

CODEN: LUTFD2/(TFRT-5448)/1-57/(1991)

Flödesobserverare för asynkronmotor

Fredrik Menander
Johan Silvander

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola
December 1991

Department of Automatic Control Lund Institute of Technology P.O. Box 118 S-221 00 Lund Sweden		<i>Document name</i> Master Thesis	
		<i>Date of issue</i> December 1991	
		<i>Document Number</i> CODEN: LUTFD2/(TFRT-5448)/1-57/(1991)	
<i>Author(s)</i> Fredrik Menander Johan Silvander		<i>Supervisor</i> Karl Johan Åström	
		<i>Sponsoring organisation</i> ABB Traction	
<i>Title and subtitle</i> Flödesobserverare för asynkronmotor (Fluxobserver for induction motor)			
<i>Abstract</i> <p>The thesis investigates how to design a flux observer for an induction motor.</p> <p>In order to solve the problem, we have studied reduced observers and full observers designed by LQG and pole-placement. The result of the investigation is that full observers designed by LQG-design are resistant to deviations in motorparameters.</p> <p>The design gives a good estimation when the measured signals contain noise and is also easy to calculate.</p>			
<i>Key words</i> Fluxobserver Induction motor control			
<i>Classification system and/or index terms (if any)</i>			
<i>Supplementary bibliographical information</i>			
<i>ISSN and key title</i>			<i>ISBN</i>
<i>Language</i> Swedish	<i>Number of pages</i> 57	<i>Recipient's notes</i>	
<i>Security classification</i>			

The report may be ordered from the Department of Automatic Control or borrowed through the University Library 2, Box 1010, S-221 03 Lund, Sweden, Telex: 33248 lubbis lund.

Innehållsförteckning

1. Inledning	5
2. Problemformulering och metod	6
3. Matematiska modeller	8
3.1 Motorekvationer	8
3.2 Val av koordinatsystem	10
3.3 Normering av ekvationer	11
4. Analys av tillståndsekvationer	13
4.1 Tillståndsbeskrivning	13
4.2 Öppna systemets poler	15
4.3 Observerarens ekvationer	18
4.4 Val av K-matris	19
4.5 Beräkning av reducerad observerare	20
5. Polplacering	24
5.1 Polplaceringsstrategi	24
5.2 Storleken på k-parametrarna	34
6. Simulering	37
6.1 Simuleringarnas utförande	37
6.2 Dynamiskt beteende	38
6.3 Variationer i parametrar	44
6.4 Brus	47
6.5 Dynamiskt beteende vid parametervariation	51
6.6 Motordata	54
7. Avslutande diskussion	55
7.1 Implementering	55
7.2 Resultat	55
7.3 Slutsatser	56
7.4 Vidareutveckling	56
Referenser	57

1. Inledning

När man använder motorer är man intresserad av att kunna reglera drivande moment. Problemet som uppstår är att det kan vara både svårt och dyrt att mäta moment. Då det gäller asynkronmotorer är flödet en av de storheter som bildar moment. Flödet är också svårt att mäta. Man försöker istället skatta det med en observerare.

I vårt fall gäller det att skatta flöde för de motorer som ABB Traction använder i sitt snabbtåg, X2000. De mätsignaler vi använder oss av är mellanledsspänning, statorström, statortemperatur samt varvtal. Statorspänningen erhålls med hjälp av styrkurvor från reglersystemet.

Vid konstruktionen av observeraren har vi begränsat oss till att skatta flöde. Övriga begränsningar är att vi inte har haft tillgång till riktiga mätsignaler utan använt oss av simulering. Detta har medfört att vi inte har letat efter en optimal lösning till problemet utan istället inriktat oss på att visa hur olika val av designmetod ger olika för- och nackdelar. Alla våra beräkningar är utförda i kontinuerlig tid vilket inte är någon begränsning då man får göra samma betraktelser när man arbetar i diskret tid. Vi har valt att arbeta på detta sätt eftersom det är en kontinuerlig process vi arbetar med. En omvandling av våra resultat till diskret tid bör inte innebära några svårigheter.

I kapitel 2 formulerar vi problemet som examensarbetet undersöker samt beskriver den metod vi har arbetat efter. För att få en grund att stå på diskuterar vi i kapitel 3 hur de matematiska modellerna för motorn ser ut i olika koordinatsystem samt motiverar valet av koordinatsystem. Kapitel 4 ägnas åt analys av de tillståndsekvationer vi valde i kapitel 3.

När vi ska konstruera en observerare gäller det att hitta en design som ger rimliga värden på k -parametrarna samt klarar av variationer i motorparametrarna och brus i mätsignalerna. I kapitel 5 tar vi fram ett antal observerare med olika designmetoder.

För att studera hur de olika valen av observerare beter sig simulerar vi våra observerare i kapitel 6 där vi även diskuterar vilken observerare som kan anses vara mest lämplig att välja.

Avslutningsvis gör vi i kapitel 7 en sammanfattning av våra resultat.

2. Problemformulering och metod

Problemformulering

Asynkronmotorn är lätt att styra om motorns flöden ψ , spänningar u och strömmar i är kända. Känner man dessa storheter är det lätt att räkna ut motorns vridmoment T . Ofta är det emellertid både dyrt och svårt att mäta alla storheterna, istället måste de skattas. I det här fallet mäts inte flödet, vilket gör att detta måste skattas. För att vara specifik mäts följande insignaler

- statorström i_s ,
- mellanledningsspänning U_d
- statortemperatur Θ_s ,
- rotorvarvtal n

Dessa mätsignaler har ofullständigheter. Text innehåller statorströmmen flera övertoner som uppstår vid modulationen. Vidare varierar motorparametrarna, dvs resistanser och induktanser, med temperatur respektive flöde. Dessa parametervariationer samt rotorvarvtalet medför att motorekvationerna blir olinjära. Styrkurvorna till respektive fas antas kända.

I detta arbete liksom i referenserna [Acarney, 1990], [Umeno, 1990] och [Verghese, 1988] antas att varvtalet mäts exakt. Detta är givetvis inte fallet. Då vi har osäkerheter i varvtalet är det speciellt svårt att skatta flödet vid låga varvtal.

Målet med examensarbetet är att utgående från kännedom om motorns fysikaliska egenskaper och mätningar av vissa storheter undersöka hur flödet skall skattas. Vår arbetshypotes är att undersöka hur långt man kan komma med ett utvidgat Kalman-filter.

Metod

Vi börjar med att ta fram matematiska modeller för asynkronmotorn.

Därefter väljer vi vilket koordinatsystem som är lämpligast att arbeta i. För att förenkla beräkningar och skrivsätt gör vi sedan en enkel transformation av matriserna. Genom att studera polerna till öppna systemet får vi en bättre uppfattning om hur motorn beter sig då varvtal och parametrar varierar. Dessa studier och våra referenser ger oss ett antal olika observerare.

De olika observerarna består av några fulla observerare och ett par reducerade. Våra fulla observerare skattar stator- och rotorflöde medan de reducerade skattar rotorflöde. En del är framtagna med LQG-design och en del med vanlig polplacering.

Varvtalet är ett centralt problem. I våra första försök att finna en observerare provade vi att använda metoder som kunde ge slutna uttryck för hur k -parametrarna beror av varvtalet. Detta visade sig vara svårare än vad vi först trodde. Vi har därför fortsatt med att försöka finna numeriska metoder för att lösa problemet. Eftersom flervariabla system har den otrevliga egenskapen att olika val av k -parametrar kan ge samma polplacering så har vi valt att utnyttja den symetri som finns i K-matrisen. Detta medför att vi endast får fyra olika k -parametrar istället för åtta.

För att undersöka vilken design som är att föredra simulerar vi de olika observerarna mot motorn. Vi jämför egenskaper som dynamiskt beteende, känslighet för parametervariationer och brus känslighet för att se vilka för- och nackdelar respektive design har.

3. Matematiska modeller

I detta kapitel skall matematiska modeller för systemet beskrivas. I kapitel 3.1 tar vi fram motorekvationerna i olika koordinatsystem. En diskussion om vilket koordinatsystem som bör väljas utförs i kapitel 3.2. Vi normerar sedan ekvationerna i vårt valda koordinatsystem i kapitel 3.3.

3.1 Motorekvationer

De grundekvationer som beskriver asynkronmotorn återfinns i ekvation (3.1).

$$\begin{aligned} u_s^s &= R_s i_s^s + \frac{d\psi_s^s}{dt} \\ u_r^r &= R_r i_r^r + \frac{d\psi_r^r}{dt} \\ \psi_s^s &= L_s i_s^s + L_m i_r^r e^{j\theta} \\ \psi_r^r &= L_r i_r^r + L_m i_s^s e^{-j\theta} \end{aligned} \tag{3.1}$$

$$L_s = L_m + L_{\sigma s}$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma r}$$

Indexet s betecknar stator och r för rotor. De termer som har både över- och underindex är komplexa storheter. Dessa är spänning u , ström i , och magnetiskt flöde ψ . Underindex talar om var storheten finns, dvs om det är en rotor eller stator storhet, och överindex talar om vilket koordinatsystem som storheten är relaterad till. Med ψ_r^s menas alltså rotorflödet beskrivet i statorkoordinater. R är resistans och L induktans, L_m är den ömsesidiga induktansen mellan stator och rotor. L_σ är läckinduktanserna. θ är vinkeln mellan stator och rotor. Den asynkronmotor som vi genomgående använder sitter i snabbtåget X2000. Samtliga R , L är angivna per fas och typiska värden för R_s är 0.04Ω , R_r 0.07Ω , L_s 31 mH , L_r 31 mH , L_m 30 mH , $L_{\sigma s}$ 1 mH och $L_{\sigma r}$ 1 mH . Då rotorn saknar elektriska anslutningar är $u_r^r = 0$. Efter att ha skrivit om uttrycken i ekvation (3.1) till statorkoordinater samt reducerat dem erhålls

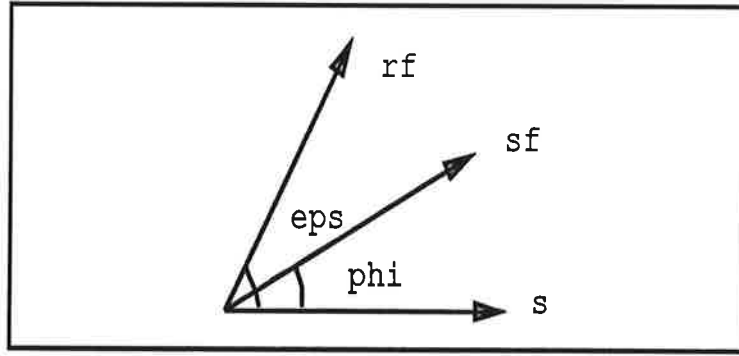
$$\begin{aligned} \frac{d\psi_s^s}{dt} &= u_s^s - R_s i_s^s \\ \frac{d\psi_r^s}{dt} &= \frac{1}{\sigma \tau_r} \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_s^s - \psi_r^s \right) + j \frac{d\theta}{dt} \psi_r^s \\ i_s^s &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(\psi_s^s - \frac{L_m}{L_r} \psi_r^s \right) \end{aligned} \tag{3.2}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Vi ska nu studera hur ekvationerna ter sig i olika koordinatsystem vilka visas

i figur (3.1).



Figur 3.1 De olika koordinatsystemen och vinklarna mellan dessa.

Statorkoordinater betecknas med s , statorflödeskoordinater med sf samt rotorflödeskoordinater med rf . Överför ekvation (3.2) till statorflödeskoordinater.

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_s^{sf}}{dt} &= u_s^{sf} - R_s i_s^{sf} - j \frac{d\phi}{dt} \psi_s^{sf} \\ \frac{d\psi_r^{sf}}{dt} &= \frac{1}{\sigma \tau_r} \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_s^{sf} - \psi_r^{sf} \right) + j \left(\frac{d\theta}{dt} - \frac{d\phi}{dt} \right) \psi_r^{sf}\end{aligned}\quad (3.3)$$

$$i_s^{sf} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\psi_s^{sf} - \frac{L_m}{L_r} \psi_r^{sf} \right)$$

där ϕ är vinkeln mellan statorflödes- och statorkoordinater. Omskrivet till rotorflödeskoordinater fås följande uttryck

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_s^{rf}}{dt} &= u_s^{rf} - R_s i_s^{rf} - j \frac{d\varepsilon}{dt} \psi_s^{rf} \\ \frac{d\psi_r^{rf}}{dt} &= \frac{1}{\sigma \tau_r} \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_s^{rf} - \psi_r^{rf} \right) - j \frac{d\rho}{dt} \psi_r^{rf}\end{aligned}\quad (3.4)$$

$$i_s^{rf} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\psi_s^{rf} - \frac{L_m}{L_r} \psi_r^{rf} \right)$$

där ε är vinkeln mellan rotorflödes- och statorkoordinater och ρ är vinkeln mellan rotorflödes- och rotorkoordinater. Motorparametrarna i ovanstående ekvationer är inte konstanta. Resistanserna beror på temperaturen enligt

$$\begin{aligned}R_s &= R_s(\Theta_s) = R_{s20} \frac{235 + \Theta_s}{255} \\ R_r &= R_r(\Theta_r) = R_{r20} \frac{235 + \Theta_r}{255}\end{aligned}\quad (3.5)$$

Läckinduktanserna $L_{\sigma s}$ och $L_{\sigma r}$ är konstanta medan den ömsesidiga induktansen, L_m , beror på magnetiseringsflödet, ψ_m .

$$\begin{aligned}\psi_m &= L_m |i_s^s + i_r^s| \simeq \frac{1}{L_{\sigma r} + L_{\sigma s}} |L_{\sigma r} \psi_s^s + L_{\sigma s} \psi_r^s| \\ \text{om } L_{\sigma r} L_{\sigma s} &\ll L_m (L_{\sigma r} + L_{\sigma s}). \\ L_m &= L_m(\psi_m)\end{aligned}\quad (3.6)$$

Induktansen L_m s beroende av flödet, ψ_m , finns uppmätt. Eftersom det är momentet, T , som vi vill observera så kan det vara på sin plats att visa följande ekvationer

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} \psi_s \times i_s \\ T &= \frac{3}{2} \psi_r \times i_r \\ T &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi_r \times i_s \end{aligned} \quad (3.7)$$

Vi vill med detta visa hur man kan teckna momentet med olika flöden och strömmar. Dock ska dessa vara skrivna i samma koordinatsystem.

3.2 Val av koordinatsystem

Vi ska nu diskutera fördelarna med de olika koordinatsystemen. Statorkoordinater ger oss fördelen av att vi har strömmen, i_s , samt spänningen, u_s , i detta koordinatsystem. Även varvtalet, $\frac{d\theta}{dt}$, finns tillgängligt som insignal. Med andra ord finns alla mätvärden som vi behöver tillhands. Nackdelen är att båda flödena måste skattas. Jämför man med de andra koordinatsystemen visar det sig att man måste mäta statorfrekvens respektive rotorfrekvens som vi med nuvarande givare inte har tillgängliga. Därför anser vi att beräkning i statorkoordinater är mest lämpligt för oss. När vi nu valt koordinatsystem uppkommer frågan om vi kan använda andra tillstånd än ψ_r^s och ψ_s^s ? Ett förslag är att använda statorströmen och rotorflödet vilket ger följande ekvation

$$\begin{aligned} \frac{di_s^s}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} (u_s^s - (R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}) i_s^s + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_r^s - \frac{L_m j d\theta}{L_r} \frac{d\psi_r^s}{dt}) \\ \frac{d\psi_r^s}{dt} &= \frac{R_r}{L_r} (L_m i_s^s - \psi_r^s) + j \frac{d\theta}{dt} \psi_r^s \end{aligned} \quad (3.8)$$

Vi väljer dock att använda flödena som tillstånd då dessa används i styrsystemet. Om man delar upp ekvation (3.2) i real- respektive imaginärdel och använder överindex d för att beteckna den komplexa storhetens realdel samt q för den imaginära erhålls följande uttryck

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_s^d}{dt} &= u_s^d - R_s i_s^d \\ \frac{d\psi_s^q}{dt} &= u_s^q - R_s i_s^q \\ \frac{d\psi_r^d}{dt} &= \frac{1}{\sigma \tau_r} (\frac{L_m}{L_s} \psi_s^d - \psi_r^d) - \frac{d\theta}{dt} \psi_r^q \\ \frac{d\psi_r^q}{dt} &= \frac{1}{\sigma \tau_r} (\frac{L_m}{L_s} \psi_s^q - \psi_r^q) + \frac{d\theta}{dt} \psi_r^d \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} i_s^d &= \frac{1}{\sigma L_s} (\psi_s^d - \frac{L_m}{L_r} \psi_r^d) \\ i_s^q &= \frac{1}{\sigma L_s} (\psi_s^q - \frac{L_m}{L_r} \psi_r^q) \end{aligned}$$

3.3 Normering av ekvationer

I reglersystemet är de flesta värdena uttryckta i per unit (pu), dvs refererade till ett bestämt basvärde. Därför normeras också de ekvationer som tillhör flödesobserveraren. De basvärden som används är

$$\begin{aligned} I_B &= \sqrt{2}I_N \\ U_B &= \sqrt{\frac{2}{3}}U_N \\ \omega_B &= \omega_N \end{aligned} \quad (3.10)$$

I_N är fasström, U_N huvudspänning och ω_N är synkron vinkelfrekvens. Alla övriga basstorheter härleds sedan efter dessa tre. T ex är

$$\begin{aligned} \psi_B &= \frac{U_B}{\omega_B} \\ Z_B &= \frac{U_B}{I_B} \\ L_B &= \frac{U_B}{\omega_B I_B} \end{aligned} \quad (3.11)$$

De normerade motorekvationerna uttryckta i statorkoordinater och uppdelade i real- respektive imaginärdel skrivs då som

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_B} \frac{d\psi_s^d}{dt} &= u_s^d - r_s i_s^d \\ \frac{1}{\omega_B} \frac{d\psi_s^q}{dt} &= u_s^q - r_s i_s^q \\ \frac{1}{\omega_B} \frac{d\psi_r^d}{dt} &= \frac{r_r}{\sigma x_r} \left(\frac{x_m}{x_s} \psi_s^d - \psi_r^d \right) - n \psi_r^q \\ \frac{1}{\omega_B} \frac{d\psi_r^q}{dt} &= \frac{r_r}{\sigma x_r} \left(\frac{x_m}{x_s} \psi_s^q - \psi_r^q \right) + n \psi_r^d \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} i_s^d &= \frac{1}{\sigma x_s} \left(\psi_s^d - \frac{x_m}{x_r} \psi_r^d \right) \\ i_s^q &= \frac{1}{\sigma x_s} \left(\psi_s^q - \frac{x_m}{x_r} \psi_r^q \right) \end{aligned}$$

De små bokstäverna symboliserar normerade storheter, där n är normerad rotorvinkelfrekvens. Innan ekvation (3.12) skrivs på tillståndsform införs följande beteckningar

$$\begin{aligned} x_1 &= \psi_s^d & u_1 &= u_s^d & y_1 &= i_s^d \\ x_2 &= \psi_s^q & u_2 &= u_s^q & y_2 &= i_s^q \\ x_3 &= \psi_r^d & & & & \\ x_4 &= \psi_r^q & & & & \end{aligned} \quad (3.13)$$

Ekvation (3.12) blir då

$$\begin{aligned}\frac{1}{\omega_B} \frac{dx_1}{dt} &= u_1 - r_s \frac{1}{\sigma x_s} \left(x_1 - \frac{x_m}{x_r} x_3 \right) \\ \frac{1}{\omega_B} \frac{dx_2}{dt} &= u_2 - r_s \frac{1}{\sigma x_s} \left(x_2 - \frac{x_m}{x_r} x_4 \right) \\ \frac{1}{\omega_B} \frac{dx_3}{dt} &= r_r \frac{1}{\sigma x_r} \left(\frac{x_m}{x_s} x_1 - x_3 \right) - n x_4 \\ \frac{1}{\omega_B} \frac{dx_4}{dt} &= r_r \frac{1}{\sigma x_r} \left(\frac{x_m}{x_s} x_2 - x_4 \right) + n x_3\end{aligned}\tag{3.14}$$

$$\begin{aligned}y_1 &= \frac{1}{\sigma x_s} \left(x_1 - \frac{x_m}{x_r} x_3 \right) \\ y_2 &= \frac{1}{\sigma x_s} \left(x_2 - \frac{x_m}{x_r} x_4 \right)\end{aligned}$$

4. Analys av tillståndsekvationer

De matematiska modeller vi tagit fram i föregående kapitel ska nu analyseras. Dessa modeller är olinjära och bör således linjäriseras. Vi har valt att linjärisera modellerna med avseende på flöde och statorspänning. Genom att studera tillståndsekvationernas beteende för olika varvtal vill vi skaffa oss förståelse för hur vi bör välja vår polplaceringsstrategi.

I kapitel 4.1 tar vi fram matriserna för systemet. Vi tar upp symmetriegenskaper samt hur dessa kan utnyttjas. Studier av öppna systemets poler utför vi i kapitel 4.2. I kapitel 4.3 ger vi en kort beskrivning av ekvationerna till en observerare medan vi tar fram en lämplig struktur för K -matrisen i kapitel 4.4. Kapitel 4.5 ägnas åt att ta fram en reducerad observerare för vårt system.

4.1 Tillståndsbeskrivning

Tillståndsmodellen för vårt system ser ut enligt följande

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= \omega_b(u_1 - r_s \frac{1}{\sigma x_s} x_1 + r_s \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} x_3) \\ \frac{dx_2}{dt} &= \omega_b(u_2 - r_s \frac{1}{\sigma x_s} x_2 + r_s \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} x_4) \\ \frac{dx_3}{dt} &= \omega_b(r_r \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} x_1 - r_r \frac{1}{\sigma x_r} x_3 - n x_4) \\ \frac{dx_4}{dt} &= \omega_b(r_r \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} x_2 - r_r \frac{1}{\sigma x_r} x_4 + n x_3)\end{aligned}\tag{4.1}$$

$$\begin{aligned}y_1 &= \frac{1}{\sigma x_s} x_1 - \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} x_3 \\ y_2 &= \frac{1}{\sigma x_s} x_2 - \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} x_4\end{aligned}$$

När vi studerar sambandet mellan induktansen, L_m , och flödet, ψ_m , visar det sig att alla termer som är induktansberoende är det både i täljare och nämnare. Dessa termer kan därför approximeras med en konstant.

$$\begin{aligned}c_s &= \frac{1}{\sigma x_s} \\ c_r &= \frac{1}{\sigma x_r} \\ c_m &= \frac{x_m}{\sigma x_s x_r}\end{aligned}\tag{4.2}$$

Med hänsyn till variationer i induktanserna blir förändringarna i c_s , c_r och c_m mindre än en procent vid varierande flöde. Dessa värden är enligt vår mening

helt godtagbara vilket leder till följande ekvationer

$$\begin{aligned}
 \frac{dx_1}{dt} &= \omega_b(u_1 - r_s c_s x_1 + r_s c_m x_3) \\
 \frac{dx_2}{dt} &= \omega_b(u_2 - r_s c_s x_2 + r_s c_m x_4) \\
 \frac{dx_3}{dt} &= \omega_b(r_r c_m x_1 - r_r c_r x_3 - n x_4) \\
 \frac{dx_4}{dt} &= \omega_b(r_r c_m x_2 - r_r c_r x_4 + n x_3)
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

$$y_1 = c_s x_1 - c_m x_3$$

$$y_2 = c_s x_2 - c_m x_4$$

Systemet kan skrivas som

$$\begin{aligned}
 \frac{dx}{dt} &= f(x, u, n, \Theta) \\
 y &= g(x, u, n, \Theta)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

För att undersöka beroendet av temperaturen och varvtalet linjäriserar vi ekvation (4.3).

$$\begin{aligned}
 A = \frac{\partial f}{\partial x} &= \omega_b \begin{pmatrix} -r_s c_s & 0 & r_s c_m & 0 \\ 0 & -r_s c_s & 0 & r_s c_m \\ r_r c_m & 0 & -r_r c_r & -n \\ 0 & r_r c_m & n & -r_r c_r \end{pmatrix} \\
 B = \frac{\partial f}{\partial u} &= \omega_b \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

$$C = \frac{\partial g}{\partial x} = \begin{pmatrix} c_s & 0 & -c_m & 0 \\ 0 & c_s & 0 & -c_m \end{pmatrix}$$

Studerar man A -matrisen så finner man att denna kan delas upp i två matriser där varvtalsberoende endast finns i en av dessa. Nu ser man tydligare den symmetri som systemet har. Detta ger följande A -matris där varvtalet n varierar mellan minus två och två.

$$A = \omega_b \begin{pmatrix} -r_s c_s & 0 & r_s c_m & 0 \\ 0 & -r_s c_s & 0 & r_s c_m \\ r_r c_m & 0 & -r_r c_r & 0 \\ 0 & r_r c_m & 0 & -r_r c_r \end{pmatrix} + \omega_b \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -n \\ 0 & 0 & n & 0 \end{pmatrix} \tag{4.6}$$

Vid låga varvtal bestäms systemets beteende av den vänstra matrisen och vid höga varvtal av den högra. För att kunna dela upp systemet i två delar byter vi plats på tillstånden x_2 och x_3 . Genom att även byta tillstånden enligt

$$\begin{aligned}
z_1 &= c_s x_1 \\
z_2 &= c_m x_3 \\
z_3 &= c_s x_2 \\
z_4 &= c_m x_4
\end{aligned}
\tag{4.7}$$

erhålls matriserna

$$A = \omega_b \begin{pmatrix} -a_1 & a_1 & 0 & 0 \\ a_3 & -a_4 & 0 & -n \\ 0 & 0 & -a_1 & a_1 \\ 0 & n & a_3 & -a_4 \end{pmatrix}$$

$$B = \omega_b \begin{pmatrix} c_s & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & c_s \\ 0 & 0 \end{pmatrix}
\tag{4.8}$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

där koefficienterna i matriserna är

$$\begin{aligned}
a_1 &= r_s c_s \\
a_3 &= \frac{r_r c_m^2}{c_s} \\
a_4 &= r_r c_r
\end{aligned}
\tag{4.9}$$

Även om vi nu gjort ett tillståndsbyte från x till z kommer vi fortsättningsvis ändå att använda bokstaven x som beteckning på de nya tillstånden.

Man kan nu uppfatta motorn som två delsystem med varvtalet n som koppling mellan delsystemen. Det karakteristiska polynomet till detta system kan skrivas som

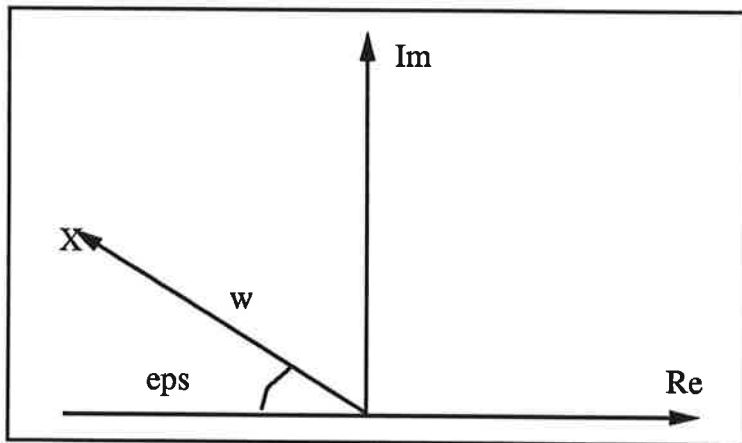
$$((s + a_1)(s + a_4) - a_1 a_3 + jn(s + a_1))((s + a_1)(s + a_4) - a_1 a_3 - jn(s + a_1))
\tag{4.10}$$

eller alternativt som

$$((s + a_1)(s + a_4) - a_1 a_3)^2 + n^2 (s + a_1)^2
\tag{4.11}$$

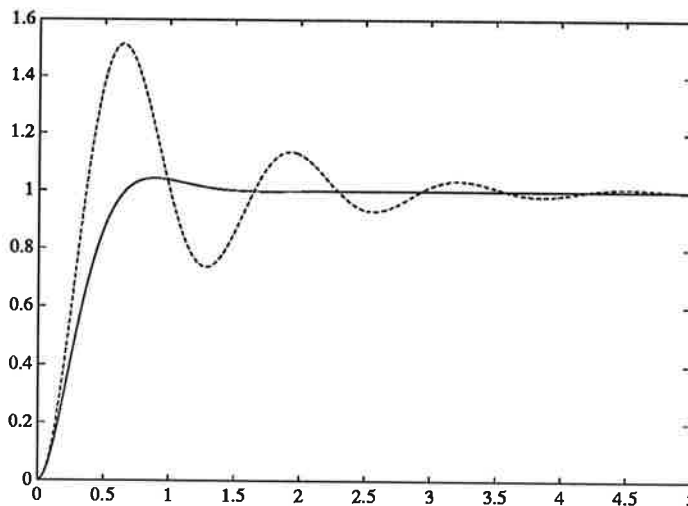
4.2 Öppna systemets poler

Innan vi går vidare ska vi förklara uttrycken dämpning och snabbhet som vi använder när vi diskuterar polplacering.



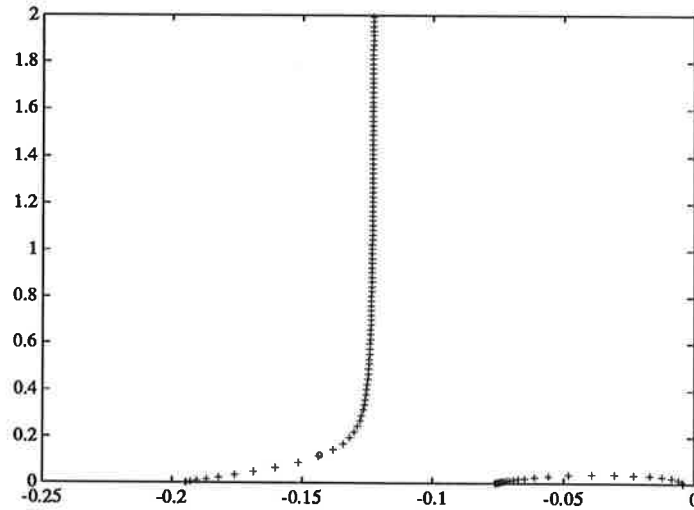
Figur 4.1 Snabbhet och dämpning.

I figur (4.1) ser man att vektorn mellan origo och polen kallas w . Längden av w definierar vi som polens snabbhet. Vinkeln mellan w och reella axeln kallas ϵ . Definitionen på en pols dämpning är $\cos(\epsilon)$. En tumregel för minimal storlek på dämpningen är 0.7. I figur (4.2) visas beteendet för ett andra ordningens system vid ett stegsvar då dämpningen är 0.7 respektive 0.2.



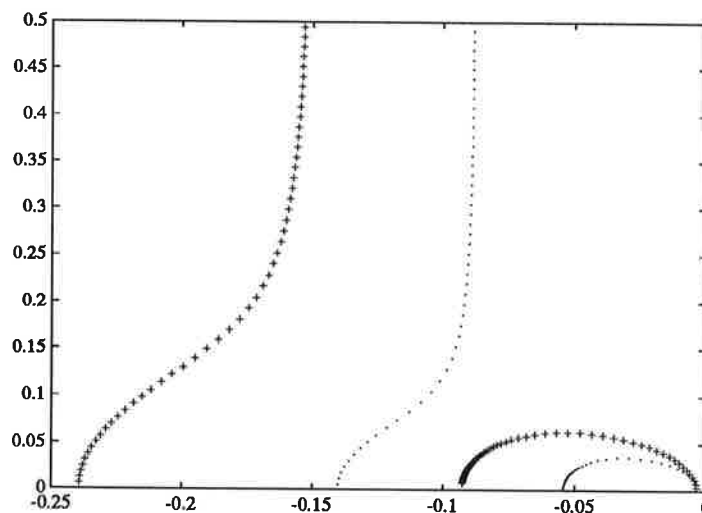
Figur 4.2 Stegsvär för andra ordningens system med dämpning 0.7 (hel) och 0.2 (streckad).

Ur figur (4.2) kan man utläsa att vi får ett slängigare system om vi har lägre dämpning. För att få en känsla för var vi ska lägga polerna till det slutna systemet ritas vi rotorten för det öppna systemet med avseende på varvtalet. Samtliga figurer med poler i beskriver ett dynamiskt system där alla poler är normerade med ω_B . För att få de verkliga polernas läge ska man multiplicera med ω_B .



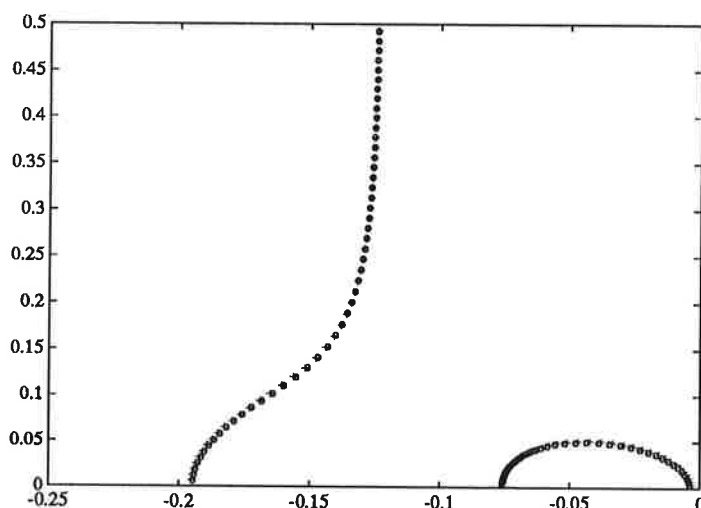
Figur 4.3 Rotort för öppna systemets poler som funktion av varvtalet vid nominell temperatur ($120^{\circ}C$).

Figur (4.3) visar att det är statorns poler som är långsamma och därför bör snabbas upp. Statorpolerna börjar vid -0.004 medan rotorpolerna startar vid -0.2 . Vi visar bara polerna med positiv imaginärdel då övriga poler är speglade i reella axeln. När vi nu pratar om stator- respektive rotorpoler kan det vara intressant att veta hur vi kan göra denna uppdelning. Om man inte vill visa detta analytiskt kan man ge r , värdet noll och rita upp öppna systemets poler. Efter att ha studerat A -matrisen kan man se att endast polerna för rotorn kommer att påverkas och med hjälp av detta identifiera polerna för statorn respektive rotorn. Man bör observera att polerna rör sig längs reella axeln i varvtalsområdet $[-0.2, 0.2]$. Därefter kommer förändringen för polerna att vara imaginär. Varvtalet 0.2 är markerad i figur (4.3) med en svart punkt.



Figur 4.4 Rotort för öppna systemets poler som funktion av varvtalet vid temperatur, $200^{\circ}C$ (.) och $20^{\circ}C$ (+).

I figur (4.4) kan man se att temperaturen har stor inverkan på polernas placering i det öppna systemet. Variationer i driftstemperaturen kan jämsställas med variationer i resistanserna. Dessa variationer följer temperaturen linjärt.



Figur 4.5 Rotort för öppna systemets poler som funktion av varvtalet då huvudinduktansen är 3.585 (+) och 2.140 (o).

Studerar man figur (4.5) ser man att parametervariationer i induktanserna inte innebär några större förändringar i öppna systemets poler.

Studerar man snabbhet och dämpning kan man se följande: Rotorn har vid låga varvtal en bra dämpning och i stort sett konstant snabbhet. Vid varvtal från 0.2 upp till 2.0 kommer rotorns snabbhet att följa varvtalet medan dämpningen blir dålig. Vid studier av statorn ser man att denna är dåligt dämpad upp till varvtalet 0.2. Därefter är dämpningen godtagbar enligt vår mening. Tittar man på snabbheten ser man att den är proportionell mot varvtalet vid varvtal upp till 0.2 och därefter i stort sett konstant.

4.3 Observerarens ekvationer

Eftersom vi inte kan mäta motorns flöde utan måste skatta dessa ska vi nu visa hur man gör detta på ett lämpligt sätt.

Vi utgår från ekvationerna för verkliga flöde.

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx\end{aligned}\quad (4.12)$$

Används beteckningen \hat{x} för skattat flöde blir observerarekvationen

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + K(y - C\hat{x})\quad (4.13)$$

Väljer man att beteckna felet enligt $\tilde{x} = x - \hat{x}$ blir felekvationen

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = (A - KC)\tilde{x}\quad (4.14)$$

Man ser här att vi med hjälp av k -parametrarna kan bestämma det dynamiska beteendet hos felet, se Åström [Åström, 1968].

4.4 Val av K -matris

Då vi ska göra en observerare är det egenvärdena till matrisen $A - KC$ som bestämmer det slutna systemets poler. Vid valet av K -matrisens parametrar ska man utnyttja den symmetri som systemet har. Vi återvänder till den ursprungliga A -matrisen där tillstånden är komplexa storheter och använder en komplex K -matris enligt

$$K = \begin{pmatrix} k_1 + jk_2 \\ k_3 + jk_4 \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Nu ser man att då A -matrisen delas upp i real- och imaginärdelar blir K -matrisen symmetrisk, vilket ger

$$K = \begin{pmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \\ k_3 & -k_4 \\ k_4 & k_3 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Vi byter plats på tillstånden x_2 och x_3 för att få samma tillståndsbeskrivning som i kapitel 4.1 vilket ger oss följande K -matris

$$K = \begin{pmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_3 & -k_4 \\ k_2 & k_1 \\ k_4 & k_3 \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

Det är denna K -matris som används i fortsättningen.

När vi började med att prova olika val av K -matris startade vi med

$$K = \begin{pmatrix} k_1 & 0 \\ k_2 & 0 \\ 0 & k_3 \\ 0 & k_4 \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Detta val av K -matris grundade sig på att dessa k -värden är de enda som påverkar de uppdelade systemen utan att några nya korskopplingar uppstår. Om man ser på C -matrisen verkar det också vara ett rimligt första val. Det visade sig att det med bara fyra k -parametrar och resten nollor blev ett mycket långsamt system. Vårt nästa försök bestod därför i att se om det fanns åtta k som kunde lösa problemet för alla varvtalet. Vi använde en numerisk rutin i MATLAB [The Math Works, 1990] för att hitta lösningen. I detta fallet utnyttjades inte systemets symmetri. Det var då svårt att hitta enkla samband mellan värdena på k och varvtalet n . Anledningen till att vi inte använde oss av en symmetrisk K -matris enligt ekvation (4.16) var att vi tittade på A -matrisen uppdelad i real- och imaginärdelar.

4.5 Beräkning av reducerad observerare

Ett vanligt sätt att lösa problemet är att använda en reducerad observerare. Gör man detta så innebär det att man lutar helt på sina mätvärden. Metoden vi använder finns utförligt beskriven i Linear Systems [Kailath, 1980]. Vi utgår från ekvation (4.8) där vi kan beskriva strömkomponenterna uttryckta i de olika tillstånden.

$$\begin{aligned}y_1 &= x_1 - x_2 \\y_2 &= x_3 - x_4\end{aligned}\tag{4.19}$$

Detta ger oss ett system med de två tillståndsvariablerna x_2 och x_4 enligt

$$\begin{aligned}\frac{dx_2}{dt} &= \omega_B((a_3 - a_4)x_2 - nx_4 + a_3y_1) \\ \frac{dx_4}{dt} &= \omega_B(nx_2 + (a_3 - a_4)x_4 + a_3y_2)\end{aligned}\tag{4.20}$$

Bilda ekvationerna

$$\begin{aligned}y_{1r} &= (a_4 - a_3)x_2 + nx_4 \\ y_{2r} &= -nx_2 + (a_4 - a_3)x_4\end{aligned}\tag{4.21}$$

$$\begin{aligned}y_{1r} &= \frac{dy_1}{dt} + (a_1 + a_3)y_1 - c_s u_1 \\ y_{2r} &= \frac{dy_2}{dt} + (a_1 + a_3)y_2 - c_s u_2\end{aligned}\tag{4.22}$$

Ekvationerna kan skrivas på matrisform enligt

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= A_r x + B_r y \\ y_r &= C_r x\end{aligned}\tag{4.23}$$

Eftersom vi anser att y mäts utan fel och används som insignal till observeraren kommer dessa signaler att hamna i B_r -matrisen. Utsignalen till observeraren, y_r , ska beskrivas endast av tillstånden precis som i den fulla observeraren. Detta ger ekvation (4.21). Problemet är att man inte kan mäta y_r fullständigt då den innehåller derivatan av y enligt ekvation (4.22). Problemet löses med variabelsubstitution och beskrivs nedan.

Följande matriser ges av ovanstående

$$\begin{aligned}A_r &= \omega_B \begin{pmatrix} a_3 - a_4 & -n \\ n & a_3 - a_4 \end{pmatrix} \\ B_r &= \omega_B \begin{pmatrix} a_3 & 0 \\ 0 & a_3 \end{pmatrix} \\ C_r &= \omega_B \begin{pmatrix} a_4 - a_3 & n \\ -n & a_4 - a_3 \end{pmatrix}\end{aligned}\tag{4.24}$$

Observeraren kan beskrivas enligt

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_r \hat{x} + B_r y + K(y_r - C_r \hat{x}) \quad (4.25)$$

Eftersom vi studerar en reducerad observerare anser vi att y är känd. Tecknar man differensen enligt

$$\tilde{x} = x - \hat{x} \quad (4.26)$$

får man

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = (A_r - KC_r)\tilde{x} \quad (4.27)$$

Felet i skattningarna kommer att avta exponentiellt med egenvärdena till $A_r - KC_r$. Studerar man y_r så ser man att den består av y samt dess derivata. Derivatans av y går ej att mäta men genom att införa hjälpvariabeln θ och framkoppla y löser man detta problem.

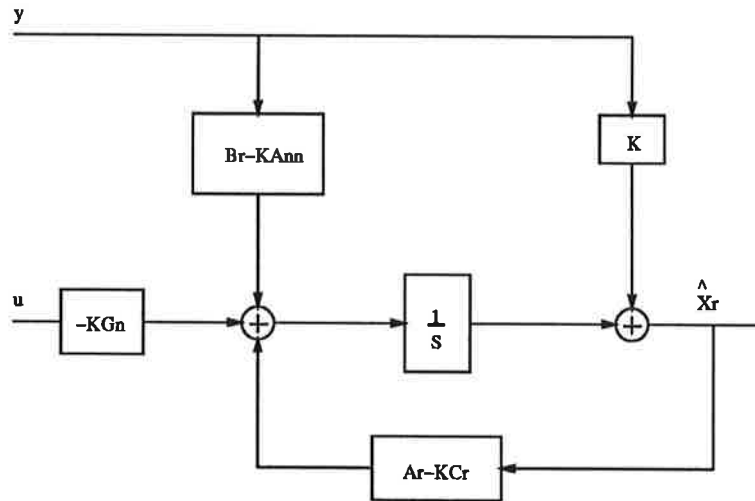
Det slutna systemet till observeraren kan beskrivas enligt

$$\begin{aligned} x &= \theta + Ky \\ \frac{d\theta}{dt} &= (B_r - KA_{nn} + A_r K - KC_r K)y - KG_n u + (A_r - KC_r)\theta \\ G_n &= \omega_B \begin{pmatrix} c_s & 0 \\ 0 & c_s \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Matriserna K och A_{nn} skrivs som

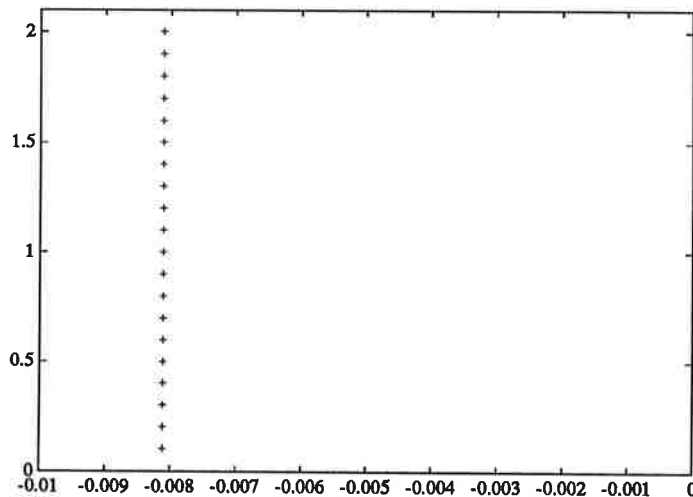
$$\begin{aligned} K &= \begin{pmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \end{pmatrix} \\ A_{nn} &= \omega_B \begin{pmatrix} -a_1 - a_3 & 0 \\ 0 & -a_1 - a_3 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Blockschemat för den reducerade observeraren visas i figur (4.6). Detta är samma figur som Umeno [Umeno, 1990] har då han beskriver sin reducerade observerare.



Figur 4.6 Blockschema för reducerad observerare.

Studerar man det reducerade öppna systemets egenvärden, se figur (4.7), kan man få uppslag till hur polerna till observeraren ska väljas.



Figur 4.7 Polerna till A_r då varvtalet varierar mellan 0 och 2 pu.

Vi specificerar det önskade systemet med poler i $-\alpha \pm j\beta$. För att uppnå detta ansätter vi en matris, H , enligt

$$H = \begin{pmatrix} -\alpha & -\beta \\ \beta & -\alpha \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

Då erhålls

$$\begin{aligned} \alpha &= -(1 + k_1)(a_3 - a_4) + nk_2 \\ \beta &= n(1 + k_1) + (a_3 - a_4)k_2 \end{aligned} \quad (4.31)$$

Detta ger oss möjlighet att kunna beräkna k -värden analytiskt utan att få begränsningar i polplaceringen.

$$k_1 = -1 + \frac{\beta n - \alpha(a_3 - a_4)}{(a_3 - a_4)^2 + n^2} \tag{4.32}$$

$$k_2 = \frac{\beta - n(1 + k_1)}{a_3 - a_4}$$

5. Polplacering

I detta kapitel ska vi diskutera olika strategier att placera det slutna systemets poler. Vår grundläggande strategi är att alltid ha en minsta dämpning på 0.7 för både rotor- och statorpolerna vid alla varvtal. Förutom detta så ska polerna alltid vara komplexkonjugerade och snabbare än det öppna systemet. Vi förväntar oss att finna varvtalsberoende k -parametrar.

För att få stöd och idéer studerade vi olika artiklar inom området flödesobserverare för induktionsmaskiner. En återkommande skillnad mellan vårt sätt att angripa problemet och de flesta artikelförfattarnas sätt är valet av de skattade storheterna. Då vi skattar både rotor- och statorflöde är det vanliga i artiklarna att skatta statorström och rotorflöde.

I kapitel 5.1 diskuterar vi olika strategier för polplacering medan vi i kapitel 5.2 studerar hur k -värdenas storlek påverkas av polplaceringen.

5.1 Polplaceringsstrategi

I detta avsnittet studerar vi hur man bör placera polerna för reducerade observerare med LQG-design samt för fulla observerare då polplacering och LQG-design används. Vi tittar även på en lösning som Verghese [Verghese, 1988] är upphovsman till.

Nämnas bör att med LQG menas Linear Quadratic Gaussian. Denna design minimerar skattningsfelet då bruset är Gaussiskt fördelat. Istället för observerare använder man också benämningen Kalmanfilter.

LQG-design för reducerad observerare

För att få enklare beräkningar brukar de flesta författarna använda sig av en reducerad observerare. I kapitel 4.4 visade vi att observeraren kan beskrivas enligt

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_r \hat{x} + B_r y + K(y_r - C_r \hat{x}) \quad (5.1)$$

Eftersom vi använder en reducerad observerare anser vi att y är känt. Vi vill nu hitta ett filterproblem som matchar detta så de vanliga räkningarna för ett Kalmanfilter kan användas. Vi skriver om ekvationen enligt

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= A_r x + B_r y + v \\ y_r &= C_r x + e \end{aligned} \quad (5.2)$$

där v är processbruset med kovariansmatrisen R_1 . Detta kan tolkas som osäkerheten i tillståndsekvationen. Mätbruset e har kovariansmatrisen R_2 . Vår förlustfunktion kan nu skrivas som

$$J = \int_0^{\infty} (x^T R_1 x + y^T R_2 y) dt \quad (5.3)$$

Riccatiekvationen till förlustfunktionen blir enligt Åström [Åström, 1970]

$$\frac{dP}{dt} = P A_r^T + A_r P + R_1 - P C_r R_2^{-1} C_r^T P \quad (5.4)$$

Detta ger oss följande lösningar

$$P = \frac{1}{\det A_r} (R_2(a_3 - a_4) + \sqrt{R_2^2(a_3 - a_4)^2 + R_2 R_1 \det A_r}) I$$

$$K = R_2^{-1} C_r^T P$$

$$H = \begin{pmatrix} -\sqrt{(a_3 - a_4)^2 + R_1 R_2^{-1} \det A_r} & -n \\ n & -\sqrt{(a_3 - a_4)^2 + R_1 R_2^{-1} \det A_r} \end{pmatrix}$$

$$\det A_r = (a_3 - a_4)^2 + n^2$$

(5.5)

Egenvärdena till matrisen $H = A_r - K C_r$ är samma som slutna systemets poler. Tittar man på ekvationen för en hyperbel

$$1 = \frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2}$$

$$x = \sqrt{a^2 + \frac{a^2}{b^2} y^2}$$

(5.6)

kan man utläsa att a är startvärdet för hyperbeln medan

$$y = \pm \frac{b}{a} x$$

(5.7)

är hyperbelns asymptoter. Detta innebär att för hyperbeln som H -matrisens egenvärden beskriver blir startvärdet

$$\sqrt{(a_3 - a_4)^2 + R_1 R_2^{-1} (a_3 - a_4)^2}$$

(5.8)

och dess asymptoter då varvtalet växer

$$\pm \sqrt{R_1^{-1} R_2}$$

(5.9)

H -matrisen ska jämföras med de önskade polerna som väljs enligt

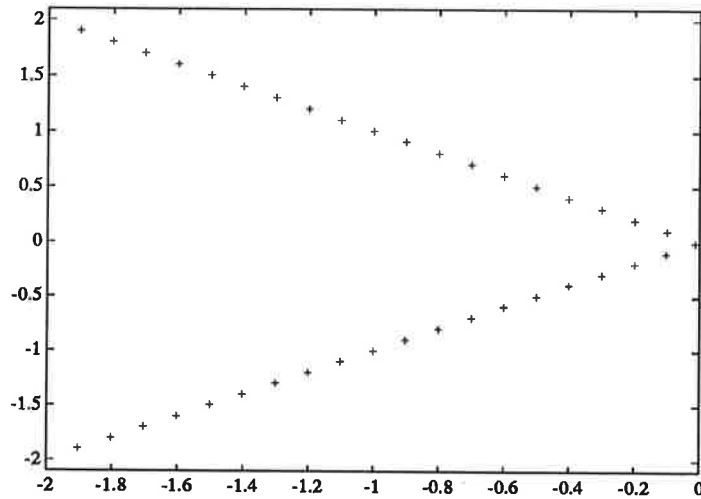
$$H = \begin{pmatrix} -\alpha & -\beta \\ \beta & -\alpha \end{pmatrix}$$

(5.10)

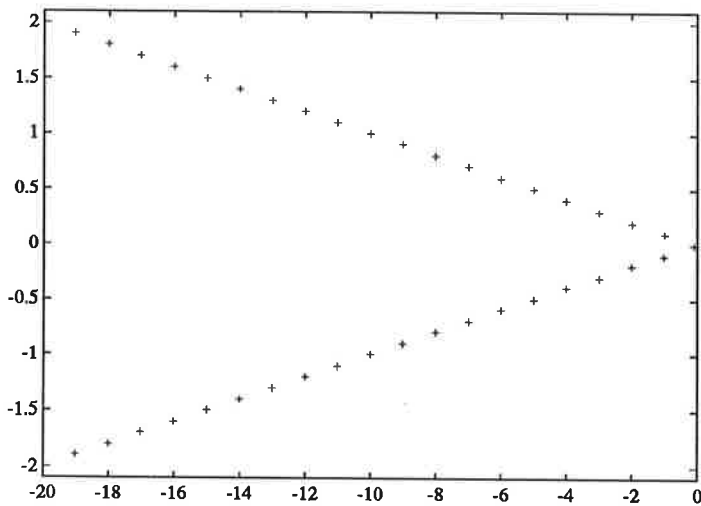
$$\det(sI - H) = (s + \alpha + j\beta)(s + \alpha - j\beta)$$

Ur detta kan man utläsa att polerna bör placeras på en hyperbel där imaginärdelen är lika med varvtalet. Överför man detta på de räkningar som

[Umeno, 1988] har utfört inser man att han har valt $R_1 = qI$ och $R_2 = \gamma I$. Vi har valt att titta på två reducerade observerare där förhållandena mellan R_1 och R_2 har valts till ett (red1) respektive tio (red10). Polplacering för dessa visas i nedanstående figurer.



Figur 5.1 Red1s polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.



Figur 5.2 Red10s polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

Polplacering för full observerare med LQG-design

Vi kommer här att använda LQG-design. Tillvägagångssättet för en full observerare är samma som för en reducerad. Ekvationerna som används finns nedan. Matriserna A , B , och C ges av ekvation (4.8).

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu + v \\ y &= Cx + e \end{aligned} \tag{5.11}$$

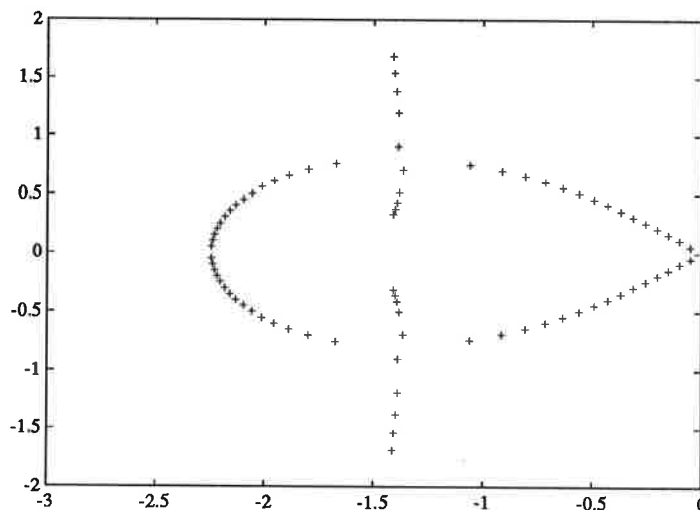
$$J = \int_0^{\infty} (x^T R_3 x + u^T R_4 u) dt$$

$$\frac{dP}{dt} = PA^T + AP + R_3 - PCR_4^{-1}C^T P \quad (5.12)$$

I denna design gissar man process- och mätbrusets kovariansmatriser. Med dessa matriser givna så ska förlustfunktionen, ekvation (5.12), minimeras. Det är endast R_3 -, R_4 -matrisernas inbördes förhållande som är betydelsefullt. Vi har inga analytiska värden på lösningarna eftersom systemet nu är av fjärde ordningen. Vi har använt LQG-BOX [Gustafsson, 1990] i MATLAB [The Math Works, 1990] för att hitta de numeriska lösningarna.

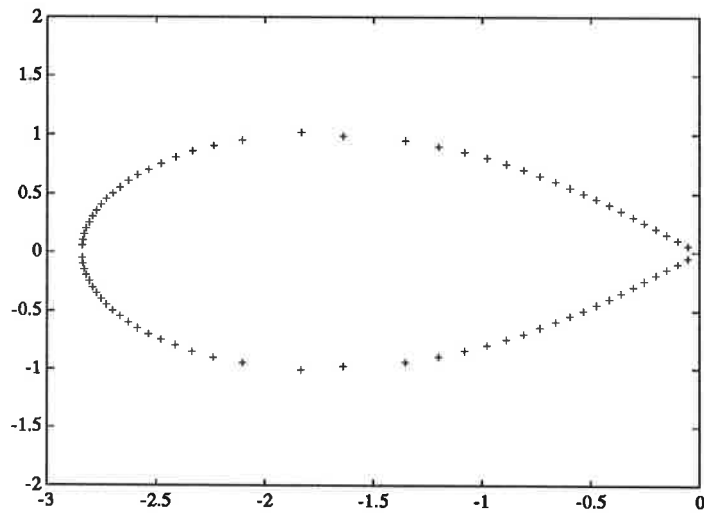
Det visar sig att LQG-designen väljer en polplaceringsstrategi som inte ger oss någon möjlighet att påverka begynnelsevärdet för statorns poler utan dessa kommer alltid att hamna i 0.01. Detta medför vissa begränsningar för våra möjligheter att påverka systemets snabbhet.

Vi har valt att studera fyra olika fulla observerare med hjälp av LQG-design. Med denna design kommer endast förhållandet mellan kovariansmatriserna R_3 och R_4 att vara relevant för polplaceringen. För att underlätta beskrivningen av vilken observerare vi talar om kommer vi att beskriva dessa med kvoten mellan kovariansmatriserna R_3 och R_4 . Kvoten går bra att bilda då vi valt R_3 respektive R_4 som en faktor gånger enhetsmatrisen. Ett exempel är att om R_3 är tio gånger större än R_4 kommer observatören att kallas lqg10. Vi har valt våra observerare så att kvoten mellan R_3 och R_4 varierar mellan 2.5 och 150 vilket ger ett bra intervall att söka observerare i. Valet att ha kvoten mellan R_3 och R_4 till 2.5 som undre gräns härrör från våra krav på en minsta dämpning 0.7. Valet av vår övre gräns har vi tagit från en artikel av Acarnley [Acarnley, 1990]. Polernas placering för de olika valen av kovariansmatriser visas i de följande figurerna. Observera att axlarnas skalning varierar mellan figurerna och att vi visar samtliga poler.



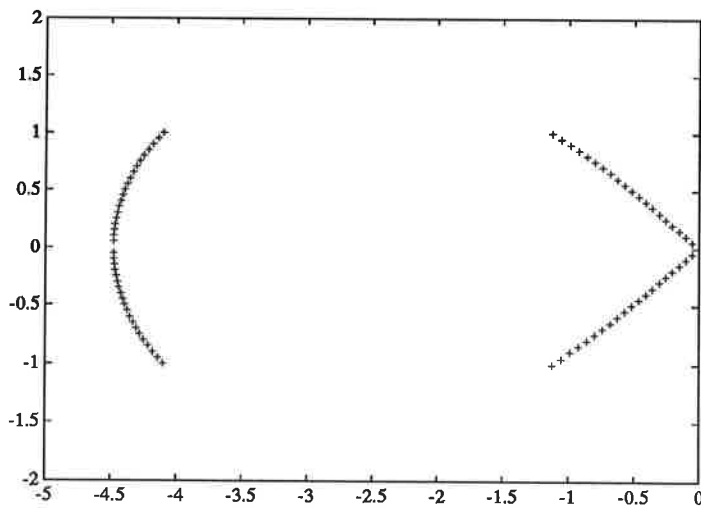
Figur 5.3 Lqg2.5s polplacering då varvtalet varierar i området [-2, 2].

Polplaceringen enligt figur (5.3) är vald på grund av dess goda brusegenskaper.



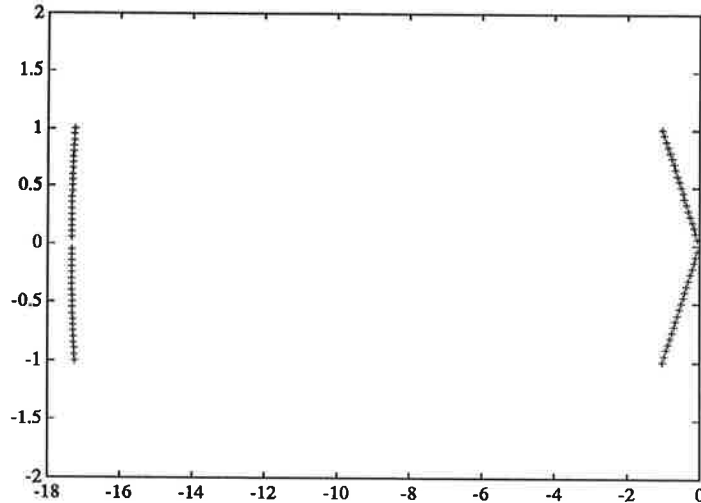
Figur 5.4 Lqg4s polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

Valet av $lqg4$ gjordes därför att det är det lägsta värdet på kvoten mellan R_3 och R_4 som kan väljas då man eftersträvar genuina hyperbler som polplacering.



Figur 5.5 Lqg10s polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

Observeraren $lqg10$ valdes för att den anses ge rimlig storlek på k -värdena.

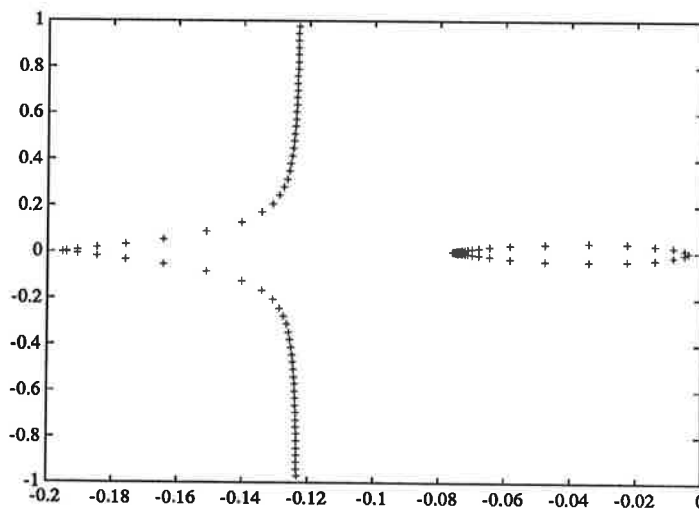


Figur 5.6 Lqg150s polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

Polplaceringen enligt figur (5.6) gjordes för att kontrollera resultatet av den observerare som Acarnley [Acarnley, 1990] har konstruerat. En observation man bör göra när man studerar bilderna är att endast den yttre hyperbeln flyttar sig. Detta innebär att det dynamiska beteendet blir lika för alla LQG-observerarna.

Polplacering efter hyperbelteorin

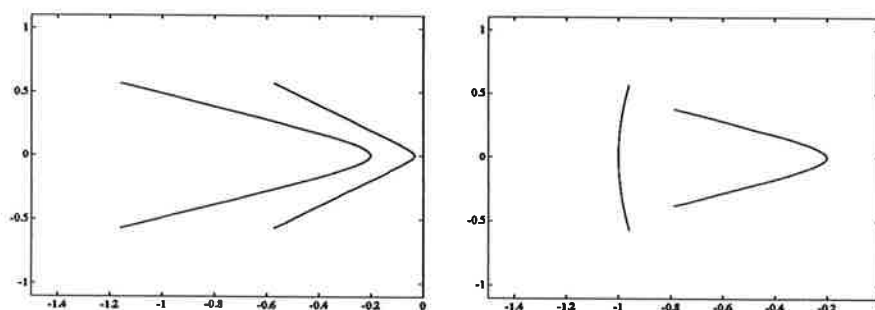
En studie av öppna systemets poler, figur (5.7) visar att polplacering längs en hyperbel verkar förnuftigt.



Figur 5.7 Öppna systemets poler då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

I figuren ovan startar statorpolerna på reella axeln och rör sig med varvtalet mot ett nollställe vid 0.08. Rotorpolernas imaginärdel växer linjärt med

varvtalet då varvtalet är större än 0.2.

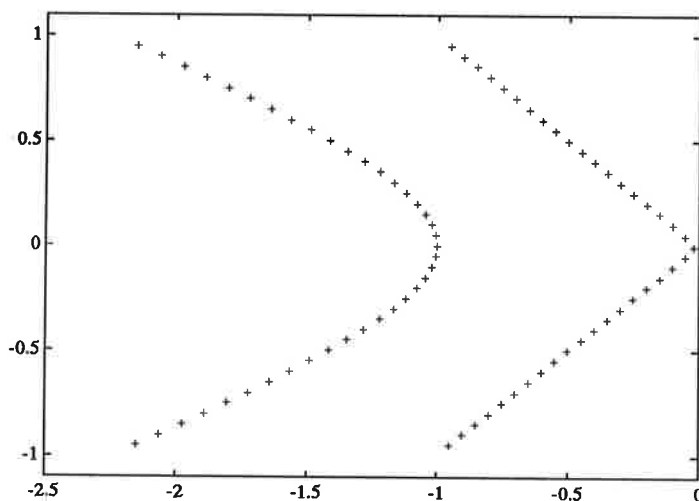


Figur 5.8 Polplacering alt1 t v och alt2 t h.

Två frågor angående hyperblarnas placering kommer nu att dyka upp. Ska hyperblerna placeras enligt alt1 eller alt2, se figur (5.8)? Nästa fråga blir var vi ska starta våra hyperblar. Hur vi besvarar dessa frågor kommer i hög grad att påverka våra k -parametrar. Även snabbhet och dämpning är beroende av vårt sätt att välja våra hyperblar.

När vi använder polplacering enligt hyperbelteorin måste vi själva välja startvärden och asymptoter för hyperbeln. Vi ska även välja hur imaginärdelen ska växa med varvtalet. Detta tillvägagångssätt ger oss möjlighet att konstruera hyperbler enligt både alt1 och alt2.

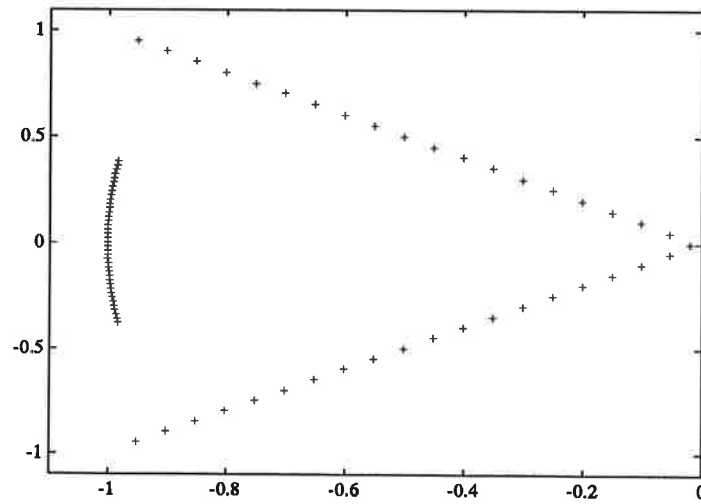
För att kunna titta på observerare med olika dynamiska beteende studerar vi tre olika observerare. Två av observerarna har polerna placerade enligt alt1, pol1 och pol3, samt en placerad enligt alt2, pol2. Våra val av polplacering visas i de tre följande figurerna.



Figur 5.9 Polis polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

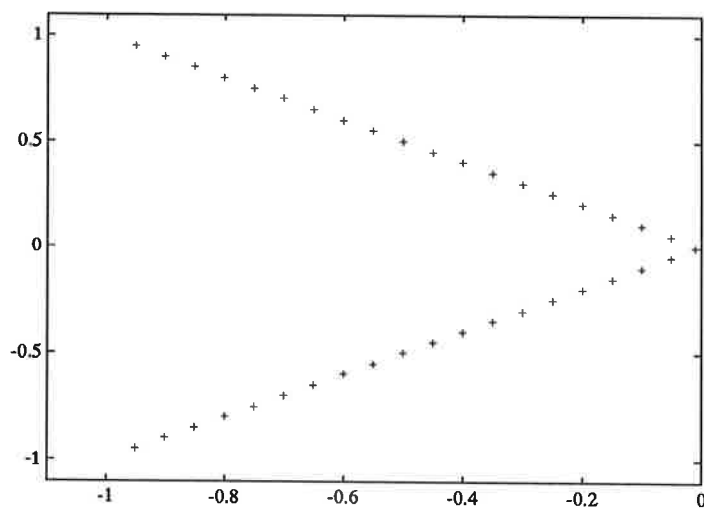
De båda observerarna i figur (5.9) och figur (5.10) har samma dynamiska beteende, vilket polplaceringen visar. Vi har tagit upp dessa båda varianter för att undersöka skillnaderna mellan polplaceringar enligt alt1 och alt2. Den ob-

serverare som visas i figur (5.10) är en variant på LQG-designen men med ett snabbare dynamiskt beteende. Detta beror på att vi har lagt startpunkten i 0.02 istället för 0.01



Figur 5.10 Pol2s polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

I figur (5.11) är observerarens poler placerade som dubbelpoler. Intresset för dubbelpoler kommer från att man får analytiska lösningar då beräkningarna utförs med komplexa tal.



Figur 5.11 Pol3s polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

Polerna för pol3 är placerade på samma sätt som de långsamma polerna för pol1 och pol2.

Polplacering enligt Vergheses design

En observerare som hela tiden funnits med i våra kommentarer är Vergheses [Verghese, 1988]. I hans variant snabbar man upp systemet men ändrar inte dämpningen. Vi kommer att ta upp denna metod för att visa att intresset i denna variant ligger mer i att finna en analytisk lösning än att uppnå ett bra resultat. Vi studerar hur Vergheses metod kommer att påverka valet av poler för vårt system. För att förenkla räkningarna definierar vi matrisen

$$J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

Denna matris är mycket användbar då vi använder komplexa storheter. Ett exempel som beskriver detta är följande. Vi har ett komplext tillstånd

$$x = a + jb \quad (5.14)$$

vilket ska multipliceras med ett komplext k

$$k = k_r + jk_j \quad (5.15)$$

Detta kommer att ge

$$kx = k_r a - k_j b + jk_r b + jk_j a \quad (5.16)$$

Om vi nu delar upp tillstånden i real- och imaginärdelar kommer kx att kunna beskrivas enligt

$$kx = \begin{pmatrix} k_r & -k_j \\ k_j & k_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

Man kan nu se att de realdelarna av k -matrisen kommer in som I , dvs enhetsmatrisen, medan de imaginärdelarna kommer in som J . Detta kommer vi att utnyttja i våra räkningar framöver. En annan sak värd att nämna är att J -matrisen i kvadrat är lika med $-I$ -matrisen.

Vi återgår till den ursprungliga tillståndsrepresentationen i kapitel 5.1. Vi inför nu följande beteckningar

$$\begin{aligned} a_1 &= r_s c_s \\ a_2 &= r_s c_m \\ a_3 &= r_r c_m \\ a_4 &= r_r c_r \end{aligned} \quad (5.18)$$

Man kan nu beskriva A , C och K -matriserna enligt följande

$$\begin{aligned} A &= \begin{pmatrix} -a_1 I & a_2 I \\ a_3 I & -a_4 + nJ \end{pmatrix} \\ C &= (c_s I \quad -c_m I) \\ K &= \begin{pmatrix} k_1 I + nk_2 J \\ k_3 I + nk_4 J \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Vilket ger

$$A - KC = \begin{pmatrix} (-a_1 - c_s k_1)I - c_s k_2 nJ & (a_2 + c_m k_1)I + c_m k_2 nJ \\ (a_3 - c_s k_3)I - c_s k_4 nJ & (-a_4 + c_m k_3)I + (1 + c_m k_4)nJ \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

Strategin är att enbart flytta på polernas realdel för att få ett dämpat system. Följande matriser används för att realisera detta.

$$A_v = \begin{pmatrix} -c_s k_2 I & c_m k_2 I \\ -c_s k_4 I & (1 + c_m k_4)I \end{pmatrix} \\ Q = \begin{pmatrix} qI + nJ & 0 \\ 0 & qI + nJ \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

Man kan visa att om polerna till A_v är p_1 och p_2 så är polerna till $A_v Q$ $(qI \pm nJ)p_1$ och $(qI \pm nJ)p_2$. Identifierar man $A - KC$ med $A_v Q$ finner man att q måste vara $-\frac{1}{\tau_r}$ vilket medför begränsningar i polplaceringen. Den relativa dämpningen för polerna är

$$\zeta = \frac{q}{\sqrt{q^2 + n^2}} \quad (5.22)$$

I vårt fall är τ_r 100 vilket ger

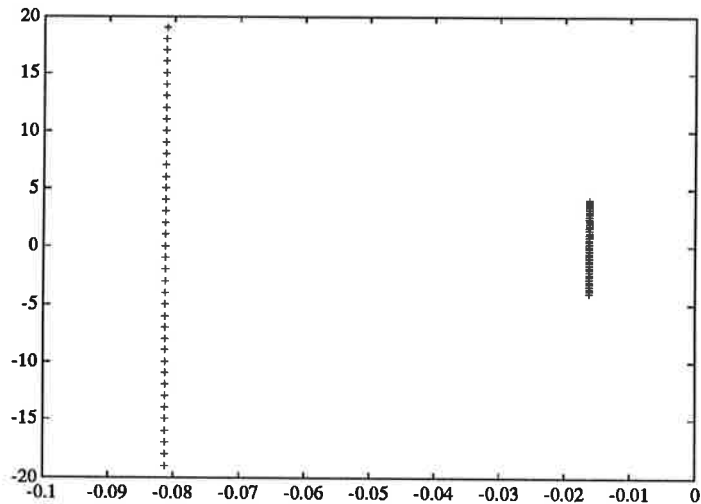
$$\zeta = \frac{0.01}{\sqrt{0.01^2 + n^2}} \quad (5.23)$$

Då varvtalet är 0.01 blir dämpningen 0.707 vilket är rimligt men redan vid varvtalet 0.1 får vi en dämpning på endast 0.1. Detta visar att vi kommer att få en dåligt dämpad observerare vid relativt låga varvtal.

Verghezes metod ger visserligen analytiska värden på k -parametrarna men i gengäld är lösningen för systemet dålig. Nedan visas hur k -värdena ska beräknas.

$$k_1 = -\frac{1}{\tau_r} k_2 - r_s \\ k_2 = -\frac{p_1 p_2}{c_s} \\ k_3 = -\frac{1}{\tau_r} k_4 + \frac{r_r c_m}{c_s} \\ k_4 = \frac{p_1 + p_2 - 1 - p_1 p_2}{c_m} \quad (5.24)$$

Polernas placering har valts då p_1 är två och p_2 är tio. Detta ger en polplacering enligt figur (5.12).



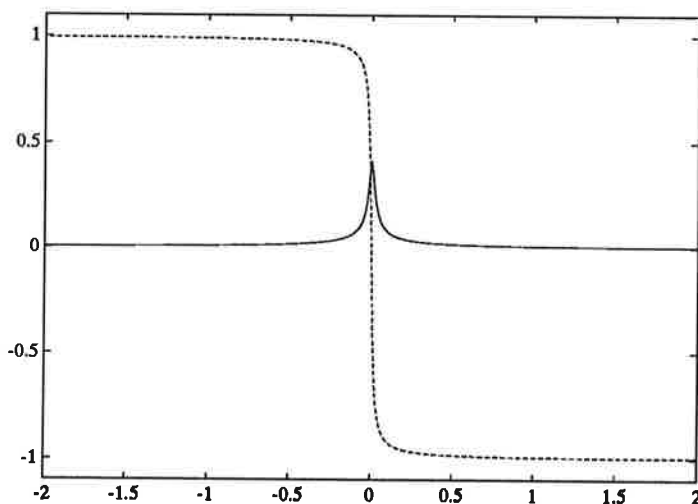
Figur 5.12 Vergheses polplacering då varvtalet varierar i området $[-2, 2]$.

5.2 Storleken på k -parametrarna

I det förra avsnittet diskuterade vi hur man bör välja polernas placering. Vi ska nu se hur dessa placeringar kommer att påverka k -parametrarna. Då vi studerar k -parametrarna kommer varvtalet att variera mellan minus två och två pu.

K -parametrar för reducerad observerare

I kapitel 4 visade vi att man kan få analytiska lösningar på k -parametrarna då vi använder en reducerad observerare. Då vi väljer en hyperbel med asymptoten ett får vi k -parametrar enligt figur (5.13).

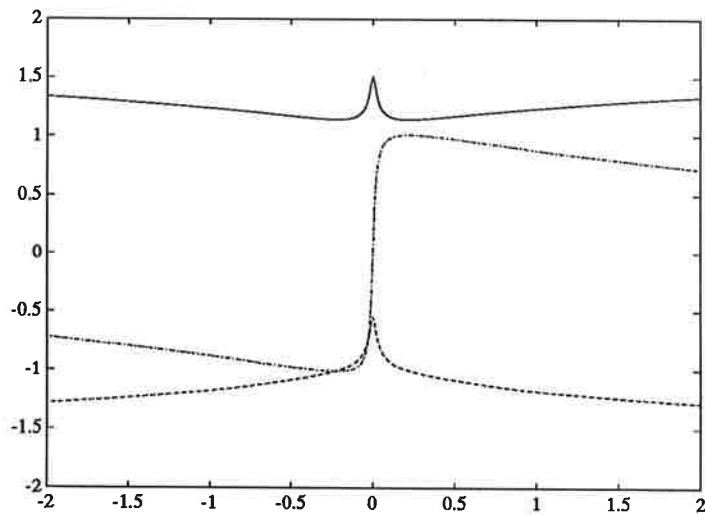


Figur 5.13 K -parametrar för redl map varvtalet. k_1 (hel), k_2 (streckad).

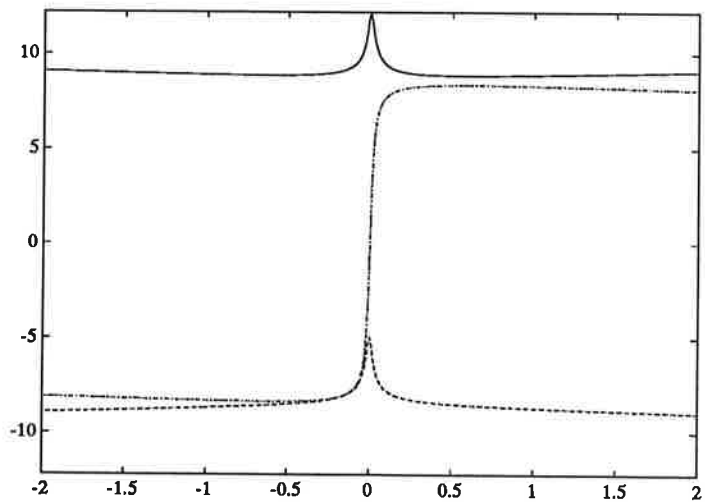
K-parametrar för LQG-design

Då kvoten mellan R_3 och R_4 ökar så växer också k -parametrarna i storlek.

Figurerna nedan visar hur k -parametrarna varierar med varvtalet. Vi visar bara fyra k -värden eftersom det bara finns fyra olika värden om man ser till absolutbeloppet. Värt att notera är att k_2 och k_4 har samma värde då vi använder LQG-design. Detta beror på vårt val av matriserna R_3 och R_4 . Dessa är valda som enhetsmatrisen multiplicerat med varsin faktor. Kurvorna med dubbla värden är punkt-streckade.



Figur 5.14 K -parametrar för lqg2.5 map varvtalet. k_1 (hel), k_2, k_4 (punkt-streckad), k_3 (streckad).



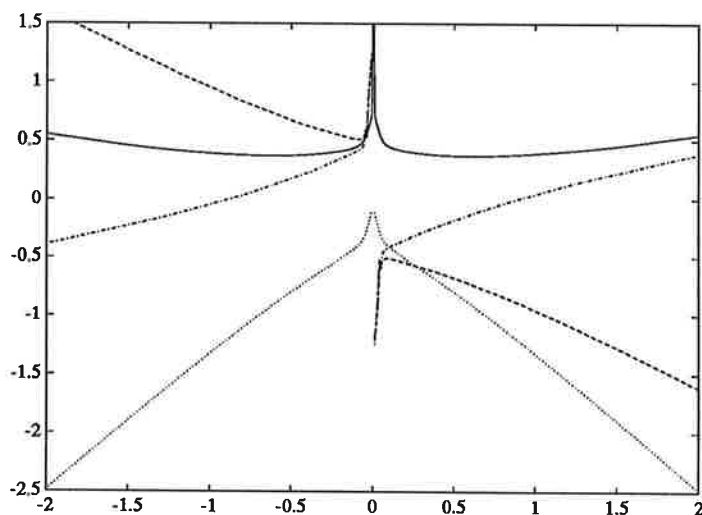
Figur 5.15 K -parametrar för lqg150 map varvtalet. k_1 (hel), k_2, k_4 (punkt-streckad), k_3 (streckad).

Observera att k_1 och k_3 är udda funktioner medan k_2 och k_4 är jämna. Läggs också märke till att stora variationer i k -parametrarna uppträder i varvtals-

området $[-0.2, 0.2]$. Detta varvtalsintervall motsvara det område där det öppna systemet ändrar sig mycket, se figur (4.3).

K-parametrar för polplacering

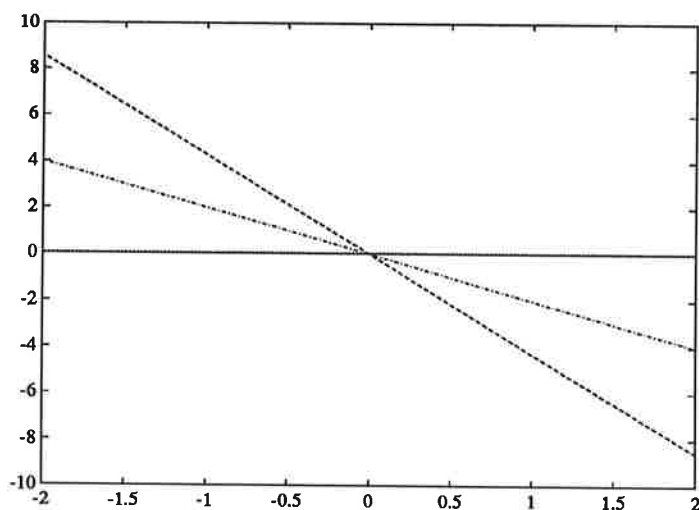
För att kunna beräkna k -parametrar till dessa polplaceringar enligt alt. 1 och alt. 2 är vi tvungna att använda ett matematikprogram MAPLE [Char, 1988]. I figur (5.16) visas k -parametrarna för poll.



Figur 5.16 K -parametrar för poli map varvtalet. k_1 (hel), k_2 (streckad), k_3 (punkt), k_4 (punkt-streckad).

På grund av att vi använder numeriska lösningsmetoder får vi ett språng vid varvtalet noll. Med hjälp av finjustering kan detta språng elimineras.

K-parametrar för Vergheses design

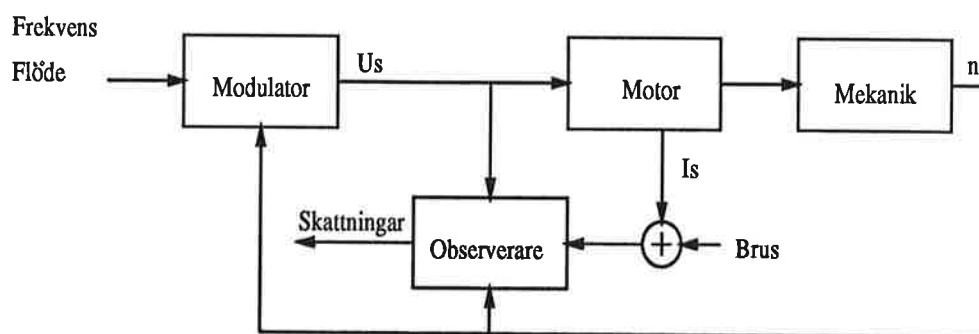


Figur 5.17 K -parametrar för Vergheses design map varvtalet. k_1 (hel), k_2 (streckad), k_3 (punkt), k_4 (punkt-streckad).

6. Simulering

Vi ska i detta kapitel simulera och jämföra olika observerare som vi har tagit fram. Samtliga simuleringar är utförda i SIMNON [SSPA, 1991]. De olika observerarna består av två reducerade observerare, två observerare enligt kapitel 5.1 alt1 samt en observerare enligt alt2. Till detta kommer fyra observerare som vi har tagit fram med hjälp av LQG-design. Vi har inte för avsikt att hitta en optimal lösning till problemet utan vår ambition har varit att med hjälp av studier av olika observerare kunna visa hur man bör välja polplaceringsstrategi samt typ av observerare. Detta med hänsyn taget till osäkerheter i parametrarna samt mätbrusets storlek.

Simuleringarnas utförande beskrivs i kapitel 6.1. I kapitel 6.2 studerar vi hur det dynamiska beteendet påverkas av valet av observerare. Effekterna av variationer i resistanser och induktanser tas upp i 6.3. Mätbrusets inverkan behandlas i 6.4. I kapitel 6.5 det dynamiska beteendet då rotorresistansen är fel. Data för den motor som använts vid simuleringarna presenteras i kapitel 6.6. Figur (6.1) visar en schematisk bild över vår simuleringsmodell.



Figur 6.1 Simuleringmodell.

6.1 Simuleringarnas utförande

Vi har valt att studera observerarna vid de olika varvtalen 0.001, 0.01, 0.1 samt 1.0 pu då vi lägger på ett rotorfrekvenssteg på 0.03 pu. Då vi inte reglerar varvtalet i vår simulering så innebär ett steg i rotorfrekvens att vi får ett steg i moment. Vi vill hålla varvtalet konstant under våra mätningar eftersom ett ökat varvtal ger en snabbare observerare. För att inte få någon ändring i varvtalet inför vi en stor mekanisk tidskonstant, 250 s. Varvtalet 1 pu motsvarar 110 km/h för tåget X2000.

Vid starten för simuleringen är alla tillstånd i observeraren nollställda. För att komma ifrån transienter härrörande från den inlagda dynamiken för tåget har vi med hjälp av en initieringsfil tagit fram initialvärden för de olika tillstånden. Detta medför att vi inte startar med felet noll för våra skattade värden. På grund av att vi inte startar med ett fel som är noll så får vi möjlighet att se hur bra observeraren är då den startar från scratch. Tack vare initieringsfilen har vi ett distinkt begynnelsefel för varje varvtal. Eftersom vi ska jämföra olika observerare så blir begynnelsefelet inte något problem vid

utvärderingarna av observerarna. Detta eftersom alla observerare har samma begynnelsefel.

Det skattade momentet, T , beräknas vid samtliga simuleringar som

$$T = c_m \psi_s \times \psi_r$$

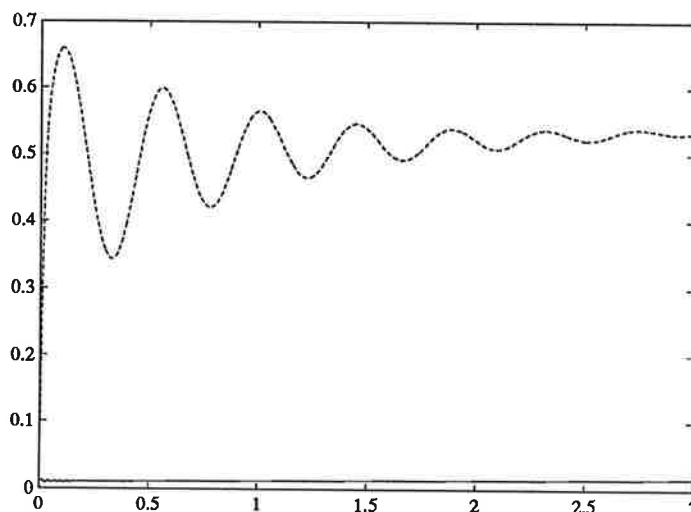
6.2 Dynamiskt beteende

I detta avsnittet ska vi jämföra hur de olika observerarna skattar moment och rotorflöde. För detta ändamål kommer ett antal simuleringsbilder att studeras.

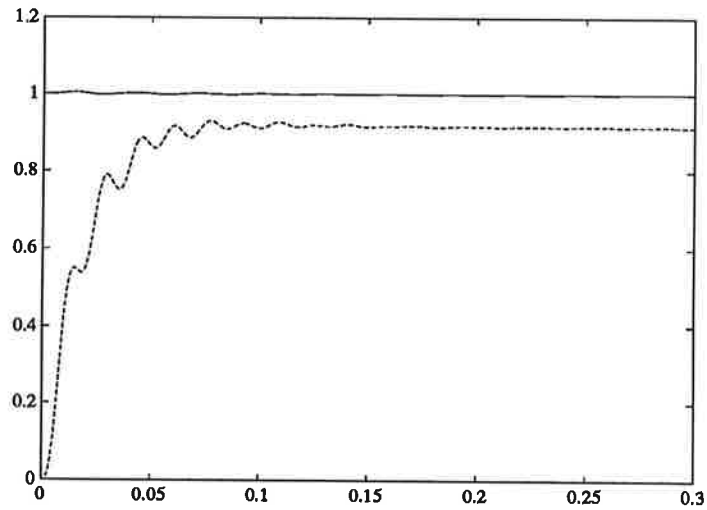
När vi presenterar våra bilder kommer skattningsfelet för momentet att betecknas med m och skattningsfelet i rotorflödets absolutbelopp att betecknas med ψ_r .

När man studerar simuleringsbilderna bör man ha i åtanke att både moment och belopp av rotorflöde erhålls från produkter av skattade tillstånd. Vi skattar alltså inte dessa storheter explicit.

Det öppna systemet, dvs motorn i öppen loop, har olika beteende vid höga respektive låga varvtal. För att belysa detta låter vi figurerna (6.2) och (6.3) visa motorns moment och varvtal.



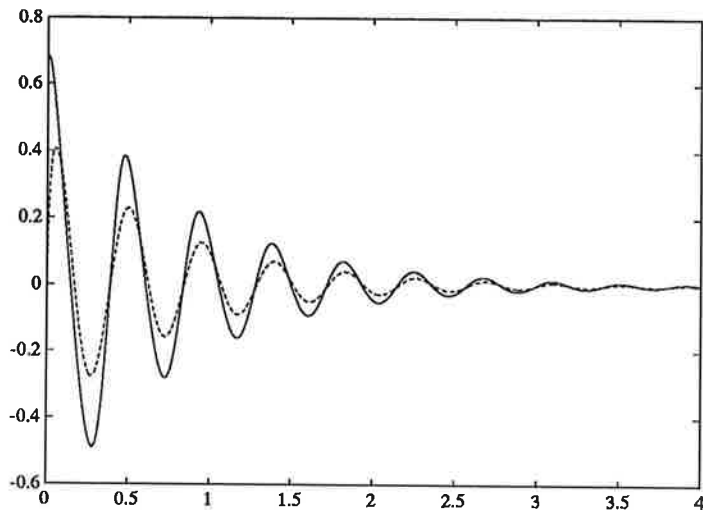
Figur 6.2 Öppna systemet vid varvtalet 0.01, varvtalet (hel), motormoment (streckad).



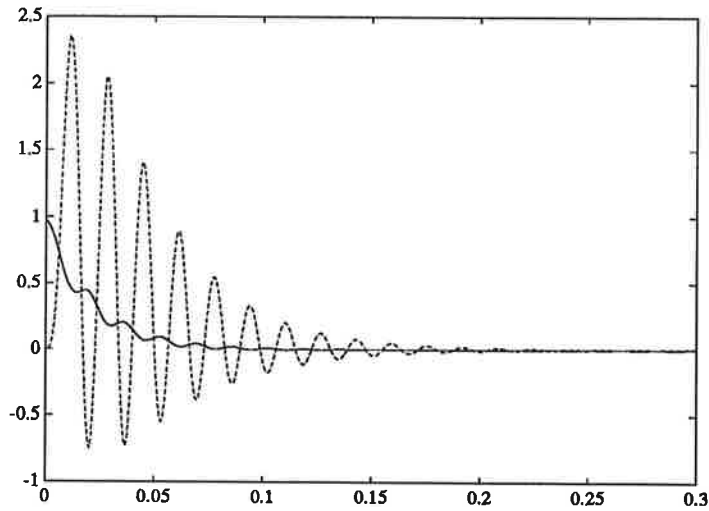
Figur 6.3 Öppna systemet vid varvtalet 1.0, varvtalet (hel), motormoment (streckad).

Figurerna bekräftar vad man kan se vid studier av det öppna systemets poler. Vid låga varvtal, dock över noll, kommer det dynamiska beteendet att likna ett andra ordningens dåligt dämpat system. Däremot kommer systemet att likna ett första ordningens system vid höga varvtal.

En observerare utan återkoppling, dvs med poler i egenvärdena till A -matrisen, skattar ψ_r och m enligt figurerna (6.4) och (6.5).



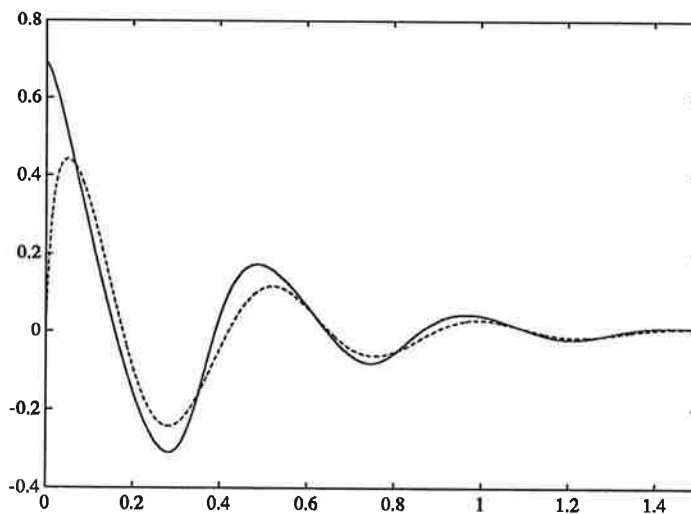
Figur 6.4 Observerare utan återkoppling vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).



Figur 6.5 Observerare utan återkoppling vid varvtalet 1.0, ψ_r (hel), m (streckad).

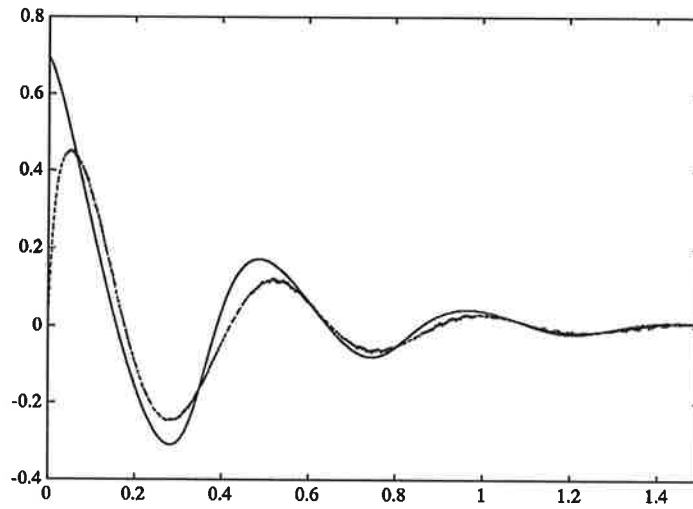
Observerarens förmåga att snabbt kunna skatta flöde beror på polernas placering för observeraren. Eftersom polerna är långsamma för låga varvtal kommer skattningen att bli långsammare för låga varvtal än för höga. Detta är något som gäller för alla våra observerare.

Alla observerare designade med LQG har samma dynamiska beteende. I figurerna (6.6) och (6.7) visas hur dynamiken påverkas av varvtalet.



Figur 6.6 Lqg2.5 vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).

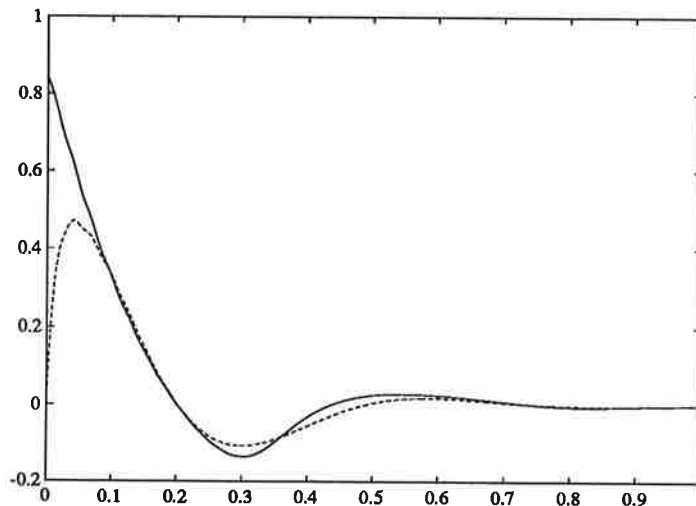
Då vi jämför lqg2.5 med observeraren utan återkoppling ser vi att lqg2.5 skattar parametrarna snabbare vilket ligger helt i linje med vad vi förväntade oss. Detta eftersom vi har valt polerna snabbare i lqg2.5 än i observeraren utan återkoppling.



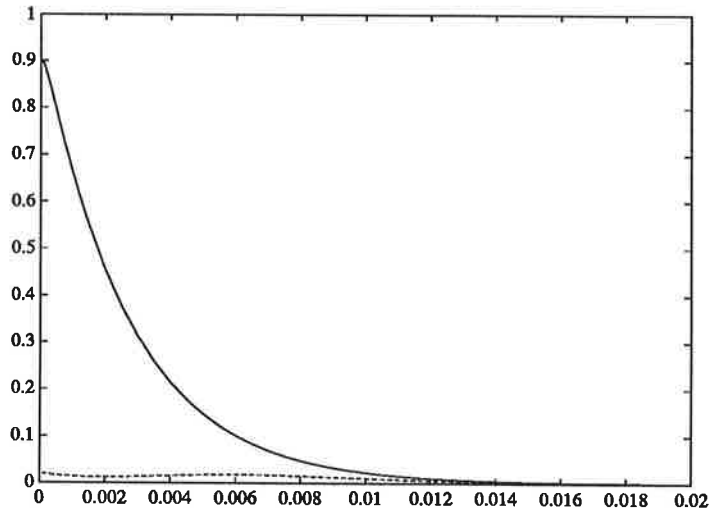
Figur 6.7 Lqg150 vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).

När vi jämför lqg2.5 med lqg150 i figur (6.7) ser vi att det inte blir någon skillnad i beteendet. Detta beror på att de snabba polerna för båda observerarna lyckas att få ner felet tillräckligt fort för att det inte ska påverka skattningen nämnvärt.

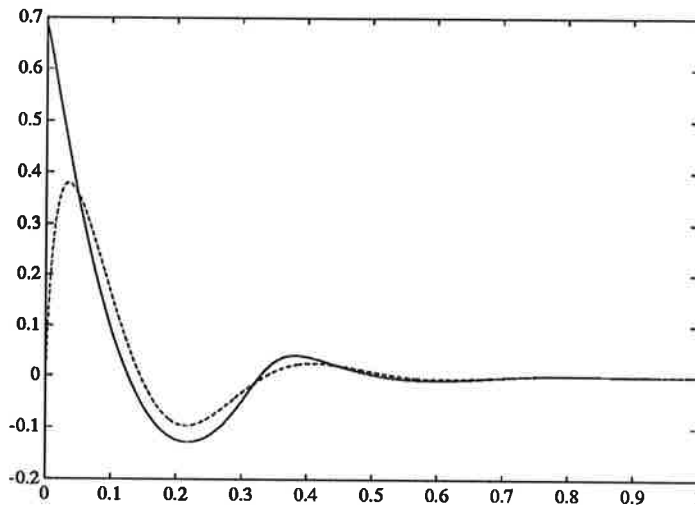
Den reducerade observeraren, red1, visar sig vara snabb och med en rimlig översläng. Skattningsfelen för red1 visas i figurerna (6.8) och (6.9).



Figur 6.8 Red1 vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).

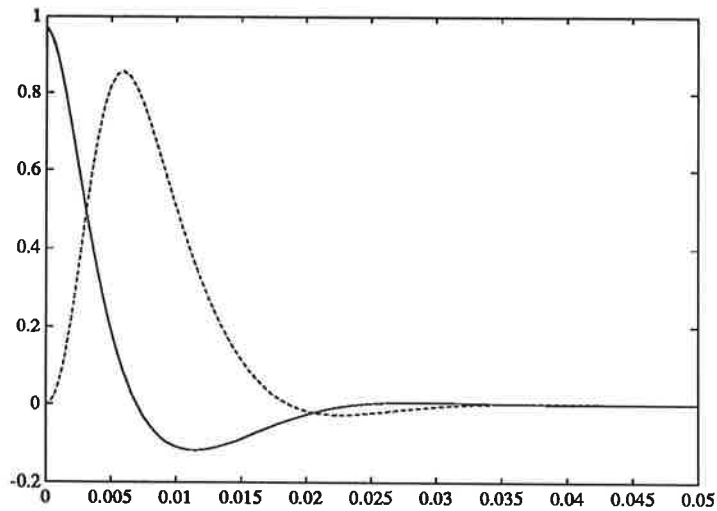


Figur 6.9 Redl vid varvtalet 1.0, ψ_r (hel), m (streckad).



Figur 6.10 Poll vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).

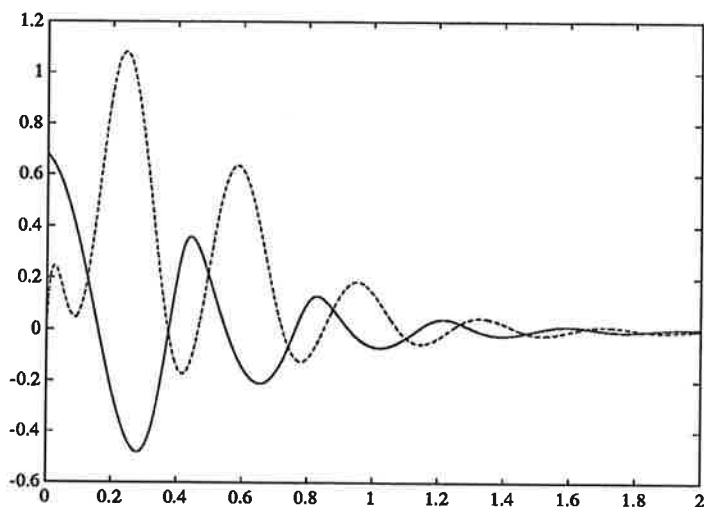
När vi studerar poll visar figurerna (6.10) och (6.11) ser vi att det är en snabb observerare vi har valt.



Figur 6.11 Pol1 vid varvtalet 1.0, ψ_r (hel), m (streckad).

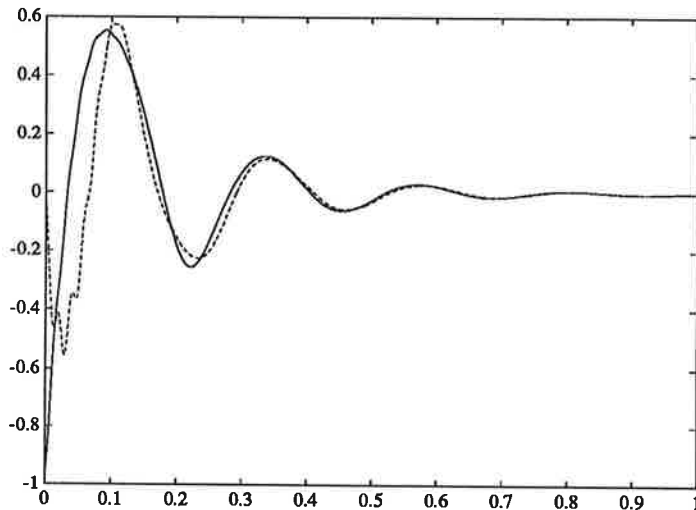
Vid en jämförelse mellan red1 och pol1 ser man att pol1 är slängigare än red1 men de båda observerarna är lika snabba. Detta beror på att red1 endast skattar två signaler medan de övriga två kommer in helt korrekt. Innebörden av detta är att de produkter som beskriver skattningsfelen kommer att bli mindre för red1 än för pol1.

För att visa hur hyperblernas placering påverkar skattningarna har vi valt att visa en simulering av pol3 vid varvtalet 0.01 pu i figur (6.12).



Figur 6.12 Pol3 vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).

Jämför vi pol3 med pol1 ser vi att pol3 har ett sämre beteende än pol1. Detta beror på polernas placering. Då pol3 har fyra långsamma poler kommer de produkter som bildar skattningsfelen att bli stora. Detta visar med all önskvärd tydlighet hur betydelsefull de snabba polernas placering är för momentskattningen.



Figur 6.13 Vergheses polplacering vid varvtalet 0.1, ψ_r (hel), m (streckad).

I figur (6.13) ser man hur Vergheses polplacering påverkar systemet. Vi har valt att studera systemet då varvtalet är 0.1 dvs större än $\frac{1}{\tau_r}$. Man ser då att systemet är slängigt.

Resultat

- Man bör placera hyperblarna olika snabbt för att få bra beteende hos moment- och flödesbeloppskattning.
- Polerna som bestämmer det dynamiska beteendet måste placeras med rimlig dämpning.
- LQG-designerna har samma dynamiska beteende.
- Red1 är snabb och ger liten översläng.

6.3 Variationer i parametrar

Vi vill i detta avsnittet undersöka inverkan av fel i resistanserna samt induktanserna. Då det gäller inverkan av rotorresistansen låter vi denna variera med 30 procent vilket vi anser är rimligt. Däremot låter vi statorresistansen variera med 100 procent då denna ska täcka osäkerheter som finns i växelriktaren. Vad induktanserna beträffar har vi valt att variera dessa mellan de värden de antar då det totala flödet varierar mellan 0.52 och 1.25 pu. Dessa värden på flödet är enligt uppgift ett rimlig flödesområde för motorn.

Tabellerna nedan ska tolkas enligt följande. Då skattningen är rätt skrivs 1.00 i tabellen. Skulle det stationära skattade värdet bli större än det verkliga kommer siffrorna i tabellen att vara större än ett medan för låg skattning av värdet ger ett tabellvärde mindre än ett. Detta betyder att man kan utläsa det procentuella felet direkt i tabellen.

För jämförelse av de olika observerarnas känslighet för fel i rotorresistansen sätter vi upp i de två följande tabellerna. Vi har här valt att presentera fallet då rotorresistansen är 30 procent fel.

n	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
0.001	1.20	1.17	1.21	1.22	0.93	0.93	1.43	0.73
0.01	1.14	1.15	1.14	1.14	0.92	0.92	1.29	0.31
0.1	0.99	1.00	1.00	1.01	0.96	0.96	0.90	0.87
1.0	1.00	0.98	0.99	1.00	0.98	0.97	0.99	0.99

Tabell 6.1 Stationärt moment då -30% fel i rotorresistansen.

Man kan i tabell (6.1) utläsa att pol1 och pol2 är de observerare som bäst klarar fel i rotorresistansen. De olika LQG-designerna beter sig snarlikt medan de reducerade observerarna är klart sämst.

n	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
0.001	1.24	1.25	1.25	1.25	1.10	1.10	1.50	1.71
0.01	1.19	1.17	1.17	1.17	1.09	1.07	1.41	0.94
0.1	1.03	1.03	1.03	1.03	1.03	1.03	0.94	0.87
1.0	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	0.99	0.99

Tabell 6.2 Stationärt rotorflöde då -30% fel i rotorresistansen.

Skattningarna av rotorflöde i tabell (6.2) påverkas på samma sätt som skattningarna av moment.

Statorresistansens inverkan på skattningarna kan utläsas i tabell (6.3), (6.4) och (6.5).

n	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
0.001	0.93	0.93	0.93	0.93	0.89	0.89	1.06	0.98
0.01	0.93	0.94	0.93	0.93	0.89	0.92	1.02	0.72
0.1	0.95	0.96	0.96	0.97	0.95	0.95	0.95	0.94
1.0	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99

Tabell 6.3 Stationärt moment då -30% fel i statorresistansen.

Ingen av observerarna påverkas mer än någon annan av 30 procent fel i statorresistansen.

n	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
0.001	1.24	1.23	1.22	1.21	1.38	1.38	0.78	1.07
0.01	1.23	1.21	1.20	1.19	1.38	1.38	0.92	1.92
0.1	1.14	1.15	1.14	1.14	1.17	1.16	1.17	1.21
1.0	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02

Tabell 6.4 Stationärt moment då +100% fel i statorresistansen.

n	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
0.001	1.18	1.18	1.18	1.18	1.28	1.28	0.76	2.05
0.01	1.18	1.18	1.18	1.18	1.28	1.28	0.89	2.06
0.1	1.12	1.12	1.12	1.11	1.12	1.12	1.15	1.19
1.0	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02	1.02

Tabell 6.5 Stationärt rotorflöde då +100% fel i statorresistansen.

I tabellerna (6.4) och (6.5) kan man utläsa att de olika LQG-modellerna har samma beteende för förändringar i statorresistansen. Pol-modellerna klarar sig klart sämre. Den observerare som klarar sig bäst är red1 medan red10 är sämst.

I tabellerna (6.6) och (6.7) visas hur moment- och flödesskattning påverkas då induktanserna i motorn får variera. Huvudflödet, ψ_m , antar värdena 0.52 till 1.25 pu under normala driftförhållanden vilket ger x_m s värden i tabellen.

ψ_m	x_m	n	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
1.25	2.140	0.01	1.08	1.08	1.08	1.08	1.12	1.12	1.16	1.04
0.52	3.585	0.01	0.96	0.96	0.96	0.96	0.97	0.97	0.95	0.97
1.25	2.140	0.1	1.03	1.03	1.03	1.03	1.02	1.02	1.03	0.98
0.52	3.585	0.1	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	1.00	1.00

Tabell 6.6 Stationärt moment då induktanserna varierar.

ψ_m	x_m	n	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
1.25	2.140	0.01	1.05	1.05	1.05	1.05	1.12	1.11	1.14	1.12
0.52	3.585	0.01	0.97	0.97	0.97	0.97	0.97	0.97	0.96	0.97
1.25	2.140	0.1	1.01	1.01	1.01	1.01	1.02	1.02	1.02	0.98
0.52	3.585	0.1	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00

Tabell 6.7 Stationärt rotorflöde då induktanserna varierar.

Induktansernas variationer påverkar de olika observerare likvärdigt. Inverkan är dock klart mindre än vad fel i tex rotorresistansen ger.

Resultat

- Samtliga observerare är känsligare för fel i rotorresistans än i statorresistans.
- Samtliga observerare är känsligare för variationer i resistans än i induktans.
- LQG-designerna beter sig lika.
- Red1 är känsligare än LQG-designerna för variationer i rotorresistans.

6.4 Brus

Vi har i våra simuleringar använt ett ungefär normalfördelat brus med en standardavvikelse på tio procent. Vi har bara lagt brus på strömmen. Anledningen till att spänningen inte har fått något brus är att det kommer att vara ett referensvärde och inte ett mätvärde som blir insignal till observeraren. Ett brus på varvtalet n kommer in olinjärt och kräver därmed en mycket mer komplicerad analys. Enligt uppgift är varvtalssignalen mycket bra.

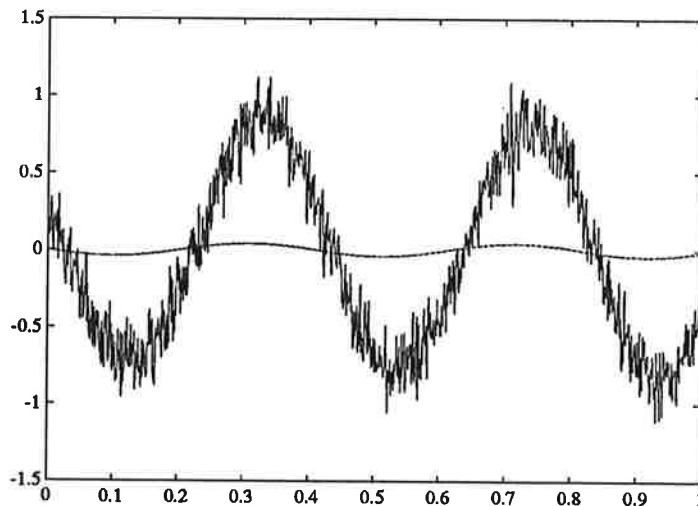
Måttet på brus känslighet har vi valt att vara skillnad i momentfel i stationärtillstånd med respektive utan brus. I simuleringarna har vi bildat funktionen

$$J = \frac{1}{T} \int_0^T f^T f dt \quad (6.1)$$

Vektorn f har då varit skattningsfelet för respektive tillstånd. Den bästa observeraren med avseende på brus känslighet får alltså minsta värdet på funktionen J .

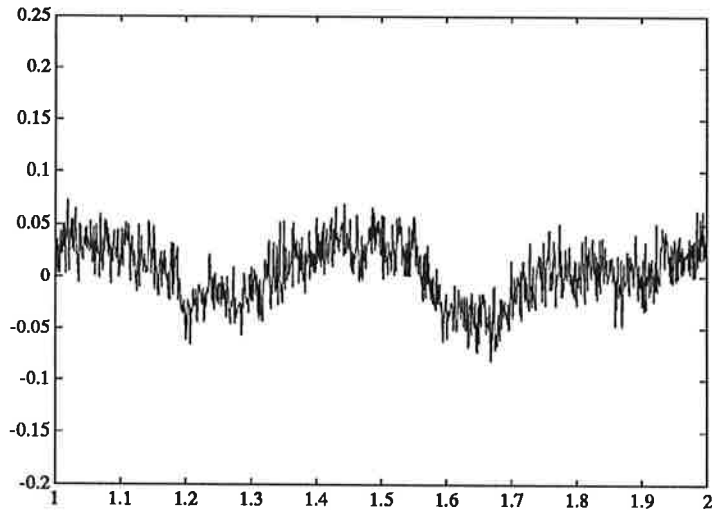
När vi presenterar våra bilder kommer skattningsfelet för momentet att betecknas med m och skattningsfelet i rotorflödets absolutbelopp att betecknas med ψ_r . Varvtalet n är 0.01 vid alla simuleringar.

Figur (6.14) visar hur insignalerna, statorström i_s och statorspänning u_s , till observeraren ser ut vid brussimuleringen.

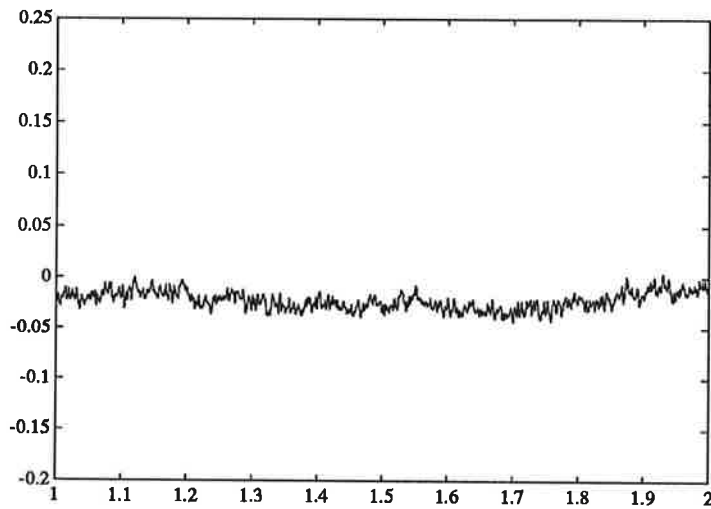


Figur 6.14 Insignaler med 10% brus till observeraren vid varvtalet 0.01, i_s (hel), u_s (streckad).

I figurerna (6.15) och (6.16) visas hur felet i momentskattningen för red1 samt lqg2.5 ser ut då vi lägger på brus på strömmen.

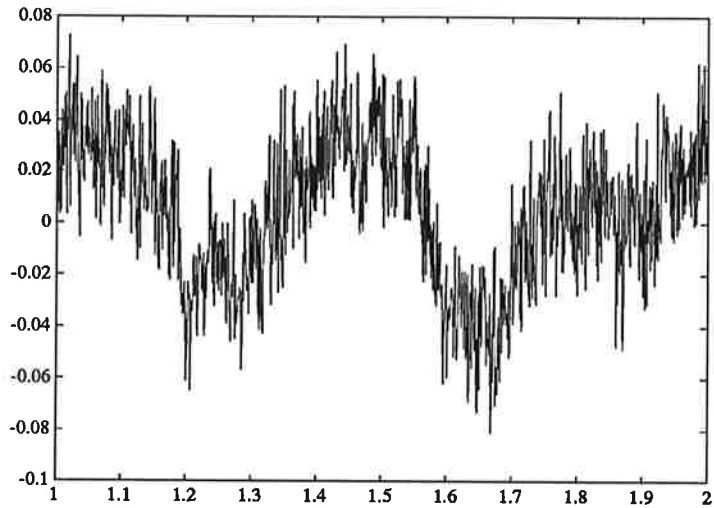


Figur 6.15 Red1 med 10% brus vid varvtalet 0.01, *m*.



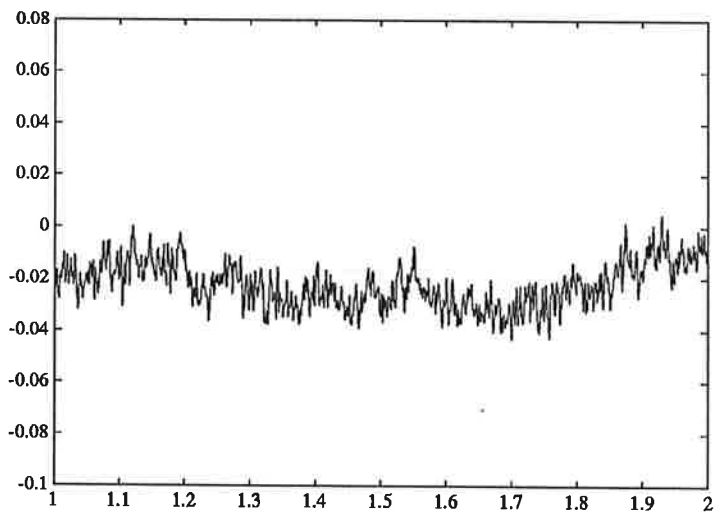
Figur 6.16 Lqg2.5 med 10% brus vid varvtalet 0.01, *m*.

När man jämför red1 och lqg2.5 ser man att den reducerad observeraren är klart känsligare för brus. Detta är väntat då bruset kommer in ofiltrerat i skattningarna. Detta syns tydligt i figur (4.6).



Figur 6.17 Red1 med 10% brus vid varvtalet 0.01, ψ_r .

I figurerna (6.17) och (6.18) visas hur felet i flödesskattningen för red1 samt lqg2.5 ser ut då vi lägger på brus på strömmen.



Figur 6.18 Lqg2.5 med 10% brus vid varvtalet 0.01, ψ_r .

Brusets inverkan på flödesskattningen är samma som för momentskattningen.

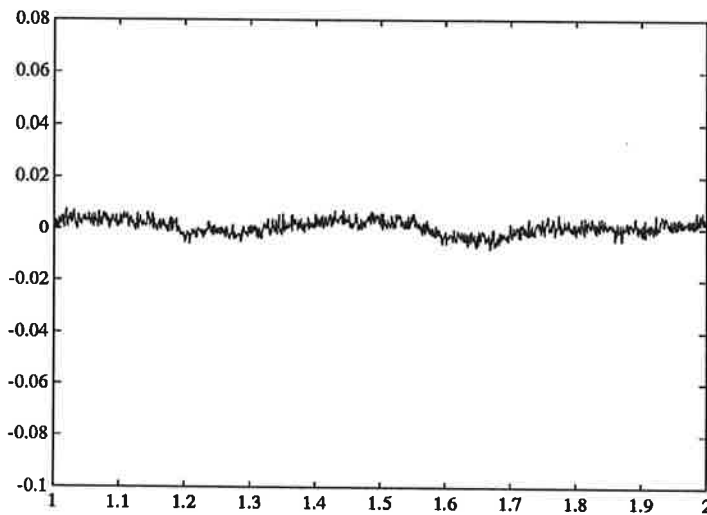
Då vi jämför brusets inverkan på det stationära momentfelet, m , samt på flödet, ψ , erhålls nedanstående tabell. Tabellen är normerad med det lägsta värdet i respektive kolumn. Den bästa observeraren får då värdet ett. När det gäller flödet går det inte att jämföra värdena för de reducerade observerarna med de övriga. Detta på grund av att vi i den reducerade observeraren skattar två flöden och i den fulla fyra. Dock är red1 bättre än red10 även då det gäller brusets påverkan av flödesskattningen.

J	lqg2.5	lqg4	lqg10	lqg150	pol1	pol2	red1	red10
m	3.55	4.22	5.63	8.37	1.00	1.00	6.82	30.6
ψ	1.00	1.02	1.07	1.16	1.50	1.48	-	-

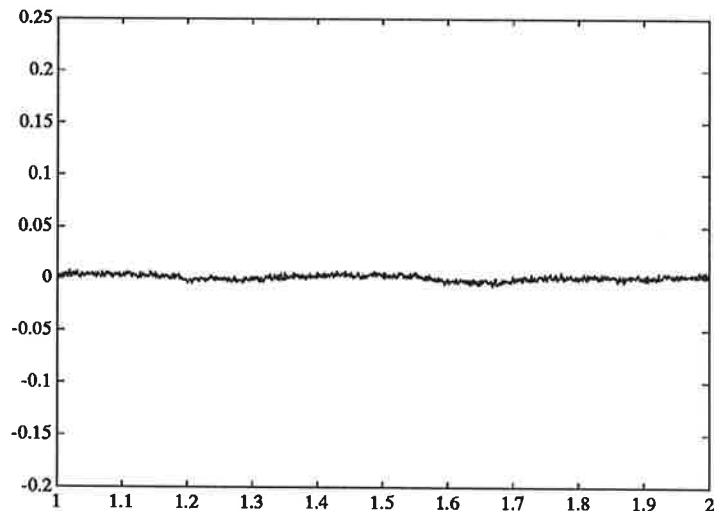
Tabell 6.8 Brusets inverkan på moment- och flödeskattning.

I tabell (6.8) ser man att lqg2.5 som väntat har bäst brusegenskaper bland LQG-designerna. Man ser också att lqg150 är sämre än red1. Vidare skattar pol1 och pol2 momentet bra.

Vid studier med ett brus på en procent är skillnaderna mellan systemen med respektive utan brus så små att de är betydelselösa. Vi visar i figurerna (6.19) och (6.20) hur ψ_r och m beter sig vid ett brus på en procent på strömmen.



Figur 6.19 Red1 med 1% brus vid varvtalet 0.01, ψ_r .



Figur 6.20 Red1 med 1% brus vid varvtalet 0.01, m .

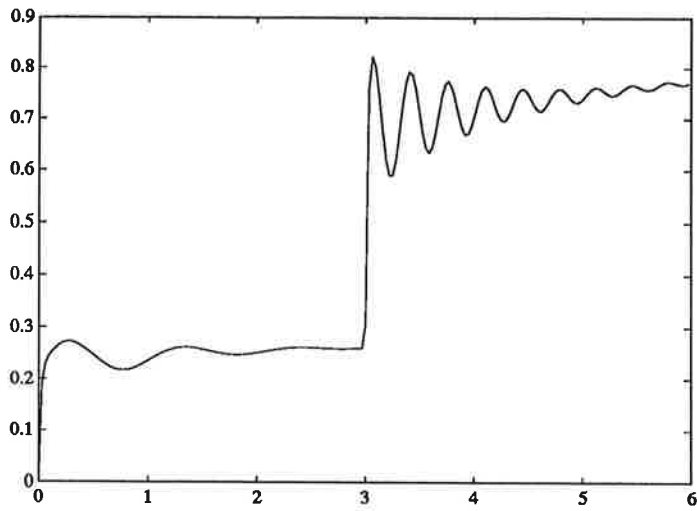
Brus på 1% ger marginella variationer hos skattningen i red1.

Resultat

- Lqg2.5 är som väntat minst bruskänslig bland LQG-designerna.
- Red1 är bruskänslig men dock bättre än lqg150.
- Pol1 och pol2 klarar momentskattning bäst men flödesskattning sämst.
- Vid en procents brus påverkas skattningarna obetydligt.

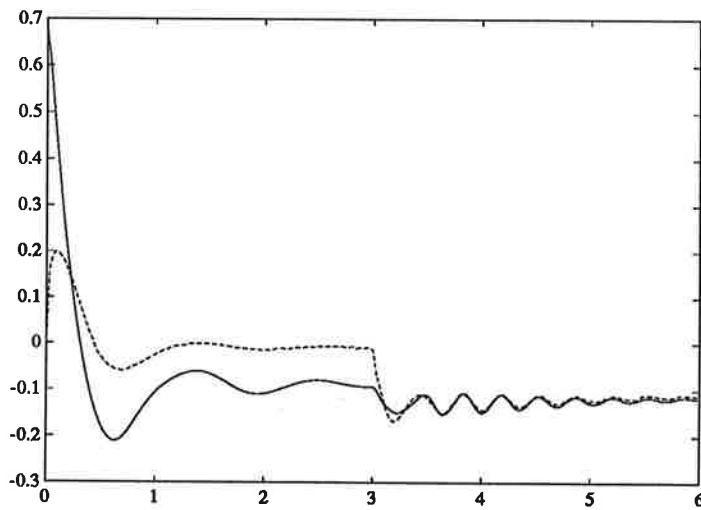
6.5 Dynamiskt beteende vid parametervariation

Då vi studerade det dynamiska beteendet i kapitel 6.2 fokuserade vi på observerarens insvängningsförlopp. I detta kapitel ska vi studera hur observeraren beter sig efter insvängningsförloppet. Om alla parametrar har rätt värde blir skattningarna korrekta. Vi ska nu studera hur skattningsfelet påverkas av fel i parametrarna. Den parameter vi har valt att ändra är rotorresistansen eftersom den har visat sig ha störst inverkan på skattningsfelet. Felet i rotorresistansen är vid alla simuleringar -30 procent. Figur (6.21) visar motor-momentets beteende. Vid tiden $t = 0$ ges ett steg på 0.01 pu i rotorfrekvens och vid tiden $t = 3$ ges ett steg på 0.03 pu.

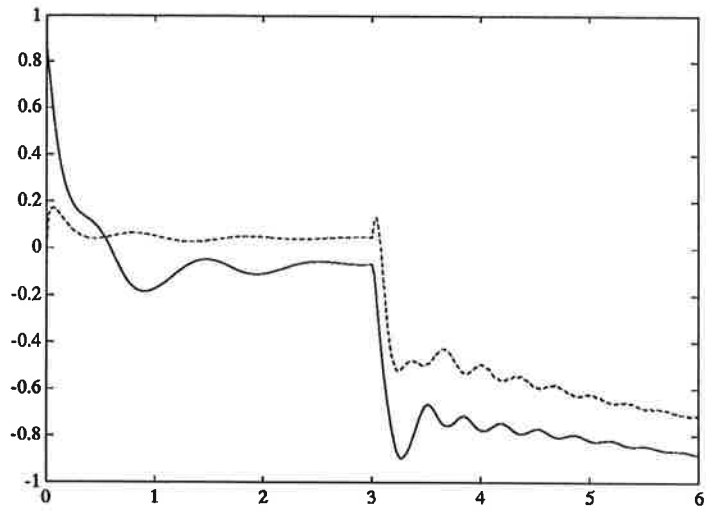


Figur 6.21 Motormoment vid varvtalet 0.01.

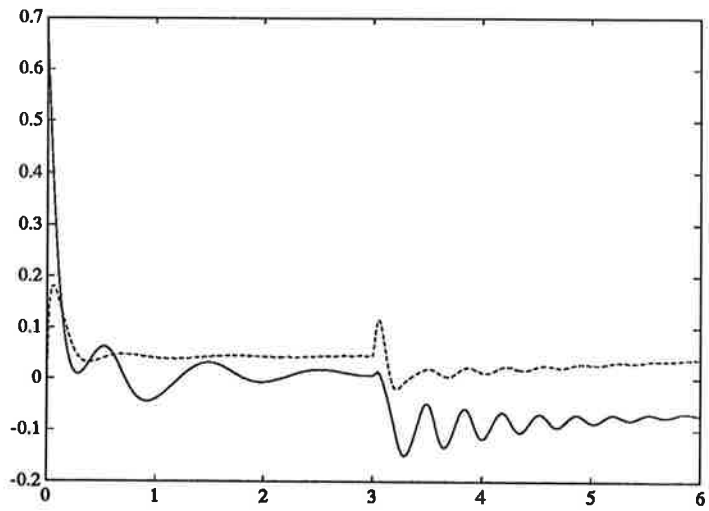
Vi kommer nu att studera hur skattningsfelen beter sig för $l_{qg2.5}$, $V_{erghese}$, p_{ol1} samt $red1$. Observera att skalorna ändras mellan figurerna.



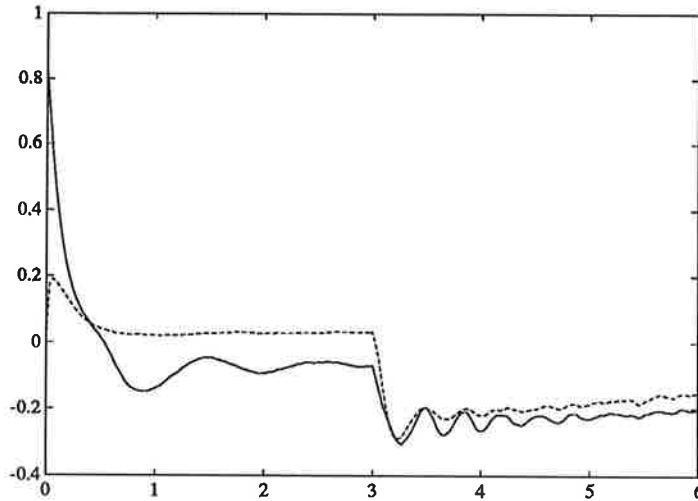
Figur 6.22 Skattningsfel vid -30% fel i rotorresistans för $l_{qg2.5}$ vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).



Figur 6.23 Skattningsfel vid -30% fel i rotorresistans för Verghese vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).



Figur 6.24 Skattningsfel vid -30% fel i rotorresistans för poll vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).



Figur 6.25 Skattningsfel vid -30% fel i rotorresistans för red1 vid varvtalet 0.01, ψ_r (hel), m (streckad).

Resultat

- Resultaten bekräftar det vi såg i kapitel 6.3.
- Verghese är mycket sämre än de tre övriga observerarna.

6.6 Motordata

Vid simuleringarna har en asynkronmotor med data enligt nedan använts. Samtliga värden är angivna i pu per fas vid temperaturen 120 °C.

Statorresistans	r_s	0.0163
Rotorresistans	r_r	0.0255
Statorinduktans	x_s	3.244
Rotorinduktans	x_r	3.261
Huvudinduktans	x_m	3.143

De basvärden som använts för normering av ekvationerna är

Spänningsbas	U_B	1527	V
Strömbas	I_B	427.5	A
Vinkelfrekvensbas	ω_B	377.0	rad/s

7. Avslutande diskussion

7.1 Implementering

Då det gäller att implementera k -parametrarna kan det verka som om den reducerade observeraren är ett givet val. Man ska dock inte låta sig förledas av att det finns analytiska lösningar för k -parametrarna. Studerar man k -parametrarna som ges av LQG-designen ser man att dessa är i stort sett linjära från varvtalet 0.15 till 2, detta gäller även för negativa varvtal. Eftersom vi har tillgång till mjukvara är det naturligt att ordna en tabell för k -parametrarna. Använder man sig av små steg vid låga varvtal kommer denna lösning att vara bra. Istället för att använda sig av en tabell kan man uppdatera P -matrisen on-line. Detta kräver dock mycket beräkningar.

7.2 Resultat

Dynamiskt beteende

Vi vill konstruera observerare som är snabbare än det öppna systemet och har en dämpning på 0.7. Med detta vill vi få skattningar som inte har ett slängigt beteende och snabbt uppnår rätt värde. Det visar sig att LQG-designen alltid ger en polplacering som är snabbare än det öppna systemet. Detta gäller både för fulla och reducerade observerare. Red1 visar sig ha bäst egenskaper då det gäller att skatta moment och absolutbelopp av flöde. Detta är inte förvånande då en reducerad observerare endast behöver skatta två tillstånd och inte fyra.

Parameterkänslighet

Vi har sett att variationer i rotorresistansen påverkar observerarna mer än vad variationer i statorresistansen gör. Induktansernas variationer inverkar inte på observerarna i samma utsträckning som resistansvariationer. Även om LQG-designen inte har de bästa värdena då det gäller variationer i resistanser så kan man trots detta förorda denna lösning eftersom felet inte blir överdrivet stora. När det gäller variationer i induktanser så är LQG-designen bäst.

Bruskänslighet

De reducerade observerarna är som väntat känsligast för brus. Detta beror på att bruset kommer in till skattningarna ofiltrerat. När det gäller de fulla observerarna är det lqg2.5 som skattar flödet bäst medan pol1 och pol2 är bäst när det gäller momentskattning.

Varvtalsberoende

I vår rapport liksom i referenserna [Acarnley, 1990], [Umeno, 1990] och [Verghese, 1988] har det antagits att varvtalet mäts utan fel. Vi har observerat att både systemets och observerarens ändras drastiskt med varvtalet. Speciellt märkbart är detta då varvtalet befinner sig i området $[-0.2, 0.2]$. Detta indikerar att en undersökning av fel i mätningen av varvtalet är viktigt att undersöka. Ett exempel som visar detta är att studera hur observeraren betar sig då statorfrekvensen är noll och vi har ett litet varvtal, tex vid inbromsning.

Analytisk lösning

Vill man ha lätta beräkningar för att få analytiska värden på k -parametrarna är reducerade observerare att föredra. Dessa ger som vi tidigare sagt ett bra beteende men är bruskänsliga. Då det gäller analytiska lösningar för fulla observerare kommer vissa begränsningar att göra sig gällande. Den metod som Verghese [Verghese, 1988] förordar ger ett slängigt beteende medan en polplacering som bygger på dubbelpoler ger ett långsamt och slängigt beteende.

Övriga observationer

Eftersom vi låter polerna variera med varvtalet så blir det kritiska området för observerare låga varvtal. Andra faktorer som gör låga varvtal besvärliga är förlusterna i resistanserna då dessa blir större relativt sett vid låga varvtal.

Observera att LQG-designen ger ett förslag till k -parametrar med en speciell struktur enligt ekvation (4.14). Vidare ser man att k_2 och k_4 får samma värden vilket beror på att vi valt matriserna R_3 och R_4 som enhetsmatrisen multiplicerat med varsin faktor.

7.3 Slutsatser

Väljer man mellan att använda en reducerad eller en full observerare anser vi att man bör välja en full observerare om beräkningstid finns. För detta talar känsligheten för brus. Även variationer i resistanser och induktanser ger fulla observerare en fördel gentemot reducerade. Då man väger polplacering mot LQG-design är den senare att föredra. De beräkningar och val man måste göra då man använder polplacering är betydligt mer arbetskrävande än för LQG-design.

7.4 Vidareutveckling

Detta arbetet har givit oss insikten att det finns många problem som bör belysas ytterligare. Det som bör göras i första hand är att utföra experiment på en verklig motor. Intressanta utvecklingar av problemet är att undersöka hur fel i varvtals- och temperaturmätningar kan avhjälpas samt möjligheten till att använda en utökad observerare för att skatta rotorresistansen. Det finns också flera principella problem att undersöka. Ett av problemen är att momentet är en produkt av tillståndsvariablerna dvs en olinjär funktion.

Referenser

- ACARNLEY, P. P., D. J. ATKINSON and J. W. FINCH (1990): "Observers for Motor Rotor Current Estimation," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS-90*.
- CHAR, B. W., K. O. GEDDES, G. H. GONNET, M. B. MONAGAN and S. M. WATT (1988): *Maple - Reference Manual*, Symbolic Computation Group, Department of Computer Sciences, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada.
- DONALD, E. KNUTH (1984): *The TeXbook*, Addison Wesley Publishing Company, Reading, Mass.
- GUSTAFSSON, K., M. LILJA, and M. LUNDH (1990): *A Collection of Matlab Routines for Control Systems Analysis and Synthesis*, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology.
- KAILATH, THOMAS (1980): *Linear Systems*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. 07632.
- THE MATH WORKS (1990): *Pro-Matlab User's Guide*.
- SSPA (1991): *Simnon, Users' Guide for UNIX Systems*, Institutionen för reglerteknik, Lunds Tekniska Högskola, Lund.
- UMENO T., Y. HORI and H. SUZUKI (1990): "Design of the Flux Observer-Based Vector Control System of Induction Machines Taking into Consideration Robust Stability," *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 110, No. 6, 1990.
- VERGHESE, G. C. and S. R. SANDERS (1985): "Observers for Faster Flux Estimation in Induction Machines," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Toulouse, France.
- VERGHESE, G. C. and S. R. SANDERS (1988): "Observers for Flux Estimation in Induction Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 35, No. 1, February 1988.
- ÅSTRÖM, K. J. (1968): *Reglerteori*, Almqvist & Wiksells/Gebbers Förlag AB, Stockholm.
- ÅSTRÖM, K. J. (1970): *Introduction to Stochastic Control Theory*, Academic press, Inc., Berkeley Square House, London.

