter på et sprang i posisjonsreferansen, ved $t = 0.07$ s. Dette fører til en rask endring i turtallet, som igjen gjør at posisjonen svinges inn til sin stasjonære verdi. Som vi ser er ikke reguleringen så bra som i den simulerte modellen. Dette fordi regulatorparametrene ikke er optimalt beregnet.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

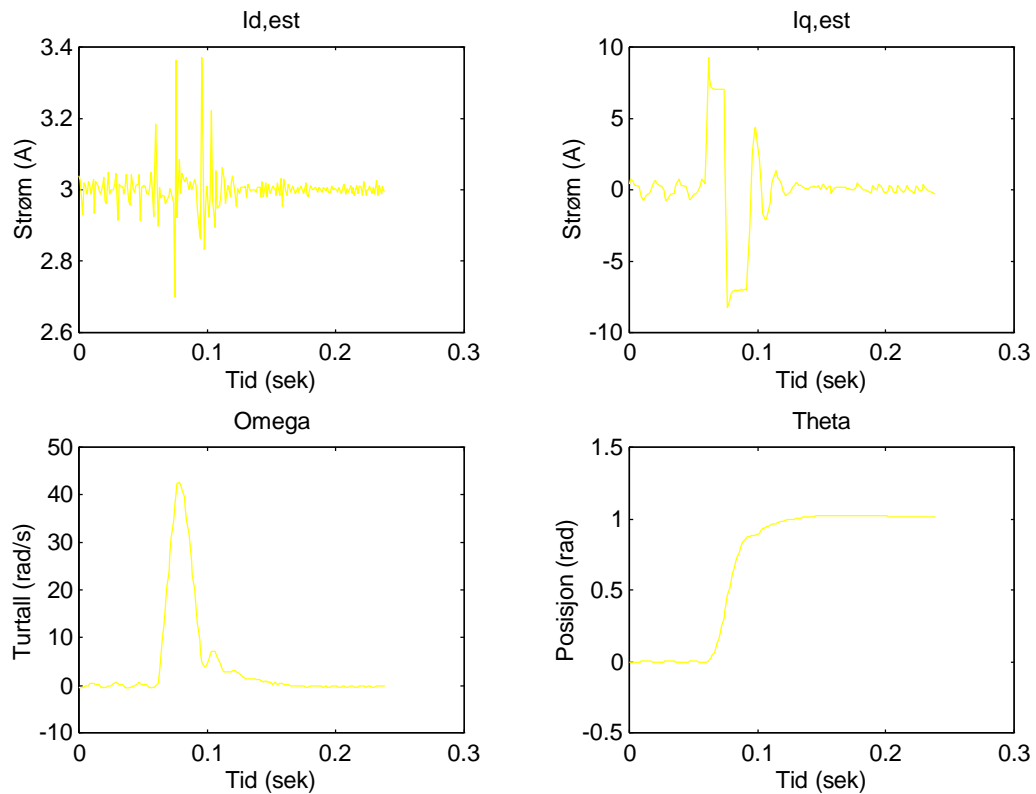


Figur 5.5 Posisjonsregulert motordrift

I den neste figuren (figur 5.6), ser vi akkurat den samme sprangresponseren som i figur 5.5, men nå med mer optimale regulatorparametere. Vi ser at posisjonen ikke får oversving, noe som er viktig i mange servosystemer. En observasjon på den nye målingen, er at det i d-aksestrømmen (i_{sd}), er blitt mer støy. Dette fordi en vi har laget systemet raskere (d.v.s økt forsterkning), noe som fører til en økt båndbredde, og derfor også mer støy. Ser vi på i_{sq} er det også der blitt en endring. Siden systemet er blitt raskere, ser vi at q-strømmen går raskere inn i metnings-grensene.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 5.6 Posisjonsregulert motordrift

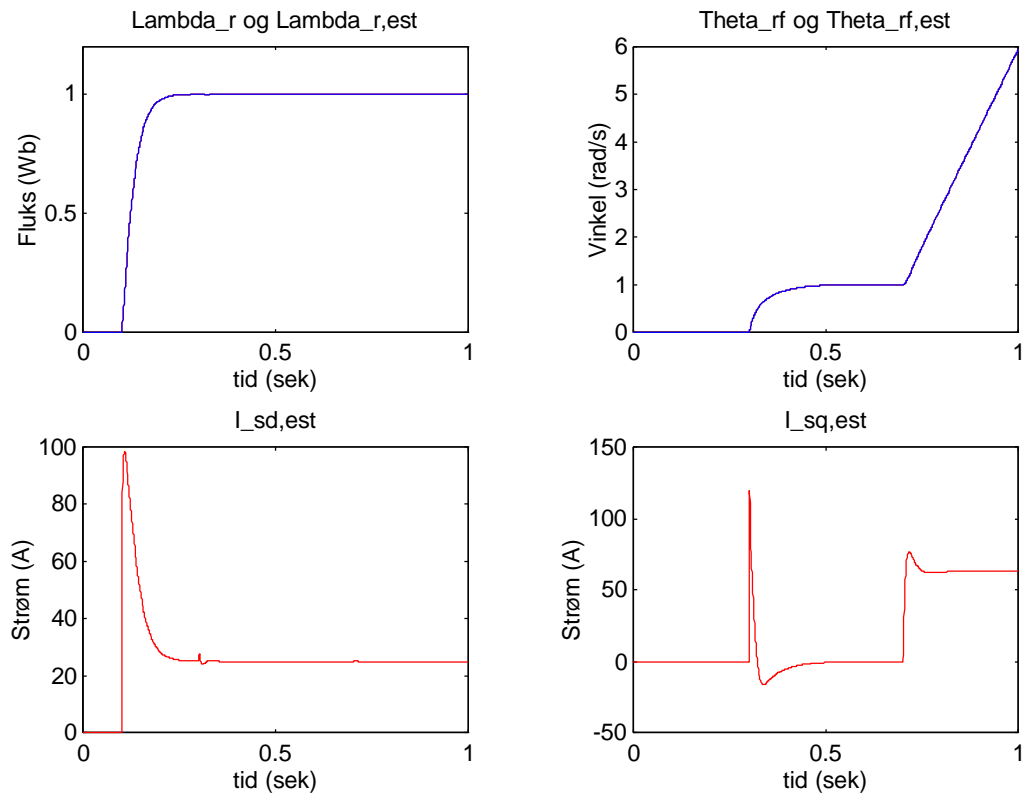
Vi har nå sett litt på likheter og ulikheter mellom simulerte og virkelige måleresultater for den regulerte motoren med dekopler. Går nå over til å se på regulert motor uten dekopler.

5.2.2.2 Regulert motor uten dekopler

Vi skal nå se på simuleringsresultatene av den regulerte motoren uten bruk av dekopler. Hvis regulatorparametrene fungerer som antatt, skal vi også her få en god regulering av motoren, selv uten bruk av dekopler. Setter på de samme sprangene som tidligere, og sprangresponsene blir da som vist i figur 5.7 og figur 5.8.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

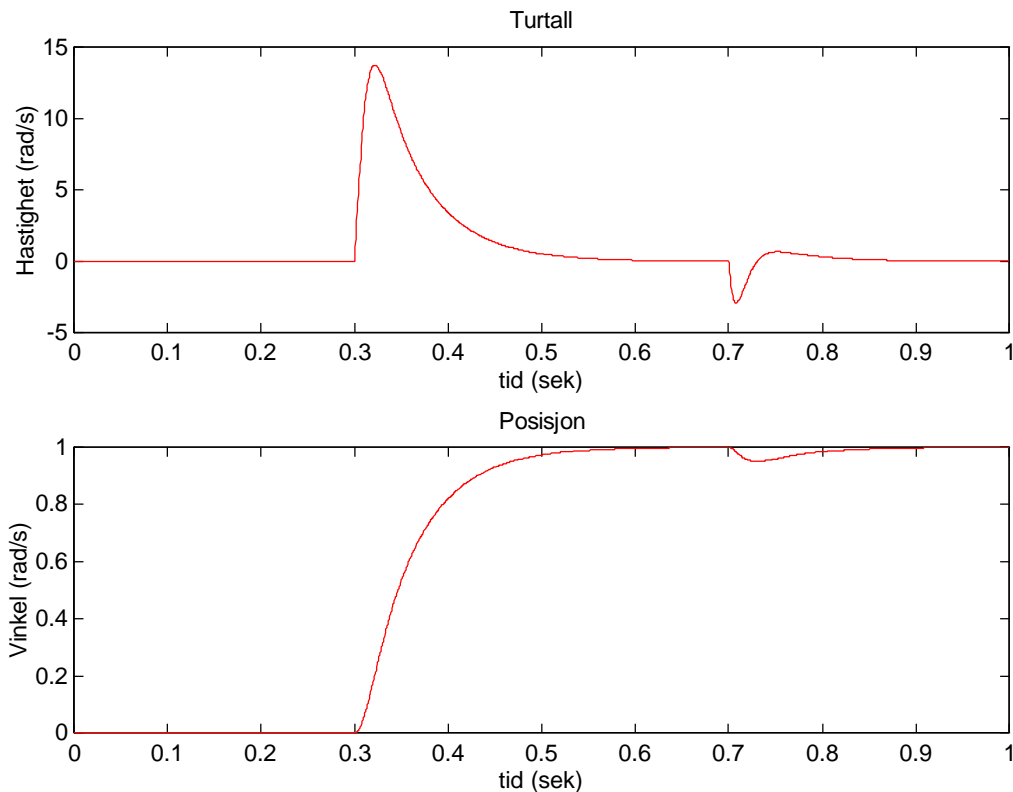


Figur 5.7 Estimerte tilstander

Som vi ser, får vi akkurat de samme resultatene som vi fikk når vi hadde med dekopleren. Det eneste vi kan merke oss, som gir en indikasjon på at dekopleren ikke er med, er ved $t = 0.3$ s, når pådraget i i_{sq} kommer. Da ser vi at $i_{sd,est}$ gjør et lite hopp, som en indikasjon på den ulineære koplingen mellom d- og q-aksene. Dette gjør at også fluksen får en liten forstyrrelse, noe som er helt ubetydelig for reguleringsystemet funksjonalitet.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 5.8 Sprangresponser for regulert motor uten dekopler

I og med at det ikke ble noen endringer i de estimerte verdiene, vil som vi ser av figur 5.8, posisjonene og turtallet ha det samme innsvingningsforløpet. Det vil altså ikke være noen vesentlige forskjeller på de to systemene, bortsett fra det som ble kommentert om strømmene og fluksen.

5.2.2.3 Endring i estimerte motorparametere

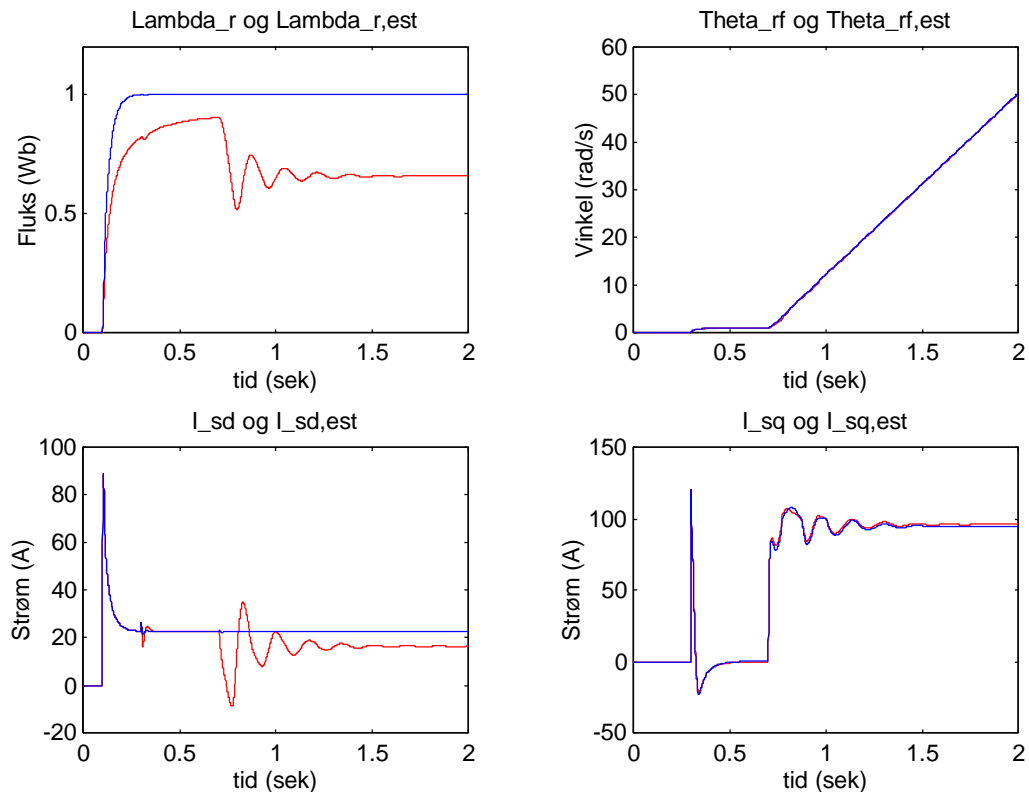
Vi har til nå sett på reguleringssystemet som et ideelt system, der de estimerte og de virkelige motorparametrene er like. I praksis vil dette ikke være mulig. Vi skal derfor se på hvordan simuleringsresultatet ville blitt om vi endrer de estimerte motorparametrene. Følgende endringer av estimerte motorparametere blir gjort i simuleringen:

- $L_{m,est} = 1.10 \cdot L_m$
- $L_{S,est} = 1.10 \cdot L_S$
- $r_{R,est} = 1.40 \cdot r_R$

Med disse endringene skal vi se på de samme simuleringsresultatene som i figur 5.7 og 5.8. De samme sprangene blir satt på, og responsene blir da som vist i figur 5.9 og 5.10.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 5.9 Estimerte tilstander

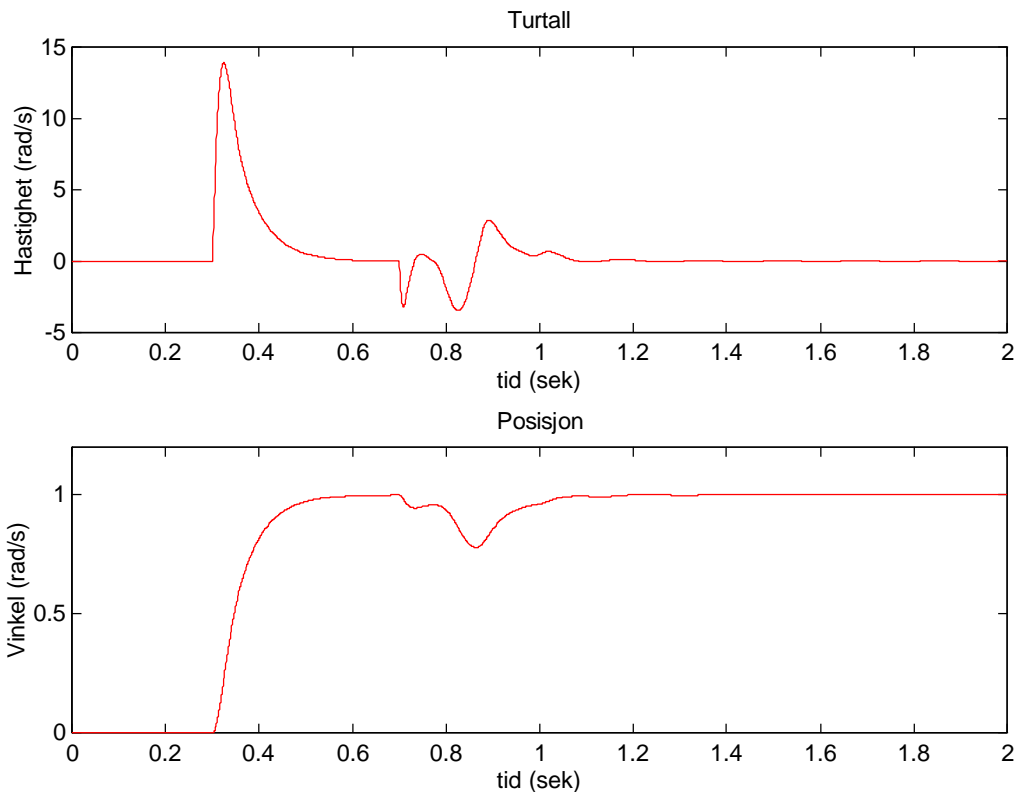
Som vi ser, blir de estimerte tilstandene omtrent som tidligere, men siden regulatoren tror det er disse som er de virkelige verdiene, blir de virkelige tilstandene litt annerledes. Men selv med de endringene vi har lagt inn, ser vi at både d- og q-aksestrømmen (de virkelige) svinger seg inn til en stasjonær verdi.

I_{sq} og $i_{sq,est}$ blir faktisk veldig like, mens i_d og $i_{sd,est}$ får en liten forskjell. Ser vi på forløpet frem til lastmomentet settes på etter $t = 0.7$ s, er det faktisk ingen endringer fra figur 5.7, bortsett fra fluksen. Endringen i fluksen skyldes at vi forandret $L_{m,est}$ og $r_{R,est}$, som begge har innvirkning på fluksen i motoren. En annen ting det er verdt å merke seg, er at fluksvinkelen faktisk estimeres helt korrekt selv med de innlagte endringene.

Hvis vi nå går over til å se på turtalls- og posisjonsresponsene i figur 5.10, ser vi at det her ikke er store endringer i forhold til figur 5.8.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 5.10 Sprangresponer for regulert motor uten dekopler

Selv om de estimerte verdiene ikke ble helt perfekte, ser vi at reguleringen fungerer veldig bra. Dette tyder på at systemet er veldig robust overfor modellfeil, og at man faktisk kan greie å regulere en asynkronmotor uten å kjenne de eksakte motorparametrene. I praksis vil det også være umulig å kjenne de ekte motorparametrene.

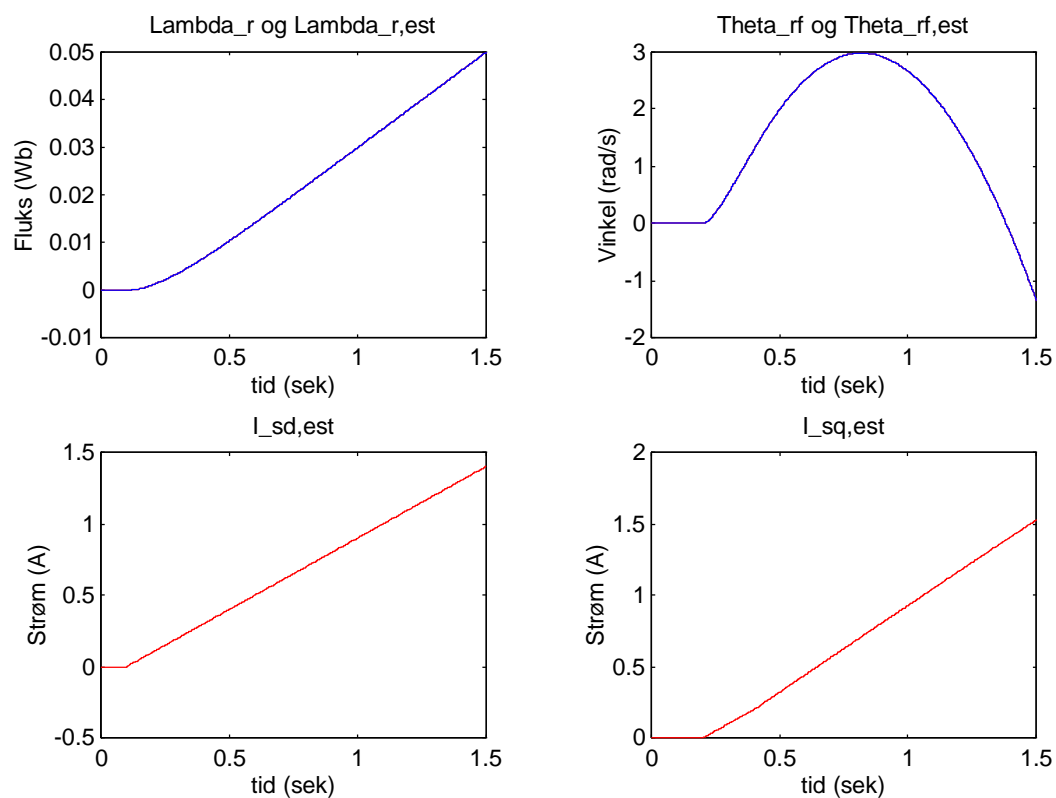
Vi har nå sett på den regulerte motoren uten bruk av dekopler. Det viser seg at om vi hadde brukt dekopleren, ville reguleringsystemet vært mer følsomt overfor endringer av motorparametere. Dette fordi dekopleren også er avhengig av estimerte parametere, og vil derfor bli enda en feilkilde ved feil i de estimerte motorparametrene. Vi skal nå se på turtallsestimatorene.

5.2.3 Simulering av turtallsestimatorene

Vi skal her se på simuleringer av de to turtallsestimatorene vi tok for oss i kapittel 4. Vi begynner med Aga's turtallsestimator.

5.2.3.1 Aga's turtallsestimator

For å teste ut denne estimatoren, setter vi på et sprang i statorspenningene, U_{sd} og U_{sq} . Vi har i denne simuleringen ingen regulering på motoren, slik at de målingene vi får, vil ikke svinge seg inn til å bli stasjonære i løpet av simuleringstiden. De estimerte tilstandene er vist i figur 5.11.



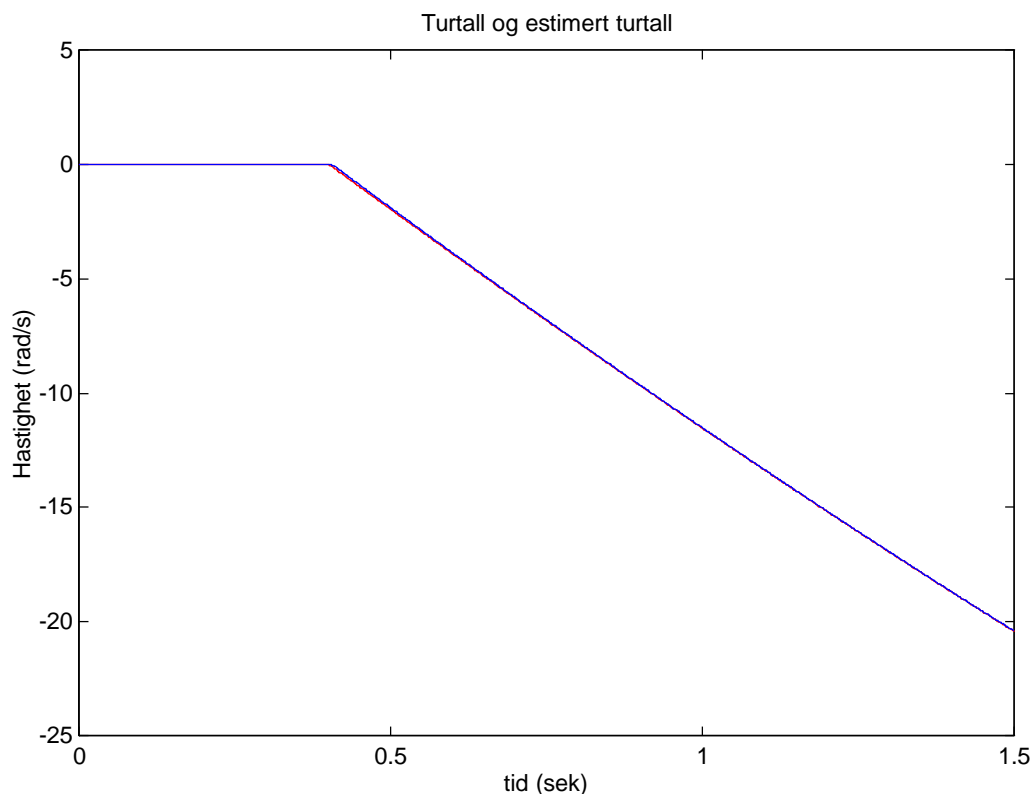
Figur 5.11 Estimerte tilstander

Som vi husker, må vi ha dekopleren med i systemet når denne estimatoren skal brukes. At dekopleren faktisk er med, kan vi enkelt se ved å studere strømkurvene for i_{sd} og i_{sq} . Begge strømmene blir som ramper når vi påtrykker et sprang i statorspenningen på motoren. Dette fordi vi dimensjonerte dekopleren på en slik måte at dynamikken fra inngangen på dekopleren til motorstrømmene, i_{sd} og i_{sq} , skulle virke som integratorer. Som en følge av at strømmene blir som ramper, vil også fluksen i motoren øke som en rampe, fordi fluksen er proporsjonal med i_{sd} . Ved $t = 0.4$ s blir det satt på et lite sprang i lastmoment ($T_{Last} = 1$ Nm).



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Det er da tydelig at q-aksestrømmen stiger raskere for å øke momentet, T_{em} , i motoren, siden momentet er proporsjonalt med i_{sq} . I figur 5.12 ser vi hvordan det estimerte turtallet stemmer overens med det virkelige turtallet. Av figuren kan vi ikke se noen forskjell, og det er heller ingen stor forskjell. Siden vi ikke har noe turtall på motoren i det lasten settes på, vil turtallet i motoren bli negativt. D.v.s at motoren går i negativ retning. Dette resulterer i at fluks-vinkelen, Θ_{rf} , vil gå over til og øke i negativ retning (se figur 5.11).

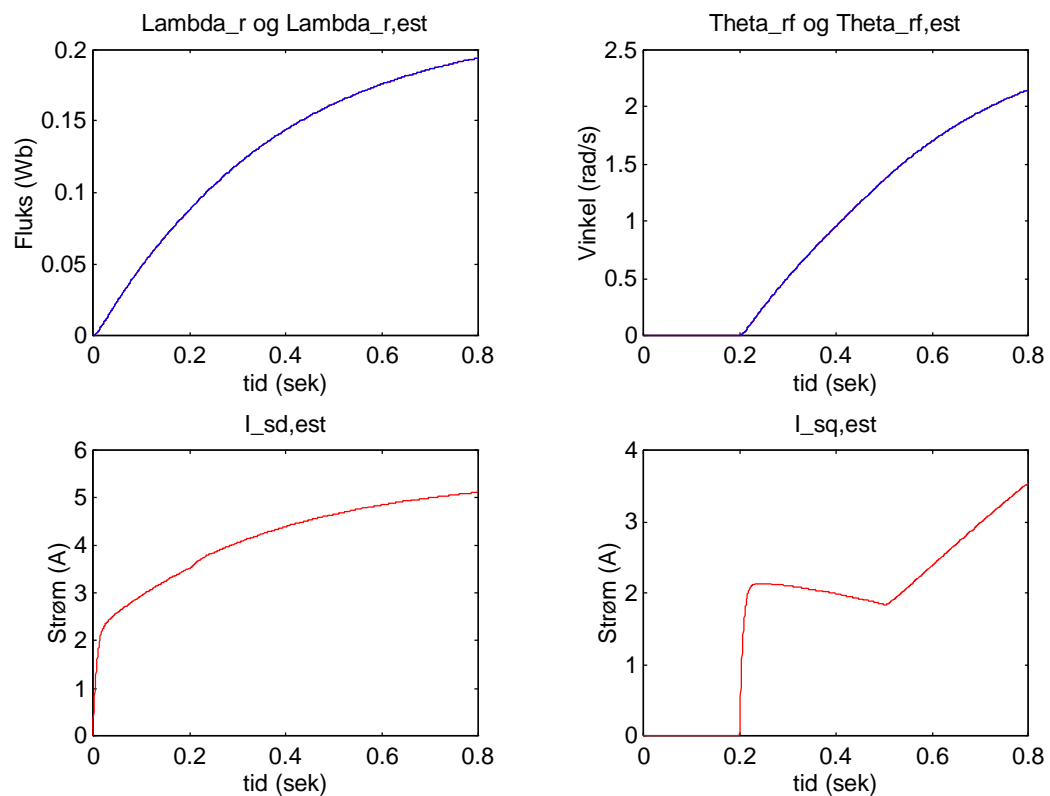


Figur 5.12 Estimert turtall og målt turtall

Vi har nå kommentert Aga's turtallsestimator, og sett på hvordan den estimerer turtallet i asynkronmotoren. En annen viktig detalj er at denne turtallsestimatoren er ganske følsom overfor modellfeil. Grunnen er fordi vi er avhengig av at dekopleren inneholder rimelig gode estimater for motorparametrene. Den neste turtallsestimatoren er to-modell estimatoren.

5.2.3.2 To-modell turtallsestimator

Også her setter vi på et sprang i spenningsreferansen, U_{sd} og U_{sq} . Vi har heller ikke her med noen regulering av motoren. Simuleringsresultatene blir som vist i figur 5.13 og 5.14. Som vi ser av figur 5.13, vil tilstandsvariablene svinge seg inn mot stasjonære verdier. Dette fordi vi her ikke har med dekopleren. Ved $t = 0.5$ s settes det på et lastmoment ($T_{Last} = 1$ Nm), og akkurat som i stad, ser vi at i_{sq} øker for å opprettholde momentet, T_{em} , i motoren.

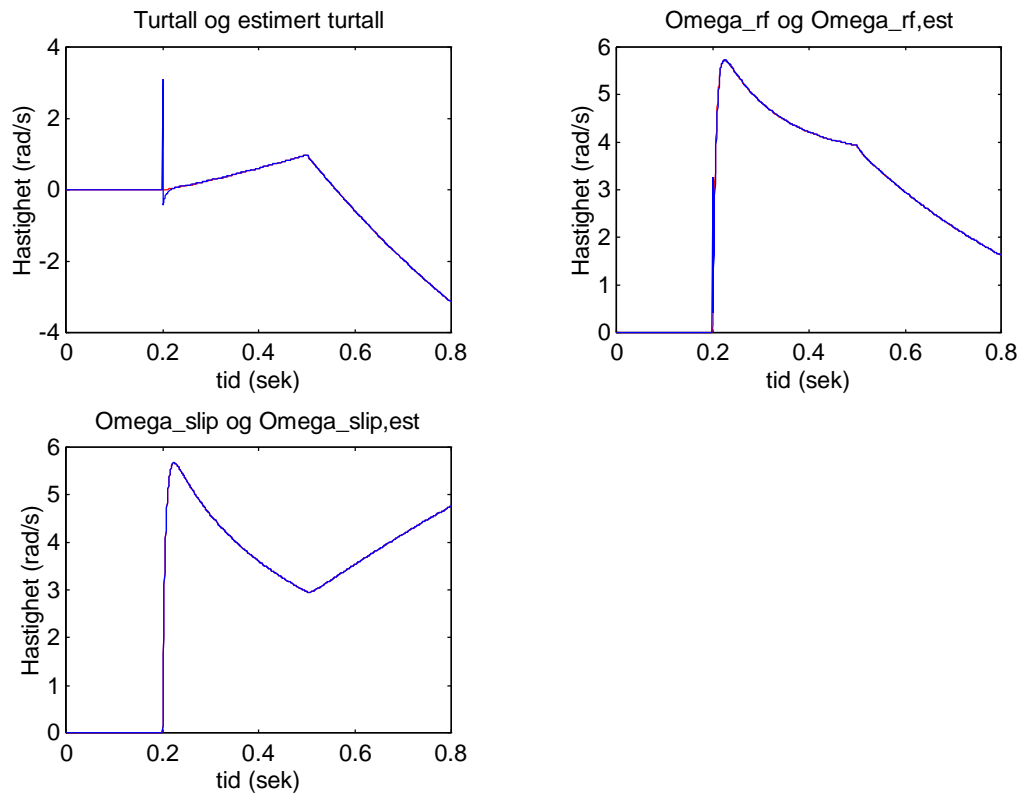


Figur 5.13 Estimerte tilstander

På figur 5.14 ser vi det estimerte turtallet, $\omega_{R,est}$, samt estimert sliphastighet, $\omega_{slip,est}$, og synkronhastighet, $\omega_{f,est}$. Vi ser at når lastmomentet, T_{Last} , settes på etter $t = 0.5$ s, begynner motoren å rotere i negativ retning, fordi det utviklede momentet i motoren er mindre enn lastmomentet. Det som man også kan merke seg, er at sliphastigheten, ω_{slip} , øker når lastpåslaget kommer.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur 5.14 Estimert turtall

Vi har i dette kapitlet sett på en del simuleringresultater utført på en regulert asynkronmotor, samt noen reelle måleresultater. Nå overlater jeg til leseren og finne på nye og bedre simuleringer som kan testes ut ved å bygge modeller *imotorbib*, som følger med i vedlagt diskett.



Konklusjon

I denne avhandlingen er det blitt designet et generelt feltorientert reguleringsssystem for en asynkronmotor. For å greie det, har jeg i første omgang sett på følgende punkter:

- Utledning av grunnleggende uttrykk og sammenhenger
- Oppbygning av en generell matematisk modell for en P-polet maskin

Motoren er så blitt regulert både m.h.p turtall og posisjon. For å greie det, er følgende reguleringsløsninger behandlet:

- To strømregulatorer, en for hver av de to strømmkomponentene strømmen deles inn i.
- En fluksregulator, for å holde en konstant fluks.
- En turtallsregulator, og en posisjonsregulator.

Som regulatorer er det benyttet standard P- og PI-regulatorer. Jeg har utarbeidet generelle regulatorparametere, som alle er beregnet ut ifra ønsket båndbredde, ω_b , for den aktuelle reguleringsløyfen.

Når man skal regulere en prosess, bør man ha tilgang på både prosessparametere og tilstandsvariablene i det aktuelle systemet. I asynkronmotoren er ikke alle parametrene og tilstandene målbare, og vi må derfor se på metoder for beregning og estimering av disse. Jeg har i den sammenheng sett på følgende estimatorer:

- Tilstandsestimatorer
- Parameterestimator
- Turtallsestimatorer

Jeg har som et resultat av all modelleringen bygget et eget simuleringsbibliotek, motorbib, i Matlab/Simulink. Jeg har testet ut alle modellene, og sett at simuleringene stemte overens med teorien. I tillegg har jeg sammenlignet noen av simuleringene mot målinger gjort på en reell motordrift for så å komme frem til de samme konklusjonene.

For at man skal kunne regne manuelt på asynkronmotorens driftstilstander, er det viktig at man har en stasjonær modell av motoren. Jeg har i den sammenheng utledet den stasjonære modellen for motoren, og laget et kombinert simulerings og beregningseksempel hvor man ser sammenhengen mellom de stasjonære og de dynamiske forholdene i motoren. Resultatene fra eksemplet stemte perfekt, som forventet.



Appendiks

A.1 Variable og indekser

Variabelforklaring:

Matriser:

A	systemmatrise
B	pådragsmatrise
C	målematrise
K	tilbakekoplingsmatrise for estimator
\hat{A}	rotasjonsmatrise
F	transformasjonsmatrise

Variabler:

A	areal
B	viskøs dempning
F	kraft
Φ	fluks
λ	fluksforslyngning
Θ	rotasjonsvinkel
ω	vinkelhastighet
σ	lekkfaktor
r	resistans, radius
L	induktans
U	spenning
i	strøm
T	elektromekanisk moment, tidskontant
P	antall poler i motoren, effekt
t	tid
J	strømtetthet, treghetsmoment
N	antall vindinger, antallsample
K	forsterkning

Øvre indeks:

s	med hensyn på stator koordinatsystemet
r	med hensyn på rotor koordinatsystemet
rf	med hensyn på rotorfluks, rf, koordinatsystemet

Nedre indeks:



Feltorientert regulering av asynkronmotor

S,s	statorreferert variabel
R,r	rotorreferert variabel
N	merkeverdi
em	elektromekanisk
d	d-akse
q	q-akse
α	α -akse
β	β -akse

Spesial symboler:

\vec{x}	vektor
\dot{x}	derivert
\hat{x}	estimat
\tilde{x}	estimeringsavvik

A.2 Motorparametere

Oversikt over de motorparametrene som blir brukt i beregninger og simuleringer.

$$r_S = 0.1859\Omega$$

$$L_S = 41.21mH$$

$$r_R = 0.2738\Omega$$

$$L_R = 42.02mH$$

$$L_m = 40.07mH$$

$$k_t = 0.95$$

$$J = 0.05 \frac{N}{rad / s^2}$$

$$B = 0.005 \frac{N}{rad / s}$$

$$r'_S = r_S + r_R \cdot \left(\frac{L_m}{L_R}\right)^2 = 0.4349\Omega$$

$$T'_S = \frac{s \cdot L_S}{r'_S} = 6.9ms$$

$$T_R = \frac{L_R}{r_R} = 0.1535s$$

A.3 Regulatorparametere

Strømregulatorer, P-reg. (med dekopler):



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$k_{pd} = k_{pq} = \mathbf{w}_{bd}$$

Strømregulatorer, PI-reg. (uten dekopler):

$$k_{pd} = k_{pq} = (2 \cdot \mathbf{z} \cdot \mathbf{w}_{bd} \cdot T_S'' - 1) \cdot r_S'$$

$$T_{id} = T_{iq} = \frac{k_{pd}}{\mathbf{w}_{bd}^2 \cdot \mathbf{s} \cdot L_S}$$

Fluksregulator, PI-reg.:

$$k_{pf} = \frac{2 \cdot \mathbf{z} \cdot \mathbf{w}_{bf} \cdot T_R - 1}{L_m}$$

$$T_{if} = \frac{k_{pf} \cdot L_m}{\mathbf{w}_{bf}^2 \cdot T_R}$$

Turtallsregulator, PI-reg.:

$$k_{pt} = \frac{2 \cdot \mathbf{z} \cdot \mathbf{w}_{bt} \cdot J - B}{k_m \cdot \mathbf{I}_{R,ref}}$$

$$T_{it} = \frac{k_{pt} \cdot k_m \cdot \mathbf{I}_{R,ref}}{\mathbf{w}_{bt}^2 \cdot J}$$

Posisjonsregulator, P-reg.:

$$k_{pp} = \mathbf{w}_{bp}$$

Posisjonsregulator, PI-reg.:

$$k_{pp} = 2 \cdot \mathbf{z} \cdot \mathbf{w}_{bp}$$

$$T_{ip} = \frac{k_{pp}}{\mathbf{w}_{bp}}$$

der ω_{bd} , ω_{bq} , ω_{bf} , ω_{bt} og ω_{bp} er de ønskede båndbreddene for hver enkelt reguleringsløyfe.



A.4 MatLab-filer på vedlagt diskett

Her kommer en forklaring til de Matlab/Simulink-filene som følger med rapporten. I den vedlagte disketten finner du følgende filer:

<i>motorbib.m</i>	Dette er motorbibliotek-filen.
<i>runfil.m</i>	En m.fil som kan brukes som utgangspunkt for å lage dine egne.
<i>mregrun1.m</i>	Kjørefil for den regulerte motoren med dekopler.
<i>mregsim1.m</i>	Simulink-modellen.
<i>mregrun2.m</i>	Kjørefil for den regulerte motoren uten dekopler.
<i>mregsim2.m</i>	Simulink-modellen.
<i>estrun1.m</i>	Kjørefil for estimering av tilstandsvariable med modell 1.
<i>estsim1.m</i>	Simulink-modellen.
<i>estrun2.m</i>	Kjørefil for estimering av tilstandsvariable med modell 2.
<i>estsim2.m</i>	Simulink-modellen.
<i>wrestr1.m</i>	Kjørefil for estimering av turtall med Aga's metode.
<i>wrests1.m</i>	Simulink-modellen.
<i>wrestr2.m</i>	Kjørefil for estimering av turtall med To-modell metoden.
<i>wrests2.m</i>	Simulink-modellen.
<i>mkmrn.m</i>	Program for estimering av motorparameter i asynkronmotoren.
Man	trenger en måleserie av $U_{S\alpha}$ og $i_{S\alpha}$ når turtallet $\omega_R = 0$. For mer informasjon, se kap. 4.4.2.1.
<i>mrn.m</i>	Kjørefil for simulering av transiente forløp ved stasjonære forhold.
<i>msim.m</i>	Simulink-modellen.
<i>eksempel.m</i>	Beregningsfil som beregner de stasjonære verdiene.

Alle simuleringsmodellene som er med i disketten, er gjengitt i appendiks A.6.

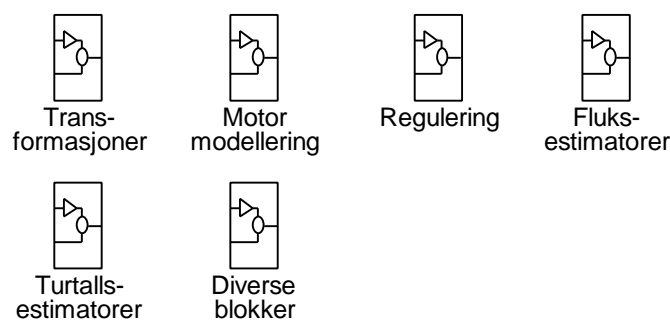
A.5 Brukerveiledning for «*motorbib*»



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Motorbib er et eget bibliotek som er utviklet i Matlab/Simulink, for simulering av asynkronmotoren. Biblioteket inneholder de blokkene som skal til for at man enkelt skal kunne bygge opp modeller for simulering og uttesting av asynkronmotorens virkemåte. Vi skal her gå gjennom alle blokkene som *motorbib* inneholder. En forutsetning for å bruke dette Simulink-biblioteket, er at man kjenner til den matematiske oppbygningen av asynkronmotoren, og teorien for en slik motor. Dette fordi alle blokkene er bygget opp med utgangspunkt i denne teorien.

Når du har startet opp MatLab, skriver du *motorbib* fra kommandolinjen. Du får da opp følgende:



Motorbib Versjon 1.0

Figur A.5.1 Utsnitt av *motorbib*

Figur A.5.1 viser alle hovedmodulene som *motorbib* inneholder. Vi skal nå se på hver av delmodulene, og forklare hvordan de brukes, og hvilke blokker de inneholder. Det vil bli gitt en liten forklaring av hver blokk, samt at innganger og utganger blir forklart på følgende måte:

Eks)

Gitt at du har en blokk med 3 innganger og 2 utganger.

- innganger(*inn1,inn2,inn3*), der *inn1* er øverste inngang.
- utganger(*ut1,ut2*), der *ut1* er øverste utgang.

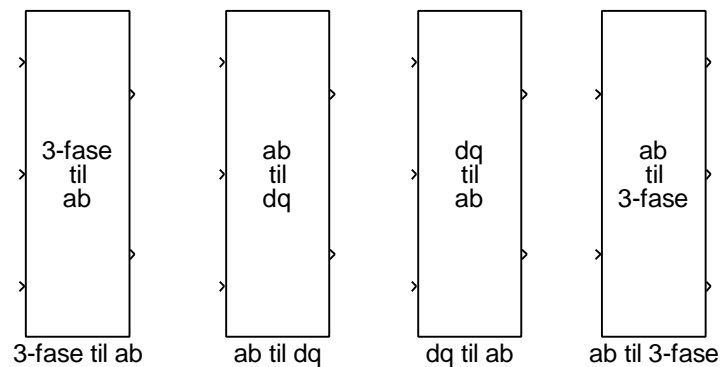
Vi begynner med hovedmodulen som inneholder transformasjoner.

Transformasjoner



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi begynner med transformasjonsmodulen. Når du klikker på denne vil du få opp følgende blokker.



Figur A.5.2 Transformasjoner

Hver av disse blokkene inneholder funksjoner som utfører de 4 transformasjonene som man trenger i et feltorientert reguleringsystem. Hver blokk vil bli forklart.

3-fase til $\alpha\beta$

Denne blokken transformerer fra 3-faseverdier (strøm, spenning, etc.) til $\alpha\beta$ -verdier. Siden man jobber i to-aksesystemet må man derfor ha denne blokken.

- innganger(a, b, c), der a, b og c er fase verdiene
- utganger(α, β)

ab til dq

Denne blokken transformerer fra $\alpha\beta$ -verdier til dq-verdier. Denne blokken brukes til å rotere verdier mellom forskjellige referansesystemer.

Inngangene og utgangen kan ha alle typer inngangsvariable bare de skal roteres.

- innganger($\alpha, \Theta_{rf}, \beta$), der Θ_{rf} er rotasjonsvinkelen
- utganger(d, q)

dq til ab

Dette er den motsatte transformasjonen av den forrige, nemlig fra dq-systemet til $\alpha\beta$ -systemet.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

- innganger(d, Θ_{rf}, q)
- utganger(α, β)

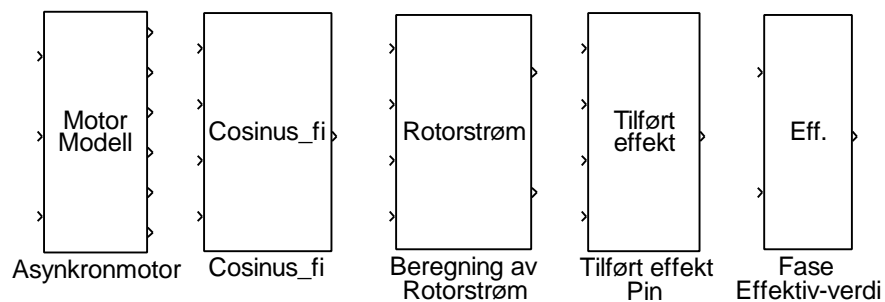
3-fase til $\alpha\beta$

Denne blokken transformerer fra $\alpha\beta$ -verdier til 3-faseverdier.

- innganger(α, β)
- utganger(a,b,c) , der a, b og c er fase verdiene

Motormodellering

I denne modulen har vi blokker for motormodellen, samt noen for bergninger av viktige motordata.



Figur A.5.3 Motormodellering

Vi skal se på alle blokkene hver for seg å begynner med motormodellen.

Motormodellen

Denne blokken inneholder modellen for asynkronmotoren, og har følgende inn- og utganger.

- innganger($U_{S\alpha}, T_{Last}, U_{S\beta}$)
- utganger($i_{S\alpha}, i_{S\beta}, \omega_R, \Theta_R, \omega_{R,mek}, \Theta_{R,mek}$)

Som vi ser av innganger og utganger er de tilgjengelige strømmer og spenninger referert til $\alpha\beta$ -aksene. Dette fordi overgangen fra 3-fase til $\alpha\beta$ kun er en matrise med konstante verdier.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

For å komme over til dq-verdier må man da rotere $\alpha\beta$ -verdiene, og vi er da avhengig av den estimerte vinkelen Θ_{rf} .

Cosinus fi

Denne blokken beregner $\text{Cos}(\varphi)$ i asynkronmotoren.

$$\text{Cos}(\mathbf{j}) = \frac{U_{sa} \cdot i_{sa} + U_{sb} \cdot i_{sb}}{\sqrt{i_{sa}^2 + i_{sb}^2} \cdot \sqrt{U_{sa}^2 + U_{sb}^2}}$$

- innganger($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, U_{s\alpha}, U_{s\beta}$)
- utganger($\text{Cos}(\varphi)$)

Rotorstrøm

Denne blokken beregner rotorstrømmen i en asynkronmotor.

- innganger($i_{s\alpha}, U_{s\alpha}, U_{s\beta}, i_{s\beta}$)
- utganger($i_{R\alpha}, i_{R\beta}$)

Tilført effekt

Denne blokken beregner den tilførte effekten inn til motoren.

$$P_{in} = \frac{2}{3} \cdot (U_{sa} \cdot i_{sa} + U_{sb} \cdot i_{sb})$$

- innganger($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, U_{s\alpha}, U_{s\beta}$)
- utganger(P_{in})

Eff.

Denne blokken inneholder modellen for asynkronmotoren og har følgende inn- og utganger.

(inngangene kan både være strøm og spenning)

$$i_{eff} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \sqrt{i_a^2 + i_b^2}$$

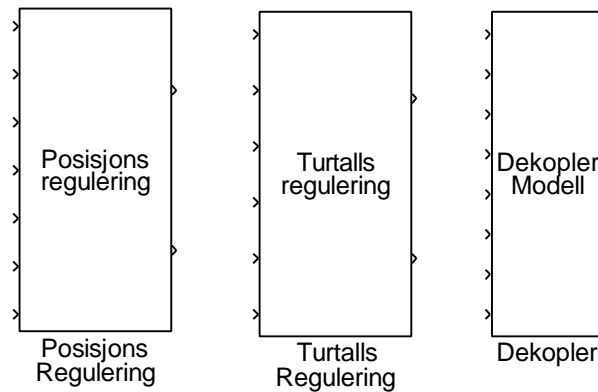
- innganger(i_{α}, i_{β})
- utganger(i_{eff})



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Regulering

I denne modulen finner vi en blokker for regulering av motoren, samt dekopleren.



Figur A.5.4 Regulering

Posisjonsregulering

Denne modulen inneholder alle de 5 regulatorene som skal til for å posisjonsregulere en asynkronmotor.

- innganger($\lambda_{R,ref}, \lambda_{R,est}, i_{Sd,est}, \Theta_{R,ref}, \Theta_{R,mek}, \omega_{R,mek}, i_{Sq,est}$)
- utganger($y1, y2$)

Utgangene $y1$ og $y2$ skal enten direkte inn på dekopleren, eller inn på motoren, via en *dq_til_ab* modul. Dette fordi $y1$ og $y2$ er referert til dq-aksene.

Turtallsregulering

Denne modulen inneholder alle de 4 regulatorene som skal til for å turtallsregulere en asynkronmotor.

- innganger($\lambda_{R,ref}, \lambda_{R,est}, i_{Sd,est}, \omega_{R,ref}, \omega_{R,mek}, i_{Sq,est}$)
- utganger($y1, y2$)

Utgangene $y1$ og $y2$ skal enten direkte inn på dekopleren, eller inn på motoren, via en *dq_til_ab* modul. Dette fordi $y1$ og $y2$ er referert til dq-aksene.

Dekopler



Feltorientert regulering av asynkronmotor

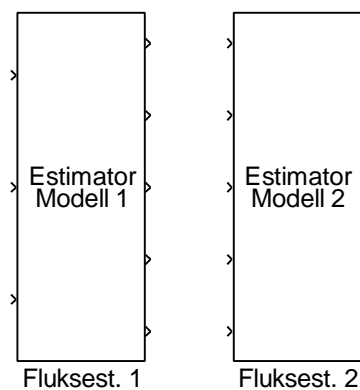
Dette er modulen for dekopleren, som gjør strømdynamikken i motoren om til å bli to integratorer.

- innganger($y1, i_{sd,est}, \Theta_{rf,est}, \omega_{rf,est}, \lambda_{R,est}, i_{sq,est}, \omega_R, y2$)
- utganger($U_{s\alpha,ref}, U_{s\beta,ref}$)

Inngangssignalene $y1$ og $y2$ er referert til dq-aksene.

Fluksestimatorer

Vi skal her se på de to fluksestimatorene som er bygget i *motorbib*.



Figur A.5.5 Fluxestimering

Fluksestimator, modell 1

Dette er den minste modellen for estimering av tilstandsvariable i asynkronmotoren.

- innganger($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \omega_R$)
- utganger($\lambda_{R,est}, \Theta_{rf,est}, \omega_{rf,est}, i_{sd,est}, i_{sq,est}$)

Fluksestimator, modell 2

Dette er den andre modellen for estimering av tilstandsvariable.

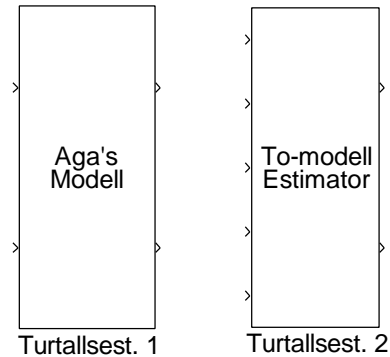
- innganger($U_{s\alpha}, U_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \omega_R$)
- utganger($\lambda_{R,est}, \Theta_{rf,est}, \omega_{rf,est}, i_{sd,est}, i_{sq,est}$)

Turtallsestimatorer



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Vi skal her se på to turtallsestimatorer.



Figur A.5.6 Turtallsestimering

Aga's modell

Dette er en modul som estimerer turtallet i asynkronmotoren. For at denne estimatoren skal kunne brukes må vi ha med dekopleren. Dette fordi Aga's metode benytter seg av at vi har dekopleren med i systemet.

- innganger($y_2, i_{sq,m\ddot{a}lt}$)
- utganger($\omega_{R,est}, \omega_{R,mek,est}$)

der $i_{sq,m\ddot{a}lt}$ er den som kommer fra fluksestimatoren, og y_2 er den samme som inngangen til dekopleren. $\omega_{R,est}$ brukes som inngang til dekopleren.

To-modell estimator

Dette er en annen måte og estimere turtallet i asynkronmotoren på.

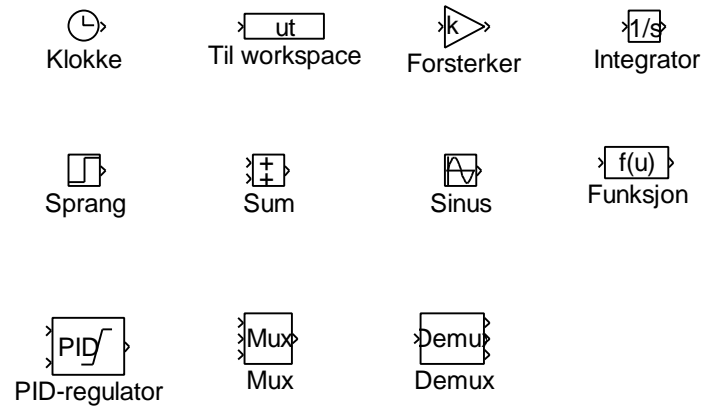
- innganger($U_{S\alpha}, U_{S\beta}, i_{S\alpha}, i_{S\beta}, \Theta_{rf}$)
- utganger($\omega_{R,est}, \omega_{R,mek,est}$)

Diverse blokker

Her er en del standardblokker som er hentet ut fra simulink sitt eget bibliotek. Dette er de mest brukte blokkene som trengs for å bygge modeller.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

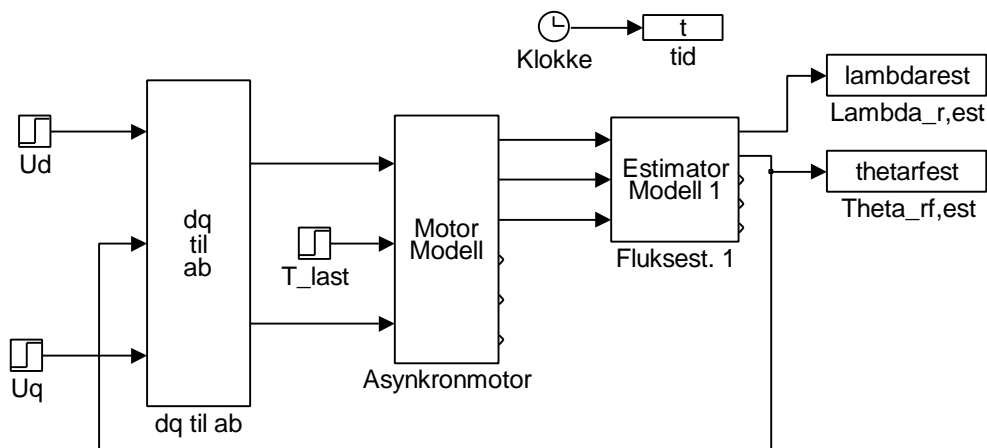


Figur A.5.7 Diverse blokker

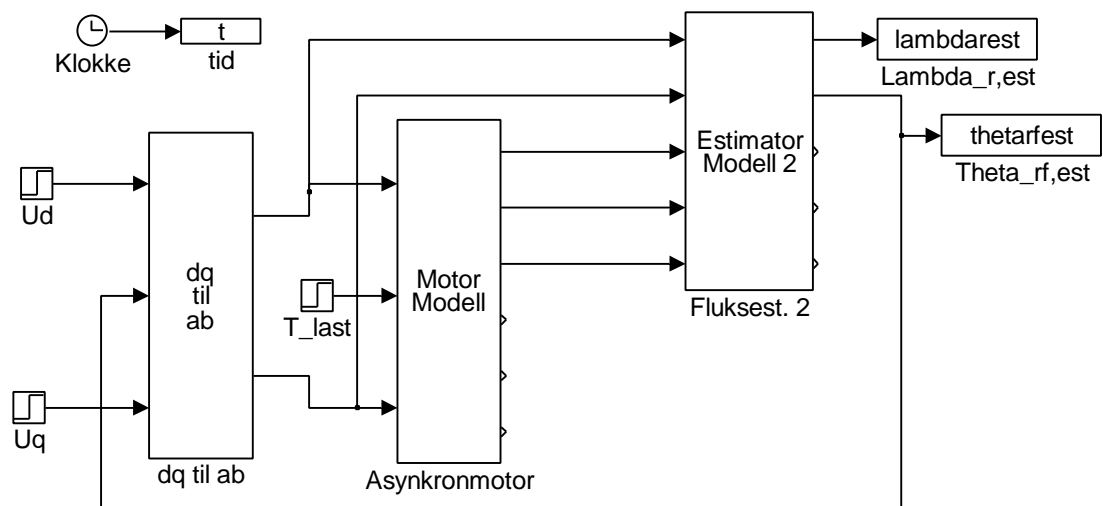
Nærmere forklaring av disse blokkene finnes i Matlab.

A.6 Simuleringsmodeller bygd i «motorbib»

Dette er de simuleringsmodellene som ble brukt i kapittel 5, og som er med på vedlagt diskett.

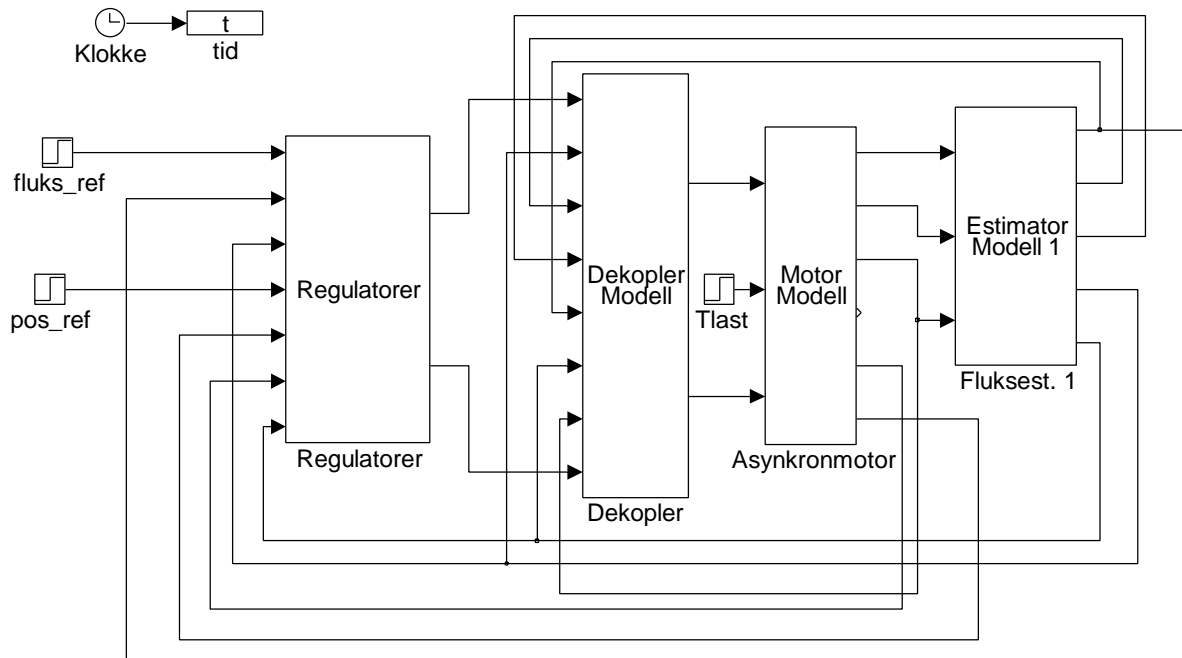


Figur A.6.1 Estsim1.m

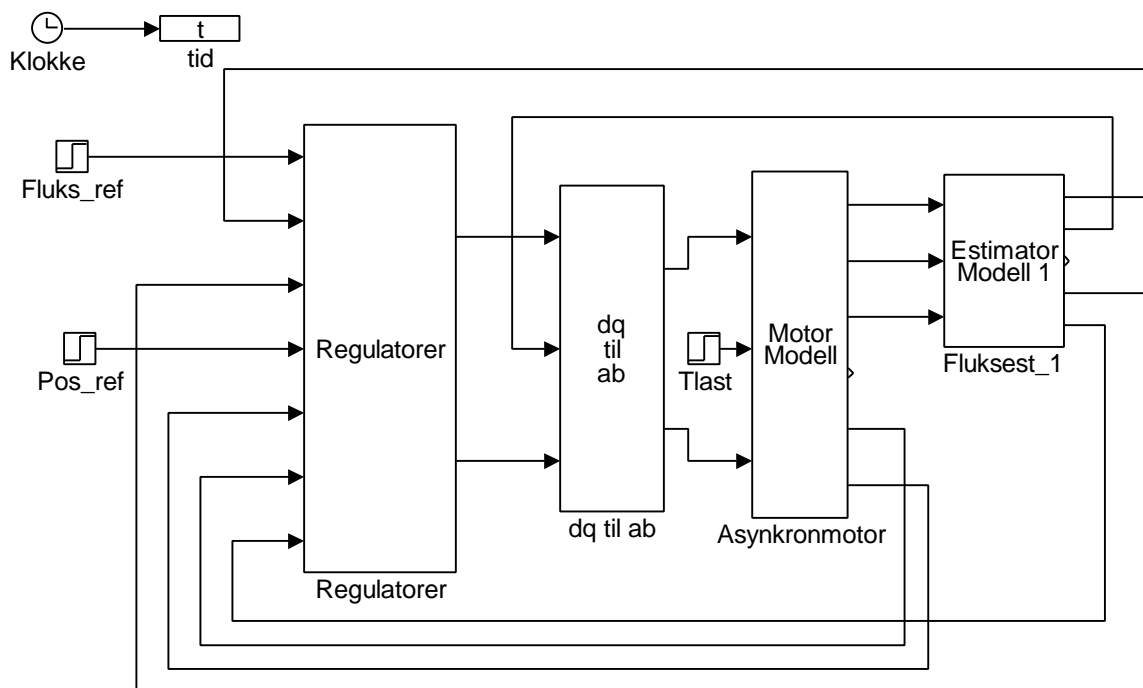


Figur A.6.2 Estsim2.m

Feltorientert regulering av asynkronmotor

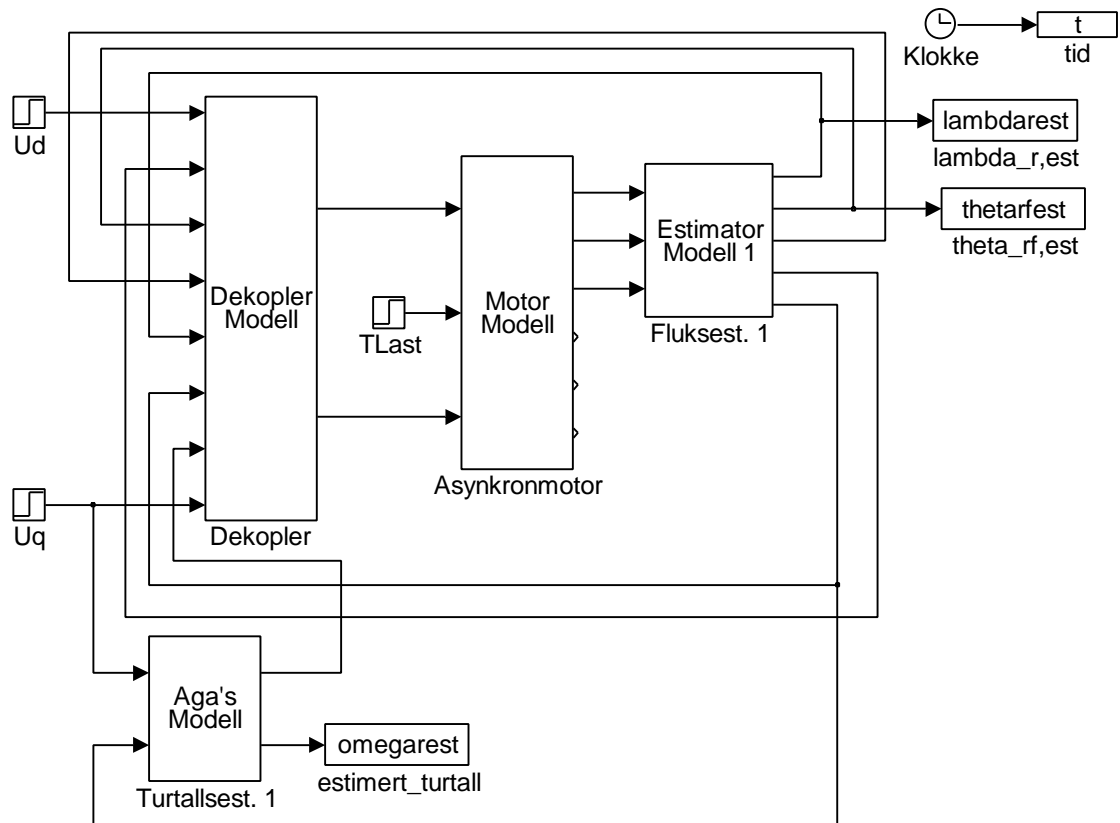


Figur A.6.3 Mregsim1.m



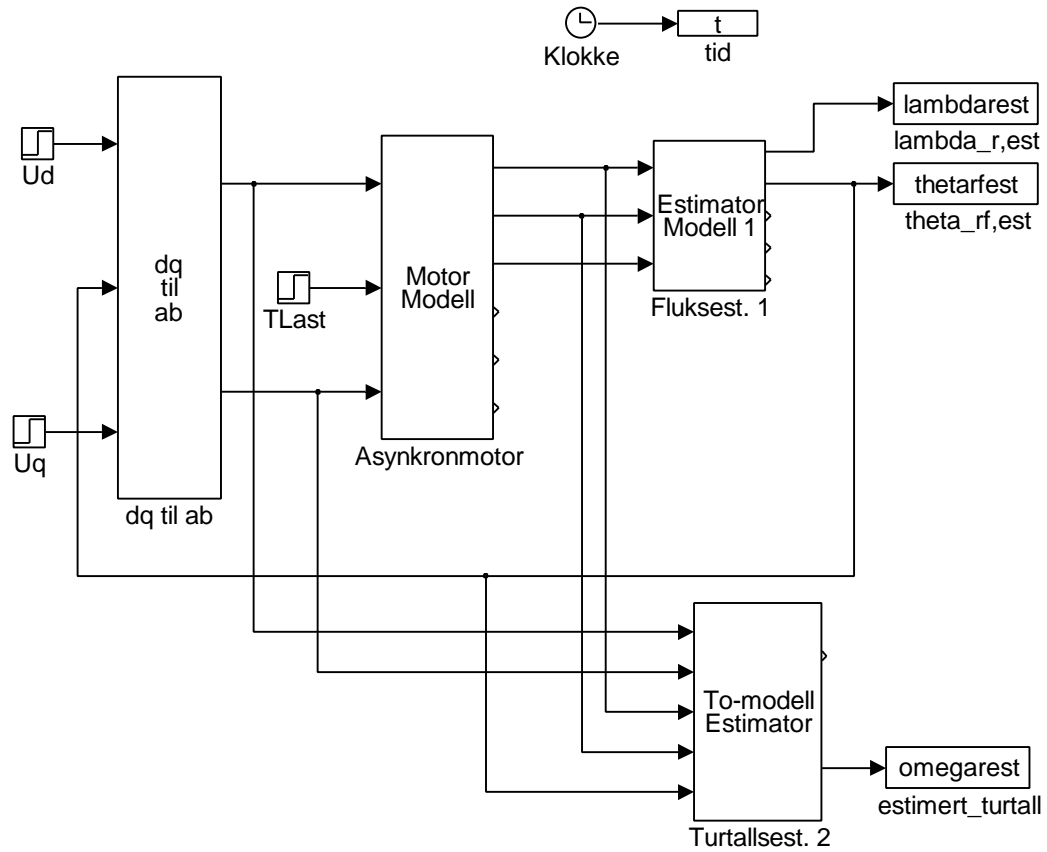
Figur A.6.4 Mregsim2.m

Feltorientert regulering av asynkronmotor



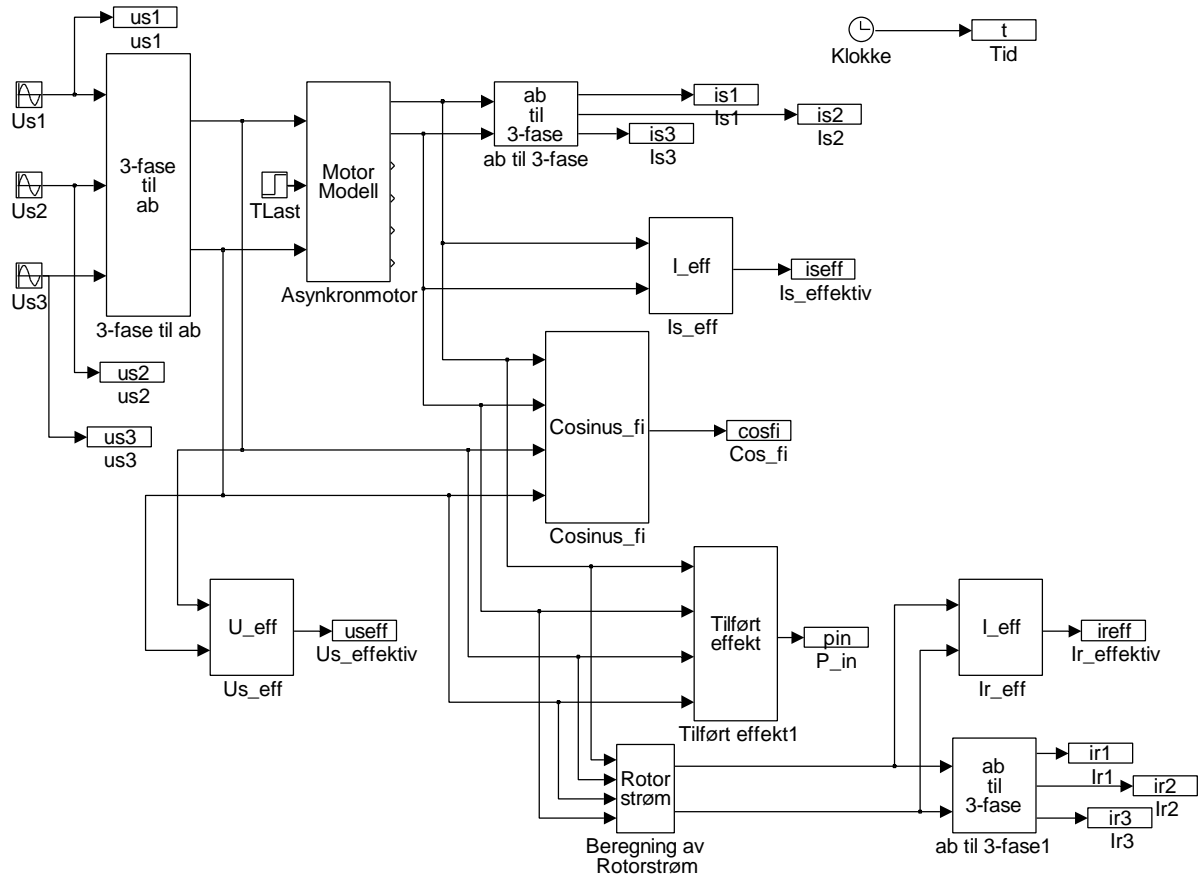
Figur A.6.5 Wrests1.m

Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur A.6.6 Wrests2.m

Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur A.6.7 Msim.m



A.7 Beregningseksempel

Vi skal her se på et kombinert eksempel, med både beregninger og simuleringer. Simulerings-modellene er bygd *imotorbib*. Motoren som skal analyseres har følgende data (samme data som for de andre simuleringene):

$$\begin{aligned}r_S &= 0.1859 \, \Omega & r_R &= 0.2738 \, \Omega \\L_S &= 41.21 \, \text{mH} & L_R &= 42.02 \, \text{mH} \\L_{lS} &= L_S - L_m = 1.14 \, \text{mH} & L_{lR} &= L_R - L_m = 1.95 \, \text{mH} & L_m &= 40.07 \, \text{mH}\end{aligned}$$

Viskøs dempning, $B = 0.005 \, \text{Nm}\cdot\text{s}/\text{rad}$

Tregghetsmoment, $J = 0.05 \, \text{kgm}^2$

Antall poler, $P = 2$

Nettfrekvens, $f = 50 \, \text{Hz}$

Merkeeffekt, $P_N = 20 \, \text{kW}$

Sakking ved tomgang, $s_0 = 0.0009$

Sakking ved merkelast (merkesakking), $s_N = 0.0378$

$U_S = 230 \, \text{V}$ (fasespenning, effektivverdi)

Ser bort fra jerntap, virvelstrømstap og ventilasjonstap.

Motoren startes opp uten belastning. Lasten ($T_{\text{Last}} = 60 \, \text{Nm}$) settes på etter $t = 0.3 \, \text{s}$.

Beregn følgende:

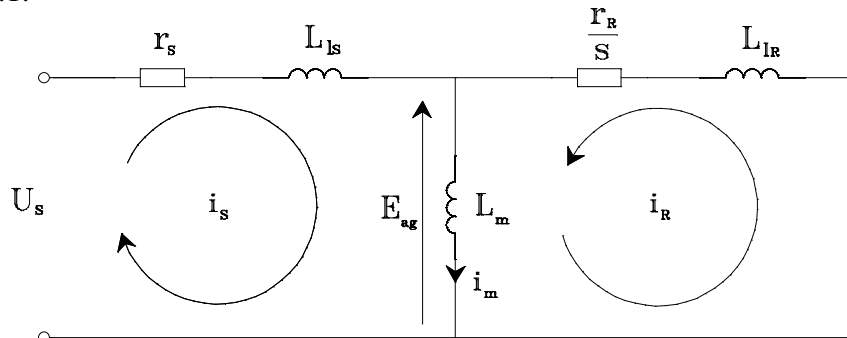
- Synkronhastigheten n_S og ω_S , og turtallet n_R og ω_R før og etter lastpåslaget.
- Statorstrømmen I_S og $\text{Cos}(\varphi)$ før og etter lastpåslaget.
- Luftgapsspenningen E_{ag} , magnetiseringsstrømmen I_m og rotorstrøm I_R før og etter lastpåslaget.
- Tilført effekt (P_{in}), samt kobbertap i stator (P_S), og i rotor (P_R) før og etter lastpåslaget.
- Elektromekanisk effekt (P_{em}) og elektromekanisk moment (T_{em}) før og etter lastpåslaget.
- Finn friksjonstapet (P_{fr}) ved merkedrift, samt avgitt effekt (P_{avg}) og virkningsgraden (η) til motoren.



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Beregnet løsning:

Vi skal først se på resultatene beregnet ut ifra den stasjonære motormodellen som er vist i figur A.7.1.



Figur A.7.1 Pr.fase ekvivalentskjema for asynkronmotoren

a)

Tomgang

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{P} = \frac{120 \cdot 50}{2} = 3000 \text{ omdr/min}$$

$$\omega_s = \frac{2 \cdot P \cdot n_s}{60} = 314.16 \text{ rad/s}$$

$$n_R = n_s - n_s \cdot s = 2997.3 \text{ omdr/min}$$

$$\omega_R = \frac{2 \cdot P \cdot n_R}{60} = 313.88 \text{ rad/s}$$

Med belastning

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{P} = \frac{120 \cdot 50}{2} = 3000 \text{ omdr/min}$$

$$\omega_s = \frac{2 \cdot P \cdot n_s}{60} = 314.16 \text{ rad/s}$$

$$n_R = n_s - n_s \cdot s = 2886.6 \text{ omdr/min}$$



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$\omega_R = \frac{2 \cdot P \cdot n_R}{60} = 302.28 \text{ rad/s}$$

b)

Tomgang

$$Z_{tot} = (r_S + j\omega_S L_{IS}) + \frac{\left(\frac{r_R}{s} + j\omega_S L_{IR}\right) \cdot (j\omega_S L_m)}{\left(\frac{r_R}{s} + j\omega_S L_{IR}\right) + (j\omega_S L_m)} = (0.7083 + j12.9237)\Omega = 12.94e^{j86.9^\circ} \Omega$$

$$I_S = \frac{U_S}{Z_{tot}} = \frac{230}{0.7083 + j12.9237} = (0.9725 - j17.7434)A = 17.77e^{-j86.9^\circ} A$$

$$\cos(\mathbf{j}) = 0.0547$$

Med belastning

$$Z_{tot} = (r_S + j\omega_S L_{IS}) + \frac{\left(\frac{r_R}{s} + j\omega_S L_{IR}\right) \cdot (j\omega_S L_m)}{\left(\frac{r_R}{s} + j\omega_S L_{IR}\right) + (j\omega_S L_m)} = (5.2484 + j3.7201)\Omega = 6.433e^{j35.3^\circ} \Omega$$

$$I_S = \frac{U_S}{Z_{tot}} = \frac{230}{5.2484 + j3.7201} = (29.1683 - j20.6747)A = 35.75e^{-j35.3^\circ} A$$

$$\cos(\mathbf{j}) = 0.8158$$

c)

Tomgang

$$E_{ag} = U_S - (r_S + j\omega_S L_{IS}) \cdot I_S = (223.46 + j2.9502)V = 223.5e^{j0.76^\circ} V$$

$$I_m = \frac{E_{ag}}{j\omega_S L_m} = (0.2344 - j17.7517)A = 17.75e^{-j89.2^\circ} A$$

$$I_R = I_S - I_m = (0.7381 + j0.0083)A = 0.7381e^{j0.64^\circ} A$$

Med belastning



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$E_{ag} = U_S - (r_S + j\omega_S L_{lS}) \cdot I_S = (217.17 - j6.6029)V = 217.3e^{-j1.74^\circ} V$$

$$I_m = \frac{E_{ag}}{j\omega_S L_m} = (-0.5245 - j17.2519)A = 17.26e^{-j91.7^\circ} A$$

$$I_R = I_S - I_m = (29.6928 - j3.4229)A = 29.89e^{-j6.6^\circ} A$$

d)

Tomgang

$$P_{in} = 3 \cdot |U_S| \cdot |I_S| \cdot \cos(\mathbf{j}) = 671W$$

$$P_S = 3 \cdot |I_S|^2 \cdot r_S = 176.1W$$

$$P_R = 3 \cdot |I_R|^2 \cdot r_R = 0.478W$$

Med belastning

$$P_{in} = 3 \cdot |U_S| \cdot |I_S| \cdot \cos(\mathbf{j}) = 20126W$$

$$P_S = 3 \cdot |I_S|^2 \cdot r_S = 711.92W$$

$$P_R = 3 \cdot |I_R|^2 \cdot r_R = 733.76W$$

e)

Tomgang

$$P_{em} = 3 \cdot |I_R|^2 \cdot r_R \cdot \left(\frac{1-s}{s} \right) = P_{in} - P_S - P_R = 494.42W$$

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_R} = B \cdot \omega_R = 1.57Nm$$

Med belastning



Feltorientert regulering av asynkronmotor

$$P_{em} = 3 \cdot |I_R|^2 \cdot r_R \cdot \left(\frac{1-s}{s} \right) = P_{in} - P_S - P_R = 18679W$$

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_R} = B \cdot \omega_R + T_L = 61.79Nm$$

f)

$$P_{fr} = B \cdot \omega_R^2 = 456.88W$$

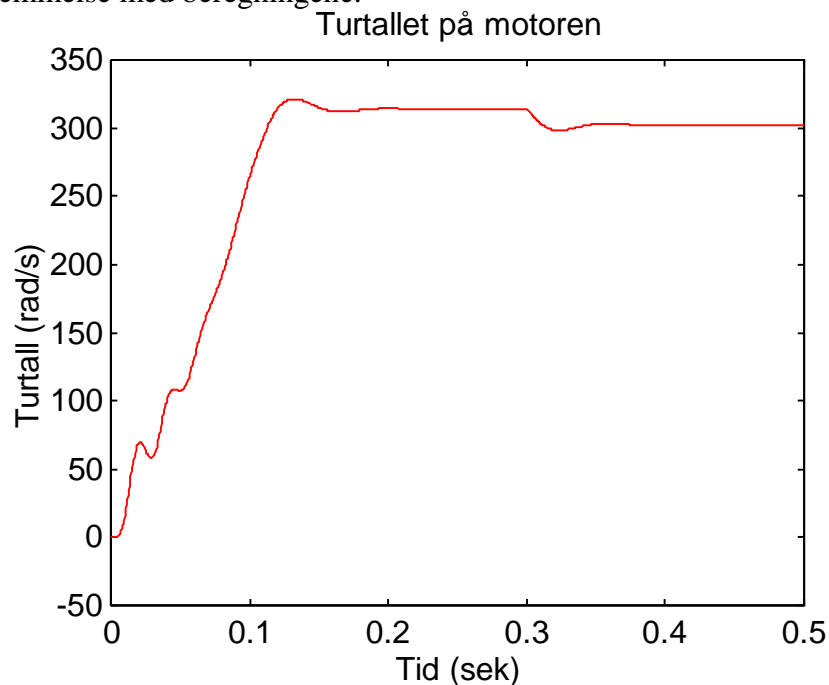
$$P_{avg} = P_{em} - P_{fr} = 18222.1W$$

$$h = \frac{P_{avg}}{P_{in}} = \frac{18222.1}{20126} = 0.905$$

Simulert løsning:

a)

Vi ser her turtallet på motoren. Etter at alle transienter har dødd ut, vil turtallet stabilisere seg. Så ser vi at turtallet går litt ned ved lastpåslaget. Dette er i overenstemmelse med beregningene.



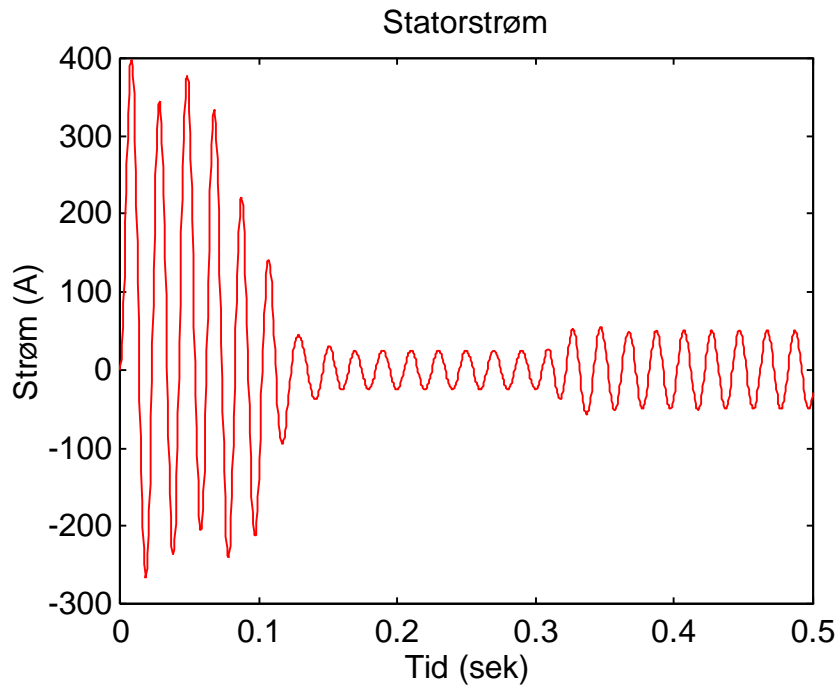
Figur A.7.2 Turtallet på motoren

b)



Feltorientert regulering av asynkronmotor

Figur A.7.3 viser strømmene i en statorfase. Som vi ser, er det meget høye startstrømmer i det transiente området for turtallet. Ved $t = 0.3$ s ser vi at strømmen øker. Dette fordi vi setter på et lastmoment.

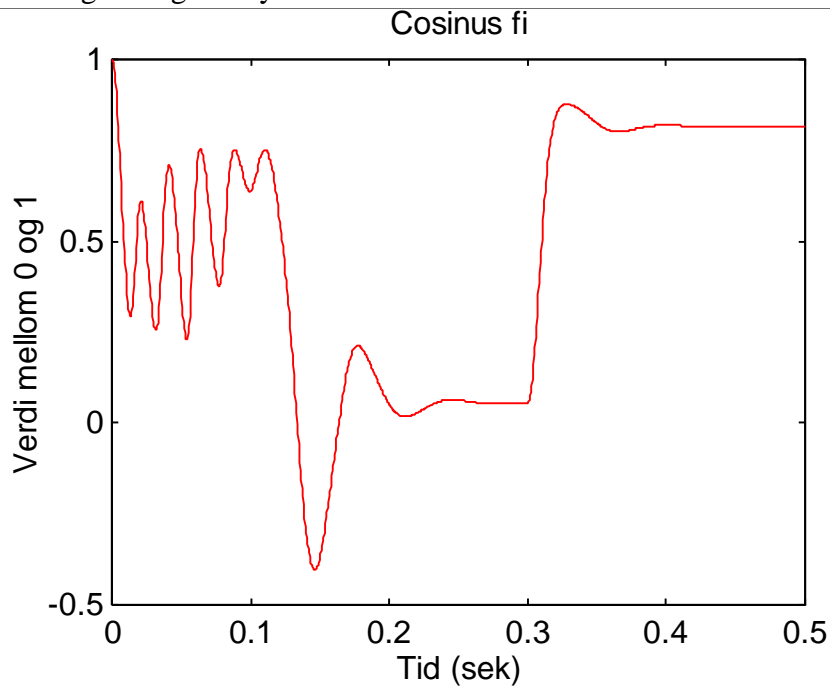


Figur A.7.3 Strømmen i en av statorfasene

Figur A.7.4 viser at $\cos(\varphi)$ -verdien blir ca. 0.82, etter at lasten er hengt på. Simuleringen stemmer altså bra overens med det vi fikk i beregningene. Transient kan vi ikke snakke om $\cos(\varphi)$, derfor gjelder bare den stasjonære verdien på kurven. Transient kan vi snakke om PF (Power Factor).



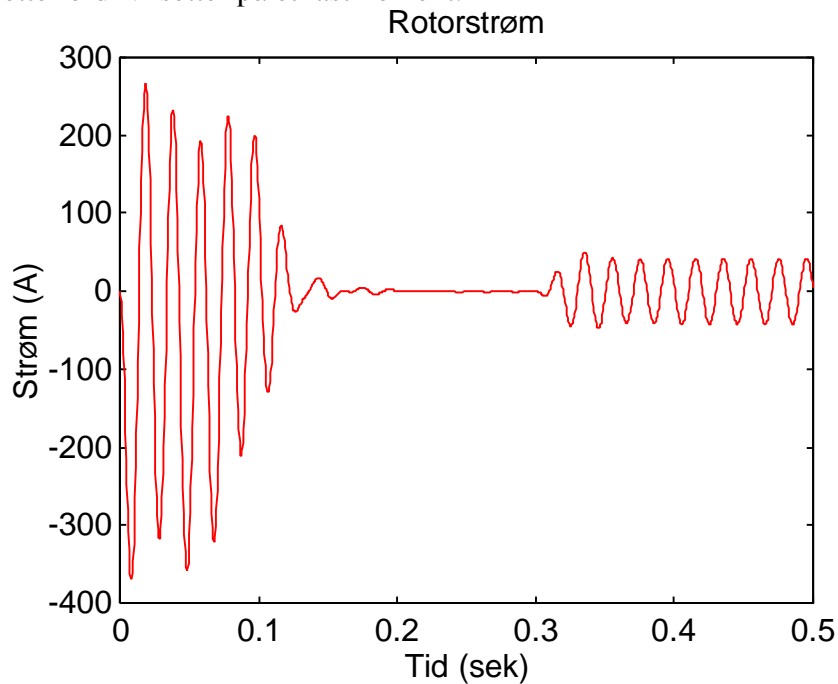
Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur A.7.4 Cosinus ϕ

c)

Figur A.7.5 viser strømmene i den ene rotorfasen. Som vi ser er det også her høye startstrømmer i det transiente området for turtallet. Ved $t = 0.3$ s ser vi at strømmen øker. Dette fordi vi setter på et lastmoment.



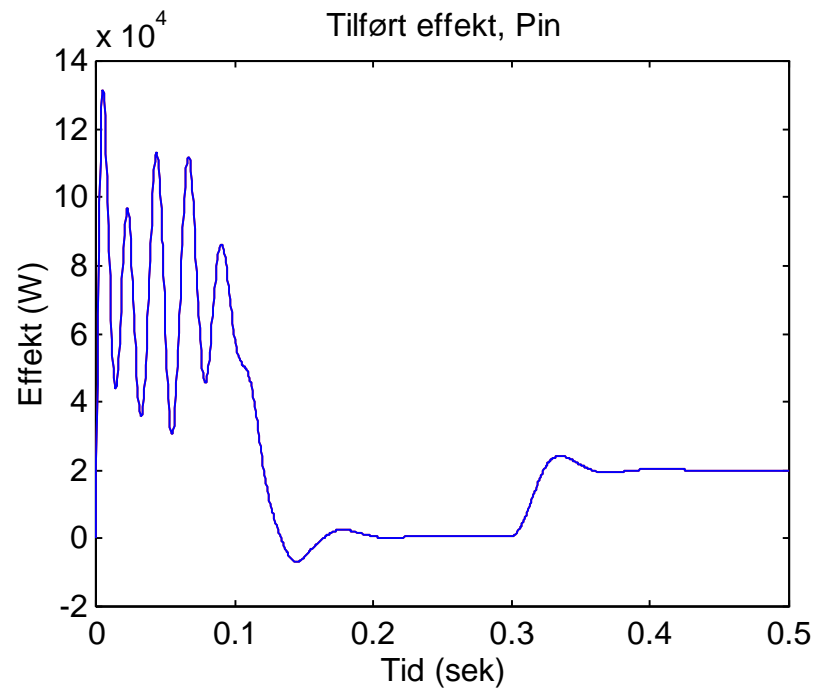
Figur A.7.5 Strømmen i en av rotorfasene



Feltorientert regulering av asynkronmotor

d)

Her skulle vi finne den tilførte effekten (P_m) i motoren. Av figur A.7.6 ser vi at det blir ca. 20 kW, noe som vi også fikk i beregningen. Som vi ser er effekten veldig høy i starten, dette p.g.a de høye startstrømmene.

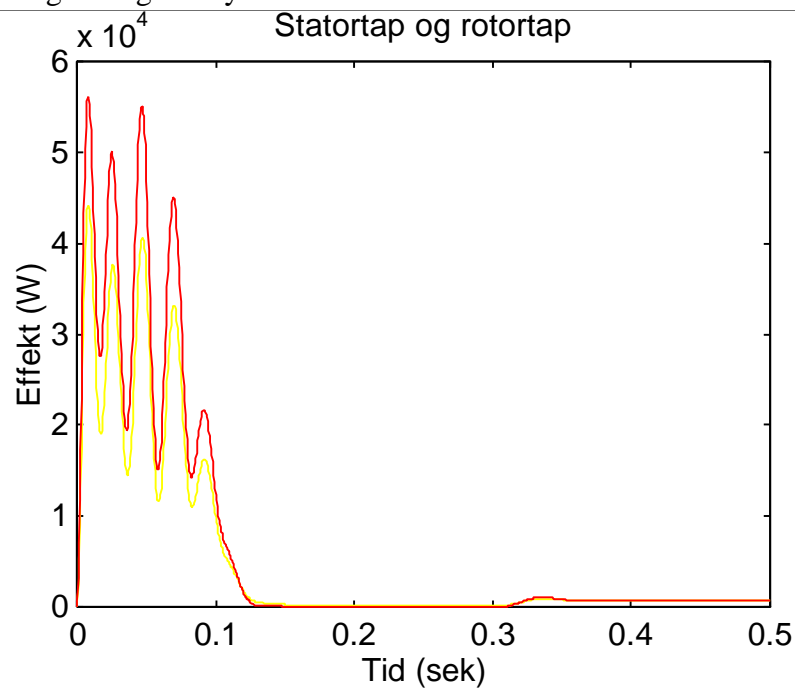


Figur A.7.6 Tilført effekt til motoren

Vi skulle i tillegg beregne stator- og rotortap. Som vi ser av figur A.7.7 er det litt vanskelig å lese ut verdien, men i MatLab kan man gå inn å se på tallverdiene i et punkt, og da viser det seg at verdien stemmer med det vi fikk i beregningene, nemlig $P_S = 711\text{W}$ og $P_R = 733\text{W}$.



Feltorientert regulering av asynkronmotor



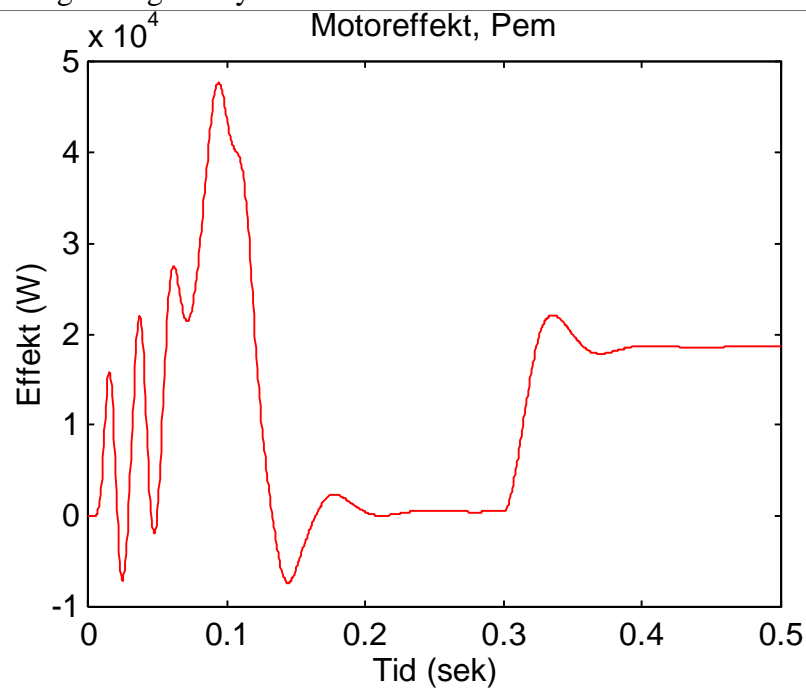
Figur A.7.7 Statortap og rotortap i motoren

e)

I denne oppgaven skulle vi finne P_{em} og T_{em} . Av figur 8 kan vi lese ut at P_{em} blir ca. 18680 W, noe vi også fikk i beregningene.

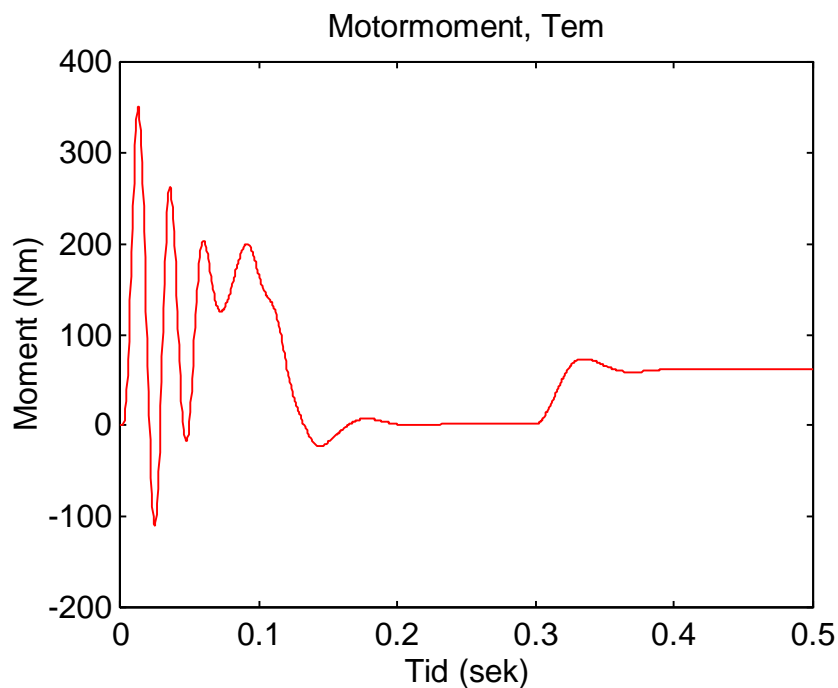


Feltorientert regulering av asynkronmotor



Figur A.7.8 Elektromekanisk effekt, P_{em}

Som vi ser av figur A.7.9, blir momentet (T_{em}) ca. 60 Nm. Dette stemmer bra med de beregningene som ble gjort.



Figur A.7.9 Elektromekanisk moment, T_{em}

Vi har nå sett på et kombinert beregnings- og simuleringseksempel. Det er helt tydelig at den stasjonære modellen representerer den dynamiske modellen ved stasjonær drift.



Referanseliste

- [1] C.H Edwards jr., David E. Penny. «Elementary Linear Algebra».
- [2] Lennart Ljung. «Moderne analys- och syntesemetoder».
- [3] Mohamed E. El-Hawary. «Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications».
- [4] Ned Mohan. «Field-Oriented Control of Induction Motor Drives».
- [5] Roy Nilsen. «Modelling, Identification and Control of an Induction Machine».
- [6] Zaher Daboussi. «Field-Oriented Control for Induction Motor Drives».
- [7] Werner Leonard. «Field Orientation with Controlled AC-Drives, the natural solution to a travelling wave problem». Publikasjon.
- [8] Werner Leonard. «Control of Electrical Drives».
- [9] Lars E. Norum. «Kraftelektroniske motordrifter».
- [10] Tom Fagernes Nestli. «Flux Estimation in Induction Machines». Master thesis.
- [11] A.E Fitzgerald , Charles Kingsley Jr. , Stephen D. Umans. «Electric Machinery».
- [12] Finn Haugen. «Anvendt Reguleringssteknikk»
- [13] Mohan , Undeland , Robbins. «Power Electronics».