

CODEN: LUTFD2/(TFRT-5373)/1-60/(1987)

# Modellering av industrirobotsystem

Tord Cedell

Institutionen för Reglerteknik  
Lunds Tekniska Högskola  
Oktober 1987

<b>Department of Automatic Control</b> <b>Lund Institute of Technology</b> P.O. Box 118 S-221 00 Lund Sweden		<i>Document name</i> Master Thesis	
		<i>Date of issue</i> October 1987	
		<i>Document Number</i> CODEN: LUTFD2/(TFRT-5373)/1-60/(1987)	
<i>Author(s)</i> Tord Cedell		<i>Supervisor</i> Rolf Johansson and Klas Nilsson	
		<i>Sponsoring organisation</i>	
<i>Title and subtitle</i> Modelling of the industri robot system. (Modellering av industrirobotsystem.)			
<i>Abstract</i> <p>In this master thesis a method for modelling the mechanics of the ASEA robot IRB-2000 is developed. The robot mechanics is almost linear apart from the static friction. The main concern is therefore to eliminate the effects of the static friction in order to get a linear model.</p> <p>The program package IDPAC is used for identification.</p>			
<i>Key words</i>			
<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> 60	<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.

## 1. Förord

Detta examensarbete har till största delen utförts på ASEA ROBOTICS i Västerås under sommaren -87, och vid institutionen för reglerteknik, Lunds Tekniska Högskola. Många människor har på olika sätt varit inblandade i detta projekt, och jag är tacksam mot alla.

Först skulle jag vilja tacka min handledare på ASEA, Klas Nilsson, som trots att han hann med att bli pappa intresserat har följt arbetets fortskridande och kommit med råd och synpunkter, när det har behövts.

Jag skall också passa på att tacka univ. lektor Rolf Johansson, som varit skolans handledare. Han har funnits i bakgrunden hela tiden, och kunnat svara på frågor som jag inte kunde få svar på i Västerås. Det är också honom som jag har att tacka för, att rapporten slutligen blev läsbar.

Lund 7/10-87.

# Innehållsförteckning

<b>1. Inledning</b>	4
1.1 Bakgrund	4
1.2 Uppgift	4
<b>2. Beskrivningar</b>	5
2.1 IRB-2000	5
2.2 Styrsystemet S3	6
2.3 Mätutrustning	6
<b>3. Matematisk modell av robotarm</b>	8
3.1 Inledning	8
3.2 Olinjär robotmodell	8
<b>4. Identifiering av IRB-2000</b>	10
4.1 Inledning	10
4.2 Återkoppling	10
4.3 Excitering	13
4.4 Ordningsbestämning	14
4.5 Olineariteter	15
4.6 Identifiering	17
4.7 Noggrannhet	17
4.8 Rotortanalogi för axel 1	17
<b>5. Metoder i praktiken</b>	20
5.1 Inledning	20
5.2 Max. tröghetsmoment axel 1.	21
5.3 Min. tröghetsmoment axel 2.	26
<b>6. Resultat</b>	29
6.1 Inledning	29
6.2 Axel 1. min. tröghetsmoment	30
6.3 Axel 1. max. tröghetsmoment	31
6.4 Axel 2. min. tröghetsmoment	32
6.5 Axel 2. max. tröghetsmoment	33
6.6 Axel 3. min. tröghetsmoment	34
6.7 Axel 3. max. tröghetsmoment	35
6.8 Axel 4. min. tröghetsmoment	36
6.9 Axel 4. max. tröghetsmoment	37
6.10 Axel 5. min. tröghetsmoment	38
6.11 Axel 5. max. tröghetsmoment	39
6.12 Axel 6. min. tröghetsmoment	40
6.13 Axel 6. max. tröghetsmoment	41
6.14 Kommentarer.	42
<b>7. Problem</b>	43
7.1 Mät datorn HP 9817	43
7.2 POLPAC	43
7.3 MODPAC	43
<b>8. Slutsatser, rekommendationer</b>	45
8.1 Slutsatser	45
8.2 Rekommendationer	45
8.3 Minsta-kvadrat approximation	46

9. Referenser . . . . .	47
. Bilaga 1. . . . .	48
1. Identifiering av filter . . . . .	48
. Bilaga 2. . . . .	51
1. Metod och resultat . . . . .	51
. Bilaga 3. . . . .	53
. Bilaga 4. . . . .	58
. Bilaga 5. . . . .	59

# 1. Inledning

## 1.1 Bakgrund

ASEA ROBOTICS har nyligen lanserat en ny industrirobot IRB-2000, och ett nytt styrsystem S3. Man vill nu hitta en metod för att identifiera fram en linjär parametrisk modell för varje axels mekanik. Modellen skall sedan användas för att ställa in optimala regulatorparametrar för olika driftsfall d.v.s att man eftersträvar någon form av (tabellerad) adaptivitet. Man har för ändamålet inköpt en mät dator HP 9817 samt på avdelningen tagit fram ett programpaket för datainsamling kallat SAMPLER. Frågan är då om det finns något snabbt och enkelt sätt att identifiera robotmekaniken då man är hänvisad till ovan beskrivna hjälpmedel inkl. LTHs programpaket IDPAC, MODPAC och POLPAC.

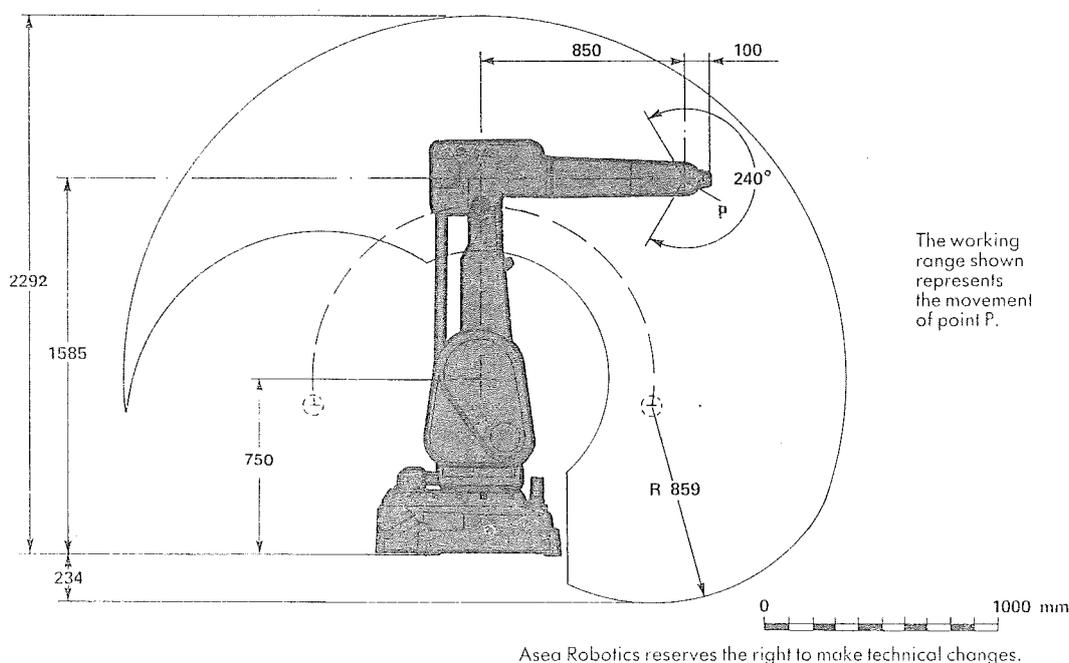
## 1.2 Uppgift

Uppgiften har varit att försöka hitta en metod att få fram en linjär matematisk modell av IRB-2000s mekanik. Metoden ska sedan tillämpas på alla IRB-2000s axlar för två olika fall, minimal och maximal belastning på axeln. Metoderna som tidigare använts har byggt på manuellt uppritande av amplitud och fas för olika frekvens (frekvensanalys). Förutom att denna metod är mycket tidsödande är den också icke-parametrisk, vilket i detta fall innebär att resultatet redovisas i diagramform och inte i matematiska modeller.

## 2. Beskrivningar

### 2.1 IRB-2000

IRB-2000 är en 6-axlig robot med en maximal lastkapacitet på 10 kg. En nyhet som skiljer IRB-2000 från sina föregångare är parallellstaget vid axel 3, som gör att översta armen inte vrider sig i förhållande till horisontalplanet när axel 2 vrids. Detta gör axel 2 enklare att reglera på grund av att influensen från översta armen minimeras. Axlar 5 och 6 är kopplade mekaniskt på ett sådant sätt att axel 6 vrids när axel 5 böjs.



Figur 2.1 IRB-2000

Roboten kan köras i två olika koordinatsystem:

Robotens interna koordinatsystem, där varje axel motsvarar en dimension.

Verktögskoordinater. Vilket är ett 3-dimensionellt koordinatsystem med tre vinkelräta huvudriktningar. Huvudriktningarna kan bestämmas av verktygets orientering.

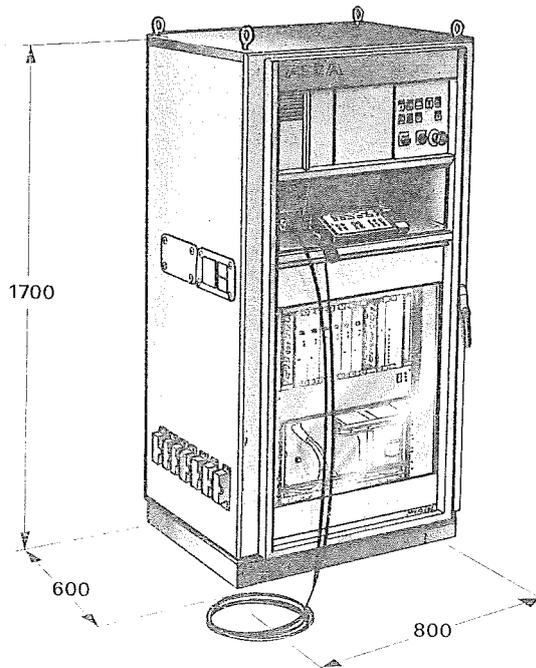
All kraftöverföring sker genom förspända kuggväxlar vilket gör att glappet kommer att ersättas med en vekhet.

Återkoppling sker från en tachometer (vinkelhastighetsgivare) samt en resolver (vinkelgivare) per axel.

## 2.2 Styrsystemet S3

Styrsystemet är konstruerat för styrning av robotar med 6 axlar, men ytterligare 6 externa axlar kan kontrolleras.

Programmering sker genom en meny/dialogform mellan programmeraren och styrsystemet. Kommunikation kan ske på 10 olika språk. En portabel programmeringsenhet med alfanumerisk text och styrspaks kontroll över robotens rörelser används vid arbetsplatsprogrammering. Programmen lagras på flexskiva med 350 Kbits kapacitet.



Figur 2.2 S3 styrsystem

## 2.3 Mätutrustning

Mät datorn är en HP 9817 med anslutning för HP-IB-kontakt för kommunikation med olika periferienheter (t.ex. printer, flexskiveenhet). För signaluppsamling används programpaketet SAMPLER, som styrs genom menyspecifikation. Den anslutna printern är en bläckstråleskrivare, vilken används för dokumentering av menyer samt plottning av diagram. Ett ADC-kort är anslutet, det har 7 analoga ingångar med följande data:

Mätområde:  $\pm 10V$

Förstärkning: 1,8,64 el. 512 ggr.

Upplösning: 13 bitar

Inimpedans:  $100M\Omega$

Max. samplingsfrekvens:

-en kanal: 55kHz

-flera kanaler: 20kHz/antal kanaler

## Filter

En filterenhet är kopplad till ADC-kortet. Filterenheten består av sju skilda kanaler med möjlighet att välja mellan 5 olika filter av lågpassstyp per kanal. Via en vippkopplare på filterenheten bestäms det om insamlingen för data ska vara externt eller hårdvarumässigt styrd. I fallet för extern styrning, måste en triggsignal i form av ett impulståg finnas tillgänglig. En annan vippkopplare ger i extern mod impulsen för att svepet skall starta.

## Funktionsgenerator

En funktionsgenerator finns ansluten. Den kan programmeras upp för hand eller via HP-IB-kortet genom datorn.

Om man väljer att programmera upp funktionsgeneratoren genom datorn, så gör man det genom att ange en extern referens i mätmenyn. Man kan välja mellan inget svep i frekvens, linjärt svep och logaritmiskt svep. Om man använder logaritmiskt svep, måste svepet gå över minst en dekad (t.ex. 8-80Hz).

Det finns möjlighet att specificera kurvformen som sinus, fyrkant eller triangel, även amplitud, symmetri, ev. offset samt svepets varaktighet i sek. går också att ställa in från menyn.

```
MEASUREMENT SETUP MENU                20-JUL-87 00:57:14
-----
Header : Identification of robot mechanics IRBZ000
        Axis 1   lin sw   1-100Hz

Channels:      1         2
Labels  : Torque   Tacho
Unit    : Volt     Volt
Gain    : 1        -8
Filter  : -/#0     10kHz/#1

Pacing           : External   Periode: 2.016 ms
Sampling frequency : 496 Hz = 1 * Pacing frequency
# Readings/channel : 1000 => Sampling time = 2.016 s

External reference : No

Data storage file           : #4:AXIM8.TEXT
Adjustment for sampling delay : Yes

Command (H/C/L/U/G/F/P/S/R/E/D/A or M(easure).) :
```

Figur 2.3 Mätmenyn för SAMPLER

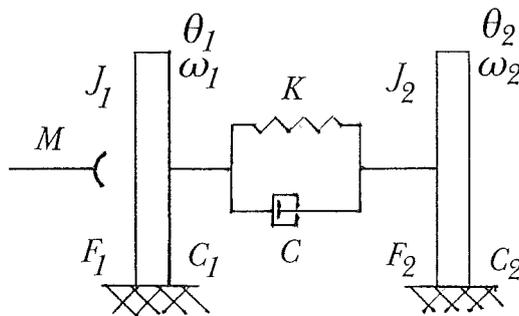
# 3. Matematisk modell av robotarm

## 3.1 Inledning

Detta kapitel ägnas åt att titta på matematiska modeller för en tredje ordningens robotmodell.

## 3.2 Olinjär robotmodell

Om man tänker sig en robot som en motor som driver två seriekopplade svänghjul sammanbundna av en slank axel. Motorn ses som ideal d.v.s att man kan se insignalen till systemet som ett moment  $M$  som är helt proportionellt mot strömmen till motorn.



Figur 3.1 Robotmodell med friktion

Momentjämvikt:

$$\begin{cases} J_1 * \dot{\omega}_1 = -C_1 * \omega_1 - C * (\omega_1 - \omega_2) - K * (\theta_1 - \theta_2) + M - M_{fric1} \\ J_2 * \dot{\omega}_2 = -C_2 * \omega_2 + C * (\omega_1 - \omega_2) + K * (\theta_1 - \theta_2) - M_{fric2} \end{cases} \quad (3.1)$$

Där friktionsmomenten kan skrivas som:

$$M_{fric1} = F_1 * sign(\omega_1) \quad (3.2)$$

$$M_{fric2} = F_2 * sign(\omega_2) \quad (3.3)$$

Övriga beteckningar:

- $\theta_1$  = Vinkelposition hos motorn
- $\theta_2$  = Vinkelposition hos armen
- $\omega_1$  = Vinkelhastighet hos motorn
- $\omega_2$  = Vinkelhastighet hos armen
- $K$  = Axelns fjäderkonstant
- $C$  = Viskös dämpning
- $C_1$  = Motorns viskösa dämpning
- $C_2$  = Axelns viskösa dämpning

Noteras bör att (3.1) inte stämmer när momentet som påverkar respektive massa är mindre än friktionsmomentet. Istället för som nu, att momentet ger ett bidrag, borde massan vara i vila enda tills momentet som påverkar massan överstiger friktionsmomentet.

Om man ska beskriva modellerna på tillståndsform krävs det att de kan beskrivas linjärt d.v.s att den statiska friktionen måste utelämnas.

Tillstånden definieras genom:

$$x_1 = \omega_1 \quad (3.4)$$

$$x_2 = \omega_1 - \omega_2 \quad (3.5)$$

$$x_3 = \theta_1 - \theta_2 \quad (3.6)$$

Ger tillståndsformen:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{pmatrix} -\frac{C_1}{J_1} & -\frac{C}{J_1} & -\frac{K}{J_1} \\ -\frac{C_2}{J_2} & \frac{C+C_2}{J_2} & \frac{K}{J_2} \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \frac{M}{J_1} \quad (3.7)$$

Som utsignal användes  $x_1$ , tachosignalen, vilket ger:

$$y(t) = (1 \ 0 \ 0) x(t) \quad (3.8)$$

En realisering i SIMNON finns i bilaga 4.

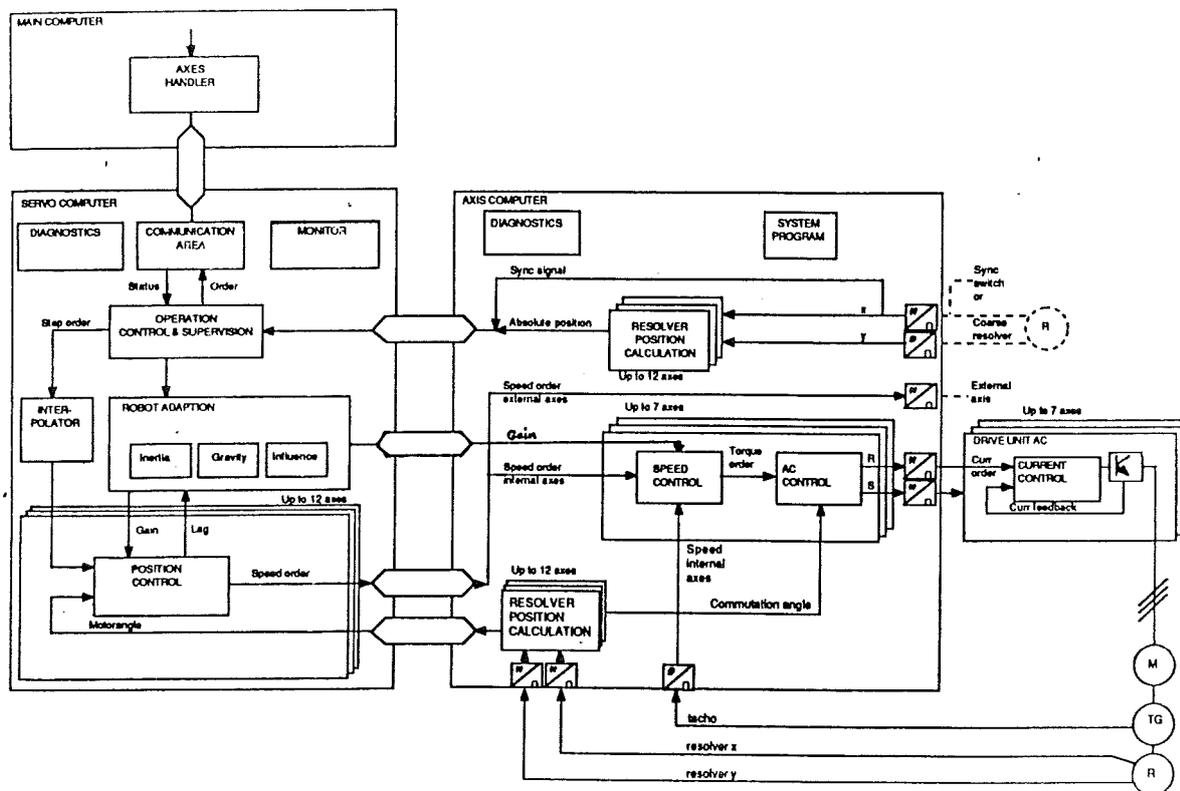
# 4. Identifiering av IRB-2000

## 4.1 Inledning

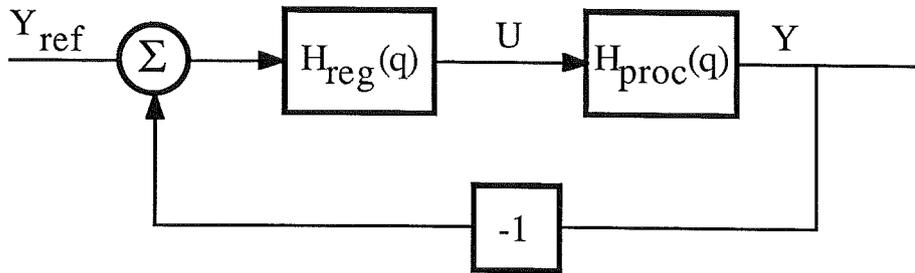
Detta kapitel ägnas åt att specificera problem som uppkommer vid identifiering av ASEAs robot IRB-2000, samt att hitta lösningsvägar som leder fram till en acceptabel modellbeskrivning.

## 4.2 Återkoppling

IRB-2000 har sex axlar. Varje axels reglersystem är återkopplat i tre loopar. Den innersta loopen består av en strömregulator som strömåterkopplas. Detta system är så snabbt, att dynamiken är helt försumbar vid jämförelse med robotens mekaniska dynamik. Således kan approximativt strömregulatorns överföringsfunktion sättas till 1. Nästa loop består av en hastighetsregulator, som återkopplas från en tachometer. Den yttersta loopen är en resolveråterkopplad lägesregulator.



Figur 4.1 Kompletta reglersystem för en axel



Figur 4.2 Återkopplat system

### Identifiering i slutna loop

Antag att man är intresserad av att identifiera en process  $H_{proc}(q)$ , som regleras med en regulator  $H_{reg}(q)$  i ett återkopplat system, genom att mäta signalen in till systemet  $U$  och signalen ut från systemet  $Y$ .

Om  $Y_{ref} = 0$  fås sambandet mellan  $U$  och  $Y$  till:

$$\frac{Y}{U} = H_{proc}(q) \quad (4.1)$$

Och även:

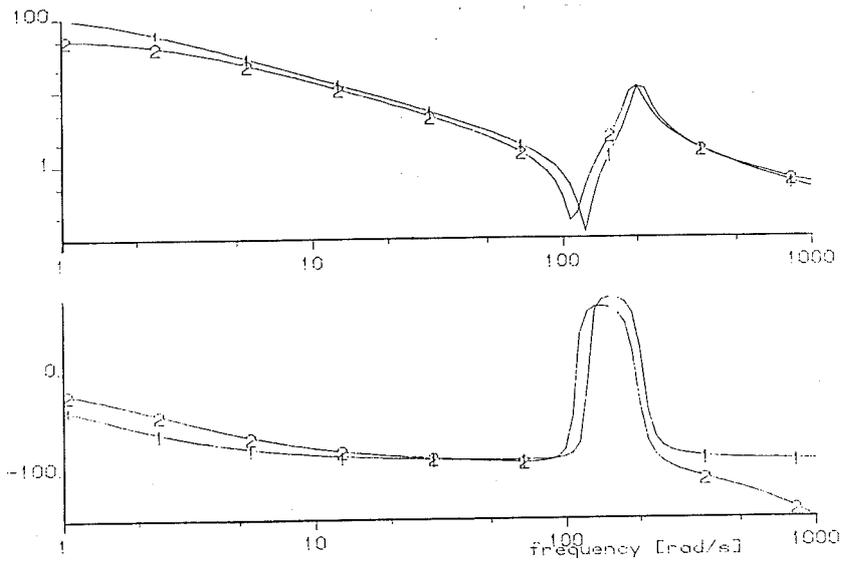
$$\frac{Y}{U} = -\frac{1}{H_{reg}(q)} \quad (4.2)$$

Det finns alltså två lösningar. Vilken som kommer att identifieras bestäms av karaktären på regulatorn och processen. Genom att välja en insignal  $Y_{ref} \neq 0$  så förstörs det rena sambandet (4.2) och ersätts med:

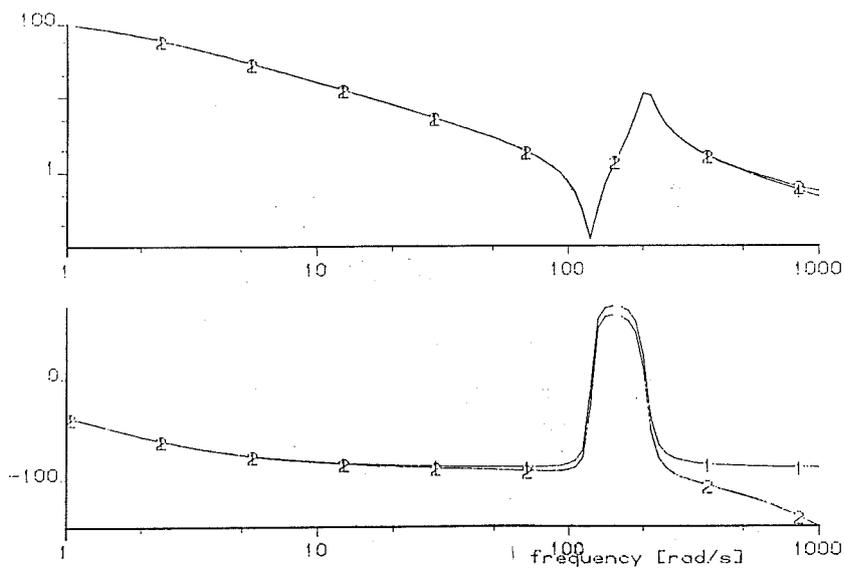
$$\frac{Y}{U} = -\frac{1}{H_{reg}(q)} + \frac{Y_{ref}}{U} \quad (4.3)$$

D.v.s  $\frac{Y}{U}$  varierar med  $Y_{ref}$  och kan därför inte förväxlas med en överföringsfunktion som är konstant i tiden. Med avsikt att se om en tredje ordningens olinjär robotmodell är identifierbar i slutna loop görs två oberoende simuleringar i SIMNON:

1. En logaritmiskt svepande sinussignal matas in i robotmodellen. Utsignal och insignal sparas i en mätfil som förs över till IDPAC. Med ML-identifiering tas en överföringsfunktion fram ur vilken ett bode-diagram framräknas med kommandot SPTRF.
2. Roboten återkopplas enl. Fig. 4.2. För övrigt identiskt förfarande med 1.



**Figur 4.3** Bode-diagram för identifiering av icke-återkopplad robotmekanik 1-exakt linjär 2-identifierad



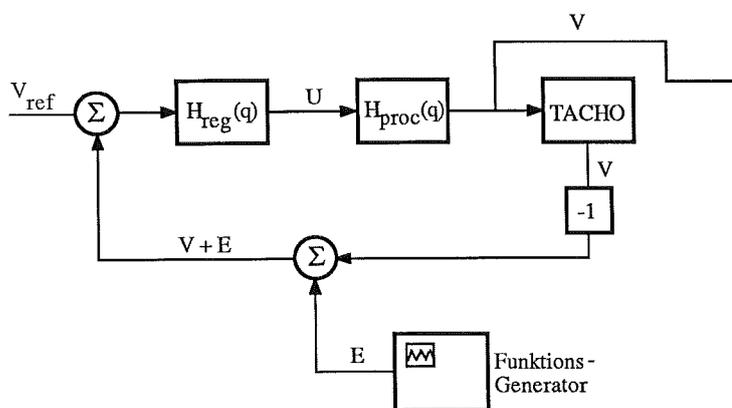
**Figur 4.4** Bode-diagram för identifiering av återkopplad robotmekanik 1-exakt linjär 2-identifierad

Av detta dras slutsatsen att det är möjligt att identifiera robotmekanik i sluten loop, så länge som en exciteringssignal adderas till loopen någonstans mellan utsignalen och insignalen. I vissa fall ger sluten loop t.o.m ett bättre resultat.

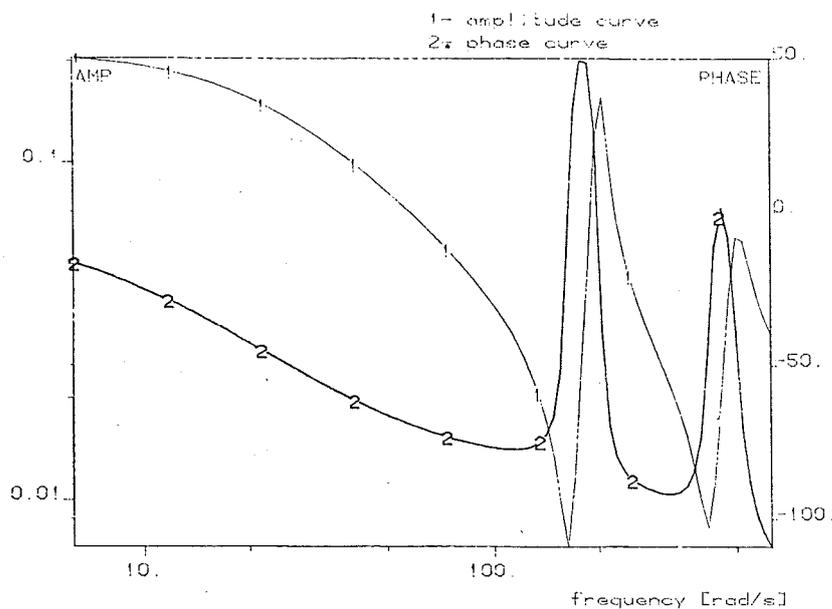
### 4.3 Excitering

Om man är hänvisad till de parametriska identifieringsmetoderna LS och ML i IDPAC, krävs någon form av excitering för att metoderna skall fungera. Genom att köra roboten med speciella trimsignaler (se bilaga 5) kopplas lägesregleringen ur och roboten blir endast hastighetsreglerad. Trimsignalerna är ett pulståg med möjlighet att specificera amplitud, frekvens samt väntetid vid hastigheten noll. Nackdelen med att excitera enbart med trimsignaler är att frekvensinnehållet är litet och för att kunna identifiera poler och nollställen krävs i regel mycket signalenergi runt brytfrekvenserna.

Mekaniska system är i regel dåligt dämpade vilket betyder mycket markerade resonansfrekvenser. Polerna och nollställena kommer att vara komplexkonjugerade samt ligga nära varandra. Lösningen har visat sig vara en logaritmiskt svepande sinussignal som adderas till tachosignalen.



Figur 4.5 Hastighetsreglerad robot med exciteringssignal adderad till tacho



Figur 4.6 Bodediagram framtaget enligt (4.4)

## 4.4 Ordningsbestämning

Att bestämma modellordningen innebär problem. Om man försöker använda AIC (Akaike's test quantity) eller LF (Loss funktion) för LS-identifiering, inser man snart att metoderna varken tar hänsyn till brus eller konvergerar mot modeller med högre modellordning än två par komplexkonjugerade poler och två par komplexkonjugerade nollställen. Om man istället väljer en icke-parametrisk metod t.ex. spektralanalys, vilken ger bodediagram för processen som resultat, inses att modellordningen inte är någon begränsning.

Det går att visa:

$$H(e^{i\omega}) = \frac{\phi_{yu}(\omega)}{\phi_u(\omega)} \quad (4.4)$$

där  $\phi_{yu}(\omega)$  är kors-spektral tätheten mellan insignal och utsignal,  $\phi_u(\omega)$  är insignalens spektral täthet och  $H(e^{i\omega})$  är processens frekvenssvar i fortvarighetstillstånd d.v.s beloppet är amplitudkurvan i ett bodediagram.

Om man använder kommandona ASPEC och CSPEC fås ett komplett bodediagram (se macro AUTOBODE bil.3). Med utgångspunkt från ett bodediagram är det lätt att hitta processens minimala ordning.

Tittar man i det lågfrekventa området bör det finnas en reell pol med brytpunkt för mycket låga frekvenser. Detta kan ses genom att amplitudkurvan planar ut vid låga frekvenser (lutningen skall asymptotiskt gå mot  $-1$  för små frekvenser) samt att faskurvan går mot  $0^\circ$  ( $-90^\circ$  för en ren integrator). Resonanserna består av ett par komplexkonjugerade nollställen följda av ett par komplexkonjugerade poler (detta är ett mycket typiskt utseende för dåligt dämpade mekaniska system). Överföringsfunktionen kommer då att få formen:

$$H(q) = \frac{b_0q^4 + b_1q^3 + b_2q^2 + b_3q^1 + b_4}{q^5 + a_0q^4 + a_1q^3 + a_2q^2 + a_3q^1 + a_4} \quad (4.5)$$

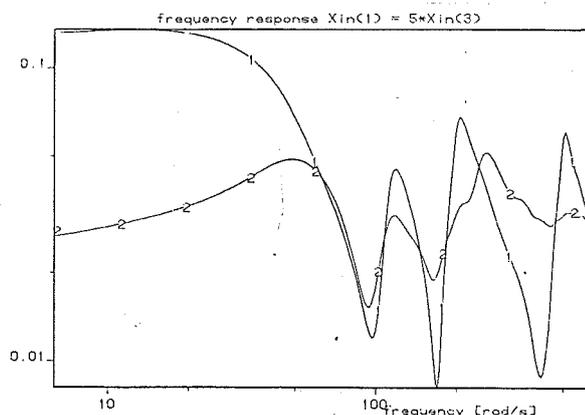
Detta är den minimala ordningen av processen. Det kan mycket väl tänkas, att ytterligare poler och nollställen gömmer sig i resonanserna. Detta syns som extra toppar eller utböjningar på kurvorna.

## 4.5 Olineariteter

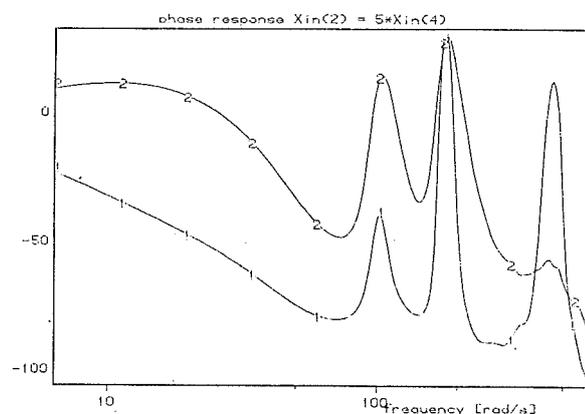
Vid identifiering av robotmekaniken är det viktigt att försöka identifiera den linjära modellen, annars kan man t.ex. få olika modeller vid olika amplitud på exciteringssignalen.

### Bode-diagrammets beroende på exciterings amplitud

Om man skickar in exciteringssignaler med olika amplitud ger ändå spektralanalysen identiska bode-diagram om systemet är linjärt.



Figur 4.7 Amplitudkurvor 1-maximal exciteringssignal 2-20% av max. exciteringssignal



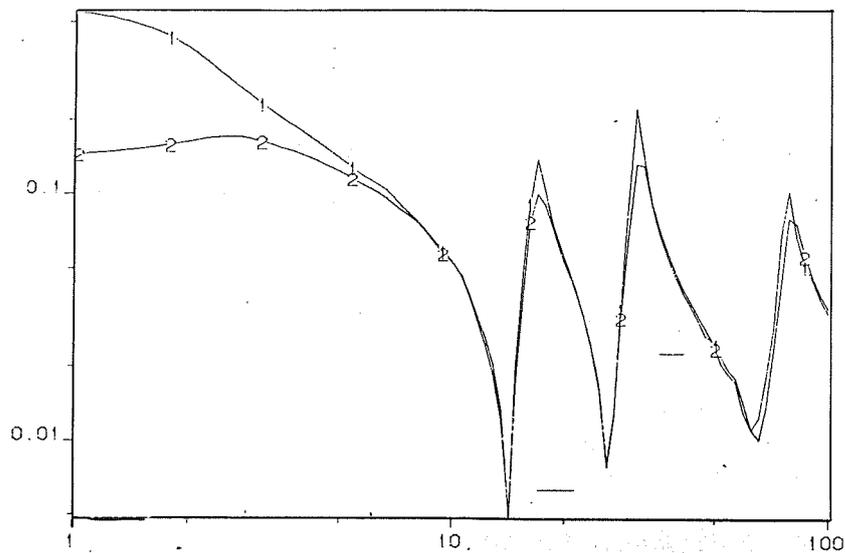
Figur 4.8 Faskurvor 1-maximal exciteringssignal 2-20% av max. exciteringssignal

Här syns tydliga skillnader. Alltså är inte processen linjär. Detta beror huvudsakligen vid låga frekvenser på friktionen.

Friktionen kan beskrivas som:

$$F(t) = C_{fric} * \text{sign}\left(\frac{dx}{dt}\right) \quad (4.8)$$

Där  $x(t)$  är läget.

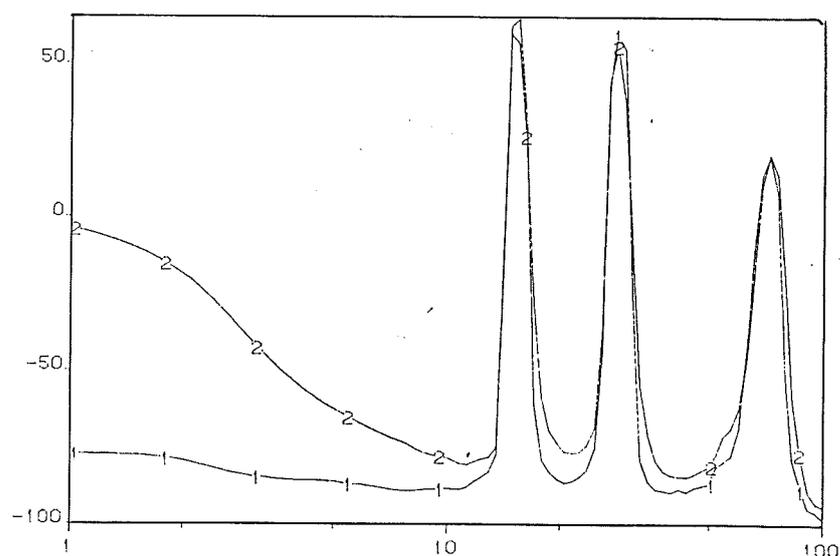


Figur 4.9 Amplitudkurvor 1-med 2-utan hastighetsreferens

Vad friktionen innebär för ett annars linjärt system, är att den flyttar den första brytpunkten mot högre frekvenser än den hade legat vid ett friktionsfritt system. Friktionen kommer relativt sett att få mer betydelse, desto mindre amplituden är på svängningarna.

#### Betydelsen av hastighetsreferens

Enligt (4.8) är friktionen konstant om  $\frac{dx}{dt}$  har samma tecken, d.v.s att hastigheten under hela mättiden är riktad åt samma håll. Låt hastighetsreferensen sättas till ett sådant värde, så att den överlagrade svepande sinussignalen inte ger någon ändring av rörelsens riktning. Då kan insignalen kompenseras för friktionen, genom att friktionsmomentet dras bort från insignalen.



Figur 4.10 Beloppkurvor 1-med / 2-utan hastighetsreferens

Friktionsmomentet kan bestämmas genom att roboten körs med minimal hastighetsreferens. Insignalen är då approximativt lika med friktionsmomentet eftersom den viskösa dämpningen är försumbar vid små hastigheter.

### Hoppresonanser

I processer med mättning kan bodediagrammet se olika ut beroende på om svepet görs från små frekvenser till stora eller omvänt. Asymptoterna för resonansen är lika, men resonanstoppen hamnar på olika ställen beroende på experimentets förhistoria.

## 4.6 Identifiering

Parametriska identifieringsmetoder försöker ofta minimera ett förlustkriterium t.ex.:

$$J(\theta) = \sum_{i=1}^N \epsilon \quad (4.6)$$

$$\epsilon = y - \hat{y} \quad (4.7)$$

Där  $y$  är uppmätt utsignal och  $\hat{y}$  är framräknad utsignal enligt identifierad modell.

Om man använder logaritmiskt svep som exciteringssignal, så kommer ändringsenergin i signaler vid låga frekvenser att vara lägre än motsvarande vid höga frekvenser. Detta leder till dålig excitering vid låga frekvenser. Samma sak gäller vid små amplituder, där man bör beakta hela det återkopplade systemets systemförstärkning. Är man vid excitering hänvisad till en funktionsgenerator, som bara klarar linjära och logaritmiska svep, kan man få ökad excitering genom att superponera två eller flera mätfiler. Detta är p.g.a superpositionsprincipen endast möjligt, om processen uppvisar ett helt dominerande linjära egenskaper.

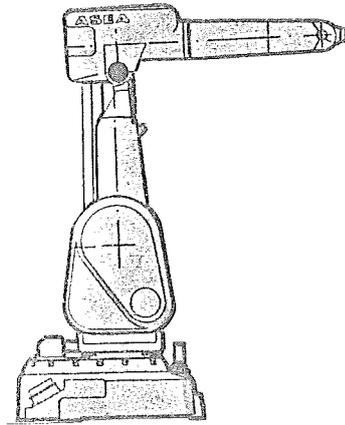
## 4.7 Noggrannhet

Datorns noggrannhet och hur illa konditionerade de uppkomna ekvationerna blir, begränsar modellordningen. Genom att ha en hög modellordning blir noggrannheten för framräknade poler och nollställen sämre. Eftersom felen multipliceras med varandra, resulterar detta i en stor osäkerhet för parametrar redan vid sjunde ordningens modell.

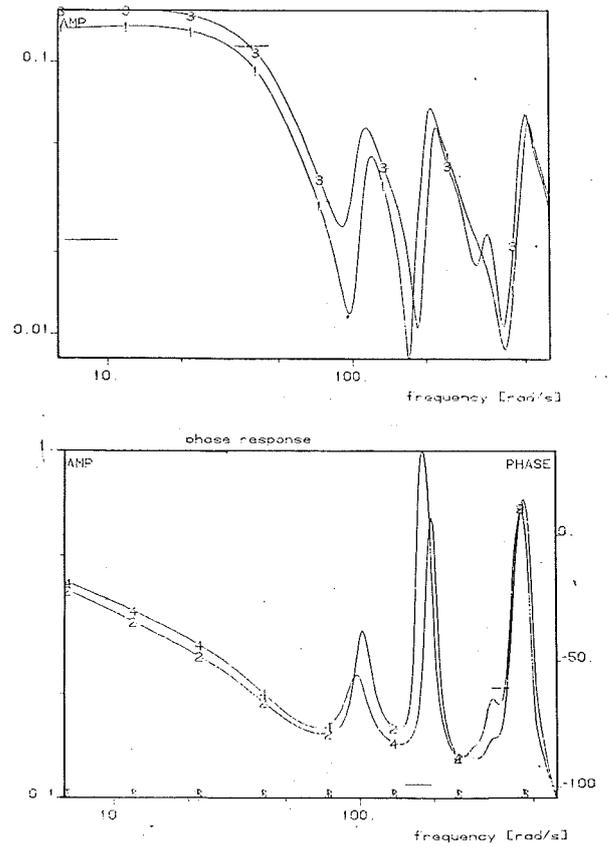
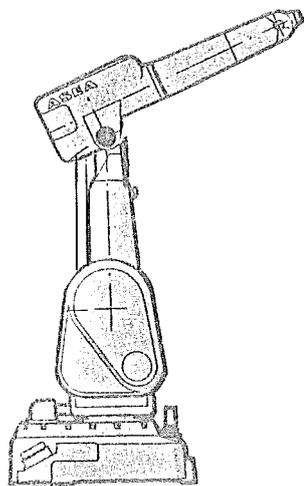
Genom att skala om signalerna så att A-polynomets koefficienter hamnar i samma storleksordning som B-polynomets koefficienter, förbättras noggrannheten.

## 4.8 Rotortanalogi för axel 1

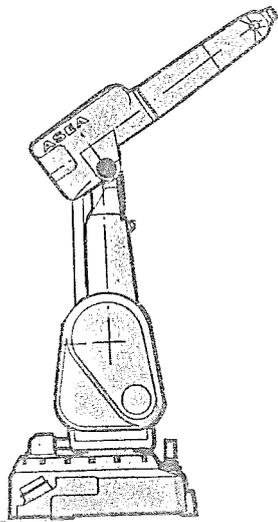
Här är ett exempel på hur bodediagrammet -poler och nollställen- för axel 1 varierar när man varierar läget för axel 3.



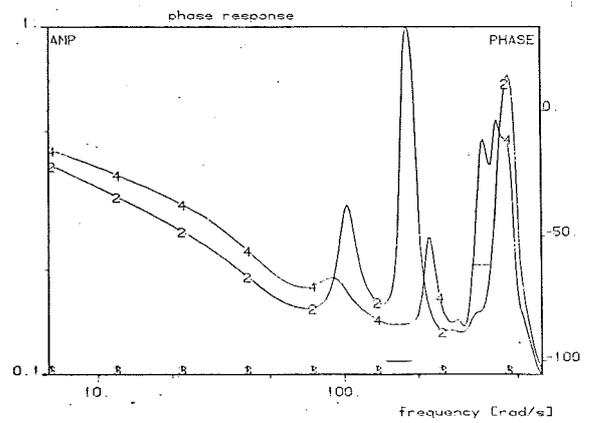
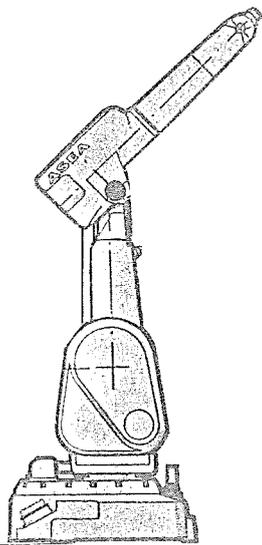
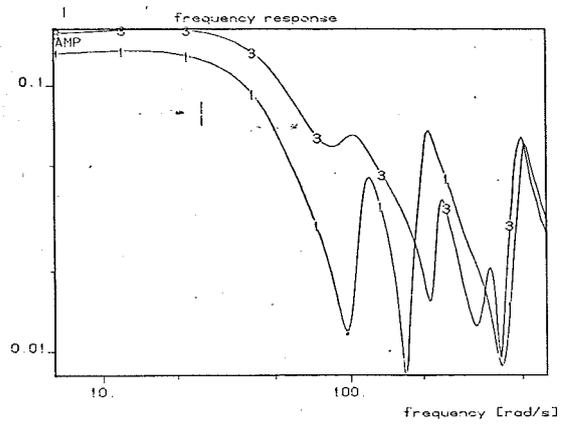
Figur 4.11 robotens referensläge



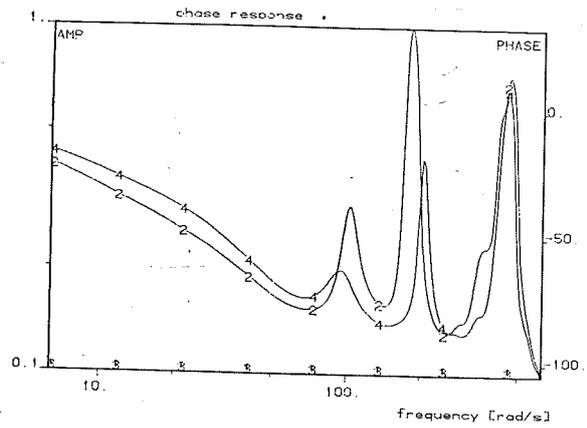
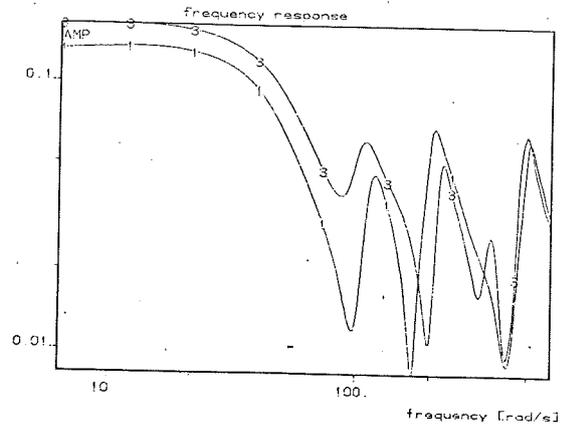
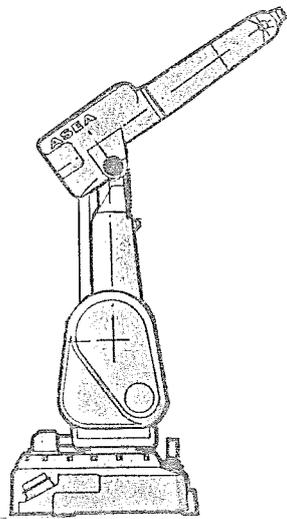
Figur 4.12 1 och 2 visar bodediagrammet för robotens referensläge



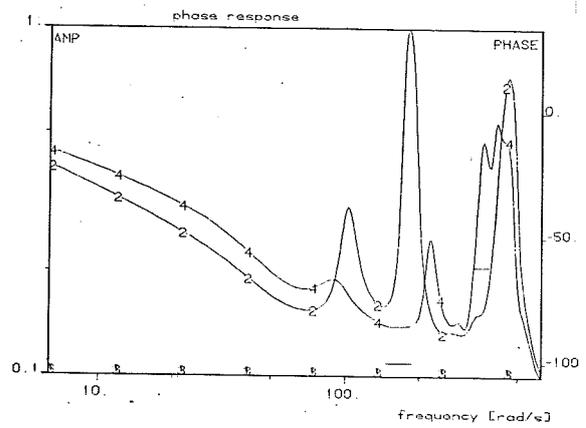
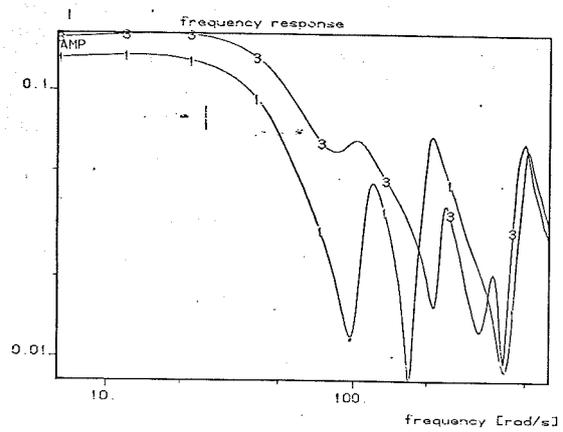
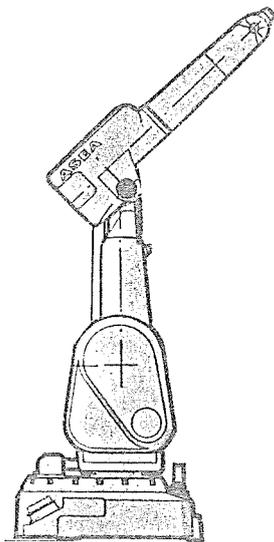
Figur 4.13 1 och 2 visar bodediagrammet för robotens referensläge



Figur 4.14 1 och 2 visar bodediagrammet för robotens referensläge



Figur 4.13 1 och 2 visar bodediagrammet för robotens referensläge

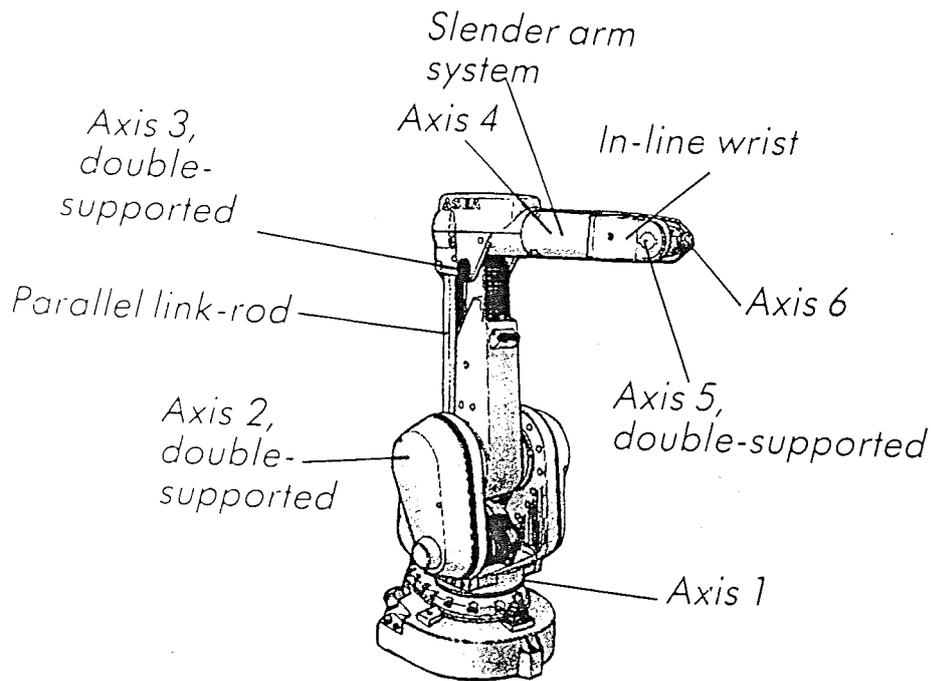


Figur 4.14 1 och 2 visar bodediagrammet för robotens referensläge

## 5. Metoder i praktiken

### 5.1 Inledning

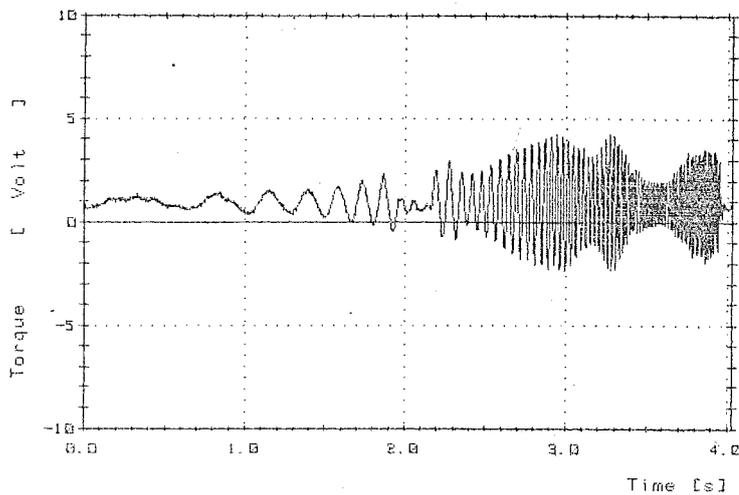
I det här kapitlet tillämpas teorierna från kapitel 4 på roboten IRB-2000.



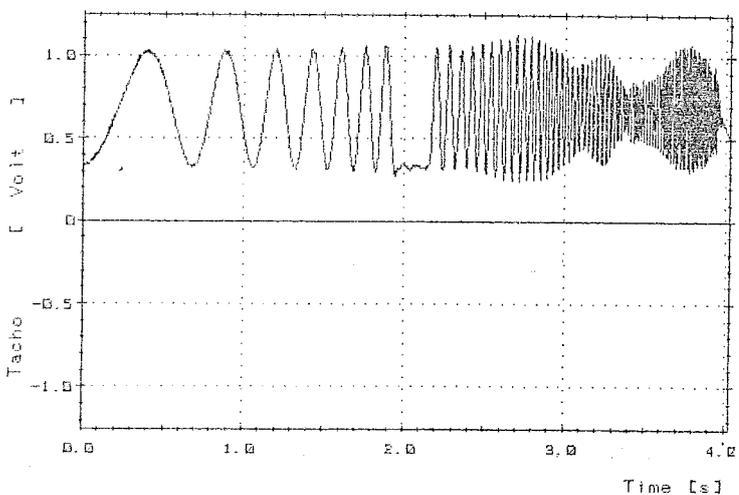
Figur 5.1 IRB-2000 med alla axlar utsatta

Tolv olika identifieringar skall göras. Maximalt och minimalt tröghetsmoment för alla sex axlarna. Exciteringssignal adderas till tachosignalen och insignal  $M_{ref}$  och utsignal  $v$  mäts upp (se kapitel 4).

Detta kapitel kommer bara att behandla de principiellt olika tillvägagångssätten för att få fram matematiska modeller i diskret tid för roboten.



Figur 5.2  $M_{ref}$

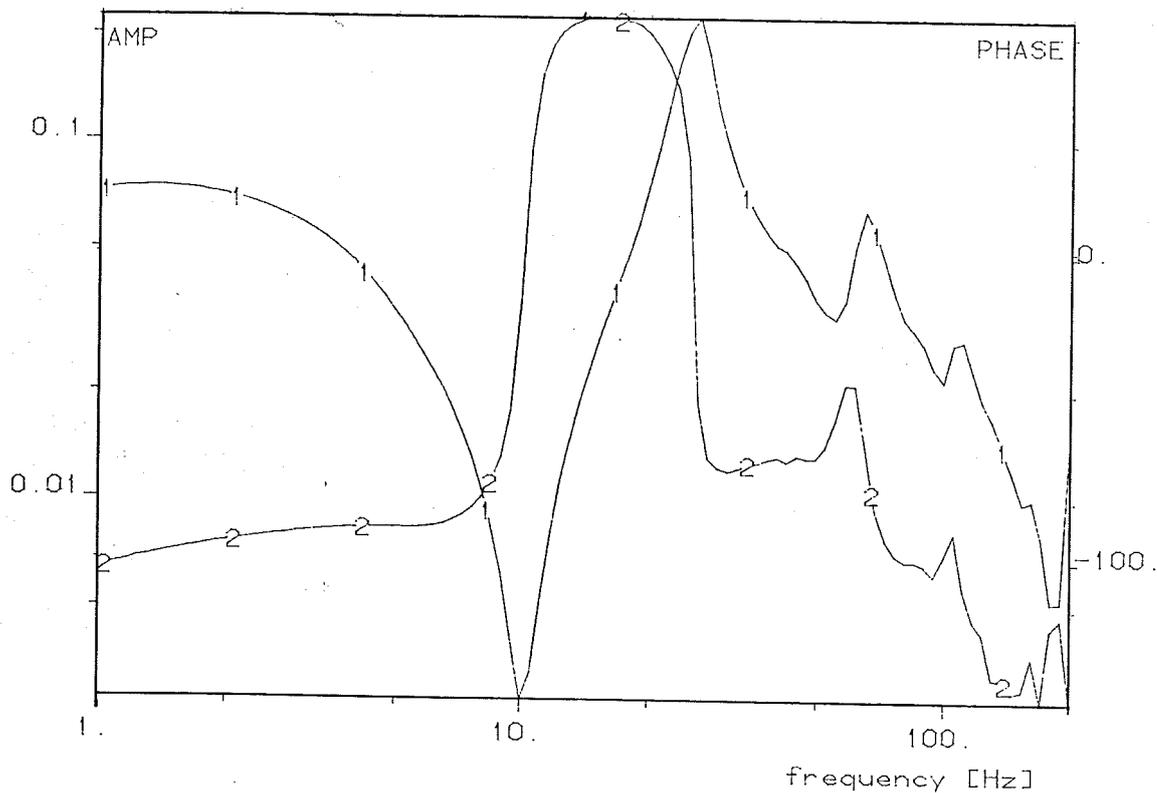


Figur 5.3  $v$

## 5.2 Max. tröghetsmoment axel 1

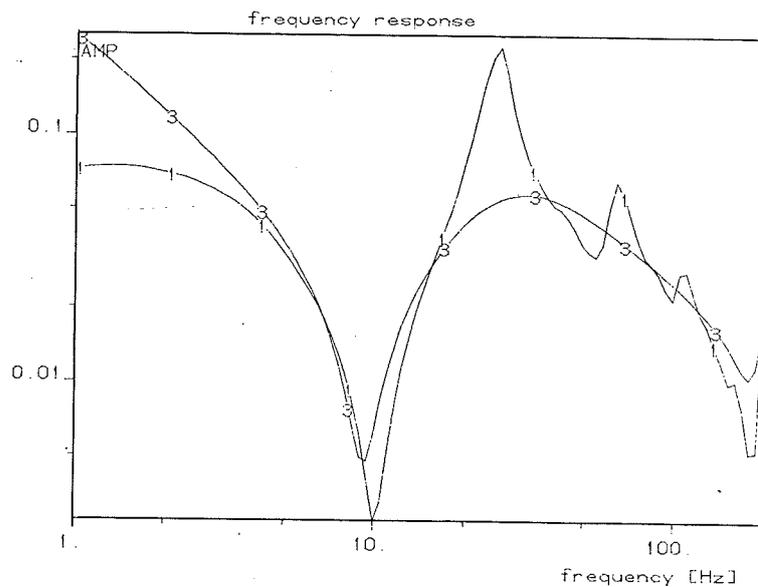
Axel 1 har egenskapen att inte överföringsfunktionen varierar med vridningsvinkeln. Detta uppträdande beror huvudsakligen på att all förflyttning sker i ett plan som är parallellt med horisontalplanet.

Som första åtgärd kopplas trimsignalerna in, hastigheten  $v$  väljes så att  $v$  aldrig byter tecken när exciteringssignalen adderas till tachosignalen. Det är viktigt att tänka på att momentreferensen  $M_{ref}$  inte får botten d.v.s överstiga  $M_{ref_{max}}$ , om den gör det försvinner symmetrin i in- och utsignalen och frekvenserna blir inte entydigt bestämda av exciteringssignalen.

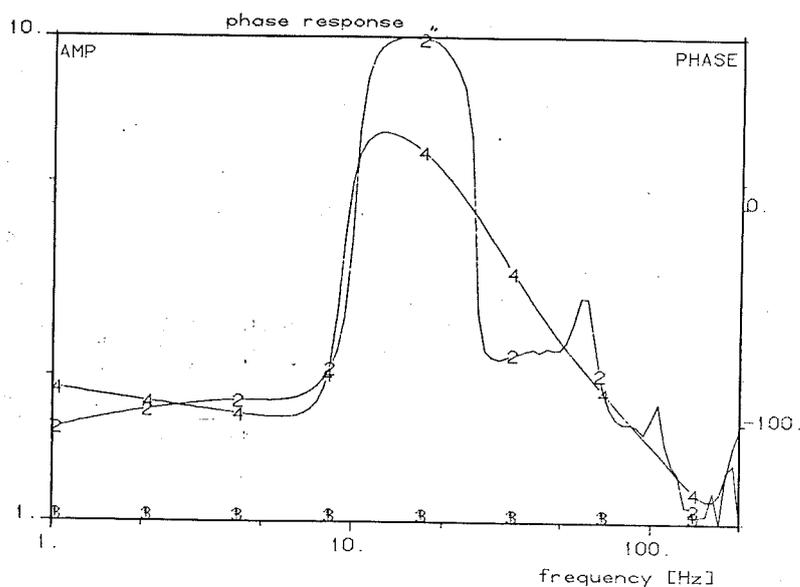


Figur 5.4 Bodediagram axel 1, max last. 1-amp 2-fas

Genom att filtrera både in och utsignalen genom lika filter behöver man inte göra någon kompensering för filtreringseffekter, samtidigt som viknings-effekter reduceras. Här användes filter 2, med 100Hz som brytfrekvens, på både in och utsignal. Exciteringssignalen från funktionsgeneratoren ställs in på logaritmiskt svep 2-200Hz på 4 sek. (2 sek/dekad). Detta innebär att drygt 2000 punkter kommer att läsas in eftersom man väljer att läsa in punkter med samma frekvens som robotdatorn lägger ut momentreferens d.v.s 496Hz. Genom att välja extern trigging för mätdatorn fås synkroniserad inläsning med robotdatorn. För att kunna kompensera för friktion måste friktionsmomentet vara känt. Om man kör roboten hastighetsreglerad, med minsta möjliga hastighet, är  $M_{ref}$  approximativt detsamma som friktionsmomentet. Genom att subtrahera friktionsmomentet från insignalkolumnen (görs med kommandot SCLOP) fås ett övervägande linjärt beteende mellan  $M_{ref}$  och  $v$ . Bodediagrammet tas sedan fram genom spektralanalys (kommandona ASPEC och CSPEC, se även macro AUTOBODE bil.3).



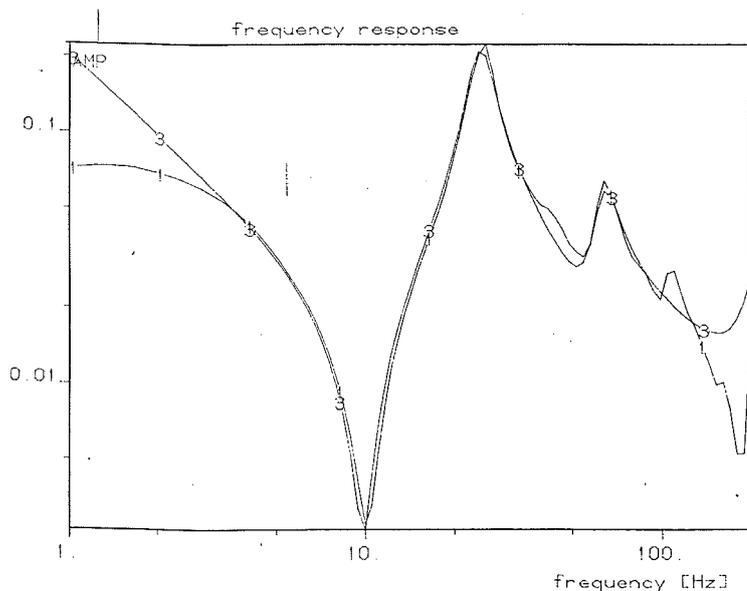
Figur 5.5 Amplitudkurvor axel 1 max last. 1-exp 3-id



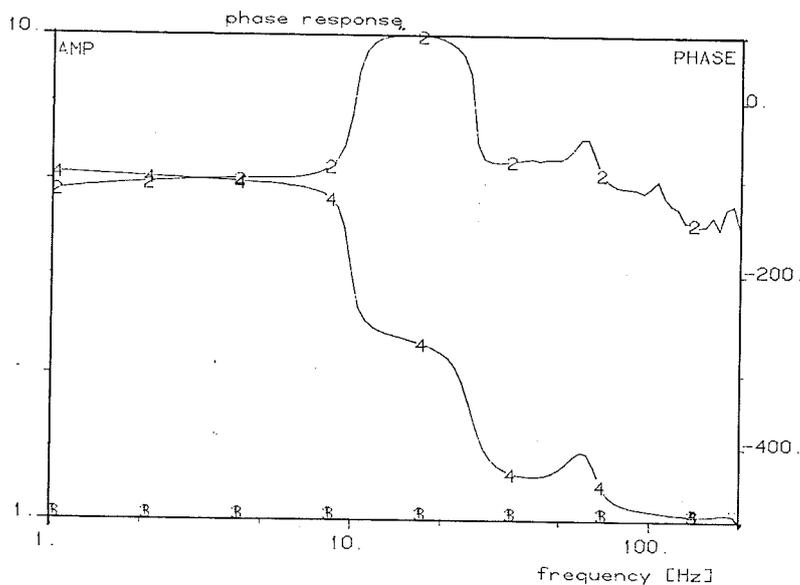
Figur 5.6 Faskurvor axel 1 max last. 2-exp 4-id

Om man ansätter en 5:e ordningens modell ( $ordA(q) = ordB(q) + 1$ ) och använder LS-identifiering för att få startvärden för en ML-identifiering så fås en diskret matematisk modell. Genom att beräkna frekvenssvaret för modellen (kommandot SPTRF) får man ett bodediagram för den identifierade (id) modellen, som direkt kan jämföras med det experimentellt (exp) framtagna bodediagrammet.

Diagrammen visar ganska dålig överensstämmelse. Det ser ut som om resultatet efter identifieringen har blivit ett slags medelvärde av det experimentellt framtagna bodediagrammet.



Figur 5.7 Amplitudkurvor axel 1 max last. 1-exp 3-id

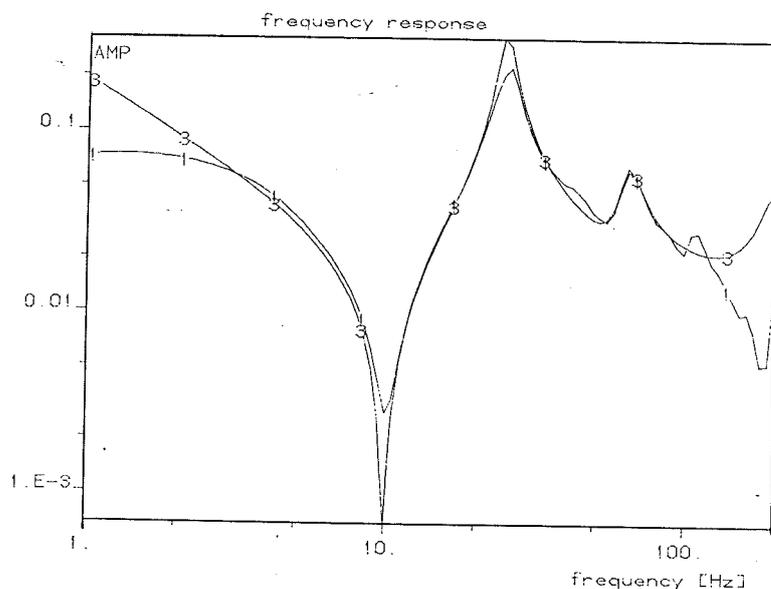


Figur 5.8 Faskurvor axel 1 max last. 2-exp 4-id

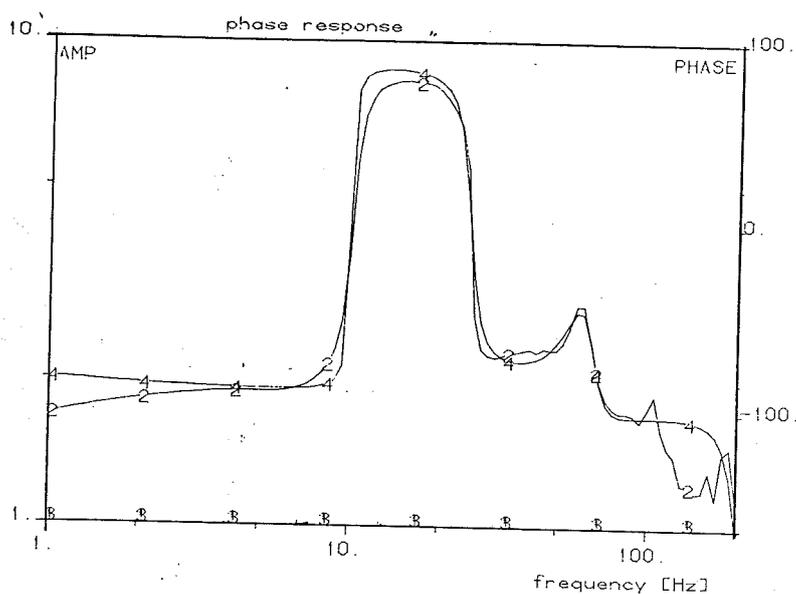
Försök med att ansätta en 7:e ordningens modell.

Här händer något intressant, amplitudkurvorna visar utmärkt överensstämmelse medan faskurvan för den identifierade modellen ger ett fel vid höga frekvenser på c:a  $360^\circ$ . Observera att det experimentellt framtagna bodediagrammet alltid ger för liten amplitudkurva och för lite färförskjutning vid låga frekvenser p.g.a för få perioders excitering. Undersöker man överföringsfunktionens poler och nollställen, upptäcker man att modellen har en instabil invers d.v.s att ett nollställe i täljarpolynomet ligger utanför enhetscirkeln. (Sådana system kallas icke-minimumfas system p.g.a att färförskjutningen blir större hos dem än hos ett system med samma amplitudkurva men med alla nollställena innanför den stabila enhetscirkeln).

För att hitta minimumfas systemet till föregående system, kapas mätserien från 2000 punkter till 1800 punkter d.v.s exciteringen avbryts vid c:a 100 Hz.

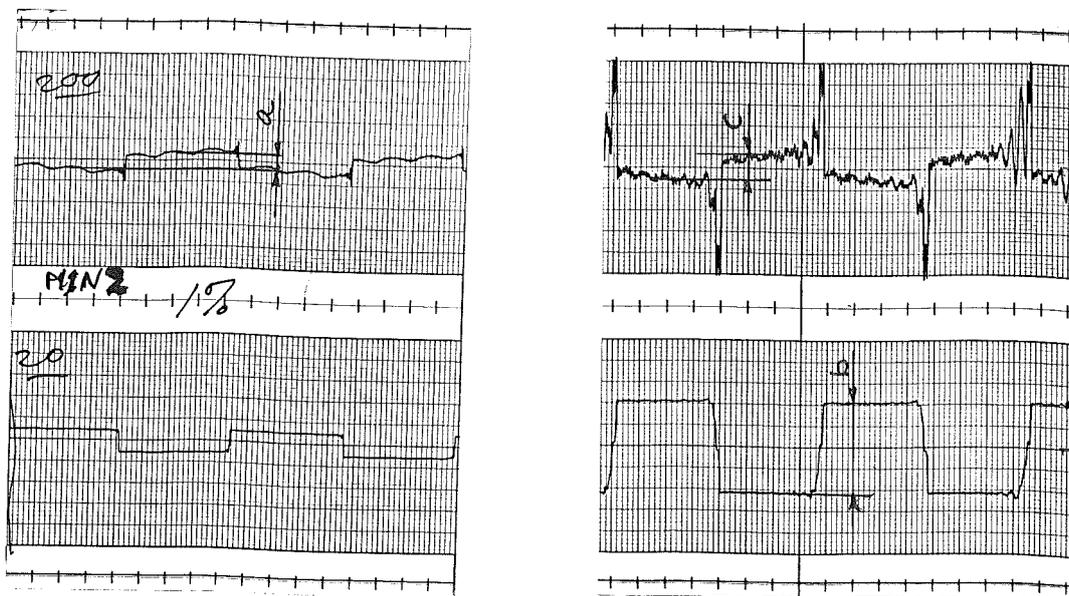


Figur 5.9 Amplitudkurvor axel 1 max last. 1-exp 3-id



Figur 5.10 Faskurvor axel 1 max last. 2-exp 4-id

Resultatet blir då ett minimumfas system med god överensstämmelse vid jämförelse med det experimentellt framtagna bodediagrammet. Resonanserna och antiresonanserna har en tendens att återges för lite dämpade. Använder man istället LS-identifiering, återges de istället för mycket dämpade eller inte alls.



Figur 5.11 Minimal och maximal hastighet. överst  $m_{ref}$  underst  $v$

### 5.3 Min. tröghetsmoment axel 2

Eftersom överföringsfunktionen varierar med förflyttningen av axel 2, kan man inte överlagra en konstant hastighet för att få bort friktionens inverkan. Genom att köra roboten med trimsignaler, hastighetsreglerat med minimal hastighet och max hastighet (där den viskösa dämpningen har min resp. max inverkan) kan man räkna fram friktionsmomentet och den statiska förstärkningen.

Friktionsmomentet blir då:

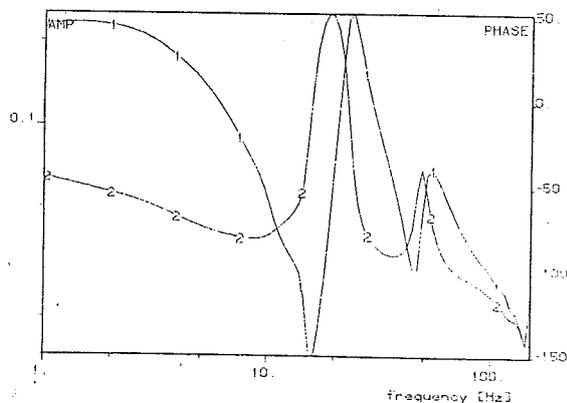
$$M_{fric} = a/2 * 200mV/div = 3.8/2 * 200 = 380mV$$

Och med  $M_{fric}$  blir den statiska förstärkningen:

$$K_{stat} = \frac{b/2 * 50mV/div}{c/2 * 200mV/div - M_{fric}}$$

$$\Rightarrow K_{stat} = \frac{10.7 * 50}{2.8 * 200 - 380} = 3.0$$

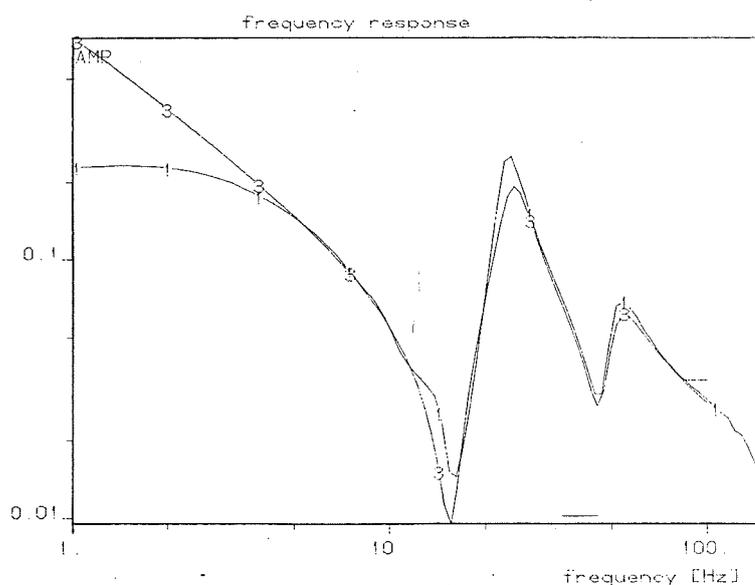
Excitera därefter med en logaritmiskt svepande sinussignal adderad till tachosignalen med så stor amplitud som möjligt, dock bör inte  $M_{ref}$  bottna. Bodediagrammet tas sedan fram på vanligt sätt.



Figur 5.12 Bodediagram för axel 2, min. belastning

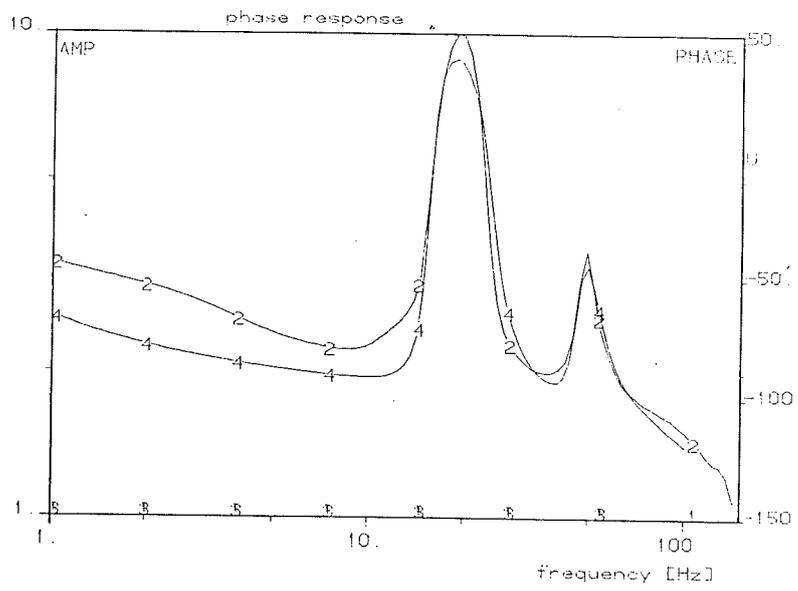
Bodediagrammet visar ett typiskt uppförande för ett ganska linjärt 5:e ordningens system. Eftersom friktionen huvudsakligen ändrar bodediagrammet vid låga värden på frekvensen, d.v.s endast första polens läge kommer att ändras nämnvärt, räcker det att ändra den statiska förstärkningen för att få en linjär modell. Om man räknar fram utsignalens medelvärde och dividerar det med insignalens medelvärde (kommandot STAT), så fås det värde som LS och ML identifiering försöker göra till modellens stationära förstärkning. Insignalens medelvärde innehåller dock både friktion samt ett konstant moment som krävs för balansera robotarmens tyngd. För att ML skall ge en giltig modell krävs att medelvärdet av insignalen sätts till  $K_{stat}$  multiplicerat med medelvärdet av utsignalen.

Exciterar man med logaritmiskt svep 1.5-150Hz och försöker identifiera fram en 5:e ordningens modell hittar man bara ett par komplexkonjugerade poler och motsvarande nollställen d.v.s endast den första resonansen syns, för att komma tillrätta med det krävs ökad excitering vid de noder som inte identifierats. Genom att superponera en annan mätning med excitering i form av linjärt svep 30-60Hz till den förra mätningen, uppnås ökad excitering vid den resonans, som inte identifierades. Det är viktigt att den adderade lösningen har medelvärdena 0 för in och utsignal (kommandot TREND gör medelvärdet till 0).



Figur 5.13 Amplitudkurvor axel 2 min last. 1-exp 3-id

Det finns en liten möjlighet att IDPAC inte klarar att identifiera en så hög statisk förstärkning. Man kan då ange en statisk förstärkning som det experimentellt framtagna bodediagrammet anger och därefter justera den frekvensmässigt första polen, så att den statiska förstärkningen stämmer.



Figur 5.14 Faskurvor axel 2 max last. 2-exp 4-id

## 6. Resultat

### 6.1 Inledning

Genom att använda metoderna beskrivna i kapitel 5, fås resultat i form av en linjär matematisk modell av systemet. Modellen består av A, B och C-polynom:

$$Y = \frac{B(q)}{A(q)}U + \frac{C(q)}{A(q)}E \quad (6.1)$$

Samt storleken på friktionsmomentet  $M_{fric}$ :

$$M_{fric} = C_{fric} * \text{sign}\left(\frac{dx}{dt}\right) \quad (6.2)$$

För varje axel bestäms A, B och C-polynom för fallen:

1. Maximalt tröghetsmoment, vilket inkluderar maximal last d.v.s 10kg.
2. Minimalt tröghetsmoment

I båda fallen är strävan att få överföringsfunktionen helt oberoende av förflyttningen så att en konstant hastighetsreferens kan överlagras exciteringssignalen.

Modellens giltighet redovisas i form av bodediagram, där den identifierade modellens amplitud (3) och fas (4) jämförs med amplitud (1) och fas (2) framtagna genom frekvensanalys.

I samtliga fall är samplingsfrekvensen 496 Hz.

# 6. Resultat

## 6.1 Inledning

Genom att använda metoderna beskrivna i kapitel 5, fås resultat i form av en linjär matematisk modell av systemet. Modellen består av A, B och C-polynom:

$$Y = \frac{B(q)}{A(q)}U + \frac{C(q)}{A(q)}E \quad (6.1)$$

Samt storleken på friktionsmomentet  $M_{fric}$ :

$$M_{fric} = C_{fric} * \text{sign}\left(\frac{dx}{dt}\right) \quad (6.2)$$

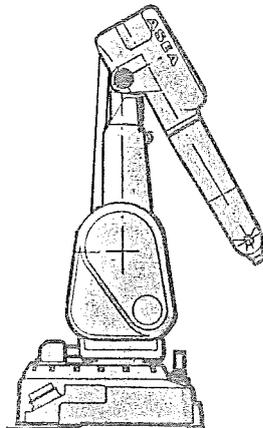
För varje axel bestäms A, B och C-polynom för fallen:

1. Maximalt tröghetsmoment, vilket inkluderar maximal last d.v.s 10kg.
2. Minimalt tröghetsmoment

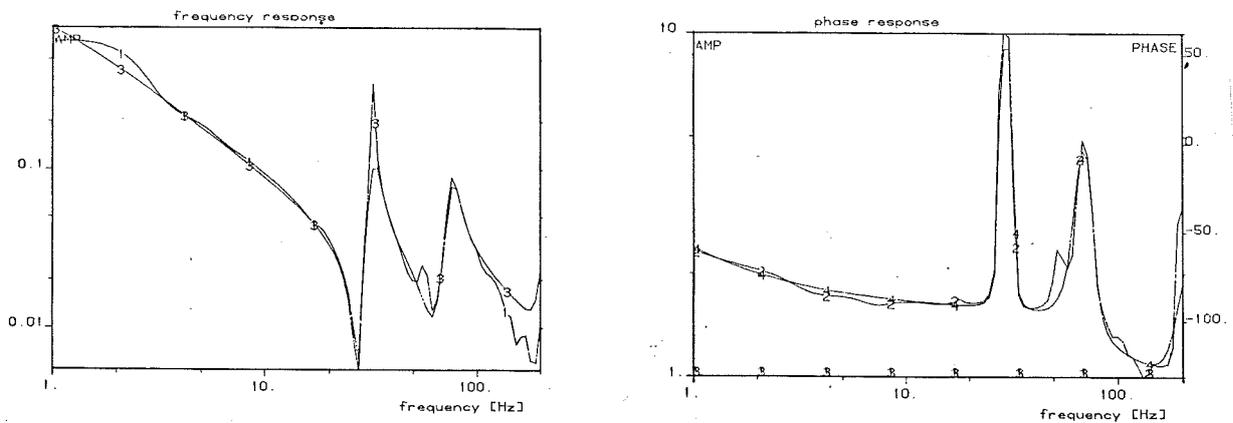
I båda fallen är strävan att få överföringsfunktionen helt oberoende av förflyttningen så att en konstant hastighetsreferens kan överlagras exciteringssignalen.

Modellens giltighet redovisas i form av bodediagram, där den identifierade modellens amplitud (3) och fas (4) jämförs med amplitud (1) och fas (2) framtagna genom frekvensanalys.

I samtliga fall är samplingsfrekvensen 496 Hz.



Figur 6.1 Robotens läge



Figur 6.2 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

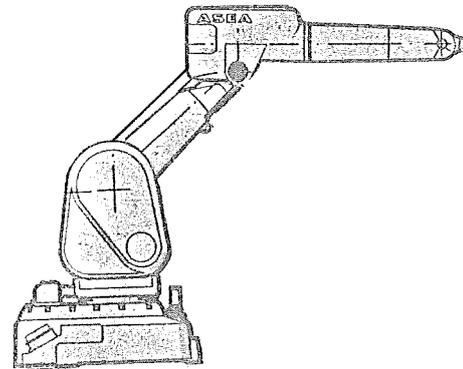
## 6.2 Axel 1. min. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.47V$$

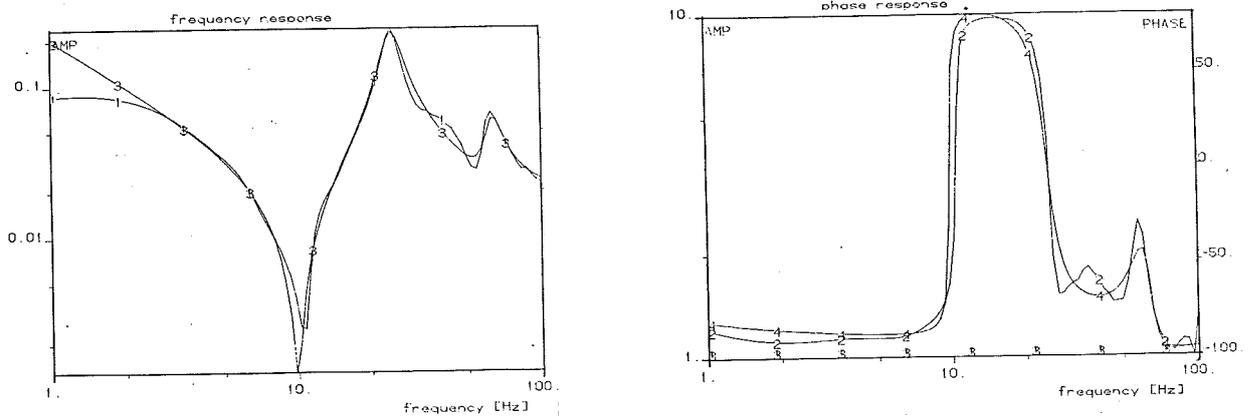
$$A(q) = q^7 - 2.25q^6 + 1.13q^5 + 1.44q^4 - 1.86q^3 - 0.0622q^2 + 1.27q - 0.661$$

$$B(q) = (3.07q^6 - 6.24q^5 + 3.80q^4 + 0.586q^3 - 0.0948q^2 - 2.058q + 1.48)E - 2$$

$$C(q) = q^7 - 1.14q^6 - 0.243q^5 + 1.25q^4 - 0.381q^3 - 0.615q^2 + 0.581q + 0.0562$$



Figur 6.3 Robotens läge



Figur 6.4 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

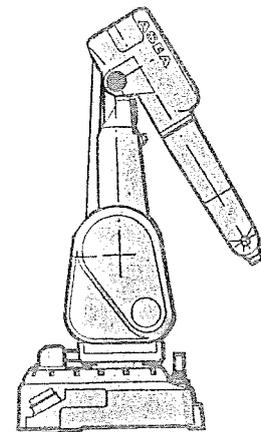
### 6.3 Axel 1. max. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.47V$$

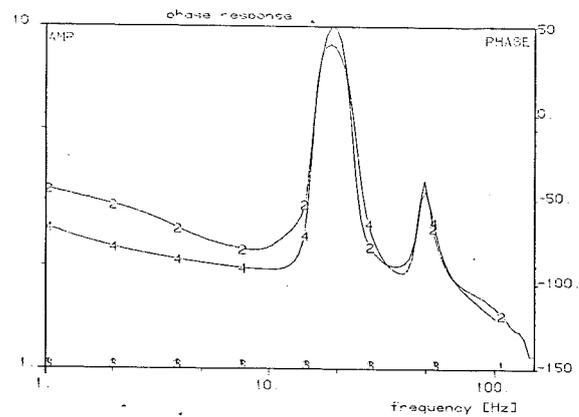
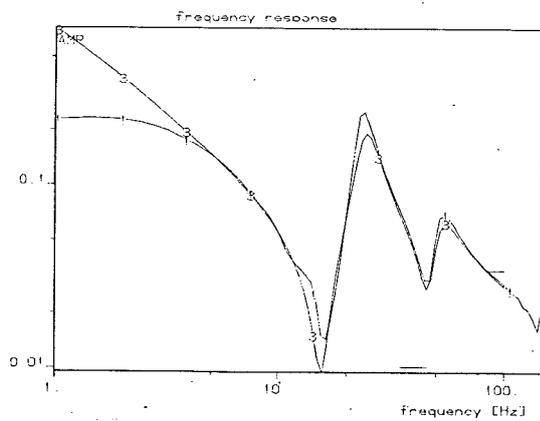
$$A(q) = q^7 - 2.82q^6 + 2.49q^5 + 0.0674q^4 - 0.974q^3 - 0.529q^2 + 1.30q - 0.545$$

$$B(q) = (3.36q^6 - 8.81q^5 + 7.404q^4 + 0.0293q^3 - 3.64q^2 + 1.66q + 0.0361)E - 2$$

$$C(q) = q^7 - 1.41q^6 + 0.178q^5 + 0.616q^4 + 0.0198q^3 - 0.629q^2 + 0.161q + 0.189$$



Figur 6.5 Robotens läge



Figur 6.6 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

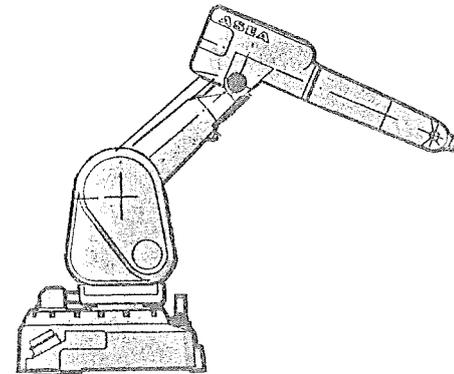
## 6.4 Axel 2. min. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.38V$$

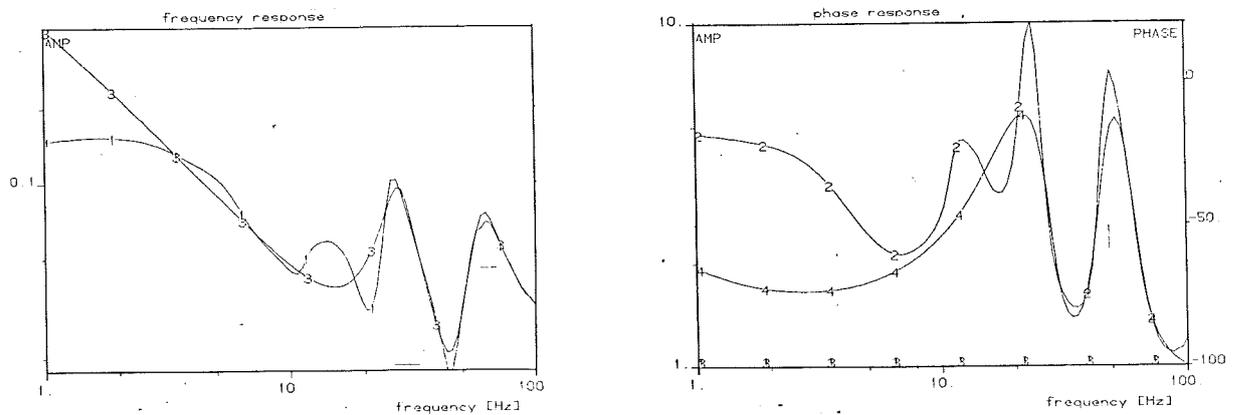
$$A(q) = q^5 - 4.31q^4 + 7.80q^3 - 7.42q^2 + 3.72q - 0.789$$

$$B(q) = (2.84q^4 - 10.0q^3 + 14.2q^2 - 9.47q + 2.54)E - 2$$

$$C(q) = q^5 - 2.27q^4 + 1.71q^3 - 0.205q^2 - 0.198q + 0.0123$$



Figur 6.7 Robotens läge



Figur 6.8 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

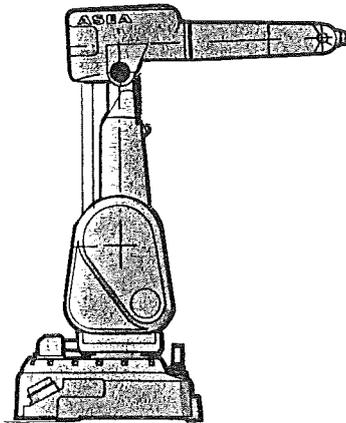
## 6.5 Axel 2. max. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.38V$$

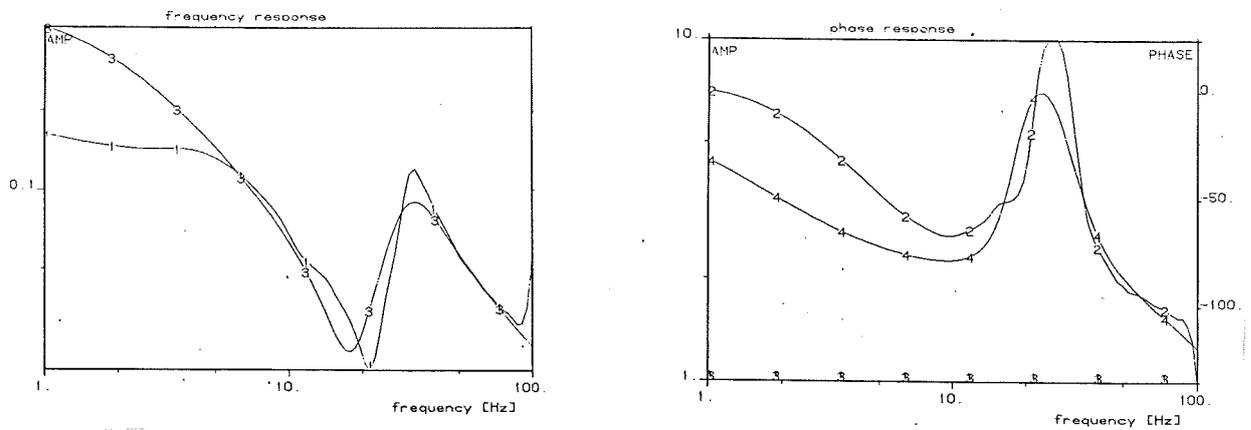
$$A(q) = q^7 - 2.79q^6 + 2.33q^5 + 0.515q^4 - 1.68q^3 + 0.239q^2 + 0.757q - 0.372$$

$$B(q) = (3.76q^6 - 9.45q^5 + 6.67q^4 + 2.56q^3 - 5.47q^2 + 2.08q - 0.0631)E - 2$$

$$C(q) = q^7 - 1.36q^6 + 0.0671q^5 + 0.983q^4 - 0.251q^3 - 0.421q^2 + 0.251q + 0.0736$$



Figur 6.9 Robotens läge



Figur 6.10 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

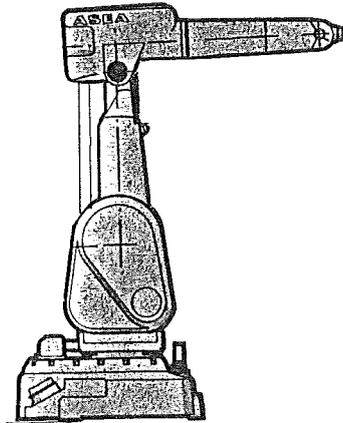
## 6.6 Axel 3. min. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.55V$$

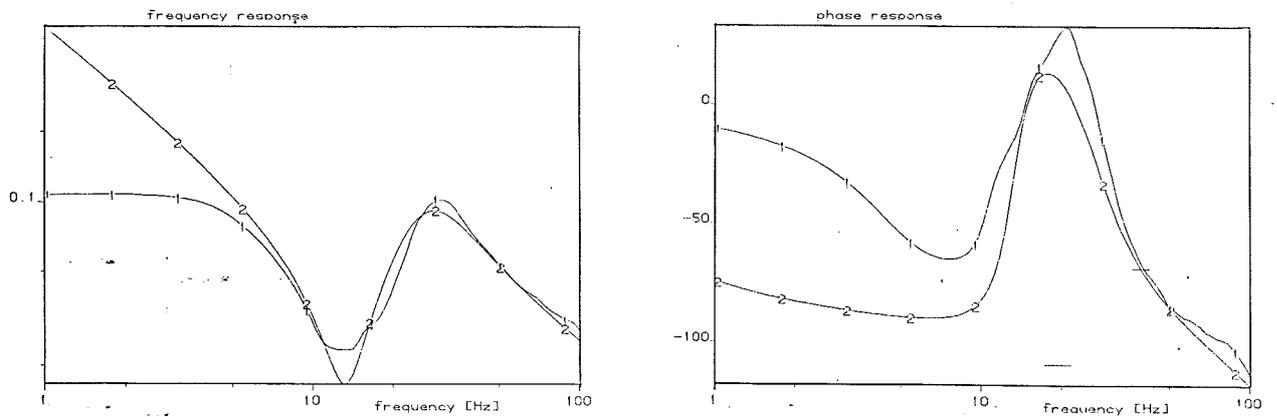
$$A(q) = q^3 - 2.64q^2 + 2.43q - 0.785$$

$$B(q) = (2.62q^2 - 4.86q + 2.37)E - 2$$

$$C(q) = q^3 - 1.08q^2 + 0.354q + 0.0451$$



Figur 6.11 Robotens läge



Figur 6.12 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

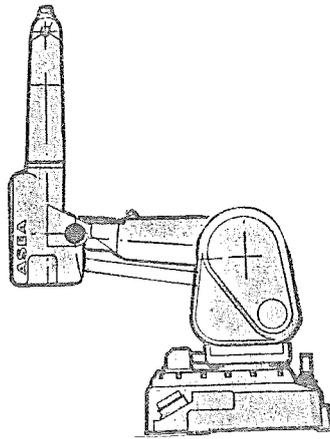
## 6.7 Axel 3. max. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.55V$$

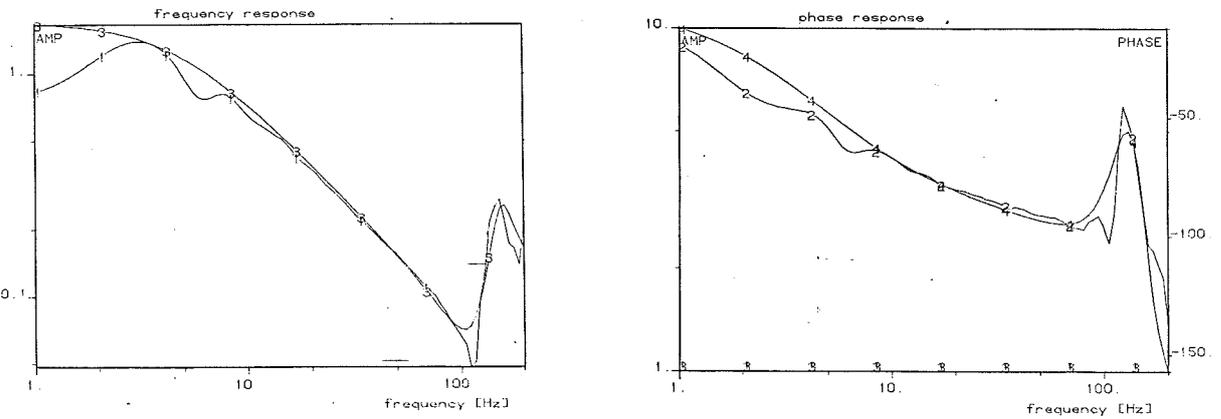
$$A(q) = q^3 - 2.68q^2 + 2.45q - 0.774$$

$$B(q) = (2.66q^2 - 5.11q + 2.52)E - 2$$

$$C(q) = q^3 - 0.885q^2 + 0.145q - 0.0312$$



Figur 6.13 Robotens läge



Figur 6.14 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

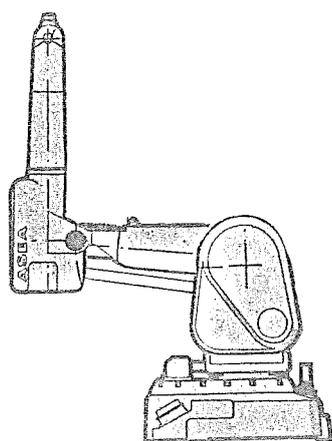
## 6.8 Axel 4. min. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.50V$$

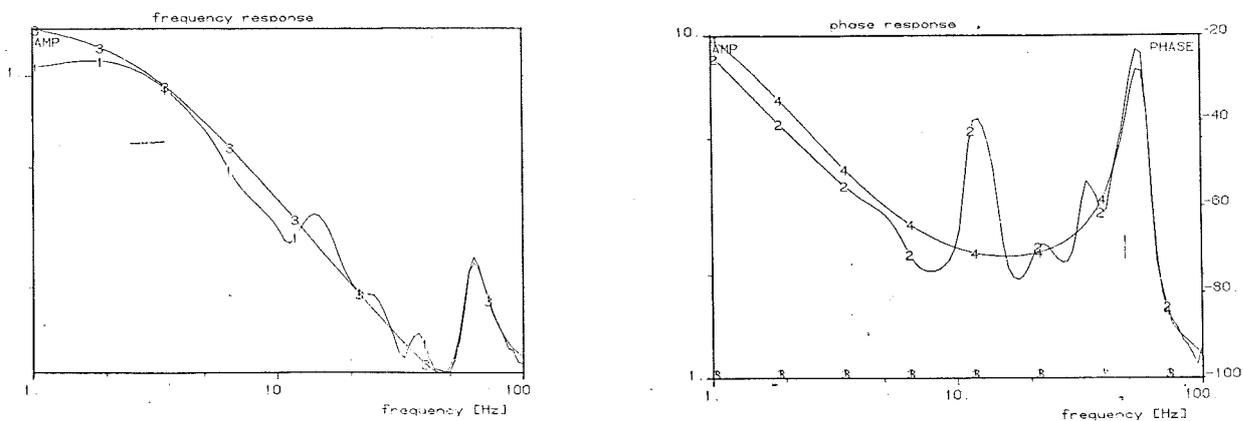
$$A(q) = q^3 - 0.378q^2 + 0.0729q - 0.569$$

$$B(q) = (16.7q^2 - 3.41q + 8.13)E - 2$$

$$C(q) = q^3 + 0.591q^2 + 0.518q + 0.103$$



Figur 6.15 Robotens läge



Figur 6.16 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

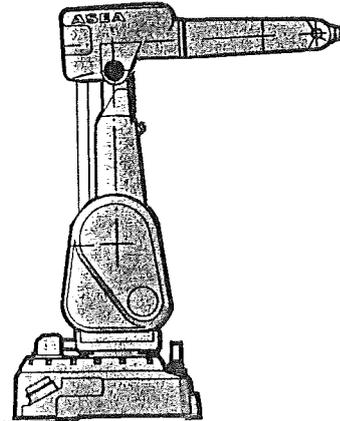
## 6.9 Axel 4. max. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.50V$$

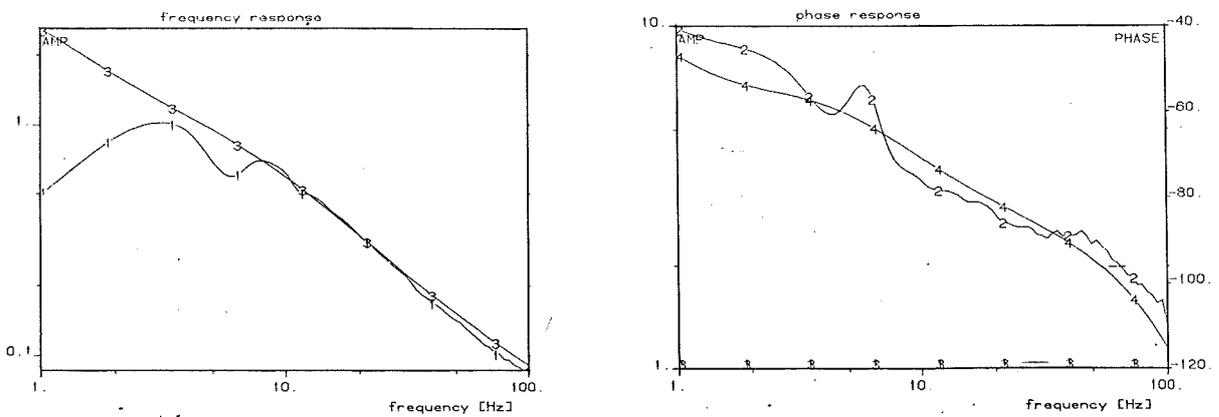
$$A(q) = q^5 - 1.16q^4 - 0.290q^3 + 1.21q^2 - 0.586q - 0.141$$

$$B(q) = (14.2q^4 - 12.5q^3 - 3.87q^2 + 12.7q - 4.32)E - 2$$

$$C(q) = q^5 - 0.0374q^4 - 0.434q^3 + 0.685q^2 + 0.257q + 0.0715$$



Figur 6.17 Robotens läge



Figur 6.18 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

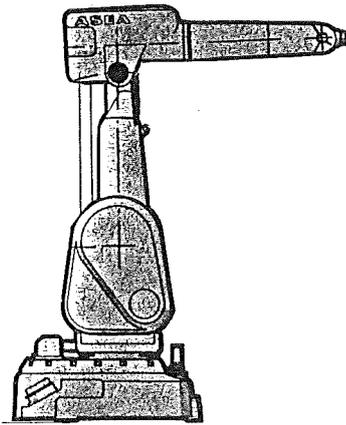
## 6.10 Axel 5. min. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 1.8V$$

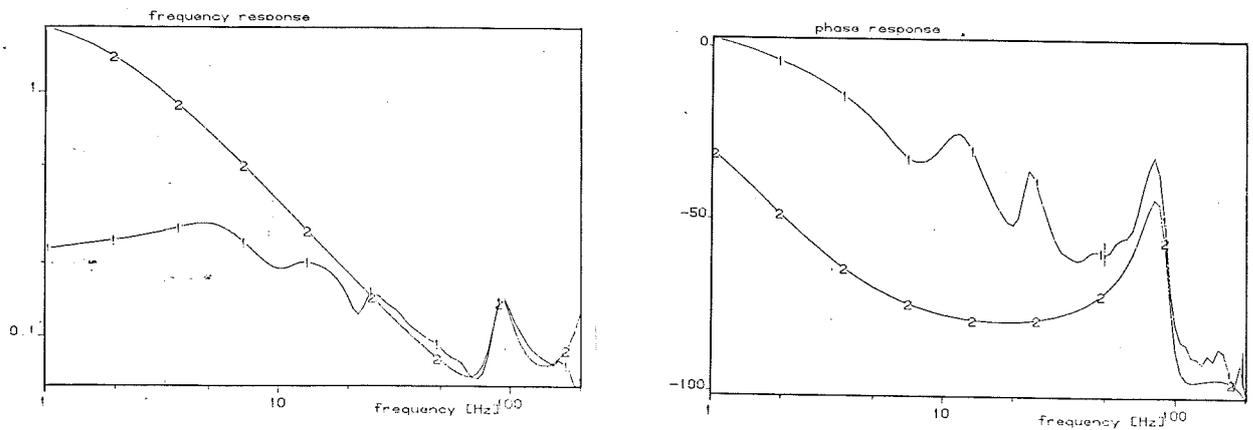
$$A(q) = q^3 - 2.18q^2 + 1.43q - 0.246$$

$$B(q) = (10.4q^2 - 14.4q + 4.22)E - 2$$

$$C(q) = q^3 - 0.583q^2 - 0.00591q - 0.0939$$



Figur 6.19 Robotens läge



Figur 6.20 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

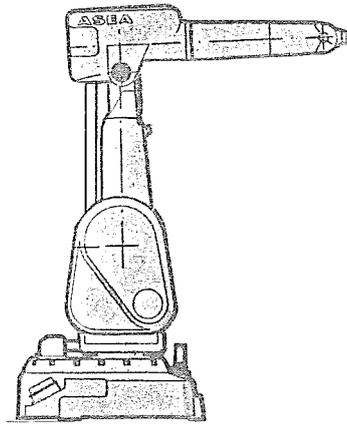
## 6.11 Axel 5. max. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 1.8V$$

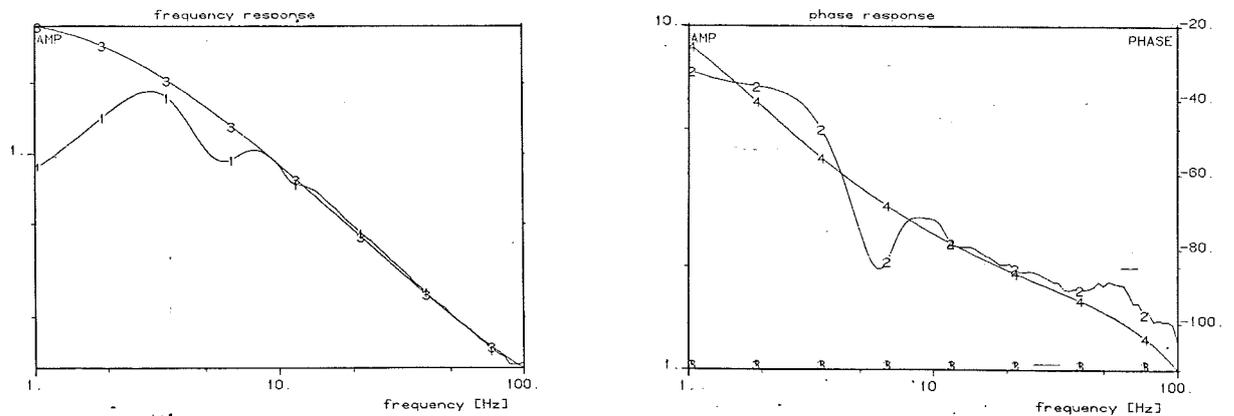
$$A(q) = q^4 - 0.819q^3 + 0.0124q^2 + 0.528q - 0.678$$

$$B(q) = (12.6q^3 - 11.3q^2 + 8.86q - 0.880)E - 2$$

$$C(q) = q^4 + 0.886q^3 + 0.574q^2 + 0.744q + 0.397$$



Figur 6.21 Robotens läge



Figur 6.22 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

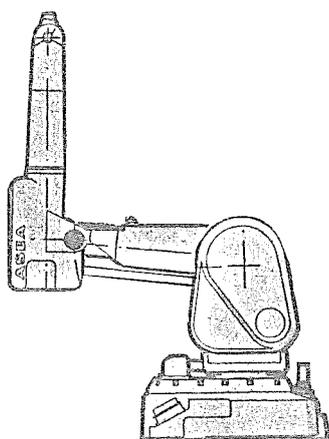
## 6.12 Axel 6. min. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.8V$$

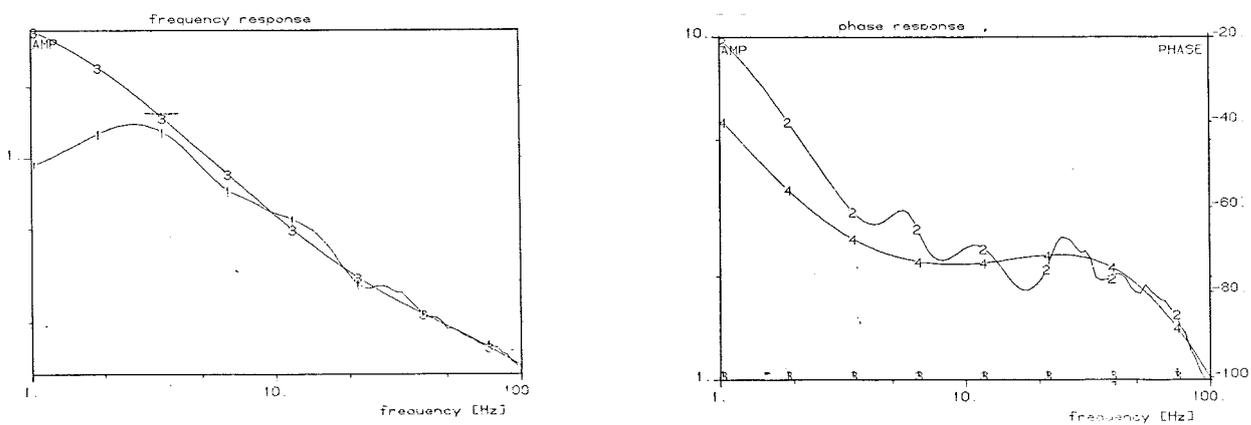
$$A(q) = q^3 - 1.82q^2 + 0.737q + 0.0829$$

$$B(q) = (14.9q^2 - 16.1q + 1.89)E - 2$$

$$C(q) = q^3 - 0.575q^2 - 0.0894q - 0.0224$$



Figur 6.23 Robotens läge



Figur 6.24 Identifierade modellen (3) (4). Resultat av frekvensanalys (1) (2)

### 6.13 Axel 6. max. tröghetsmoment

$$C_{fric} = 0.8V$$

$$A(q) = q^3 - 0.546q^2 - 0.809q + 0.371$$

$$B(q) = (16.9q^2 - 3.13q - 6.59)E - 2$$

$$C(q) = q^3 + 0.608q^2 - 0.128q + 0.0704$$

## 6.14 Kommentarer

När inte hastighetsreferens kan användas så kommer bodediagrammen att skilja sig betydligt vid låga frekvenser. Detta beror på friktionen. Även när hastighetsreferens används, kommer diagrammen att stämma dåligt vid låga frekvenser. I detta fallet beror det på beräkningsrutinerna vid frekvensanalys fungerar dåligt vid för låg excitering.

### **Axel 2. max. tröghetsmoment.**

Överföringsfunktionen har endast två par komplexkonjugerade poler och nollställen där det enligt frekvensanalysen skulle vara tre. Detta yttrar sig en försvunnen resonanstopp. IDPAC klarar inte att skilja de två första resonanserna om den sista exciteras.

### **Axel 3 och axel 4. max. tröghetsmoment.**

Här visar amplituddiagrammen bra överensstämmelse medan fasdiagrammen skiljer förhållandevis mycket. Detta tyder på ett inte helt linjärt system eller en dålig identifiering.

## 7. Problem

### 7.1 Mät datorn HP 9817

Mät datorn HP 9817 med signaluppsamlingsprogrammet SAMPLER är en lättarbetad och väl fungerande enhet för signaluppsamling. Det är också lätt att föra över filer till Vax. Programmet saknar i stort buggar, men fyra små egenheter bör man veta om:

1. Om filutrymmet på discen inte räcker till, ombedes man byta disk för att sedan lagra mätfilen på en disk med bättre utrymme. När man lagrat filen på den nya disken, bör man plotta upp diagrammet för att kontrollera att inte några teckenväxlingar har smugit sig in. Teckenväxlingar kan förekomma var som helst i diagrammet. (se 7.1)
2. Det händer att plottern hänger sig och oupphörligen plottar samma diagram. Enda stoppet är att stänga av datorn, vilket får till konsekvens att man tappar menyn eftersom den endast lagras när man går ur programmet med kommandot STOPP. Alltså, dokumentera viktiga menyer innan plottning av diagram.
3. När man använder extern trigging, tänk på att hålla triggningsledningen långt borta från störkällor, annars kan man få intressanta effekter i form av tidsvarianta samplingsperioder. Kolla därför alltid samplingsperioden t.ex. genom att läsa in en signal med frekvens mycket nära samplingsfrekvensen. Resultatet bör då bli en signal med en mycket lågfrekvent svävning.
4. Jorduttagen för varje kanal på filterenheten måste anslutas till gemensam jord. Jordnivån ligger nämligen flytande för alla kanalerna.

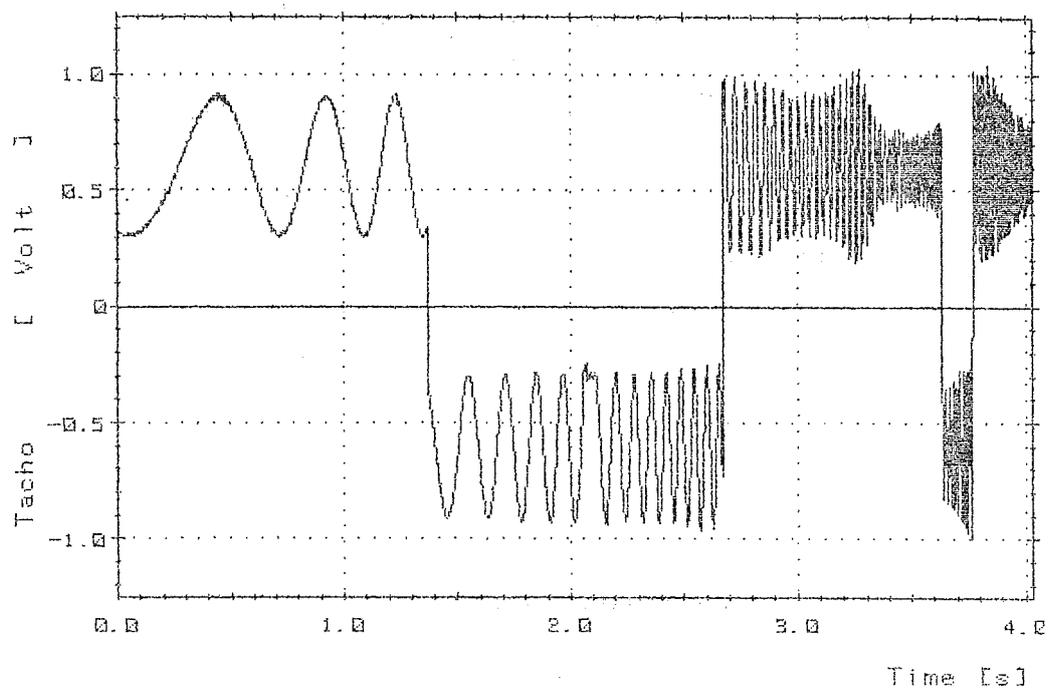
### 7.2 POLPAC

POLPAC är gjort för att, med utgångspunkt från polplacering, skapa polynom, samt utföra olika operationer på dessa. Problem uppkommer när man från polplacering vill få ett polynom. Tecknen framför koefficienterna kommer att bli enbart positiva efter ett antal operationer t.ex. ändra förstärkning. Beräkningsrutinerna för frekvenssvar (bodediagram) är inte samma som IDPAC utan betydligt sämre.

### 7.3 MODPAC

MODPAC skall fungera som den 'förlorade länken' mellan IDPAC och POLPAC, d.v.s konvertera olika representationsformer för polynom och tillstånd, kontinuerligt och diskret. Försöker man konvertera ett polynom gjort i POLPAC till IDPAC, kommer man att märka att det inte finns något sätt att ta hand om POLPACs aggregatfilrepresentation.

Ett annat problem är att kommandot, som gör om polynomform till tillståndsform, bara kan användas en gång för varje gång man går in i MODPAC.



Figur 7.1 Konsekvenser av teckenväxlingar

## 8. Slutsatser, rekommendationer

### 8.1 Slutsatser

Det går att identifiera en linjär modell för varje axel på tidigare beskrivet sätt.

Men...

Modellen blir inte lika bra när överföringsfunktionen varierar med förflyttning kring resp. axel. Anledningen är att friktionen (som är dominerande olinjäritet) inte kan kompenseras bort helt eftersom inte hastighetsreferens kan användas.

Modellordningen, som bestäms ur spektralanalysen, kan inte framräknas för högre frekvenser än c:a 150 Hz p.g.a robotdatorn internt arbetar med samplingsfrekvensen 496 Hz. Mät datorn kan visserligen sampla med högre frekvenser, men det är omöjligt att excitera högre än Nyqvistfrekvensen genom att addera exciteringssignal till tachosignalen.

IDPAC ger mycket sällan, med identifieringsmetoderna LS och ML, mer än två par komplexkonjugerade poler och nollställen. Detta begränsar i realiteten högsta modellordningen till fem (åtminstone för mekaniska, dåligt dämpade system).

Tillförlitligheten hos spektralanalysen står i någon form i relation till antalet perioder hos resp. frekvens. Detta har som följd att det experimentellt framtagna bodediagrammet inte kommer att vara korrekt vid låga frekvenser. Om man samplar med robotdatorns frekvens (vilket man i princip måste göra om man vill ha konstant insignal mellan samplen) kommer dataserierna att bli för stora för IDPAC (max. 3000p.).

### 8.2 Rekommendationer

Det riktigt stora problemet med detta examensarbete har varit, att få IDPACs identifieringsmetoder att konvergera mot den modellordning, som jag ville ha. Det visar sig att när ML konvergerar, så följer det identifierade bodediagrammet det experimentellt framtagna väl. Detta visar att robotens mekanik är utmärkt, inga betydande glapp, en väl definierad friktion, linjär strömregulator och motor. Det visar att en optimal identifiering överensstämmer med resultatet för spektralanalysen. Detta motiverar frekvensanalytiska metoder för modellvalidering.

Problemet är då att hitta en identifieringsmetod, som konvergerar mot den sanna modellordningen. Min önskelista för identifieringsmetoder ser ut så här:

1. ML-identifiering med möjlighet att specificera poler och nollställen.

Arbetsgången borde vara att man tar fram ett bodediagram genom spektralanalys, därefter skulle man excitera fram till de andra paret komplexkonjugerade poler/nollställen och göra en identifiering. Genom att excitera till tredje paret poler/nollstället och specificera poler/nollställen som skall finnas med i den nya överföringsfunktionen, får man vid ML-identifiering ett femte

ordningens system. Detta kan användas för att få fram ett sjunde ordningens system. Som sedan.....

2. Att redan från början utgå från någon form av spektralanalys, som är en icke-parametrisk metod, och genom spektralfaktorisering eller någon form av minsta-kvadrat metod för amplitud eller fasdiagram, komma över till en parametrisk modell.

3. Utgående från spektralanalys fås ett bodediagram, till vilket man drar asymptoter manuellt. Genom att sedan ändra dämpningen och/eller asymptoter manuellt, kunna se hur det konstruerade bodediagrammet närmar sig det experimentellt framtagna.

Alla dessa ovan beskrivna metoder (möjligen undantagen 2.) bör gå att realisera utan större problem i en vanlig Vax.

### 8.3 Minsta-kvadrat approximation

Mats Lilja på institutionen för reglerteknik har tagit fram en metod att genom minsta-kvadrat approximation anpassa en överföringsfunktion till ett frekvenssvar. Metoden är helt överlägsen såväl LS som ML identifieringar när det gäller att identifiera processer som är linjära, samt ha mätsignaler som är brusfria. Modellordningen är heller ingen begränsning.

Eftersom IRB-2000 uppfyller dessa villkor är denna metoden (2. ovan) att föredra framför IDPACs metoder. Se bilaga 5 för identifiering av axel 2.

## 9. Referenser

ÅSTRÖM, K J. (1968): *Reglerteori*, AWE/GEBERS, Stockholm.

ÅSTRÖM, K J. (1984): *Computer controlled systems*, Prentice-Hall, inc., Englewood Cliffs, New Jersey.

ÅSTRÖM, K J. (1968): *Reglerteknik, olinjära system*, TLTH/VBV, Lund.

MERIAM, J L. (1980): *Static and dynamics*, John Wiley and sons, inc., USA.

# Bilaga 1.

## 1. Identifiering av filter

Denna bilaga avser att peka ut svårigheter vid identifiering av första ordningens antialias filter när man använder sig av mät datorn Hp 9817 för uppsamling av data och IDPAC för databehandling. Filtret är ett analogt första ordningens filter uppbyggt kring diskreta komponenter med mycket god tolerans. Totalt finns sju kanaler, varje kanal är omkopplingsbar mellan fem olika filter.

- filter 1. Brytfrekvens 500 Hz.
- filter 2. Brytfrekvens 100 Hz.
- filter 3. Brytfrekvens 50 Hz.
- filter 4. Brytfrekvens 25 Hz.
- filter 5. Brytfrekvens 5 Hz.

### Samplingseffekter vid identifiering

Vid filteridentifiering samlar mät datorn Hp 9817 upp data från en funktionsgenerator på två kanaler. Kanal 1 saknar filter medan signalen till kanal 2 filtreras. Detta gör att man kan tolka kanal 1 som insignal och kanal 2 som utsignal. Eftersom datorn samplar in information finns det vissa saker som bör beaktas.

#### *Kanalförskjutning*

Datorn Hp 9817 använder sig av programpaketet SAMPLER för signaluppsamling. I denna form är samplingsfrekvensen 20 000 Hz totalt. Detta innebär att om två kanaler används är högsta möjliga samplingsfrekvens 10 000 Hz. Eftersom alla kanaler inte läses in parallellt kommer det att uppkomma en förskjutning mellan den först samplade kanalen och de andra kanalerna. För att kunna kompensera för detta används linjär interpolation mellan mät-punkterna.

Om man nu läser av insignalen före utsignalen så kan en snabb förändring i insignalen hinna avläsas i utsignalen under samma sampel, även om filtret saknar direktterm. En fördröjning mellan första och sjunde samplade kanalen blir T.ex. 0.3 ms. Normalt är detta inget problem, men det kan märkas om många kanaler samplas samtidigt som signaler med högt frekvensinnehåll går genom filter av deriverande karaktär.

*Icke-konstant insignal* Om ett tidsdiskret system som ges på tillståndsform

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (.2)$$

ska översättas till tidsdiskret design.

Genom att lösa (.1) fås:

$$x(t+h) = \exp(Ah)x(t) + \int_t^{t+h} \exp A(t+h-s)Bu(s)ds \quad (.3)$$

Där  $h$  är samplingsintervallet.

För att komma vidare från denna form krävs normalt att  $u(t)$  är konstant under varje sampel. Eftersom så inte är fallet finns två möjliga vägar:

- Att sampla så fort att insignalen approximativt kan anses konstant under ett sampel. T.ex. c:a 100 sampel på en period av insignalens högsta frekvens. Nackdelen är de enorma datafilerna.
- Att försöka hitta en styckvis konstant signal som approximerar  $u(t)$  vid alla samplingstider. Om man medelvärdesbildar insignalen ett sampel framåt i tiden och använder detta som en approximation av en signal som är konstant under varje sampel fås:

$$\hat{u}(t) = \frac{u(t) + u(t+h)}{2} \quad (.4)$$

Om man antar att  $\hat{u}(t)$  approximerar den tidskontinuerliga signalen  $u(t)$  till  $u(t+h)$  så fås av (.3) och (.4):

$$x(t+h) = \exp(Ah)x(t) + \int_t^{t+h} \exp A(t+h-s)Bds\hat{u}(t) \quad (.5)$$

Vilket leder till de kända formlerna:

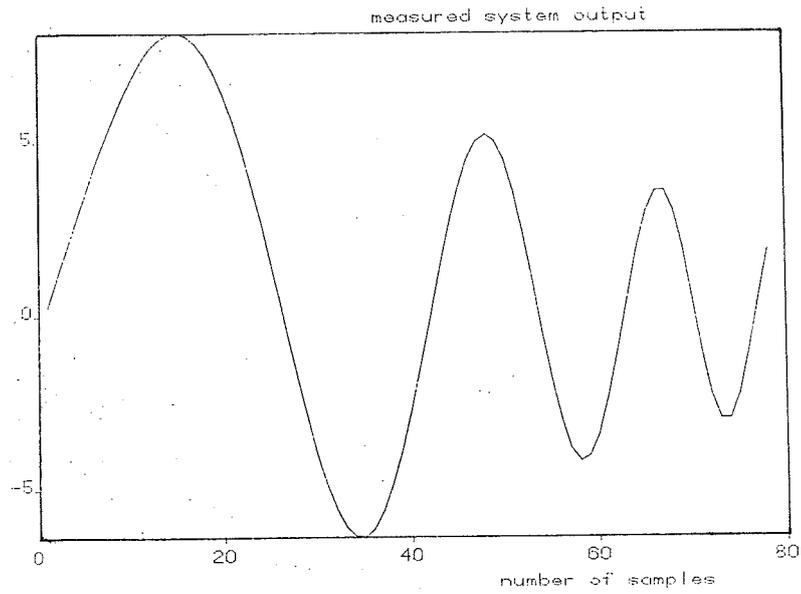
$$x(t+h) = \Phi x(t) + \Gamma \hat{u}(t) \quad (.6)$$

$$y(t) = Cx(t) + D\hat{u}(t) \quad (.7)$$

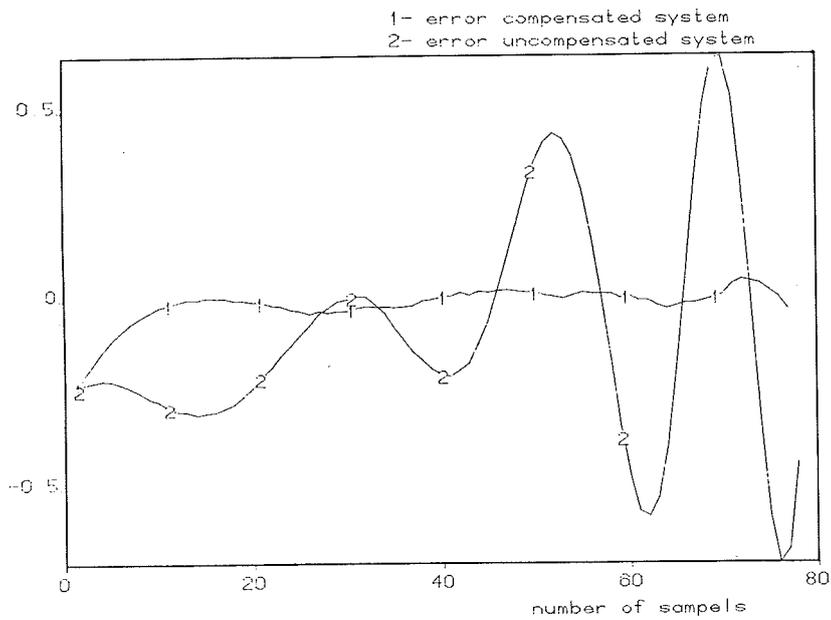
## Realisering

En logaritmiskt svepande sinussignal med konstant amplitud matas in i ett första ordningens lågpasfilter. Frekvenserna är fördelade på båda sidor om filtrets brytfrekvens. Identifiering i IDPAC med LS-identifiering för två olika fall:

1. Insignalen medelvärdesbildas ett sampel framåt i tiden (se .4) med hjälp av IDPAC-kommandot SLIDE.
2. Datafilerna används som de lästs in.



Figur 1. Utsignalen från LP-filtret



Figur 2. Felet mellan uppmätt och simulerad utsignal. 1 kompenserad enligt ekv. 4, 2 okompenserad.

# Bilaga 2.

## 1. Metod och resultat

I denna bilaga redovisas använd identifieringsmetod samt resultat vid identifiering av anti-alias filter.

### Filter 1.

Filter 1 har en brytpunkt vid c:a 500 Hz. För att få god excitering på båda sidor om brytpunkten används logaritmiskt svepande sinussignal 70-700 Hz. Motivet för att använda log-svep är att öka tiden som svepet befinner sig på lägre frekvenser. Att log-svep sedan inte räcker för att tillräckligt excitera lågfrekvensnoder är inget som egentligen märks vid denna låga modellordning, det diskuteras i kapitel 4. Samplingsfrekvensen väljs så att det går c:a 8-10 sampel på en period av insignalens högsta frekvens. Antalet punkter är helt relaterat till modellens komplexitet, i detta fallet räcker c:a 200 st.

Eftersom ingen modell för brus behövs, inga markanta olineariteter finns samt komplexkonjugerade poler saknas, räcker LS-metoden i IDPAC för identifiering. Dock är insignalen inte konstant mellan samplen, för att kompensera för detta förskjuts insignalens kolumn genom linjär interpolation  $\frac{1}{2}$  sampel framåt i tiden relativt utsignalen. (se bilaga 1) Detta ger:

$$H(q^{-1}) = \frac{0.29486q^{-1}}{1 - 0.69060q^{-1}} \quad (.1)$$

Där samplingstiden  $h = \frac{1}{4000}$ s.

$$G(s) = \frac{a}{s + a} \quad (.2)$$

I tidskontinuerlig form motsvarar

$$H(q^{-1}) = \frac{(1 - \exp(-ah))q^{-1}}{1 - \exp(-ah)q^{-1}} \quad (.3)$$

i tidsdiskret form. Användes (.1) och (.2) på (.3) fås filter 1 i tidskontinuerlig form:

$$G(s) = \frac{0.9530}{1 + 0.0006753s} \quad (.4)$$

Filter 1 tidsdiskret form:

$$H(q^{-1}) = 0.9530 \frac{(1 - \exp(-1480.77h))q^{-1}}{(1 - \exp(-1480.77h)q^{-1})} \quad (.5)$$

## Filter 2

Filter 2 i tidskontinuerlig form:

$$G(s) = \frac{0.9715}{1 + 0.001885s} \quad (.6)$$

Filter 2 tidsdiskret form:

$$H(q^{-1}) = 0.9715 \frac{(1 - \exp(-530.51h))q^{-1}}{(1 - \exp(-530.51h)q^{-1})} \quad (.7)$$

## Filter 3

Filter 3 i tidskontinuerlig form:

$$G(s) = \frac{0.9668}{1 + 0.003379s} \quad (.8)$$

Filter 3 tidsdiskret form:

$$H(q^{-1}) = 0.9668 \frac{(1 - \exp(-295.98h))q^{-1}}{(1 - \exp(-295.98h)q^{-1})} \quad (.9)$$

## Filter 4

Filter 4 i tidskontinuerlig form:

$$G(s) = \frac{0.9842}{1 + 0.006353s} \quad (.10)$$

Filter 4 tidsdiskret form:

$$H(q^{-1}) = 0.9842 \frac{(1 - \exp(-157.40h))q^{-1}}{(1 - \exp(-157.40h)q^{-1})} \quad (.11)$$

## Filter 5

Filter 5 i tidskontinuerlig form:

$$G(s) = \frac{0.9984}{1 + 0.03093s} \quad (.12)$$

Filter 5 tidsdiskret form:

$$H(q^{-1}) = 0.9984 \frac{(1 - \exp(-32.329h))q^{-1}}{(1 - \exp(-32.329h)q^{-1})} \quad (.12)$$

## Bilaga 3.

*IDPAC macro för att ta fram bodediagram ur mätdata*

```
MACRO Autobode
"
"MACRO FOR DETERMINING BODE DIAGRAM DIRECTLY FROM
"MEASURING OF LOGARITMIC SWEEP ADDED TO TACHO
"=====
"MFILE      NAME OF MEASURING FILE (DATA FILE)
"IN/OUTCOL  NAME OF VAR. CONTAINING INPUT & OUTPUT DATA
"=====
WRITE 'MACRO FOR DETERMINING POWER SPECTRUM DIRECTLY FROM'
WRITE 'MEASURING OF LOGARITMIC SWEEP ADDED TO TACHO'
WRITE 'ENTER NAME OF FILE CONTAINING MEASURING DATA (DATA FILE)'
READ mfile NAME
WRITE 'ENTER COLUMN NUMBER FOR INPUT SIGNAL'
READ incol INT
WRITE 'ENTER COLUMN NUMBER FOR OUTPUT SIGNAL'
READ outcol INT
WRITE 'ENTER WMIN [Hz]'
READ wmin NUM
WRITE 'ENTER WMAX [Hz]'
READ wmax INT
WRITE 'ENTER NUMBER OF ROWS IN FILE (DEFAULT nplx.)'
READ ; nplx INT      "FREQUENCY WINDOW
DEFAULT nplx = nplx.
LET nol = nplx/8
ASPEC zzinf < mfile(incol) nol
CSPEC zzblf < mfile(incol) mfile(outcol) nol
SCLOP zz1(1) < zzblf(1) / 6.283185
VECOP zz1(2) < zzblf(2) / zzinf(2)
SCLOP zz1(3) < zzblf(3) * 1
GR
BODE (ao) zz1
MARK a 13 0.5
MARK "frequency [Hz]
BODE (p) zz1
MARK a 13 0.5
MARK "frequency [Hz]
AL
WRITE 'frequency file in file zz1.d'
WRITE 'end <CR>'      "FOR COPYING PURPOSES
READ ; zzdef NAME
DELET zz1
DELET zzblf
DELET zzinf
END
```

```

MACRO COMPENS
"=====
"THIS MACRO COMPENSATES FOR FRICTION AND/OR
"FILTERING DIGITALLY INPUT SIGNALS
"USING FILES FILTER1 - FILTER5
"=====
WRITE 'ENTER NAME OF INPUT FILE'
READ mfile NAME
WRITE 'ENTER COL. NR. FOR INPUT SIGNAL'
READ incol INT
WRITE 'ENTER COL. NR. FOR OUTPUT SIGNAL'
READ outcol INT
WRITE 'FOR DIGITAL FILTERING ENTER NAME OF FILE'
WRITE 'FILTER1-FILTER5. SKIP <CR>'
READ ; filter NAME
IF filter EQ zzunass. GOTO nocomp
DETER mfile(incol) < filter mfile(incol)
LABEL nocomp
WRITE 'FOR FRICTION COMPENSATION ENTER FRICTION OFFSET'
WRITE 'SKIP <CR>'
READ ; offset REAL
IF offset EQ zzunass. GOTO nocompf
FREE max.ext min.ext
LET max.ext = min.ext = 0.0
STAT mfile(outcol) ext
LET test = max.ext * min.ext
IF test LT 0 GOTO error
SCLOP mfile(incol) < mfile(incol) - offset
GOTO nocompf
LABEL error
WRITE 'IMPOSSIBLE TO DO FRICTION COMPENSATION'
WRITE 'OUTPUT SIGNAL NOT ALWAYS ON SAME SIDE OF ZERO'
LABEL nocompf
END

```

*IDPAC macro för kompensering av filter*

```

MACRO comppow
WRITE 'MACRO FOR COMPARING MEASURED BODES'
WRITE 'ENTER FIRST FREQUENCY FILE'
READ zz1 NAME
WRITE 'ENTER SECOND FREQUENCY FILE'
READ zz2 NAME
WRITE 'ENTER WMIN [Hz]'
READ wmin NUM
WRITE 'ENTER WMAX [Hz]'
READ wmax INT
LET wmaxs = wmax.
LET wmins = wmin.
LET wmax. = wmax
LET wmin. = wmin
GR
BODE (ao) zz1 zz2
MARK a 6.0 12.7
MARK "frequency response
MARK a 13 0.5
MARK "frequency [Hz]
LET zzname=nocop
WRITE 'WRITE HCOPI FOR COPY ELSE <CR>'
READ ; zzname NAME
IF zzname NE hcopy GOTO 1
HCOPI 1.2
LABEL 1
BODE (p) zzamp zzamf
MARK a 6.0 12.7
MARK "phase response
MARK a 13 0.5
MARK "frequency [Hz]
LET zzname=nocop
WRITE 'WRITE HCOPI FOR COPY ELSE <CR>'
READ ; zzname NAME
IF zzname NE hcopy GOTO 2
HCOPI 1.2
LABEL 2
LET wmin. = wmins
LET wmax. = wmaxs
END

```

*IDPAC macro för jämförelse av bodediagram*

```

MACRO DET
"
"MACRO FOR CHECKING THE VALIDITY OF THE
"ESTIMATED MODEL
"=====
"SYSTFIL  NAME OF SYSTEMFILE
"INFIL    NAME OF FILE CONTAINING INPUT & OUTPUT DATA
"IN/OUTCOL NAME OF VAR. CONTAINING INPUT & OUTPUT DATA
"=====
WRITE 'MACRO FOR CHECKING THE VALIDITY OF THE ESTIMATED MODEL'
WRITE 'ENTER NAME OF THE SYSTEM FILE'
READ systfil NAME
WRITE 'ENTER NAME OF INPUT/OUTPUT FILE'
READ infil NAME
WRITE 'ENTER COLUMN NUMBER FOR INPUT SIGNAL'
READ incol INT
WRITE 'ENTER COLUMN NUMBER FOR OUTPUT SIGNAL'
READ outcol INT
DETER zzoutf < systfil infil(incol)
VECOP zzdiff < infil(outcol)-zzoutf
SWITCH GRAPH ON
PLOT infil(1) < zzoutf infil(outcol)
PLOT infil(1) < zzdiff
SPTRF zzfrekv < systfil b/a
BODE zzfrekv
LET nol = nplx./8
ASPEC zzinf < infil(incol) nol
CSPEC zzblf < infil(incol) infil(outcol) nol
SCLOP zzkvot(1) < zzinf(1) * 1
VECOP zzkvot(2) < zzblf(2) / zzinf(2)
SCLOP zzkvot(3) < zzblf(3) * 1
BODE zzkvot zzfrekv
DELET zzkvot
END

```

*IDPAC macro för validisering av modell*

```

MACRO friction
"=====
"MACRO FOR CONVERTING FRICTION TEST FILE (TEXT FILE)
"TO DATA FILE AND DETERMINE THE DYNAMIC FRICTION
"=====
WRITE 'ENTER NAME OF FRICTION TEST FILE'
READ mfile NAME
WRITE 'ENTER COL. NR. FOR INPUT SIGNAL'
READ incol INT
WRITE 'ENTER COL. NR. FOR OUTPUT SIGNAL'
READ outcol INT
WRITE 'ENTER NUMBER OF COL'
READ ncol INT
CONV zzin < mfile(incol) ncol
CONV zzout < mfile(outcol) ncol
FREE min.ext max.ext
LET min.ext = max.ext = 0.0
STAT zzout EXT
LET test = min.ext * max.ext
IF test GE 0.0 GOTO comp
WRITE 'IMPOSSIBLE TO COMPENSATE WHEN OUTPUT NOT'
WRITE 'ALWAYS LESS/MORE THEN ZERO'
GOTO end
LABEL comp
FREE mean.ext
LET mean.ext = 0.0
STAT zzin EXT
LET offset. = mean.ext
WRITE 'DYNAMIC FRICTION REDUCES TORQUEREF WITH 'offset.'v'
WRITE 'OFFSET IN GLOBAL VARIABLE offset.'
LABEL end
DELET zzin
DELET zzout
END

```

*IDPAC macro för kompensering av friction*

## Bilaga 4.

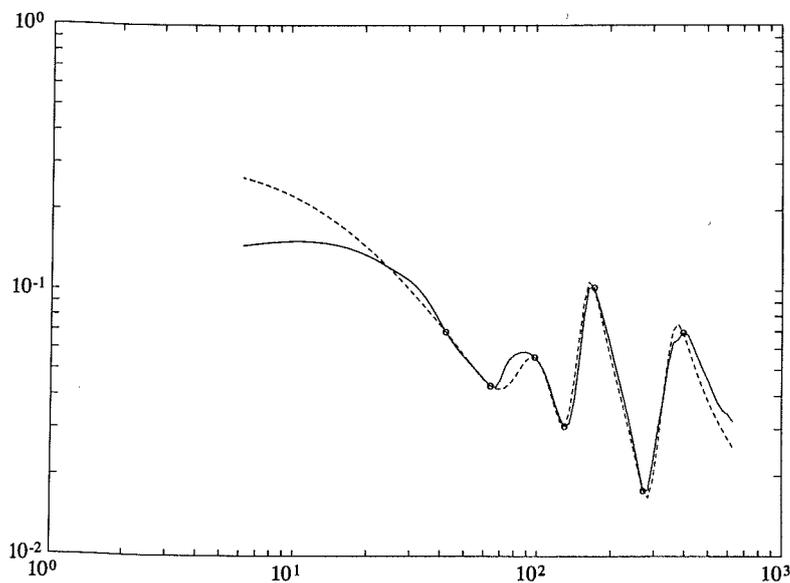
```

CONTINUOUS SYSTEM rob           " File name: rob2
"
"  General robot model with friction, backlash and two inertias.
"  =====
"
"
"      +-----+    b1  +-----+    k1  +-----+
"      |         |    |-----|-----VVVVVV-----|
"      |  J1     |    |         |         |         |  J2     |
"      |-----|    |         |         |         |-----|
"      |         |    |         |         |         |         |
"      |         |    |         |         |         |         |
"      +-----+    +-----+    +-----+
"      f1  xxxx  c10          f2  xxxx  c20
"  -----
"
"  The static friction is kfx times the sliding friktion fx, for inertia Jx.
"
"  The disturbance torque Md acts in the opposite direction of the input M1.
"
"  Created by: KN 870526           Last update by: NN 8xxxxx
"
"-----
INPUT M1           " Torque input on inertia 1    ; motor torque.
INPUT Md           " Neg torque input on inertia 2 ; disturbance.
"
OUTPUT vmotor     " Velocity of inertia 1       ; motor velocity.
OUTPUT rpos       " Position of inertia 1       ; motor angel.
"
STATE s1 s2       " Position of inertias.
STATE v1 v2       " Velocity of inertias.
DER ds1 ds2
DER dv1 dv2
"
TIME t
"
"-----
" Inertia no. 1:
" -----
"
" Torque calculations:
Mv1 = IF abs(s2-s1)<b1/2 THEN 0 ELSE k1*sign(s1-s2)*abs(abs(s1-s2)-b1/2)
M1  = M1 - Mv1 - c1*(v1-v2) - c10*v1
Mf1 = IF abs(v1)<eps THEN kf1*f1*sign(v1) ELSE f1*sign(v1)
"
" Dynamics:
dv1 = IF abs(v1)<eps AND abs(M1)<kf1*f1 THEN 0 ELSE (M1 - Mf1)/J1
ds1 = v1
"
" Inertia no. 2:
" -----
"
" Torque calculations:
M2 = -Md + Mv1 + c1*(v1-v2) - c20*v2
Mf2 = IF abs(v2)<eps THEN kf2*f2*sign(v2) ELSE f2*sign(v2)
"
" Dynamics:
dv2 = IF abs(v2)<eps AND abs(M2)<kf2*f2 THEN 0 ELSE (M2 - Mf2)/(J2 + JL)
ds2 = v2
"
" Output:
" -----
"
vmotor = v1
rpos   = s1
"
"-----

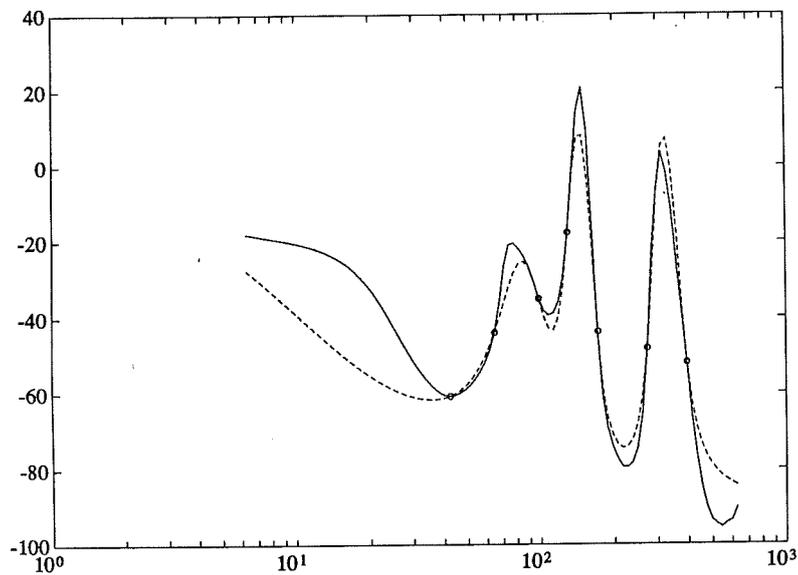
```

Figur 1. SIMNON-realisation av tredje ordningens robotmodell

# Bilaga 5.



Figur 1. Amplituddiagram axel 2, max tröghetsmoment. Helt dragen framtagen genom frekvensanalys streckad framtagen genom minsta-kvadrat approximation (jämför med sekt. 6.5).



Figur 2. Fasdiagram axel 2.