

# Aktiv reglering av rörelse i ryggmärgen



Martin Bräutigam  
Mikael Gustafsson

---

Examen för Magister inom Elektroteknik  
Examinator: Docent Lars Håkansson & Professor Jens Schouenborg  
Handledare: Doktorand Henrik Åkesson  
Avdelningen för Telekommunikation och Signalbehandling  
Blekinge Tekniska Högskola  
Februari, 2006

## **Abstract**

Researchers in neurophysiology in Lund have undertaken measurements of the spinal cord in rats where the movement of the spinal cord due to blood flow and breathing has proved to be a major obstacle in their research. Except from manufacturing electrodes specialized for the task, an idea has been to reduce the effect of the motion by moving a table on which the object is placed, in a compensating manner. To further explore this idea, cooperation with an engineer at the department of Neurophysiology, Lund University, has been the subject of this thesis.

A table movable in three directions was constructed. DC-motors controlling an eccentric were chosen as actuators for the motion control. A circuit for direct analogue control of DC-motors implementing proportional, integrating and differentiating stages aimed for standard PID control was built. The circuit allows current control to avoid overload of the motor as well as balancing of DC-noise from the amplifier stages.

Recordings of the spinal cord motion as well as heart and breathing signals was done with a laser-vibrometer. Signal analysis was performed to investigate the suitability of reference-based feed forward control with the filtered-x LMS algorithm. The analysis showed poor result for this method.

# Innehållsförteckning

1	Introduktion .....	6
1.1	Bakgrund .....	6
1.2	Syfte .....	6
1.3	Begränsningar .....	6
2	Aktuatorer .....	8
2.1	Piezoelektriska aktuatorer .....	8
2.1.1	Funktionalitet .....	8
2.1.2	Fördelar .....	10
2.2	DC-motorer .....	11
2.2.1	Allmänt .....	11
2.2.2	Prestanda .....	12
2.2.3	Växellåda .....	12
2.3	Styr- och drivkretsar för DC-motorer .....	12
3	Spektrumanalys .....	13
4	Regulatorer och algoritmer .....	15
4.1	Framkopplad reglering .....	15
4.1.1	LMS-algoritmen .....	15
4.1.2	Neurala nätverk .....	16
4.1.3	RLS-algoritmen .....	17
4.2	Återkopplad reglering .....	18
4.2.1	PID-reglering .....	19
4.2.2	Dimensioneringen av PID regulatorn .....	20
5	Inledande mätningar .....	21
5.1	Utrustning och experimentuppställning .....	21
5.2	Resultat .....	24
5.3	Slutsats .....	26
6	Simuleringsresultat för framkopplad reglering .....	27
6.1	Simulering av framkopplad reglering av ryggmärgens vertikalthastighet hos råttabaserat på LMS-algoritmen .....	27
6.2	Simulering av framkopplad reglering av ryggmärgens vertikalthastighet hos råttabaserat på neuralt nätverk .....	29
6.2.1	Scenario som nätverket är tränat för .....	29
6.2.2	Scenario som nätverket inte är tränat för .....	29
6.2.3	Resultat Neurala nätverk .....	30
7	Summering av utvärderingen av inledande mätningar respektive simulering av framkopplade algoritmer .....	31
8	Komponenter för reglering .....	32
8.1	Aktuator .....	32
8.1.1	Mekanisk prestanda .....	32
8.1.2	Prestanda beräknat för aktivering med DC-motor och skruv .....	33
9	Reglering .....	44
9.1	Systemet som avses att reglera .....	44
9.2	Elektromekaniska samband för motor - vridmoment – linearisering med skruv .....	45
9.3	Reglersystem .....	47
9.4	Styrkrets .....	50
10	Resultat och Slutsats .....	54
10.1	Resultat .....	54
10.2	Slutsats .....	57
10.3	Framtida utveckling .....	58

11	Källförteckning.....	59
----	----------------------	----

## Symboler och Notationer

### *Mekaniska*

Tecken	Förklaring	SI enhet
$F$	kraft	N
$J$	tröghet	kg*m <sup>2</sup>
$L$	stigning i skruv	m/radian
$M$	massa	kg
$T$	vridmoment	Nm
$\theta'$	vinkelhastighet	rad/sek

### *Elektriska*

Tecken	Förklaring	Enhet
$I$	ström	A
$L$	induktans	henry
$V$	spänning	volt

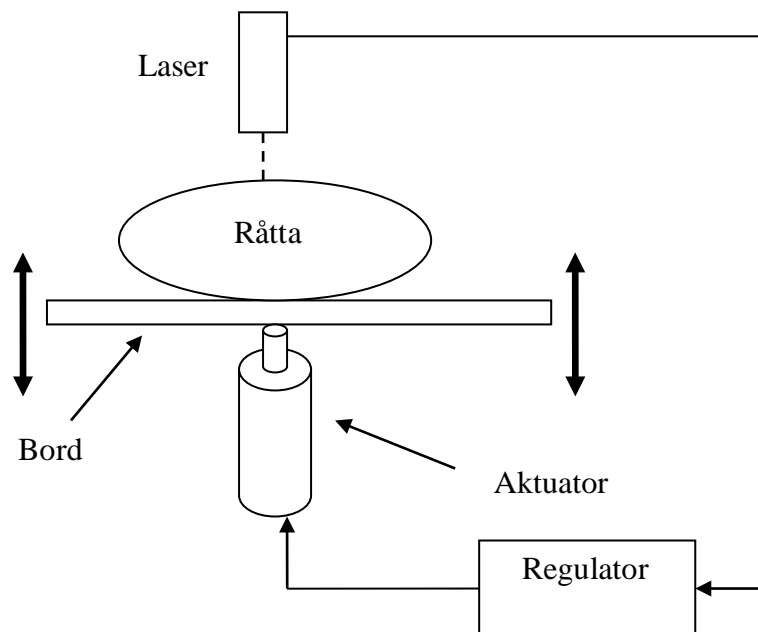
# 1 Introduktion

## 1.1 Bakgrund

Forskare i Lund under ledning av professor Jens Schouenborg forskar kring cellulära mekanismer som bestämmer styrkan i kopplingen mellan neuroner i smärtrelaterade system. Man genomför försök på råttor för att lära sig hur neuronerna kommunicerar. För att förstå hur denna kommunikation fungerar spelar man in den aktivitet som sker mellan neuronerna med mikroelektroder, samt att man tar fotografier med mikroskop.

Problem som man har med inspelningarna och fotografierna, är att de påverkas av störningarna från den levande rättans andning (EMG) och hjärtslag (EKG).

Vid försöken är försöksdjuren placerade på ett så kallat undersökningsbord på vilket djuret är fastspänt. Den föreslagna lösningen avser utveckling av ett undersökningsbord som kan generera styrbara vibrationer i tre ortogonala förskjutningsriktningar och som medger 3-D reglering av rörelsen i ryggmärgen i utvald punkt. En approximativ principskiss av hur detta system skulle kunna se ut kan ses nedan i figur 1.1.



Figur 1.1: Principskiss över en tänkt lösning för regleringen av rörelsen i ryggmärgen i en riktning.

## 1.2 Syfte

Syftet med detta magisterarbete är den inledande delen av arbetet med att utveckla ett aktivt reglersystem för att kunna reglera rörelserna som finns i ryggmärgen hos försöksdjuret.

## 1.3 Begränsningar

Då detta är ett utvecklingsarbete som kommer att fortgå under flera år i Lund är den viktigaste uppgiften att kunna utvärdera vilka metoder som är lämpliga att använda, samt utvärdering av

en prototyp av det mekaniska bordet. Man har därför under arbetets gång satt följande begränsningar:

- Utvärderingar med avseende på valet av framkopplad eller återkopplad regulator utförs i form av simuleringar och i detta sammanhang används enkla och robusta metoder baserade bl.a. på LMS-algoritmen, RLS-algoritmen, det neurala nätverket ”Backpropagation”, etc.
- Aktuatorer som undersöks skall vara lineära med hög upplösning, enkla att använda och relativt billiga.
- Ingen implementering av återkopplade regulatorer i den digitala domänen, utan endast analog PID implementering för utvärdering av reglering av bordet i vertikalled.

## 2 Aktuatorer

Den föreliggande aktuatorstudien avser att ge ett underlag på väl beprövade aktuatorer typer som finns kommersiellt tillgängliga som kan medge att reglera vibrationer i frekvensområdet 0-50 Hz och som har en hög upplösning, bättre än 1  $\mu\text{m}$ .

Det finns olika slags aktuatorer, följande aktuatorer sorter är ett urval:

- Piezoelektriska
- DC-motorer
- Stegmotorer
- Hydrauliska

Piezoelektriska används för precisionsteknologi ner till under en nanometer i upplösning. Piezokristaller stackas för den ena eller andra räckvidden. Kristallen utvidgas under spänningssättning.

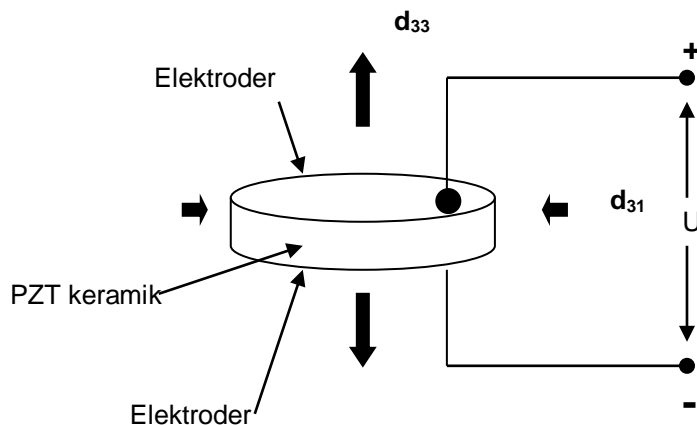
DC-motorer kan vara både lineära och harmoniska, d v s roterande.

Roterande aktuatorer kombineras med en skruv för att få aktivering i en dimension. Ingen räckviddsbegränsning torde finnas i detta fall utan hänger på konverteringen från roterande rörelse till förskjutningsrörelse. Samma sak gäller upplösningen/fel.

### 2.1 Piezoelektriska aktuatorer

#### 2.1.1 Funktionalitet

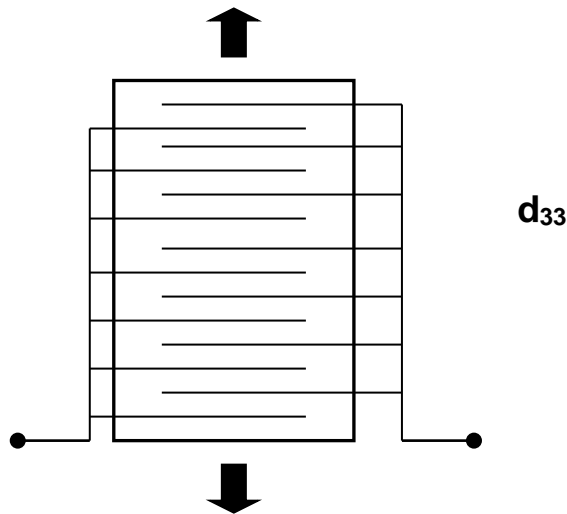
Piezoelektriska konstruktioner bygger på den dimensionsförändring PZT-metallerna - Bly (Pb), Zirkonium (Zr) och Titan (Ti) – uppvisar då de utsätts för elektrisk spänning [18]. Dimensionsförändring är väldigt liten, bara upp till 2 ‰ av längden på piezo elementet. Denna utvidgning av längden kallas för  $d_{33}$  effekten och är relativt lineär. Det blir också en viss förändring av bredden på piezo elementen, denna effekt kallas  $d_{31}$  och är mindre än  $d_{33}$  samt mindre lineär än  $d_{33}$  [18], se figur 2.1 nedan.



Figur 2.1: Schematisk bild över  $d_{33}$ - och  $d_{31}$ -effekten för en enstaka PZT stack.

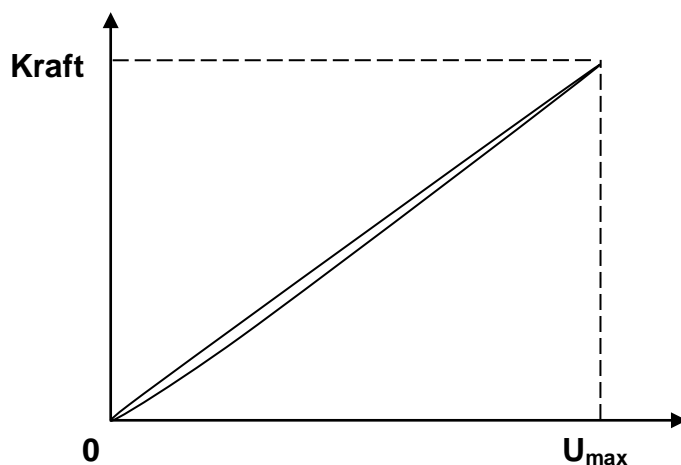


För att uppnå den räckvidd för aktivering som önskas staplas flera lager av piezoelement. Man pratar då om "multilayer PZT stack", d v s man staplar elementen på varandra [18], se figur 2.2 nedan.



Figur 2.2: Schematisk bild över utvidgningen av en piezoelektrisk stackaktuator för multipla element med d33-effekten.

I likhet med många andra aktuatorer omvandlar piezoaktuatorn elektrisk energi till en kraft/rörelse. Det är denna kraft som utgör arbetet för aktuatorn. För d33-effekten är förhållandet mellan spänningen och kraften som man får ut relativt linjär men inte perfekt, se figur 2.3 nedan [18].



Figur 2.3: Diagrammet visar sambandet mellan spänning över piezo elementen och kraft ut från piezo stacken.

Reaktiva effekten som erfordras för att driva en piezoaktuator beror på spänningen över elementstacken och kapacitansen hos elementen. Ekvation (1) här nedan visar sambandet som ger den maximala reaktiva elektriska effekten [18].

$$P_{\max} = \pi C f U_{\text{topp}}^2 \quad (1)$$

Där  $P_{\max}$  är den maximala reaktiva effekten då en aktuator med kapacitans  $C$  drivs med en sinusspänning med frekvens  $f$  och amplituden  $U_{\text{topp}}$ .

Då kapacitansen för en piezostack inte är stor innebär det att man måste tillföra en stor spänning för att få ut någon mekaniskeffekt från den. Vanliga spänningvärden för en piezoaktuator kan vara -100 till +500 volt. Men det kan behövas så mycket som -200 till +1000 volt för att uppnå en slaglängd på några hundra mikrometer. De höga spänningarna som erfordras för att driva de så kallade traditionella högspännings piezoelektriska stack aktuatorerna har bidragit till att så kallade lågspännings piezoelektriska stack aktuatorer har utvecklats och dessa arbetar typiskt inom spänningsområdet -20 till +150 volt.

Den mekaniska energin kan också räknas ut om man vet slaglängdsområdet och kraften som genereras av piezostacken enligt sambandet i ekvation (2) [18].

$$E = \int_0^{\Delta L} F(s) ds \quad (2)$$

Där  $E$  är den mekaniska energin,  $\Delta L$  är slaglängden för piezostacken och  $F$  är kraften som genereras av piezostacken.

Slaglängden  $\Delta l$  för piezoaktuatorer varierar kraftigt. Normalt ligger slaglängden på några få mikrometer. Men med högspänningsaktuatorer, PZT HP, kan man få en slaglängd på upp till 1 mm. Kraften som en piezoaktuator genererar kan exempelvis ligga kring 50 N i framriktning, dvs då lasten skjuts framåt av materialets utvidgning. Om motsvarande piezoaktuator är konstruerad på så sätt att den kan dra en last ligger dragkraften på ett betydligt mindre värde än den skjutande kraften, exempelvis 10 N. Det är dock inte vanligt att man konstruerar piezoaktuatorer på detta sätt [18].

### 2.1.2 Fördelar

- Fördelarna med en piezoaktuator är att den har ett relativt lineärt systemsvar, för kraft och för slaglängd, både då man ökar och minskar spänningen över aktuatoren.
- Piezoaktuatorer är väldigt små och lätta att hantera. De har oftast en längd på bara ett par centimetrar.
- Vissa aktuatorkonstruktioner kan aktuera i flera leder samtidigt. Dock är slaglängden då ofta liten.
- Klarar stora laster, upp till flera ton.
- Upplösningen för piezoaktuatorer är mycket god. Men kan lätt komma ner till nanometerprecision.

### Nackdelar

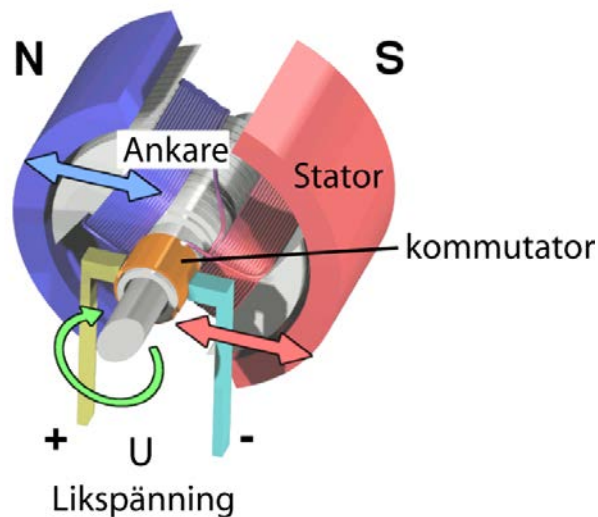
- Har en begränsad slaglängd. Maximal slaglängd är i storleksordningen 1 mm.
- Kapacitiv last.
- Dyra i inköp.

- Har inte samma dragkraft som de har skjutkraft. Detta gör att man får begränsa lasten till dragkraften.

## 2.2 DC-motorer

### 2.2.1 Allmänt

Den vanligaste DC-motorns principiella uppbyggnad, se figur 2.4, baseras på ett antal spolar, ankarlindningar, som på ett lämpligt sätt är virade runt ankaret, motorns rotor, vilken är placerad i ett magnetfält genererade av t.ex. permanentmagneter, statorn, omgivande ankaret. Genom att spänningssätta ankarlindningen så genereras en ström genom densamma som i sin tur genererar ett magnetfält, d.v.s. realiserar en elektromagnet, varvid en kraft anbringas mellan ankare och stator. Kraften som verkar mellan ankare och stator resulterar i ett vridande moment som verkar på ankaret. Vridmomentet är proportionellt mot ankarströmmen.



Figur 2.4: DC-motorns principiella uppbyggnad [13].

För att bibehålla rotationsriktning då en lindning går från nord till syd i magnetfältet med hjälp av ankarens tröghetsmoment krävs en s.k. kommutering, så att strömmen polvänds i ankarpolarna. Anordningen för kommutering, kommutatorn, är en förslitningsdel och dess relativa livslängd samt graden av försumbarhet i kommuteringens inverkan på spänningen är en faktor i vad som normalt räknas till motorns kvalitet och därmed pris.

En annan variant är den då magnetfältet i statorn ges av en så kallad fältlindning runt en järnkärna och motorkraften styrs genom att variera spänningen över fältlindningen.

Ankarlindningens rotation i en vanlig DC-motor ger upphov till en induktansspänning, den så kallade elektromotoriska spänningen (ems), i kretsen i proportion till varvtalet varför spänningsdelningen i ankarlindningen blir:

$$V_{in} = V_{resistans} + V_{ems} \quad (3)$$

Induktansspänningen är i proportion till varvtalet varför en olastad ideal motor under konstant spänningsmatning når ett maximalt varvantal då induktansspänningen är lika stor som matningsspänningen och strömmen följaktligen är noll. I en ideal motor är vridmomentet i

rotoraxelns ände också proportionell mot strömmen. På grund av effektförluster i motorns inre, avviker den från det ideala. Effektförlusterna i en DC-motor är den över ankarlindningens resistans och den mekaniska förlusten av friktion och visköst motstånd i motorn. Friktionsmotståndet och det viskösa motståndet gör att den olastade motorn under konstant spänningsmatning når ett konstant varvtal där den alltså drar en viss ström. I databladet anges den som "no load current". Det viskösa inre motståndet gör att strömmen genom obelastad motor beror av varvtalet och måste ses med hänsyn till den referensspänning som anges. Det viskösa motståndet ger att stegsvaret för konstant ström, och därmed konstant vridmoment, planar ut mot ett stationärt varvtal.

### **2.2.2 Prestanda**

En begränsande faktor i en motor är värmeeffekten som utvecklas över den inre resistansen vilket leder till en begränsning av strömmens genomsnittliga värde. I databladet är därför den maximala kontinuerliga kraften (i direkt proportion till den maximala kontinuerliga strömmen) ett viktigt prestandakriterium. Övriga prestanda är maximalt varvtal och motorns inre tröghet. En motor kan ha stor maximal kontinuerlig kraft men en beräkning med hänsyn till den inre trögheten kan ge vid handen att den är otjänlig för tillämpningen.

### **2.2.3 Växellåda**

Motorerna säljs ofta med en växellåda som växlar ner rotorns varvtal med ökat vridmoment som följd. En del tillverkare säljer endast motorer med växellåda. Växellådan tillför tröghet och varvtalsbegränsningar till motorn och är endast tjänlig för tillämpningar med i sammanhanget tillräckligt stor tröghet i det som skall drivas. Växellådan är därtill en förslitningsdel och kan tillföra störande ljud.

## **2.3 Styr- och drivkretsar för DC-motorer**

Styrkretsar säljs vilka medger i första hand varvtalsreglering av en motor. Dessa är ofta inte billiga. Styrkretsarna implementerar en PID-regulator internt för detta ändamål och ofta även en strömbegränsning som kan sättas av användaren. Ett vanligt sätt att driva motorer och andra analoga kretsar är s.k. PWM-drift, pulsviddmodulerad drivning. PWM är ett sätt att ge motsvarigheten till analog spänningsvariation genom att variera vidden av en spänningsspuls. Principiellt genereras en periodisk signal som antar hög och låg spänningsnivå under varje period. D v s att i varje period genereras en konstant effektgivande spänningsnivå som efter en styrbar del av perioden nollställs under den återstående delen av perioden. Med en tillräckligt hög frekvens ges en drift som i praktiken (på grund av filtrering) motsvarar den konstanta spänningen gånger proportionen av tidsperioden då spänningen är på. Varför PWM används beror på tillämpningen. Vid digital styrning kan det vara ett sätt att få en motsvarighet till analog spänningssättning utan A/D-omvandling, men i t ex kommunikationstillämpningar kan det vara en fördel i sig att diskretisera spänningsnivån på detta sätt för att motverka brus inverkan. PWM-drift av en motor kräver särskilda åtgärder för de induktansfenomen som hör samman med den skarpa spänningsvariationen. Dessa kretsar är/kan i sin kommersiella tappning vara tämligen invecklade. Ingen uppgift om att den i och för sig vanliga PWM-styrningen av motorer i sig skulle ha några fördelar har hittats.

### 3 Spektrumanalys

Vid skattning av spektrala egenskaper hos signaler används vanligen en effekttäthetsspektrumskattare eller en effektspektrumskattare. Effekttäthetsspektrum används vanligen för att studera spektrala egenskaper hos stokastiska signaler och effektspektrum används vanligen för att studera spektrala egenskaper hos periodiska signaler. Dessa storheter skattas vanligen med hjälp av Welch spektrumskattare [4] där valet av en skalningsfaktor avgör om spektrumskattaren är inställd för att skatta effektspektrum eller effekttäthetsspektrum [3,4,5]. Welch spektrumskattare ges av [4]:

$$\hat{P}_{xx}(f_k) = \frac{1}{F_s LNU} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x_l(n)w(n)e^{-j2\pi kn} \right|^2, f_k = \frac{k}{N} F_s \quad (4)$$

där  $k = 0, \dots, N/2 - 1$ ,  $L$  är antalet periodogram,  $N$  är periodogrammets längd,  $F_s$  är samplingsfrekvensen och  $U$  är skalningsfaktorn som väljs beroende av om effektspektrum eller effekttäthetsspektrum ska skattas. Vidare så är  $x_l(n)$  signalsegment  $l$  och  $w(n)$  det valda tidsfönstret.

En icke-parametrisk minsta-kvadrat-skattning av den lineära relationen mellan insignalen  $x(n)$  och utsignal  $y(n)$  till ett dynamiskt system av frekvenssvarfsfunktionen  $\hat{H}(f_k)$  produceras med fördel enligt:

$$\hat{H}(f_k) = \frac{\hat{P}_{yx}^{PSD}(f_k)}{\hat{P}_{xx}^{PSD}(f_k)} \quad (5)$$

Där  $\hat{P}_{yx}^{PSD}(f_k)$  är en skattning av korseffekttäthetsspektrumet mellan in- och utsignal och  $\hat{P}_{xx}^{PSD}(f_k)$  är en skattning av effekttäthetsspektrumet för insignalen.

Innan det kan antas att relationen mellan t.ex. in- och utsignalen till ett dynamiskt system kan beskrivas med ett lineärt system är informationen som ges av koherensfunktionen av stor vikt. Koherensfunktionen mellan t.ex. två stokastiska signaler anger till hur stor del den ena signalen kan beskrivas lineärt ur den andra signalen och den antar värden i intervallet  $[0,1]$  [1]. För andra signalklasser ger den annan viktig information [2]. En skattning av koherensfunktionen kan beräknas enligt:

$$\hat{\gamma}_{yx}^2(f_k) = \frac{|\hat{P}_{yx}^{PSD}(f_k)|^2}{\hat{P}_{xx}^{PSD}(f_k)\hat{P}_{yy}^{PSD}(f_k)} \quad (6)$$

$$0 \leq \hat{\gamma}_{yx}^2(f_k) \leq 1$$

Där  $\hat{P}_{yy}^{PSD}(f_k)$  är en skattning av effekttäthetsspektrumet för utsignalen.

$\frac{H_{xy}^2}{H_x^2 H_y^2}(f_k)$  är korspektrumet mellan den exiterande och svarande signalen (utsignalen),  
 $\frac{H_{xx}^2}{H_x^4}(f_k)$  är effektspektrumet för den exiterande signalen (insignalen),  $\frac{H_{yy}^2}{H_y^4}(f_k)$  är  
 effektspektrumet av svarssignalen (utsignalen) och  $f_k$  är frekvensen i Hz vid den diskreta  
 frekvensen för vilka spektrat är estimerat.

### 3.1 THD- mätningar

Då en sinussignal  $A \sin(2\pi f t)$ ,  $A$  amplitud,  $f$  frekvens och  $t$  tid, är insignal till ett lineärt system (en insignal och en utsignal) erhålls en utsignal till det linjära systemet som också är en sinussignal  $B \sin(2\pi f t + \Theta)$  med samma frekvens  $f$  som insignalen men vanligen med en annan amplitud  $B$  och fas  $\Theta$ . Om en sinussignal  $A \sin(2\pi f t)$  är insignal till ett system (en insignal och en utsignal) vars utsignal består av en summa av sinussignaler t.ex. en grundton med samma frekvens som insignalen och ett antal övertoner till grundtonen. Då är inte detta systeme lineärt.

Ofta är man intresserad av hur ren en periodisksignal är, d.v.s. hur mycket övertoner den innehåller i förhållande till grundtonen.

Ett sätt att mäta detta är att jämföra effektivvärdet för samtliga övertoner med effektivvärdet för hela signalen enligt (7).

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}} \quad (7)$$

Ett annat sätt att mäta detta är att jämföra samtliga övertoner med effektivvärdet för bara grundtonen. Detta sätt att beräkna THD använder sig den spektrumanalysator som här använts av.

På den spektrumanalysator som använts kan antalet övertoner som ska jämföras med grundtonen väljas. I följande mätningar har sju övertoner använts, vilket ger formeln för THD som

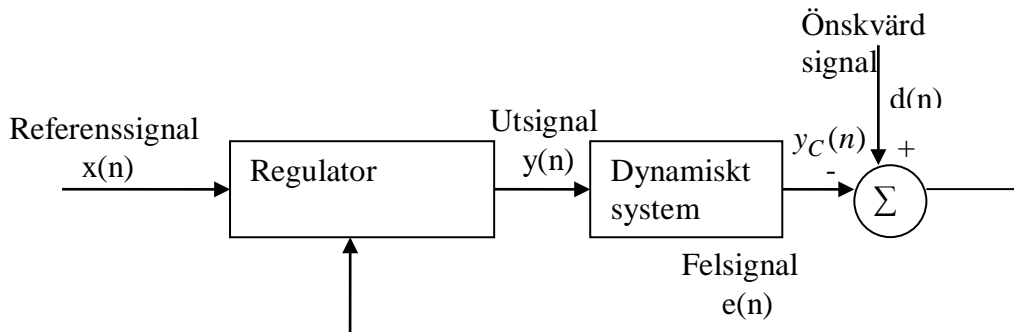
$$\text{THD} = \sqrt{\frac{H_2^2 + H_3^2 + H_4^2 + H_5^2 + H_6^2 + H_7^2}{H_1^2}} \quad (8)$$

THD står för Total Harmonic Distorsion eller klirrfaktor på svenska. Denna faktor bör ligga under 5 % för att vara bra.

## 4 Regulatorer och algoritmer

### 4.1 Framkopplad reglering

En vanligt förekommande reglering är framkopplad reglering, för en principskiss se figur 2.4 nedan. Själva regulatoren kan vara baserad lämplig ”filter” struktur. Vanligt förekommande är olika lösningar baserad på LMS-algoritmen och i en del fall på RLS-algoritmen.



Figur 2.4: Principskiss beskrivande framkopplad reglering.

Vid framkopplad reglering styrs ett dynamiskt system så att dess utsignal får önskvärda egenskaper baserat på informationen i en tillgänglig framkopplad referenssignal  $x(n)$ . Vanligen styrs det dynamiska systemet så att differensen mellan den önskvärda signalen  $d(n)$  och det dynamiska systemets utsignal  $y_C(n)$  är minimal enligt någon lämplig norm. I allmänhet baseras designen av regulatorns dynamiska egenskaper på information om dynamiska egenskaperna hos systemet som avses att reglera [14, 15].

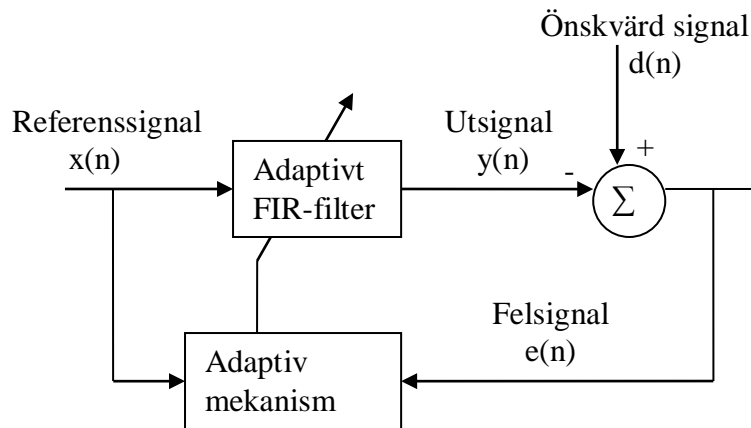
Vid utvärderingen av den framkopplade reglering har det dynamiska systemets inverkan försumrats, d.v.s. antagits att det dynamiska systemet har impulssvaret  $c(n) = \delta(n)$  där  $\delta(n)$  är enhetspulsen. Detta i sin tur innebär att prestanda som predikteras vid utvärderingen ger en uppskattning av den maximala undertryckningen som kan erhållas med respektive framkopplad regulator algoritm som ingår i utvärderingen. I detta avsnitt presenteras tre olika algoritmer som har implementerats och simuleras som framkopplad regulator i Matlab.

#### 4.1.1 LMS-algoritmen

LMS står för ”Least Mean-Square” och LMS-algoritmen baseras på en gradient söknings metod som i sin tur är baserad på en välkänd optimerings teknik den så kallade ”method of steepest descent” [16]. Avsikten är att den adaptiva algoritmen iterativt justerar det adaptiva FIR-filtrets koefficienter mot deras Wiener-lösning som erhålls då medelkvadratfelet  $\xi(n) = E[e^2(n)]$  är minimalt [16, 7].

Med hjälp av en gradientsökningsmetod utförs en iterativ sökning av Wiener-lösningen till det adaptiva FIR-filtrets koefficienter. Denna procedur bygger på idén om att hitta vägen till målet genom att gå i motsatt riktning till den gradienten som tillhör den så kallade fel ytan.

Fel ytan är en kvadratisk- och konvexfunktion av det adaptiva FIR-filtrets koefficientvektor. Gradienten pekar alltid mot maximal ökning av medelkvadratfelet för LMS-algoritmen. Genom att ta ett liten steg i motsatt riktning till gradienten kommer man närmare ett minimum av medelkvadratfelet. När man har nåt minimum har man hittat den bästa lösningen i medelkvadratmening - Wiener-lösningen [16, 7].



Figur 2.5: Blockdiagram för LMS algoritmen.

LMS algoritmen har en enkel matematisk struktur och ges av de tre ekvationerna (9) [16, 7]:

$$\begin{aligned}
 y(n) &= \mathbf{w}_n^T \mathbf{x}(n) \\
 e(n) &= d(n) - y(n) \\
 \mathbf{w}_{n+1} &= \mathbf{w}_n + \mu e(n) \mathbf{x}(n)
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Där  $\mathbf{w}_n = [w_n(0), w_n(1), \dots, w_n(P)]^T$  är det adaptiva filtrets koefficientvektor vid tidpunkten  $n$ ,  $P+1$  är filtrets längd,  $\mu$  är steglängden,  $e(n)$  är felet mellan önskvärd signal och FIR-filtrets utsignal,  $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-P)]^T$  referenssignalvektorn. För konvergens av LMS-algoritmen väljs steglängden  $\mu$  enligt olikheten:

$$0 < \mu < \frac{2}{(P+1)[x^2(n)]}$$

Om LMS-filtret har  $(p+1)$  koefficienter, för varje sampel av utsignalen, utför algoritmen  $(2p+3)$  multiplikationer och  $(2p+2)$  additioner.

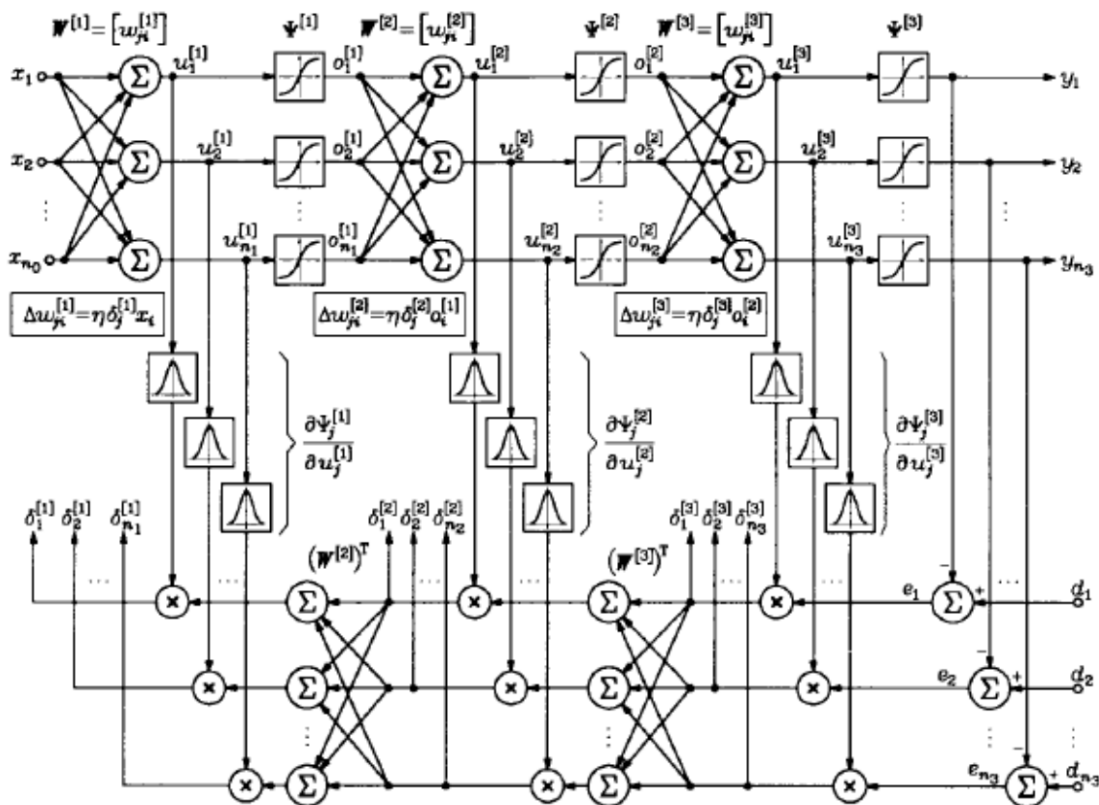
#### 4.1.2 Neurala nätverk

Ett annat referensbaserad reglering är neurala nätverk. Idén med ett neuralt nätverk är att nätverket skall modellera den mänskliga hjärnans neuroner. Man vill använda s.k. artificiell intelligens för att lösa problem som annars kan vara nästan omöjliga att lösa. Neurala nätverk är väldigt kraftfulla men kräver extrem beräkningskapacitet. Neurala nätverk kräver ofta en lång träningssekvens för att nå ett bra resultat. Nätverket måste också utsättas för alla de



scenarion som man vill att det skall klara av. Ett neuralt nätverk begränsar inte sambandet mellan in- och utsignal till att vara lineärt, utan kan följa vilken funktion som helst om man bara anpassar den rätt [1].

Undersökningen gjordes med en algoritm som kallas "backpropagation". I denna algoritm finns det ett antal lager med neuroner. Varje neuron har ett antal vikter som uppdateras efterhand under träningsfasen. Varje neuron har också en olinearitet, som kan vara vilken som helst men oftast används bipolar sigmoid eller unipolar sigmoid. När man sedan är nöjd med träningsfasen fastställs vikterna och nätverket är då klart att användas. För en principskiss se figur 2.7 nedan [1].



Figur 2.7: En principskiss av ett "back-propagation" nätverk med 3 lager.

Där:  $x_n$  är insignal,  $y_n$  är utsignal,  $d_n$  är önskad signal,  $W^{[n]}$  är viktmatriser,  $\Psi^{[n]}$  är olineariteter,  $e_n$  är felet och  $\delta_n^{[m]}$  är den lokala felvektor.

### 4.1.3 RLS-algoritmen

RLS-algoritmen (Recursive Least Square) baseras på minstakvadratmetoden till skillnad mot LMS-algoritmen som baseras på Wiener-filterteori. RLS-algoritmen modellerar vanligen signalsamband med hjälp av ett FIR-filter med längd  $P + 1$ . Sambanden ges av ett gradvis uppdaterat ekvationssystem.

RLS-algoritmen är en rekursiv algoritm som vid varje tidpunkt  $n$  beräknar minsta-kvadrat-lösningen för det adaptiva filtret  $\mathbf{w}_n$  baserat på kunskap från referenssignalerna  $\mathbf{x}(0), \dots, \mathbf{x}(n)$  och de önskvärda signalerna  $\mathbf{d}(0), \dots, \mathbf{d}(n)$  till en låg beräkningskostnad.

Den exponentiellt viktade RLS-algoritmen ges av:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(n) &= \mathbf{R}_x^{-1}(n-1)\mathbf{x}^*(n) \\ \mathbf{g}(n) &= \mathbf{z}(n)[\lambda + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{z}(n)]^{-1} \\ \alpha(n) &= d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}_{n-1} \\ \mathbf{w}_n &= \mathbf{w}_{n-1} + \mathbf{g}(n)\alpha(n) \\ \mathbf{R}_x^{-1}(n) &= \lambda^{-1}[\mathbf{R}_x^{-1}(n-1) - \mathbf{g}(n)\mathbf{z}^H(n)] \end{aligned} \tag{10}$$

Initiering:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_0 &= \mathbf{0} \\ \mathbf{R}_x^{-1}(0) &= \delta^{-1} \mathbf{I} \end{aligned}$$

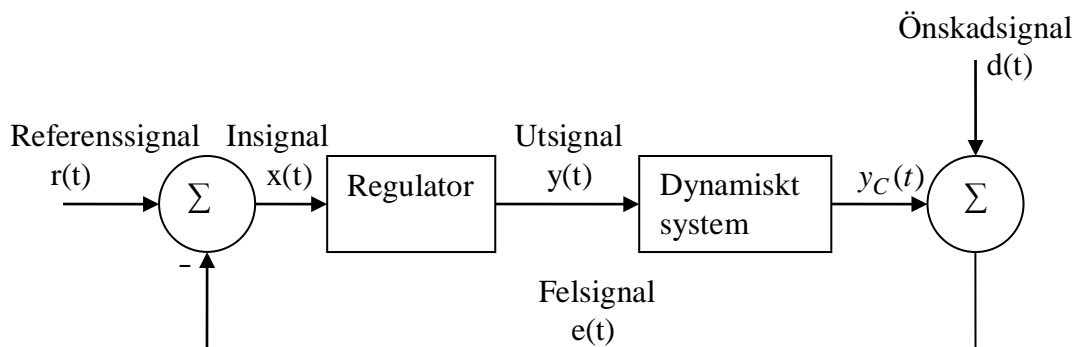
Där  $\lambda$  är en exponentiell viktningsfaktor och  $\delta$  är ett litet positivt tal,  $\delta \ll 0.01E[x^2(n)]$ .

Som alternativ släpper RLS historiken  $M$  värden bakåt. Denna i det långa loppet minneslösa algoritmen som optimerar för de  $M$  senaste tidsvärdena kallas RLS med glidande fönster, att ställa mot den traditionella RLS med växande fönster och den exponentiellt viktad RLS med exponentiellt avtagande minne. I ett signalsystem med ett samband som inte kan modelleras med FIR över längre tidsavsnitt, dvs systemet är icke-stationärt i ett FIR-avseende, kan RLS med glidande fönster med lämplig längd av minnet och den exponentiellt viktad RLS vara ett alternativ.

För en implementering av RLS med glidande fönster krävs att lämplig filterlängd  $P+1$  och minneslängd  $M$  väljs. Därefter handlar det om algoritmens numeriska stabilitet. En nyckelpunkt är algoritmens starvärden.

## 4.2 Återkopplad reglering

Vid återkopplad reglering styrs ett dynamiskt system så att dess utsignal får önskvärda egenskaper baserat på informationen i differensen mellan referenssignalen  $r(t)$  och den återkopplade felsignalen  $e(t)$ . Vanligen styrs det dynamiska systemet så att denna differens är minimal enligt någon lämplig norm. Precis som för framkopplade regulatorer baseras designen av regulatorns dynamiska egenskaper i allmänhet på information om dynamiska egenskaperna hos systemet som avses att reglera [15, 17].



Figur 2.13: Principskiss över ett system med återkopplad reglering.

### 4.2.1 PID-reglering

Den proportionella, integrerande och deriverande PID-regulatorn är välkänd och används flitigt inom industrin. Styrsignalen eller utsignalen från regulatorn bildas baserat på insignalen  $x(t)$  och motsvarar vanligen en kombination av:

- En direkt proportionell del av insignalen  $x(t)$  (P-verkan);
- En integrerande verkan på insignalen  $x(t)$  (I-verkan);
- En deriverande verkan på insignalen  $x(t)$  (D-verkan).

Varvid styrsignalen ges av [15]:

$$y(t) = K \left( x(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t x(\tau) d\tau + T_d \frac{d x(t)}{dt} \right) \quad (11)$$

Där  $K$  är regulatorns förstärkning,  $T_i$  är integraltid och  $T_d$  är derivatavid.

#### *P-verkan*

Direkt proportionell reglering ger snabbhet åt regleringen och litet fel allteftersom  $K$  kan väljas stor. Begränsningen ligger i aktuatorn/processen eller i stabilitetsproblem. Instabilitet infinner sig när regleringen ger en överkompensation som i sin tur behöver kompenseras.

#### *I-verkan*

Den integrerande regleringen åsyftar att ta bort ett statiskt fel i utsignalen genom att ge en styrning i proportion till en ackumulering av felet. I-verkan inför minskade stabilitetsmarginaler. I-verkan torde typiskt vara användbar vid regleringar där den ideala styrsignalen över tidsperioder är konstant och man kan tala om statiskt fel.

#### *D-verkan*

En deriverande verkan i styrsignalen anses vanligen medge en ökad stabilitet åt regleringen då den inför en fasavancering och därmed medger att öka krets förstärkningen högre upp i frekvens. Derivation ökar alltså också snabbheten i regleringen. Detta är dock på bekostnad av att krets förstärkningen introducerad av D-verkan ökar proportionellt mot frekvensen vilket

måste beaktas då fasförskjutning är i närheten av  $180^\circ$  hos det öppna systemet så att dess krets förstärkning är mindre än ett i detta område.

#### **4.2.2 Dimensioneringen av PID regulatorn**

Möjligen kan en metod bygga på en diskretisering av systemet och simulering i MATLAB. En annan kan vara att titta på systemet och försöka utröna på teoretisk väg vad som är bäst. I litteraturen nämns också en metod som innebär att hitta maximal konstant vid rent proportionell förstärkning och av detta sluta sig till lämpliga värden för proportionell, integral och derivata förstärkning med Ziegler-Nichols tabellariska handgrepp. Skattningen av detta maximala  $K$  skulle kräva en körning av systemet med gradvis ökande förstärkning då en exakt teoretisk modell för systemet saknas. Maximal förstärkning skulle enligt metoden avse ett kritiskt värde varefter systemet blir instabilt. Kanske en intrimning utan någon dimensioneringsmodell i praktiken visar sig vara det lämpligaste.

## 5 Inledande mätningar

För att skapa ett inledande underlag till en inledande design av ett undersökningsbord som medger 3-D-reglering av rörelsen i ryggmärgen hos ett friliggande försöksdjur i en utvald punkt utfördes ett antal mätningar av denna rörelse, i första hand i lodrät led. Mätobjektet utgjordes av en sövd råtta, friliggande på ett ordinarie undersökningsbord, och hastigheten i ryggmärgen vid en viss punkt mättes och lagrades. Samtidigt med denna mätning upptogs EKG och andnings-EMG från försöksdjuret. EKG och andnings-EMG är de elektriska signaler som är upphovet till andning och hjärtslag. Hjärtslag och andning åstadkommer en rörelse i ryggmärgen. Hjärtslag genom att ett blodkärl som löper vid ryggmärgen pulserar och andning genom att lungorna häver ryggmärgen. Upptagningar av EKG och EMG kan därför antagas innehålla information korrelerad med hjärt- och andningsrelaterad rörelse i ryggmärgen.

Också mätningar för att kunna identifiera överföringsfunktionen som råtтан och bordet står för utfördes.

### 5.1 Utrustning och experimentuppställning

För att ernå en tillförlitlig mätning användes en laservibrometer. För att lagra de olika upptagningarna användes en DAT-bandspelare. Accelerometrarna är av märket PCB och duger för signaler vars spektrum går ner till ett fåtal Hz.

Utrustningen som användes under mätningarna hade genomgått kalibrering enligt de rutiner som finns för respektive utrustning. Laservibrometern testades noggrant innan mätningen för att fastställa att den kan följa rörelser ner till DC-nivå. Tester med optisk fiber för överföring av laserljus genomfördes också. Resultatet var dock inte tillfredställande och idén om att använda fiberoptik med denna laservibrometer fick avfärdas. Laservibrometern ger tillförlitliga resultat men lägger till ett DC-brus från sina elektroniska komponenter.

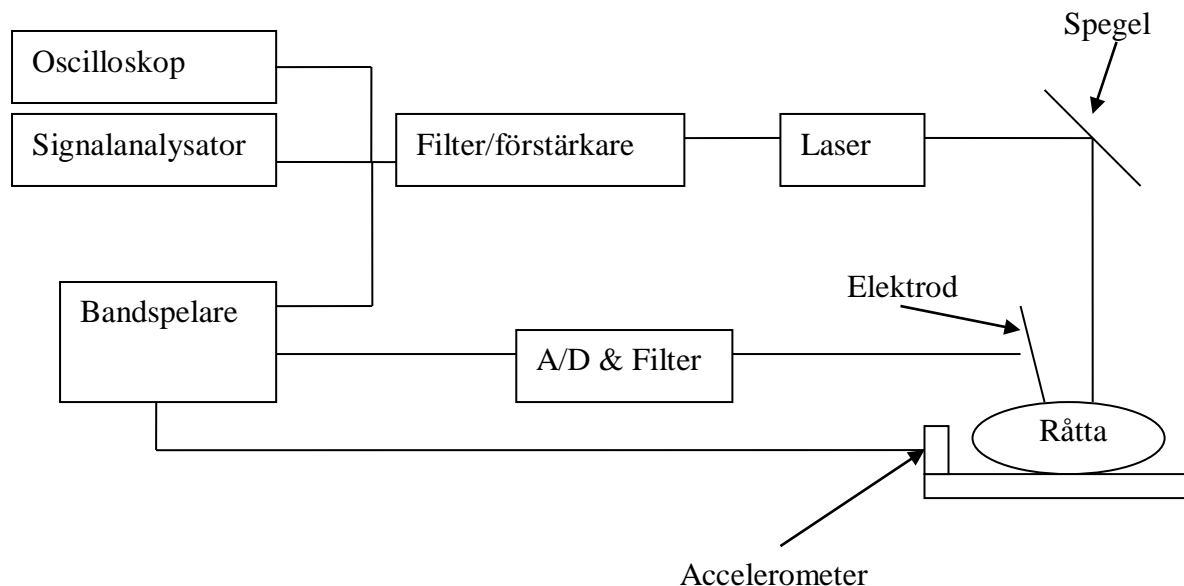
Följande utrustning användes vid mätningarna:

- VS-100 OMETRON
- SHEAR ICP ACCELEROMETER 33A32, serienummer 5022 Y-led
- SHEAR ICP ACCELEROMETER 33A32, serienummer 4691 X-led
- SHEAR ICP ACCELEROMETER 33A32, serienummer 4690 Z-led
- KEMO Dual Variable Filter VBF 10M.
- TEAC RD-200T DAT recorder.
- Hewlett Packard 54601B Oscilloscope.
- Hewlett Packard 35670A Signal Analyzer.
- Impuls hammare

DAT-bandspelarens samplingshastigheten var 400 Hz och var DC-kopplad. Till DAT-bandspelarens ingångar var kopplade enligt:

- Kanal 1: Laservibrometerutsignal;
- Kanal 2: Accelerometern för Z-led
- Kanal 3: Accelerometern för X-led
- Kanal 4: Accelerometern för Y-led
- Kanal 5: EKG – Hjärtslag
- Kanal 6: EMG – Andning

Experimentuppställningen illustreras i Figur 5.1 nedan. Som framgår gick i vågrät led och speglades ned i lodrät led för att ta samma väg tillbaka.



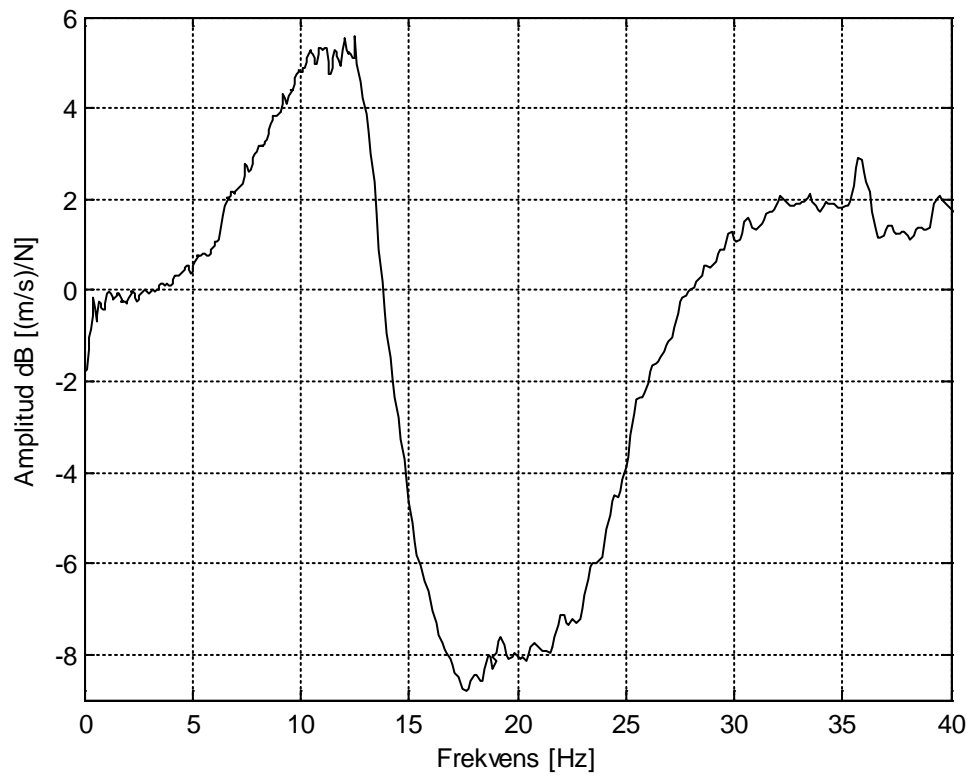
Figur 5.1: Experimentuppställning för mätning av rörelse i råtta.

För att mätningens tillförlitlighet krävdes bland annat att spegelns material inte påverkade mätningen och att eventuella rörelser i spegeln hade en försumbar inverkan. Även att reflektionen på ryggmärgen medgav tillräcklig optisk kvalitet.

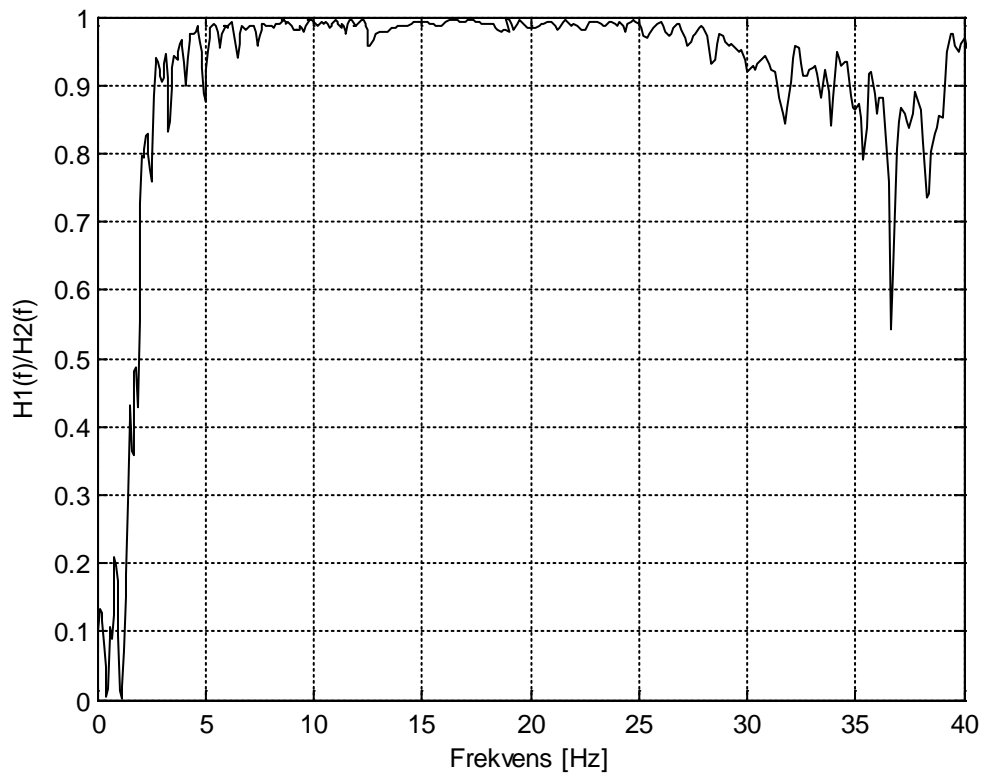
Två DAT-band spelades in:

- **Mätningar band 1;** alla mätningar på band 1 avser mätning av vilka storheter på levande råtta på mätbordet och presenteras i appendix A.
- **Mätningar band 2;** Event 1 och 2 är samma typ av mätningar som på band 1, dvs mätning på levande råtta på mätbord. Event 3 -10 avser mätningar för att kunna identifiera överföringsfunktionen som råttan och bordet står för. Råttan är död eller avlider under dessa mätningar och därför kan EKG och EMG saknas. Event 11-13 avser mätningar för att kunna identifiera överföringsfunktionen som bordet står för. Det finns ingen råtta med i dessa mätningar och presenteras i appendix B.

I och för att få en frekvenssvarfunktion (FRF) exciterades systemet med en elektrodynamisk skakare. FRF skapades på signalanalysatorn och experimentuppställning var den samma som i figur 5.1 ovan med tillägg av den elektrodynamiska skakare som aktuerade bordet som råttan låg på. Figur 5.2 nedan visar FRF för systemet med råttan och mätbordet och figur 5.3 visar motsvarande koherensfunktion



Figur 5.2: Frekvensvarsfunktion från systemet bestående av råtta och mätbord.



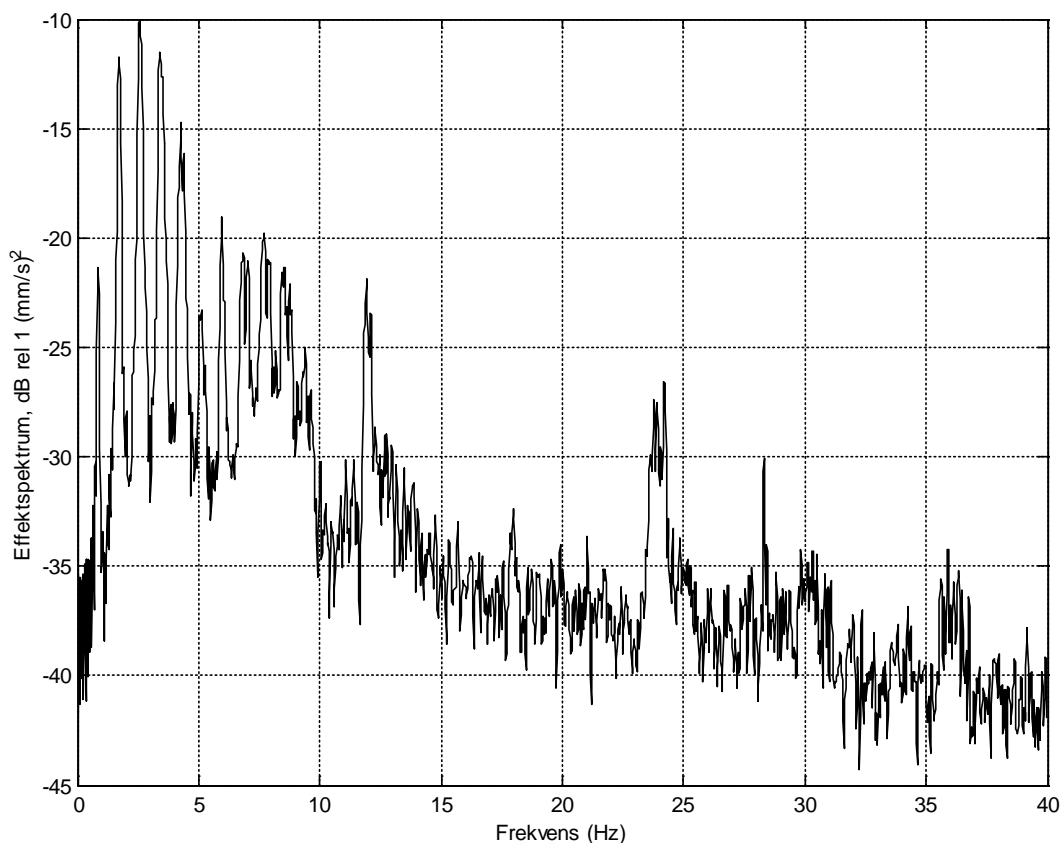
Figur 5.3: Koherens tillhörande figur 5.2, från systemet bestående av råtta och mätbord.

Som man kan se från bild 5.2 kommer systemet att svara som mest på excitation runt 10 Hz. Koherens funktionen användes för att styrka kvaliteten hos frekvenssvarsskattningen. Koherens funktionen är nära 1 från ca 5 till 30 Hz, det innebär bl. a. försumbar inverkan av störningar i mätdata och läckning i koherens- och frekvenssvarsskattningarna.

## 5.2 Resultat

Mätningarna får anses vara lyckade trots att problem uppstod. Problemen bestod bl. a. av otjänliga reflektorer, svårt att få bra EMG-signaler, fel på inspelningen av viss data, rörelser i spegeln, svårigheter med att mäta direkt i X- och Y-led.

I stället för att använda reflektorer valde man att mäta direkt på ryggmärgen. Reflektionen utan reflektor var tillräckligt god för att få bra värden. En fördel med detta var att mätningen inte påverkades av någon reflektorlast på ryggmärgen. I figur 5.4 visas en effektspektrumsskattning för ryggmärgsvertikalhastighet.



Figur 5.4: Effektspektrumsskattning för ryggmärgsvertikalhastighet skattat över 10 period,  $L=10$  medelvärden  $N=4096$ .

EMG-signaler erhöles genom att elektroder placerades i bröstmuskulaturen.

Då ryggmärgen ligger nedsänkt i råtten saknades optisk siktlinje för att mäta rakt i X- och Y-led. Mätningarna genomfördes snett uppifrån som gav en komposant i Z - led.

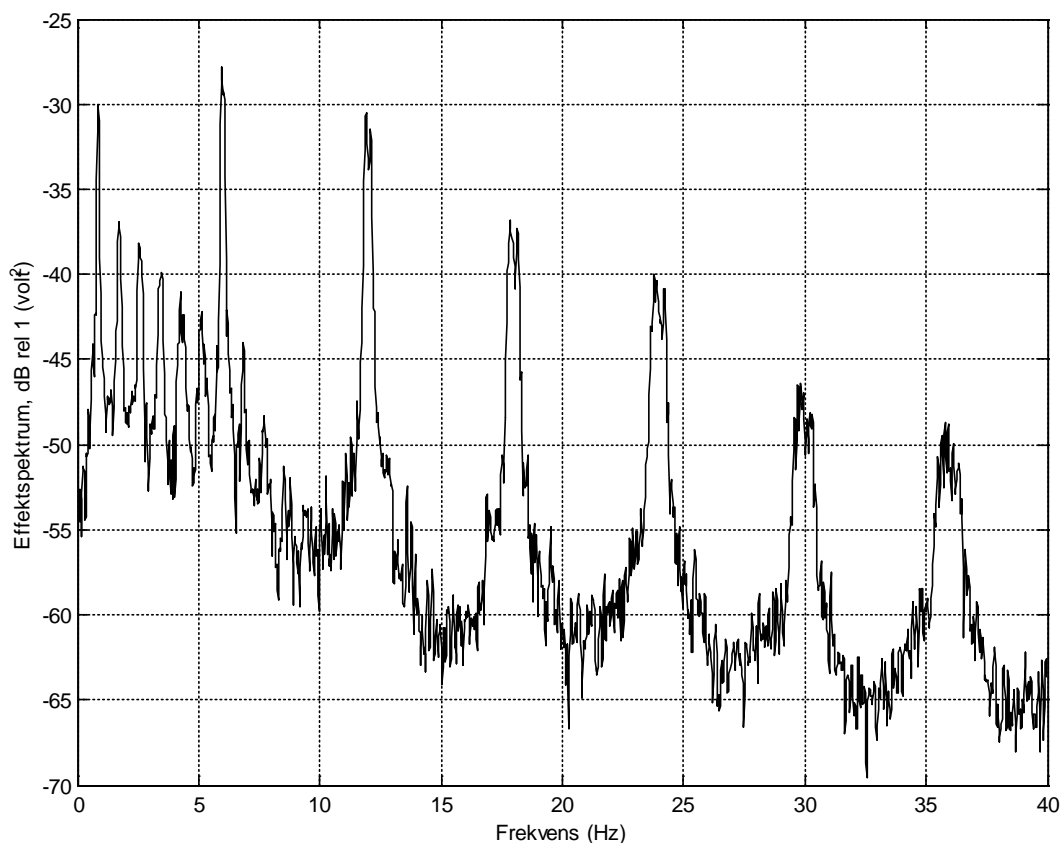


Mätningarna gav tillräckligt underlag för en utvärdering av metoder för att reglera rörelserna i ryggmärgen hos en råtta.

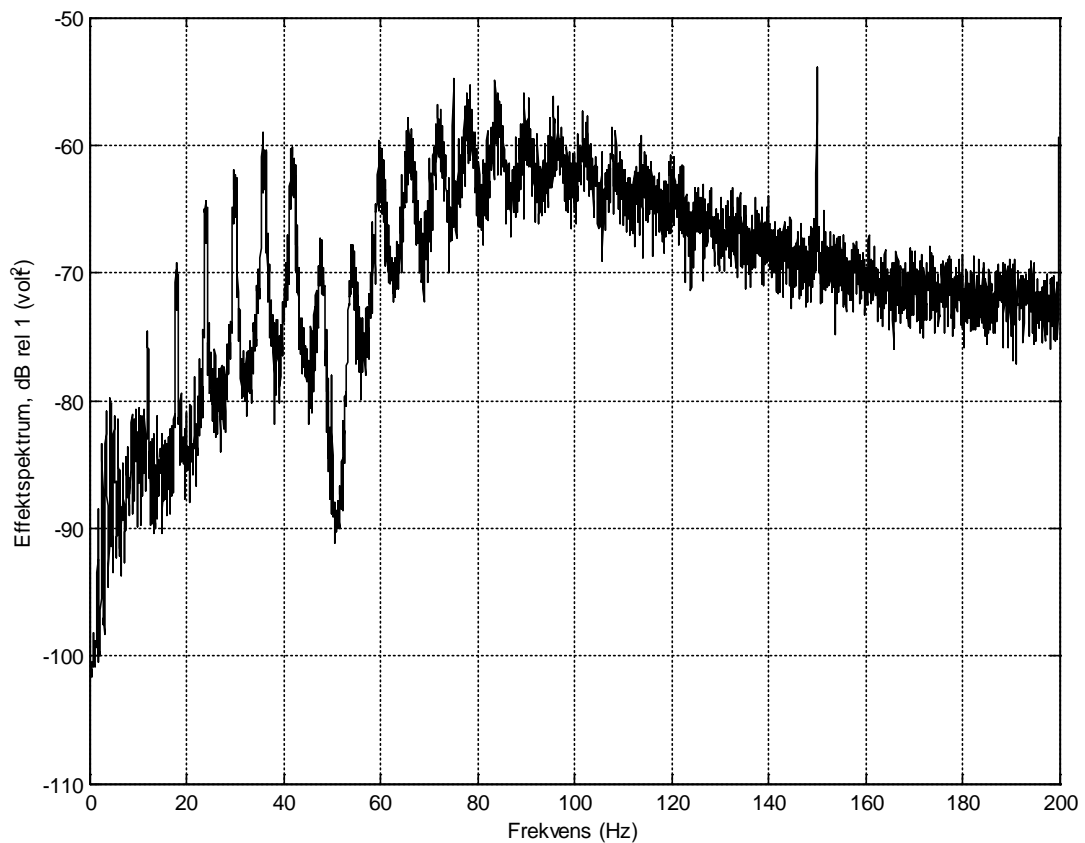
Redovisningen i appendix C av mätdata avser den första av fyra mätningar av rörelse i lodrät led. Signaler som redovisas är:

- Hastighet i ryggmärgens rörelse i lodrät led vid mätpunkten
- Förskjutning/lägesändring av ryggmärgen såsom integrerad hastighet
- EKG
- EMG med andning

Hastigheten anges i mm/sek och förskjutningen i mm. Förskjutningen är relativ och ingen ansats till att finna en absolut nollinje har gjorts. EKG och andnings-EMG är upptaget som volt i någon förstärkning. Figur 5.5 visas ett effektspektrum för EKG-signal och i figur 5.6 redovisas ett effektspektrum för EMG-signal.



Figur 5.5: Effektspektrumsskattning för EKG-signal skattat över 10 period,  $L=10$  medelvärden och  $N=4096$ .



Figur 5.6: Effektspektrumsskattning för EKG-signal skattat över 10 period,  $L=10$  medelvärden och  $N=4096$ .

### 5.3 Slutsats

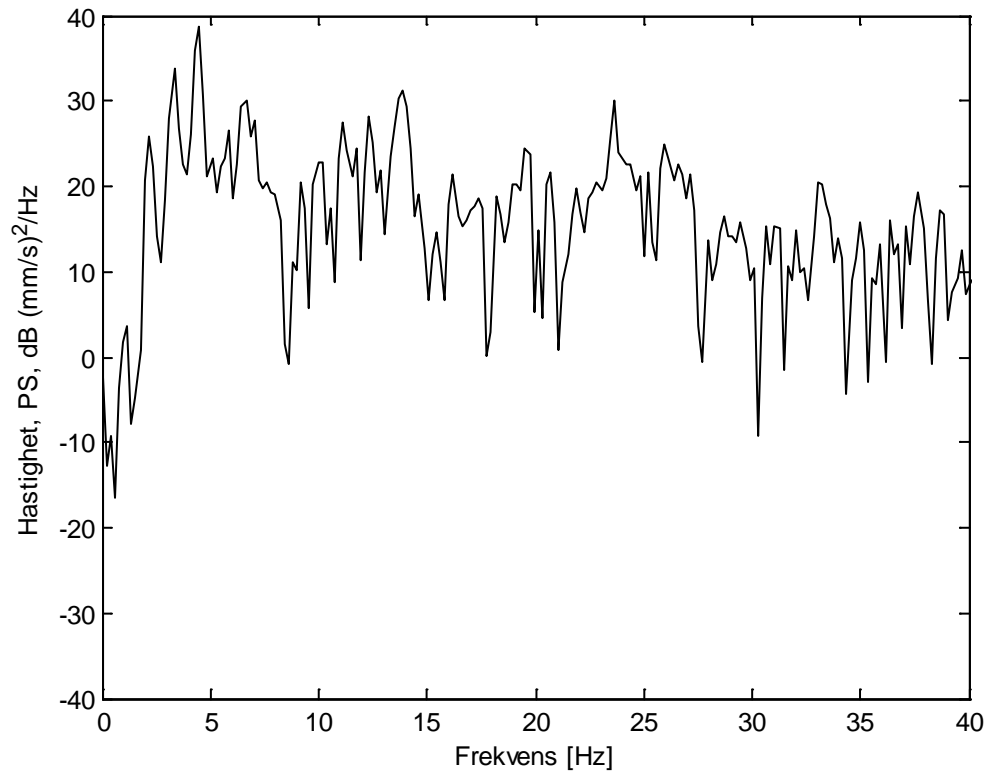
Rörelsen i ryggmärgen är väsentligen en periodisk signal.

Analysen visar på följande karakteristik för den periodiska signalen:

- Bandbredd 0 – 15 Hz.
- Slaglängd +/- 4 mm.
- Hastighet +/- 8 mm/s.
- Acceleration +/-1000 mm/s.

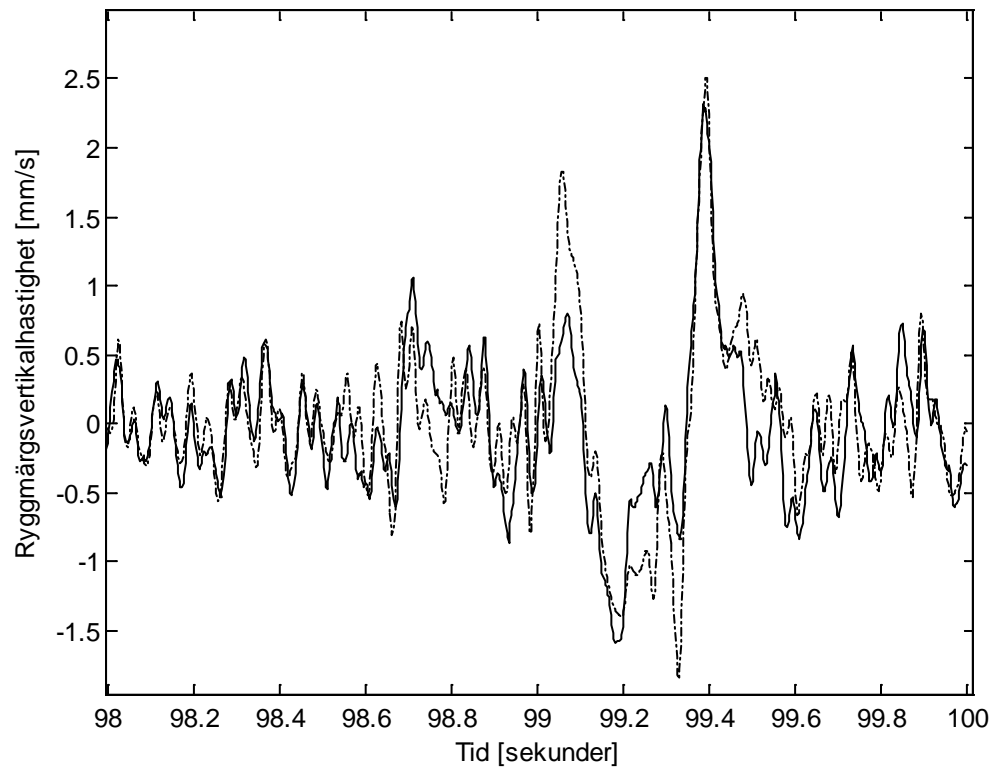
## 6 Simuleringsresultat för framkopplad reglering

### 6.1 Simulering av framkopplad reglering av ryggmärgens vertikalhastighet hos råttan baserat på LMS-algoritmen



Figur 6.1: Enkelsidigt effektspektrum för ryggmärgsvertikalhastigheten. Effektspektrum med  $N = 4096$ ,  $f_s = 400$  Hz, 50 % överlapp och Hanningfönster.

Tester av LMS för reglering av råttan med EKG som referenssignal gav följande resultat, se figur 6.2.



Figur 6.2: Ryggmärgsvertikalhastighet, den önskvärda signalen, streckad linje och skattad vertikalhastighet, heldragen linje, producerad med hjälp av LMS algoritmen baserat på EKG som referenssignalen.

Ett mått för att bedöma hur bra man har lyckats ges av kvoten  $\hat{\lambda}$  av standardavvikelsen för felsignalen då det adaptiva filtret har konvergerat och standardavvikelsen för den önskvärda signalen, denna kvot skattas enligt :

$$\hat{\lambda} = \frac{\hat{\sigma}_{e_{\min}}}{\hat{\sigma}_d} \quad (12)$$

Där

$$\hat{\sigma}_{e_{\min}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e_{\min}^2(n)}$$

Och

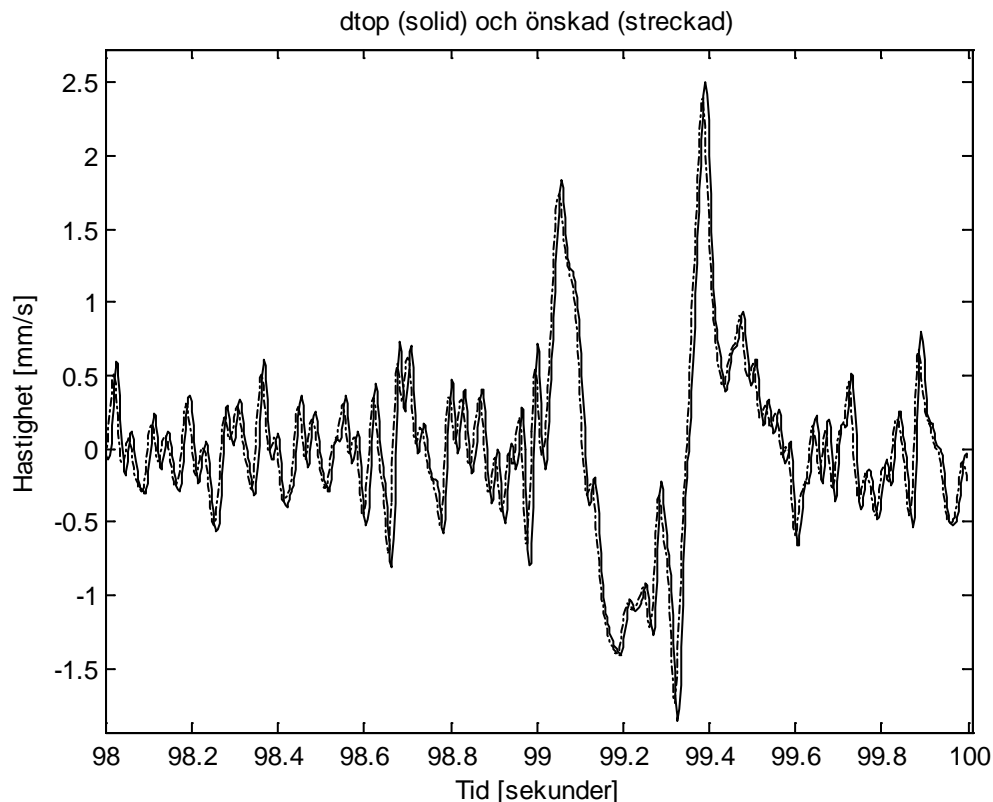
$$\hat{\sigma}_d = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d^2(n)}$$

För signalen i figur 6.2 är  $\hat{\lambda} = 0.667$ .

## 6.2 Simulering av framkopplad reglering av ryggmärgens vertikalhastighet hos råtta baserat på neuralt nätverk

### 6.2.1 Scenario som nätverket är tränat för

Om ett neuralt nätverk är tränat för en uppgift kommer det att klara det. Detta följer av att ett neuralt nätverk kan följa vilken olineär eller lineär funktion som helst. I figur 5 ser man hur ett tränat neuralt nätverk av typen back-propagation med tre lager klara av att följa insignalen på ett nästan fulländat sätt. Jämför man med resultatet från LMS är skillnaderna stora.



Figur 6.3: Ryggmärgens vertikalhastighet, den önskvärda signalen, streckad linje och skattad vertikalhastighet, heldragen linje, producerad med hjälp av neuralt nätverk baserat på EKG som referenssignalen.

Inställningarna under körningen av nätverket var:

$\lambda = 0.4$ ,  $\gamma = 0.75$ , avtagande  $\lambda$  och en avtagande momentum med startvärde 0.01.

Där:

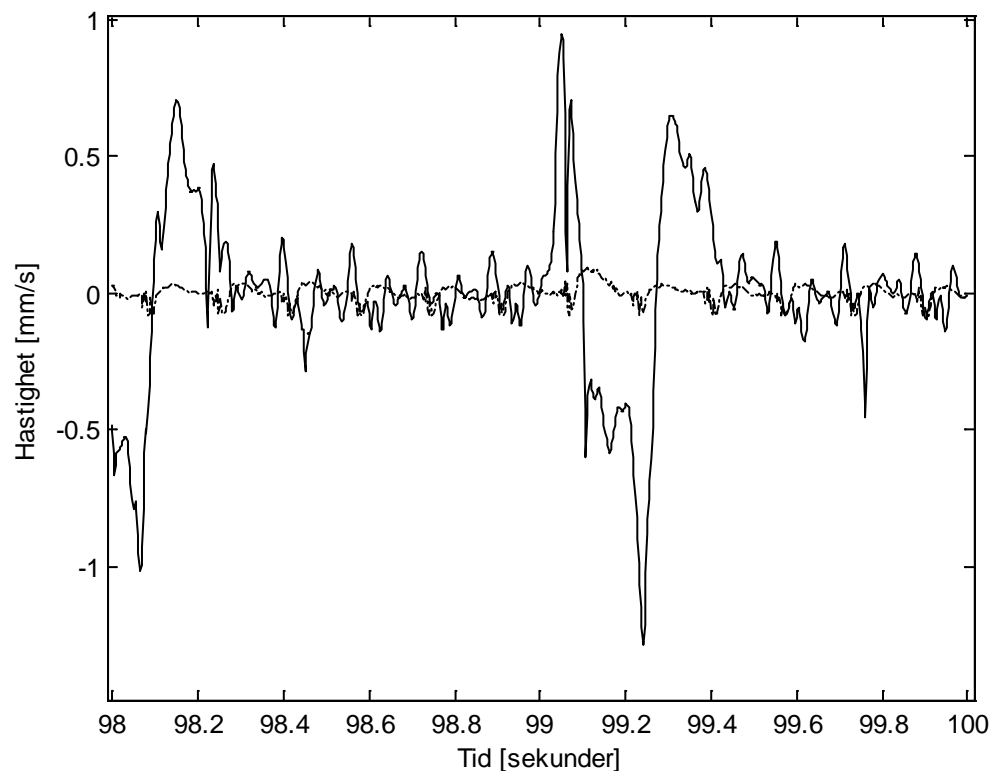
$\lambda$  är ett reellt tal och kallas för steglängden ( $\lambda \in \mathfrak{R}$ ).

$\gamma$  är ett reellt tal och kallas för slope ( $\gamma \in \mathfrak{R}$ )

För signalen i figur 6.3 är  $\hat{\lambda} = 0.31$ .

### 6.2.2 Scenario som nätverket inte är tränat för

I de fall då man inte har tränat nätverket för uppgiften som de ställs inför kommer nätverket att ge ut ett dåligt resultat. I figur 2.9 kan man se hur detta kan se ut. Samma kod har använts med samma inställningar som för scenariot för ett tränat nätverk. Resultatet visar att träningssekvenserna är väldigt viktiga för att resultatet skall vara bra.



Figur 6.4: Ryggmärgens vertikalhastighet, den önskvärda signalen, streckad linje och skattad vertikalhastighet, heldragen linje, producerad med hjälp av neuralt nätverk baserat på EKG som referenssignalen.

För signalen i figur 6.4 är  $\hat{\lambda} = 0.96$

### 6.2.3 Resultat neurala nätverk

Ett neuralt nätverk klara av att följa rörelserna från försöks råttan så länge som man känner till signalen i förväg och nätverket får tränas för uppgiften. Då nätverket utsätts för ett nytt scenario ges inte något bra resultat, i vart fall inte i denna inledande undersökning. Ett neuralt nätverk i sin vanliga tappning tränas för en uppgift och kör sedan, och kräver därför en statisk signalmodellering. I detta projekt bör man kanske snarast leta efter metoder med en pågående adaptation.

## 7 Summering av utvärderingen av inledande mätningar respektive simulering av framkopplade algoritmer

### *Aktuator*

Av aktuatorer bedöms DC-motorer vara de som det är lättast att få information om och de bedöms finnas i tillräckligt utbud och till rimligt pris. Vidare bedöms en kommersiell självreglerande styrkrets för motordrift med hastighetsreglering inte vara lämplig i ett första skede. Dels för att en sådan krets är en kostnad, dels för att en analog PID-regleringen utan mellanliggande återkoppling och sampling bör utvärderas i ett första skede.

### *Reglering*

Av de utvärderade referensbaserade metoderna gav ingen av metoderna något bra resultat i en omedelbar tillämpning. I utvärderingen har den uppmätta hastigheten ställts mot samtidigt inspelad referenssignal innehållande EKG och EMG.

Ett neuralt nätverk verkar orealistiskt med tanke på inlärningskomplexiteten. Om algoritmen tränas på en inspelning ger den ett bra resultat på samma signal. Men med en annan inspelad signal blir resultatet undermåligt.

LMS under optimala förhållanden utan framkanal och med en PC's numeriska upplösning ger en undermålig signalskattning.

En första åtgärd vid referensbaserad reglering torde vara att separera EMG och EKG från varandra och använda två separata filter.

## 8 Komponenter för reglering

### 8.1 Aktuator

Valet av typ av aktuator föll på en DC-motor som redovisats under rubrik 2.2. Men urvalet av DC-motorer är oändligt. Då utvecklingsingenjören Lars-Åke Clementz har bra erfarenhet från företagen Portscape och Maxon har deras produktkataloger studerats i någon utsträckning. Ett företag vars produktkatalog också studerats är Harmonic Drive.

I det följande redovisas en hur en prestandabedömning kan göras för en DC-motor för den tänkta tillämpningen. Redovisningen utgår från ett scenario med en DC-motor som aktuator tillsammans med en skruv för kraftens linearisering och med de dynamiska data som mätningen av ryggmärgens hastighet givit vid handen. Antagandet om en skruv som den komponenten som konverterar rotationsrörelse till förskjutningsrörelse mellan en vridande motor och bordet är i matematiska termer det att den axiella förskjutningen är i proportion till vridningen. Då stundom en excentriskt vriden cirkelplatta nämns som alternativ till en skruv, nämns här helt kort att med små utslag i denna platta så ernås ett samband mellan den axiella förskjutningen och vridningsvinkeln som väsentligen är proportionellt. I den mån ett fungerande excentersystem används bör alltså analysen vara den samma som för en skruv. Gångstigningen ersätts härvid med excentriciteten. Excentriciteten är vridningsnavets avstånd till cirkelns mittpunkt. Ju närmre mittpunkten ju lägre motsvarande gångstigning m a o.

#### 8.1.1 Mekanisk prestanda

Värden som behandlas är maximala om inget annat anges. För beräkning av maximal kraft för aktivering räknas massan som högst 1 kg för bord och objekt tillsammans.

Signal	Slaglängd +/- (mm)	Hastighet +/- (mm/s)	Acceleration +/- (mm/s <sup>2</sup> )	Kraft +/- (N)	Effekt (W)
Mätdata	0,4	8	1000	1,00	0,005
sin(5Hz)	0,4	12,6	395	0,39	0,0025
sin(5Hz)	5	157	4940	4,93	0,39
sin(10Hz)	0,4	25,1	1580	1,58	0,020
sin(10Hz)	5	314	19740	19,74	3,1

Tabell 8.1: Dynamiska värden enligt mätning.

I tabell 8.1 redovisas maximala värden enligt mätdata, uppskrivna med 10 procent. Som jämförelse visas motsvarande värden för sinusformad rörelse för ett urval av frekvenser och amplituder.

För prestandakrav på motorn beräknas först den maximala ström som behövs för att få ut den maximala erforderliga kraften. Därtill beräknas det maximala varvtalet för tillämpningen. Motorn är god nog för tillämpningen om:

- Maximal kontinuerlig ström är inom motorns arbetsområde
- Maximalt varvtal är inom motorns arbetsområde



Därtill kan ett överslag av den elektriska effekten göras för att ställas mot eventuella begränsningar i styrkretsen.

Maximal ström beräknas som den ström som krävs för att ge vridmomentet för den erforderliga maximala accelerationskraften i bordet och kraften som krävs för att upphäva gravitationen i fall av lodrät aktivering. Därtill kommer den ström som motorns inre friktion och viskösa motstånd tar ut. Den senare strömmen kan antas utifrån uppgifter om motorns strömåtgång utan belastning uppskrivet med någon faktor för att täcka ett okänt varvtalsberoende.

Strömmen för den mekaniska kraften beräknas ur fastslagen maximal lineär kraft i bordet, i detta fall 1 N, varur motsvarande maximala vridkraft ges ur sambandet mellan lineär kraft och vridkraft. Ur sambandet mellan vridkraft och ström följer sedan maximal ström erforderlig för det mekaniska arbetet.

Sambandet mellan den aktuerande lineära kraften i bordet och motsvarande vridkraft i bordet beror på den mekaniska lösningen för kraftöverföringen från motor till bord och på motorns inre tröghet. Sambandet mellan ström och motorns vridmoment är motorspecifikt och ges av:

$$T(t) = K_m i(t) \quad (13)$$

Här är  $K_m$  motorspecifikt momentkonstant mellan ström och vridmoment för motorn (Nm/A),  $i(t)$  är strömmen i ankarlindningen (A) och  $T(t)$  är motorns vridmoment (Nm).

Så när som på den för kraftöverföringen specifika översättningen av aktuerande kraft och eventuell gravitalkraft till vridmoment är prestandaberäkningarna för motorn densamma. Nedan följer närmast en utredning i fall av kraftöverföring med skruv.

### 8.1.2 Prestanda beräknat för aktivering med DC-motor och skruv

Aktiveringen sker med skruv som vrids av motorn. Skruven driver bordet i en lineär rörelse. En DC-motors begränsning ligger i första hand i strömstyrkan på grund av temperaturen. Värmeutvecklingen ges av:

$$P = R I_{rms}^2 \quad (14)$$

Där  $P$  är värmeeffekt,  $R$  är motorns resistans och  $I_{rms}$  är strömmens effektivvärde. Med inte allt för långa cykler är alltså strömbegränsningen en begränsning i kvadratroten av medelkvadratvärdet för strömmen  $i(t)$  och inte i maximal ström. Då dimensioneringen av DC-motorn avser kontinuerlig drift används kvadratroten av medelkvadratvärdet för strömmen, strömmens rms-värde (root mean square value) eller med ett annat ord dess effektivvärde, som begränsande maximal ström (den egentliga momentana maximala strömmen ligger en bra bit ovanför detta värde). Denna begränsning i ström ger en begränsning av den maximala aktiveringskraften.

Då vridmomentet är i proportion mot strömmen kan vi på samma vis som för ström tala om en begränsning i vridmomentets rms-värde om en större noggrannhet önskas.

Den andra begränsningen ligger i varvtalet som med hänsyn till skruvens gängstigning ger en gräns för den maximala hastigheten hos den lineära rörelsen.

Datablad för DC-motorer presenterar en begränsning i termer av mekanisk effekt i sina diagram, där maximal ström i varierande mån beror av varvtalet. Detta beroende kan i de flesta fall bortses från och ersättas med ovan nämnda begränsning i maximal ström och maximalt varvtal. Endast då diagrammen uppvisar stora skillnader i den maximala varvtalsberoende strömmen bör denna information beaktas. Men då den mekaniska effekten är ena posten i den sammanlagda effekten är den av betydelse för den drivande kretsens begränsning i effekt.

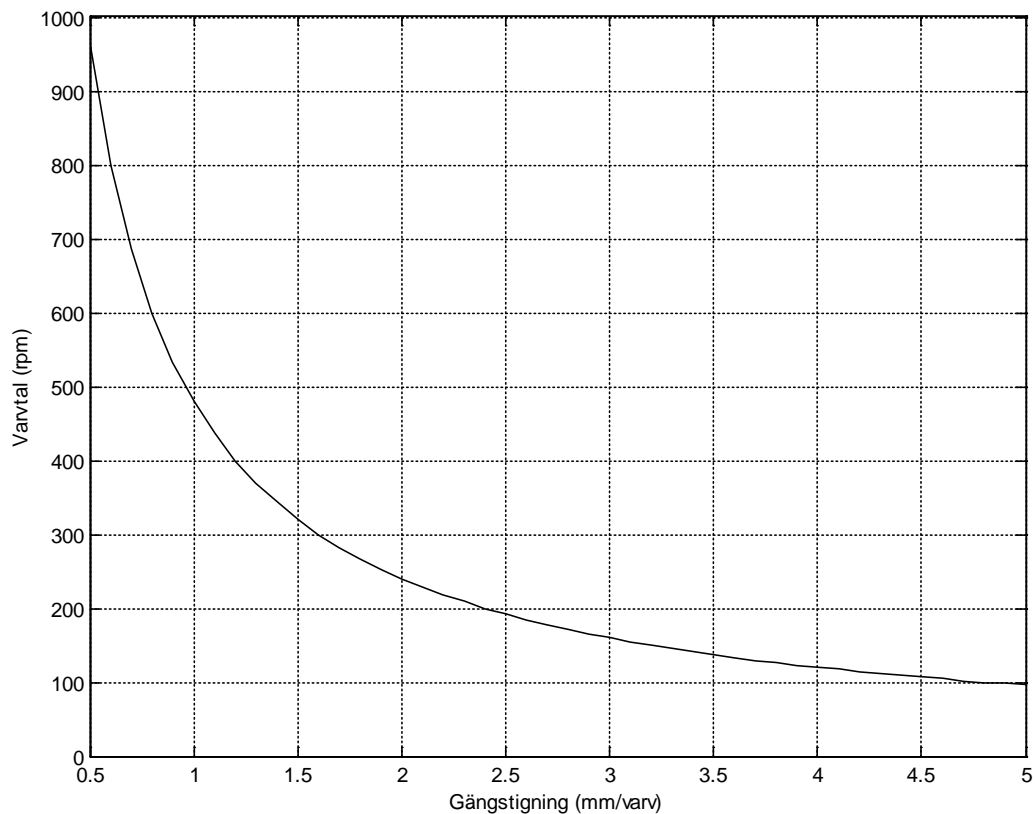
### *Varvtal*

Den roterande hastigheten, vinkelhastigheten hos skruven beräknas ur gängstigningen som:

$$\Theta'(t) = \frac{v(t)}{L} \quad (15)$$

Där  $\Theta'(t)$  är vinkelhastigheten (radian/s),  $v(t)$  är hastigheten i skruvens axiella led (m/s) och  $L$  är gängstigning (m/radian).

Ett utdrag av varvtalets variation som funktion av gängstigningen för en given axiell hastighet visas i figur 8.1.



Figur 8.1: Varvtalets variation med gängstigning för den axiella hastigheten 8 mm/s.

### ***Vridmoment***

Det sammanlagda/totala vridmoment som krävs av motorn,  $T_{tot}(t)$ , är summan av motorns inre motkraft som tillskrivs friktion  $T_f(t)$ , ett av gravitationen genererat vridmoment  $T_g(t)$  (som är en konvertering till vridmoment av den vertikalt verkande gravitationen), samt det effektiva vridmomentet  $T(t)$ , d.v.s.:

$$T_{tot}(t) = T(t) + T_g(t) + T_f(t) \quad (16)$$

motsvarande accelerationsekvationen:

$$J_{tot} \Theta''(t) = T(t) = T_{tot}(t) - T_g(t) - T_f(t) \quad (17)$$

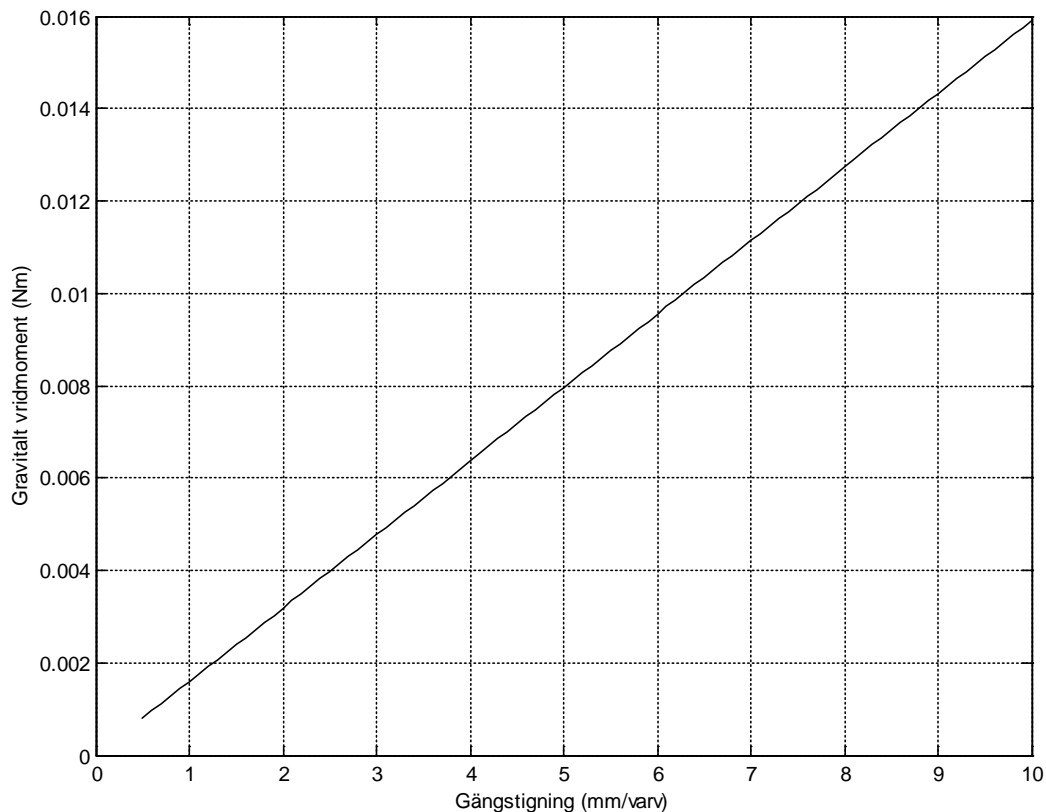
### **Gravitation omsatt i vridmoment**

Gravitation räknat på massan  $M$  (kg) omsätts till ett vridmoment enligt:

$$T_g(t) = 10M L \quad (18)$$

Där  $M$  är massan i kg och  $L$  gängstigningen i m/rad och med tyngdaccelerationen approximerad till  $10 \text{ m/s}^2$ .

Exempel på gravitationsinducerat vridmoment som funktion av gängstigning:



Figur 8.2: En konstant gravitationskraft  $F_g(t) = 10 \text{ N}$  omsatt i vridmoment som funktion av gängstigning.

### Motorfriktion

Med antagandet att friktionskraften i motorn ej beror av vinkelhastigheten hos ankaret kan följande samband för motorns inre friktionsmoment tecknas:

$$T_f = K_m I_{tom} \quad (19)$$

Här är  $K_m$  en motorspecifik momentkonstant mellan ström och vridmoment för motorn (Nm/A) och  $I_{tom}$  är strömmen i ankarlindningen vid obelastad motor (A). I själva verket finns det även en viskös del som genererar förlustkrafter i motorn och därmed kan det vara lämpligt att utöka ekvation 17 till att även omfatta den viskösa delen.

## Effektivt vridmoment

Effektivt vridmoment beräknas för den lineära kraft som krävs för att driva bordet med en given maximal acceleration. Omvandling av denna lineära kraft till ett vridmoment beror av gängstigning och tröghet i skruv och motor enligt följande:

$$T_{eff} = \frac{(J + M L^2) F}{M L} \quad (20)$$

Här är  $T_{eff}$  effektivt vridmoment (Nm),  $M$  massan som aktueras (kg),  $J$  tröghet i motor och skruv ( $\text{kg m}^2$ ),  $L$  gängstigning (m/radian) och  $F$  lineär kraft (N).

Effektivt vridmoment behöver kompenseras för friktion i skruven och gravitationsinducerat vridmoment, men dessa hänsyn utelämnas här.

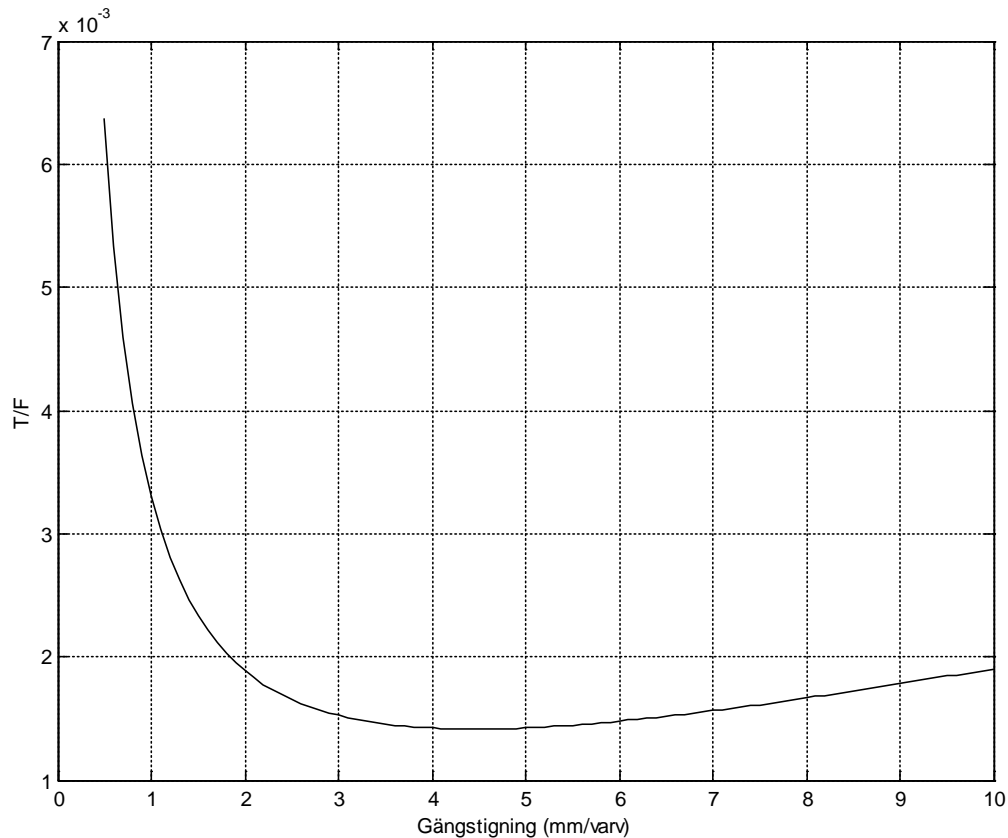
Minimalt effektivt vridmoment för en given lineär kraft och tröghet ges vid en optimal gängstigning:

$$L_{opt} = \sqrt{\frac{J}{M}} \quad (21)$$

Förhållandet mellan effektivt vridmoment och lineärkraft vid denna optimala gängstigning är:

$$\frac{T_{eff}}{F} = 2\sqrt{\frac{J}{M}} \quad (22)$$

Ett exempel på variationen av  $T_{eff} / F$  som funktion av gängstigningen ges i figur (8.3):



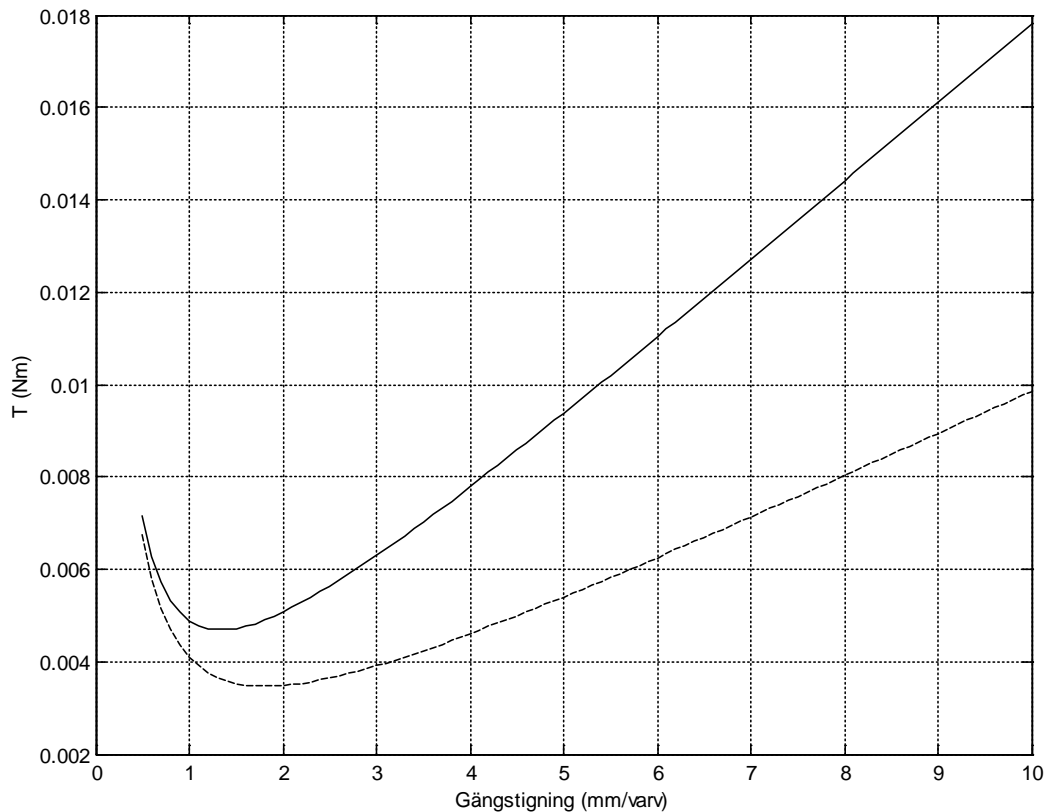
Figur 8.3: Effektivt vridmoment i förhållande till lineär kraft.  $J = 5 \cdot 10^7 \text{ Nm}^2$ .  $M = 1 \text{ kg}$ .

För beräkning av det maximalt erforderliga vridmomentet för att driva bordet med en given maximal acceleration i lodrät riktning ingår dock även gravitationskraften som verkar med ett vridmoment som är beroende av gängstigningen. Optimal gängstigning med hänsyn till denna ges av:

$$L_{opt} = \sqrt{\frac{J}{M}} \sqrt{\frac{F}{F + F_g}} \quad (23)$$

Här är  $F_g$  gravitationskraften som verkar på bordet. En förskjutning av den optimala

gångstigningen ges alltså med en faktor  $\left(\frac{F}{F + F_g}\right)^{1/2}$ . Exempel på gravitationens inverkan på  $T_{eff} / F$  som funktion av gängstigningen ges i figur (8.4):



Figur 8.4: Gravitationens inverkan på den optimala gängstigningen. Heldragen linje:  $F = 1 \text{ N}$ ,  $F_{\text{grav}} = 10 \text{ N}$ . Streckad linje:  $F = 1 \text{ N}$ ,  $F_{\text{grav}} = 5 \text{ N}$ . Beteckningar enligt ovan. Tröghet och massa som i föregående figur.

Ovanstående figur 8.4 ger en antydning om gravitationens inverkan på optimal gängstigning.

### Inverkan av växellåda

En växellåda ökar motorns vridmoment. Den ökar också motorns tröghet och begränsar den maximala hastigheten i proportion till utväxlingen. Är lasten under en viss gräns blir växellådan en försämring av prestanda. Ett slående exempel är Harmonic Drives DC-motorer som alla är försedda med en inbyggd växellåda och vars vridmoment är många gånger större än maxons motorer. Men beräkningar visar att för tillämpningen är dessa motorer ett sämre val. Trögheten i det som skall aktueras är av stor betydelse för valet mellan svag motor med låg inre tröghet och stark motor med hög inre tröghet.

### Effekt

Effekten över motorns poler är summan av den mekaniskt arbetande effekten och den som tas ut över motorns resistans:

$$P = P_R + P_{mek} = I^2 R + T_{tot} \Theta'(t) \quad (24)$$

Uttryckt helt i ström och spänning:

$$P = I^2 R + K_m I \Theta'(t) \quad (25)$$

Här är  $R$  motorns resistans (Ohm),  $I$  DC-ström genom motorn (A),

$K_m$  konverteringsfaktorn mellan ström och vridmoment för motorn (Nm/A), och  $\Theta'(t)$  ankarets vinkelhastighet (rad/s).

Ovanstående formel är en absolut övre gräns som skattning av effekten om maximala värden på varvtal och ström används. Om en skattning av den maximala lineära effekten finns för den tänkta aktueringen kan en mera nogräknad skattning göras genom att den lineära effekten plockas ut ur den sammanlagda mekaniska effekten. Den mekaniska effekten delar upp sig på egentlig mekanisk effekt och belastningseffekt enligt:

$$P_{mek} = P_{eff} + P_{last} = T_{eff} \Theta'(t) + T_{last} \Theta'(t) \quad (26)$$

$T_{eff}$  egentligt vridmoment

$T_{last}$  summan av friktions- och gravitationsinducerat moment.

Den momentana effekten i arbetet på den lineärt aktuerade massan ges av:

$$P_{lin} = Fv \quad (27)$$

Där  $v$  är den vertikala hastigheten hos massan. Uttryckt i effektivt vridmoment och vinkelhastighet blir det:

$$P_{eff} = T_{eff} \Theta'(t) = \frac{(J + M L^2) Fv}{M L^2} \quad (28)$$

En formel för omvandling från linjär effekt till roterande effekt blir således:

$$P_{eff} = \frac{(J + M L^2) P_{lin}}{M L^2} \quad (29)$$

Den belastande effekten kan skattas med summan av friktions- och gravitationsrelaterad ström gånger spänningen för det maximala varvtalet:

$$P_{last} = (I_g + I_f) K_m \Theta'_{max}(t) \quad (30)$$

Summan av dessa uttryck tillsammans med effekten över resistorn blir den alternativa skattningen.



## Beräkningsexempel för ett urval av motorer

I vad som följer är det tänkt att i siffror visa på en prestandabedömning omsatt i verklighet, samt hur lämpligheten kan variera för olika motorer beroende på deras egenskaper. Detta snarare än att antyda vad som är en tjänlig motor i projektet.

Beräkningsexemplen är grundade på följande urval av motorer taget ur maxons produktkatalog:

Motor	$T_{max}$ (Nm $10^{-3}$ )	$J$ (kgm <sup>2</sup> $10^{-7}$ )	$I_{max}$ (A)	$R$ (Ohm)	$I_f$ (A)	Varvtal	$K_m$ vridkonstant (Nm/A $10^{-3}$ )
1	13,32	5,57	0,865	5,26	0,042	9500	15,4
2	20,46	32,2	2,17	0,701	0,278	6600	9,43
3	30,13	24,7	0,262	71,3	0,022	6600	115

Tabell 8.2: Exempel på motoregenskaper ur maxons produktserie.

$T_{max}$  - maximalt kontinuerligt vridmoment

$J$  - tröghet

$I_{max}$  - strömstyrka för angivet maximalt kontinuerligt vridmoment

$R$  - resistans i motorn

$I_f$  - strömåtgång vid obelastad körning

### Beräkning av prestandakrav

Som exempelskruv väljer vi en 70 mm lång stålskruv med radien 2,5 mm. Trögheten blir  $0,31 \cdot 10^{-7}$  kgm<sup>2</sup>. Gängstigningen låter vi variera något nedan. Som maximal erforderlig linjär kraft väljer vi 1 N i enlighet tabellen för uppmätta värden.

### 1 Erforderlig ström

Totalt erforderligt vridmoment ger total erforderlig ström:

$$T_{tot} = T_{eff} + T_g + T_f \quad (31)$$

$T_{eff}$ ,  $T_g$  beräknas enligt formlerna ovan och  $T_f = I_f K_m$  samt totalströmmen ges av vridmomentens motsvarande strömvärden:

$$I_{tot} = I_{eff} + I_g + I_f = \frac{T_{eff} + T_g + T_f}{K_m} \quad (32)$$

De beräknade värdena för motor 1 – 3 enligt tabell 8.2 ovan blir:

Motor	Gångstigning (mm/varv)	$I_{eff}$ (A)	$I_g$ (A)	$I_f$ (A)	$I_{tot}$ (A)	$I_{tot}/I_{max}$ (%)
1	0,5	0,485	0,052	0,042	0,579	67
1	1	0,250	0,103	0,042	0,396	46
1	2	0,141	0,207	0,042	0,390	45
1	3	0,111	0,310	0,042	0,463	54
1	4	0,101	0,413	0,042	0,557	64

Tabell 8.3 Beräknade strömvärden för motor 1.

Motor	Gångstigning (mm/varv)	$I_{eff}$ (A)	$I_g$ (A)	$I_f$ (A)	$I_{tot}$ (A)	$I_{tot}/I_{max}$ (%)
2	0,5	4,339	0,084	0,278	4,702	217
2	1	2,182	0,169	0,278	2,629	121
2	2	1,116	0,338	0,278	1,732	80
2	3	0,772	0,506	0,278	1,557	72
2	4	0,609	0,675	0,278	1,562	72

Tabell 8.4 Beräknade strömvärden för motor 2.

Motor	Gångstigning (mm/varv)	$I_{eff}$ (A)	$I_g$ (A)	$I_f$ (A)	$I_{tot}$ (A)	$I_{tot}/I_{max}$ (%)
3	0,5	0,274	0,007	0,022	0,303	116
3	1	0,138	0,014	0,022	0,174	66
3	2	0,071	0,028	0,022	0,121	46
3	3	0,050	0,042	0,022	0,113	43
3	4	0,040	0,055	0,022	0,117	45

Tabell 8.5 Beräknade strömvärden för motor 3.

## 2 Varvtal

Av figur 8.1 framgår att varvtalet inte överstiger motorernas maximala varvtal.

## 3 Effekt

Den sammanlagda effekten skattas med ovan givna formel med totalströmmen, resistansvärdet, vridkonstanten och varvtalet, med beräknad totalström redovisad i tabellerna 8.2 – 8.5:

Motor	Gångstigning (mm/rad)	$P_R$ (W)	$P_{mek}$ (W)	$P_{tot}$ (W)
1	0,5	1,765	0,897	2,662
1	1	0,825	0,307	1,132
1	2	0,799	0,151	0,950
1	3	1,130	0,120	1,249
1	4	1,633	0,108	1,740

Tabell 8.6 Beräknade effektvärden för motor 1.

Motor	Gångstigning (mm/rad)	$P_R$ (W)	$P_{mek}$ (W)	$P_{tot}$ (W)
2	0,5	15,497	4,457	19,954
2	1	4,846	1,246	6,092
2	2	2,103	0,410	2,513
2	3	1,699	0,246	1,945
2	4	1,710	0,185	1,895

Tabell 8.7 Beräknade effektvärden för motor 2.

Motor	Gångstigning (mm/rad)	$P_R$ (W)	$P_{mek}$ (W)	$P_{tot}$ (W)
3	0,5	6,543	3,502	10,045
3	1	2,156	1,005	3,161
3	2	1,040	0,349	1,389
3	3	0,914	0,218	1,132
3	4	0,977	0,169	1,146

Tabell 8.8 Beräknade effektvärden för motor 3.

## 9 Reglering

### 9.1 Systemet som avses att reglera

Vid försöken är försöksdjuren placerade på ett så kallat undersökningsbord på vilket djuret är fastspänt. Den föreslagna lösningen avser utveckling av ett undersökningsbord som kan generera styrbara vibrationer i tre ortogonala förskjutningsriktningar och som medger 3-D reglering av rörelsen i ryggmärgen i en utvald punkt. En approximativ principskiss av hur detta system skulle kunna se ut kan ses i figur 1.1.

Storheten som skall regleras är hastighet eller position, målet är att objektet, d.v.s. en utvald punkt på ryggmärgen hos en råtta, skall stå ”still”. Hastighet är tidsderivatan av position. I denna stund är den tänkta givaren en hastighetsmätande laser. Genom att hålla sig till hastighet som storhet krävs inte en integration till position av signalen från den hastighetsmätande givaren. I vad som följer har därför antagits att den *lämpligaste reglerstorheten är hastighet*.

Objektets egen position kan antas sakna en drift över tiden, d.v.s. objektet håller sig inom ett område. En reglering kan tillskjuta en drift över tiden genom att styrsignalen innehåller en DC-komponent. En smärre glidning kan vara inom toleransområdet så länge drifthastigheten är låg och sträckan som driften genererar är försumbar. Det handlar alltså om två problem i fråga om driften. Om driftens hastighet är tillräckligt låg utgör den inte någon störning av forskarnas experiment. Men även en omärklig drift ger med tiden en sträcka som hamnar utom ett lämpligt område för aktuatoren, varvid inses att ett andra problem är att hålla objektet inom ett lämpligt arbetsområde. En regulatorkonstruktion måste alltså medgiva en undertryckning av driften till en nivå då den kan anses omärklig för forskarna samt därtill även medgiva en omhändertagning av en positionell urartning som av nöd inträffar då driften inte är noll. Och noll kommer den aldrig att vara.

En totalreglering av hastighet är naturligtvis en totalreglering av position i denna tillämpning, då positionen inte har någon absolut tolkning. Mätpunkten skall vid ideal reglering ligga stilla, men i ett läge som är ovidkommande.

Med denna reglertekniska infallsvinkel är framkanalen att betrakta som överföringen mellan aktuatorns insignal och objektets tillförda hastighet.

Systemet som avses att reglera, framkanalen, utgörs sammantaget av en DC-motor, ett okänt mekaniskt system motsvarande ett bord med en fastspänd råtta. Nedan antas att DC-motorn är ankarstyrd, d.v.s. vi har ett beständigt magnetfält och en styrande spänning/ström i ankarlindningen. Ankarlindningen avser den spole som roterar och som därmed vrider den skruv som i sin tur konverterar det vridande momentet till en endimensionell kraft som verkar på bordet.

Principiellt är denna framkanal enkel enligt tidigare utredning om man bara tar fasta på strömstyrkan som proportionell mot det vridmoment som motorn genererar. Försvårande omständigheter i beskrivningen av framkanalen är:

- Verkan mot och med gravitation

- Visköst motstånd i motorn, d v s en motkraft i proportion mot vinkelhastigheten i ankarlindningen
- Friktionskraft i motor och i konverteringen av roterande rörelse till endimensionell förskjutningsrörelse (t.ex. skruv)

## 9.2 Elektromekaniska samband för motor - vridmoment – linearisering med skruv

Ekvationen för vridande mekanik ges av [11]:

$$T(t) = J_{tot} \Theta''(t) \quad (33)$$

Där  $T(t)$  är motorns vridmoment (Nm),  $J_{tot}$  är det sammanlagda tröghetsmomentet med avseende på motorns rotationsaxel i motor, skruv och bord ( $\text{kgm}^2$ ) och  $\Theta''(t)$  är vinkelaccelerationen ( $\text{rad/s}^2$ ), d.v.s. andraderivat av vinkelsträckan  $\Theta(t)$ .

Motorns ankare, skruv och bord ger tillsammans upphov till det tröghetsmoment som motorns vridmoment skall accelerera. Det sammanlagda tröghetsmomentet,  $J_{tot}$ , med avseende på motorns rotationsaxel blir:

$$J_{tot} = J_m + J_s + J_b \quad (34)$$

Där  $J_m$  är motorns tröghetsmoment,  $J_s$  är tröghetsmomentet som skruven bidrar med och  $J_b$  är tröghetsmomentet som bordet genererar.

Beräkningsformler för tröghet:

$J_m$  = se appendix

$$J_s = \frac{M_s * R_s^2}{2} \quad (35)$$

$$J_b = M_b * L^2$$

Där  $M_s$  är massan i skruven (kg),  $R_s$  är skruvens radie (m),  $M_b$  är massan i bordet + massan i rättan (kg) och  $L$  är stigningen i skruven per radian (m/rad).

DC-motorns vridmoment är proportionell mot strömmen i ankarlindningen [10]:

$$T(t) = K_m i(t) \quad (36)$$

Här är  $K_m$  konverteringsfaktorn mellan ström och vridmoment för motorn (Nm/A),  $i(t)$  är strömmen i ankarlindningen (A). Med ekvation 7 insatt i ekvation 4 för vridande mekanik fås sambandet mellan vinkel acceleration hos motorns ankare och strömstyrkan i ankarlindningen enligt:

$$K_m i(t) = J_{tot} \Theta''(t) \quad (37)$$

Inkluderas även gravitation, motorns viskösa rotationsmotstånd och friktionsmotstånd samt friktionen i mekanismen som konverterar rotationsrörelse till en förskjutningsrörelse i momentekvationen för motorn erhålls:

$$J_{tot} \Theta''(t) + B \Theta'(t) = K_m i(t) - T_{fg}(t) \quad (38)$$

Här är  $B \Theta'(t)$  vridmomentet som genereras av motorns viskösa rotationsmotstånd och vridmomentet  $T_{fg}(t)$  sammanfattar motorns friktionsmotstånd, friktionen i mekanismen som konverterar rotationsrörelse till translationsrörelse och eventuell gravitationsinverkan.

Om  $L$  är induktansen i ankarlindningen,  $R$  resistans i ankarlindningen,  $v_{ems}(t)$  den elektromotoriska spänningen och  $v(t)$  spänningen över motorn då gäller att [12]:

$$L i'(t) + R i(t) = v(t) - v_{ems}(t) \quad (39)$$

Vidare så ges den elektromotoriska spänningen av [12]:

$$v_{ems}(t) = K_m \Theta'(t) \quad (40)$$

Som insatt i ekvation 37 ger följande samband mellan ankarströmmen, spänningen över motorn och ankarets vinkelhastighet:

$$L i'(t) + R i(t) = v(t) - K_m \Theta'(t) \quad (41)$$

Laplaceformen av ekvation 39 ger ett samband mellan vinkelhastighet och ström samt det friktions- och gravitationsinducerade momentet:

$$\Theta'(s) = \frac{K_m i(s) - T_{fg}(s)}{J_{tot} s + B}, \quad \Theta(s) = \frac{\Theta'(s)}{s} \quad (42)$$

och Laplaceformen av ekvation 40 ger ett samband mellan ankarström och spänning samt vinkelhastighet enligt:

$$i(s) = \frac{v(s) - K_m \Theta'(s)}{Ls + R} \quad (43)$$

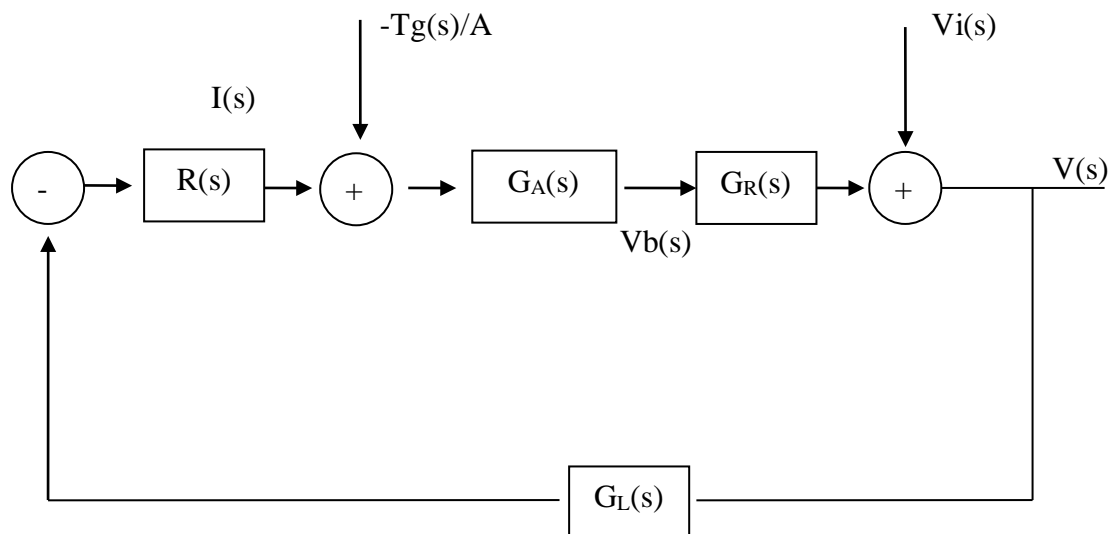
som insatt i ekvation 40 ger:

$$\Theta'(s) = \frac{K_m v(s) - (Ls + R)T_{fg}(s)}{(Ls + R)(J_{tot} s + B) + K_m^2} \quad (44)$$

Av ekvationerna 40 och 42 framgår att det är en *stor fördel att kunna betrakta systemet som drivet av ström*. Regleringen skulle då gå via en strömregulator.

### 9.3 Reglersystem

I figur 9.1 nedan presenteras ett blockdiagram av reglersystemet med regulator, aktuator, samt bord och rätta.



Figur 9.1: Blockdiagram av reglersystemet

Förklaringar till notationen i bilden ovan:

$V(s)$  - hastigheten i mätpunkten.

$V_i(s)$  - hastighet i mörgen såsom den mäts då ingen aktivering sker.

$V_b(s)$  - bordets hastighet.

$I(s)$  - ström till aktuerande system.

$T_g(s)$  - gravitationsgenererat vridmoment. Referensriktningen är den motsatta mot motorns kraft.

$R(s)$  - regulatorns överföringsfunktion.

$G_A(s)$  - det aktuerande systemets överföringsfunktion. DC-motor + inre tröghet.

$G_R(s)$  - Råttans inre system sett som överföringen till mätpunktens hastighet från det motoraktuerade bordets hastighet.

$G_L(s)$  - laservibrometers överföringsfunktion .

Den reglerande logiken är en PID-ansats:

$$R(s) = K \left( 1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (45)$$

Där  $K$  är regulatorns förstärkning,  $T_i$  är integraltid och  $T_d$  är derivatetid. Regulatorn består av tre delar, *P-del*, *I-del* och *D-del*, som beskrivits i tidigare avsnitt 4:2 och dessa kan valfritt kopplas in och ur. Insignalen till  $R(s)$  är spänning från givaren  $G_L(s)$ . En strömregulator får föreställas inbyggd i  $R(s)$  som utför en omvandling från spänning till ström med bibehållet signalvärde. För att inte överskrida maximal ström måste någon form av strömbegränsande krets tillskjutas mellan  $R(s)$  och  $G_A(s)$  vid analog reglering. Det aktuerande systemet beskrivs av överföringen mellan strömmen till motorn och bordets hastighet. Denna överföring är kvoten mellan hastighetens och strömmens Laplacetransformer, där hastighetens som funktion av strömmen i Laplacedomänen erhålls genom att multiplicera sambandet mellan motorankarets vinkelhastighet och strömmen genom motorn, ekvation 40, med gängstigningen  $L$ . Försummas inverkan av det gravitationsintroducerade momentet i överföringsfunktionen för det aktuerande systemet erhålls följande approximation av det aktuerande systemets överföringsfunktion:

$$G_A(s) = \frac{LK_m}{J_{tot}s + B} \quad (46)$$

Den gravvitala kraften är aktuell endast i den lodräta aktueringen och ger ett motsvarande vridmoment  $T_g(s)$  proportionellt till gravitationen vid aktivering uppåt, och ett positivt moment i verkan nedåt. Friktion i systemet kan tänkas hålla uppe objektet i ett stillastående tillstånd, men i rörelse uppåt kommer motorns kraft att behöva bära bordets tyngd i någon utsträckning och i rörelse nedåt hjälper gravitationen till. Strömmens arbetspunkt ligger därför sammantaget förskjutet från noll. Det är av vikt att den gravvitala störningen inte ger ett asymptotiskt fel vid proportionell reglering som motsvarar en drift nedåt över tiden.

En friktionskraft kan inte hur som helst skrivas in i systemet ovan som en full modellering för den saknas. Den beräknas för skruv + bord troligen som en proportion (0,1 för smort stål) av ett normaltryck i gängorna. Under inverkan av gravitation blir trycket troligen inte summan av trycket från gravvital och vridande kraft. DC-motorer har vidare i databladet en siffra för strömåtgång då motorn är obelastad. Den tillskrivs inre friktion i somliga produktkataloger



och anges av vissa tillverkare som ett medelvärde snarare än ett absolut värde. I själva verket ligger det en icke angiven viskös proportion i det inre motståndet. Räknar man med motorns inre friktion, säg 4% av maximal kontinuerlig kraft, innebär det en motsvarande förskjutning av nollpunkten, men med olika tecken beroende på verkningsriktning.

$G_R(s)$  utgör rätten betraktad som överföring från bordets hastighet till den hastighet som mäts i en given punkt på ryggmärgen utan inverkan av EKG- och EMG-relaterad rörelse. Detta system är fjädrande i någon grad. Idealt är systemet styvt och modelleras då som 1. I en första utvärdering antages att rätten kan behandlas som en stel kropp.

Hastighetsgivaren är i gällande stund en laservibrometer. Denna laser tillför en DC-störning och givarsignalen måste filtreras till att vara en AC-signal. En AC-koppling som kompensation för DC-störningen ger en underskattning av hastigheten i låga frekvenser. Därför måste högpassfiltret ha en tillräckligt låg brytpunkt för tillämpningen. Ett aktivt AC-filter tillför alltid självt ett DC-brus, om än starkt undertryckt, vilket var fallet i med det aktiva filtret som användes vid mätningen. Endast ett passivt AC-filter torde kunna ge tillfredställande resultat.

En DC-störning ger att regleringen har felet noll då mätpunkten rör sig i någon hastighet motsvarande DC-nivån. Denna rörelse kan antas vara försumbar såsom reglerfelet i sig om DC-nivån är så låg som vid mätningen. Men över tiden integrerar denna hastighet till en positionsdrift som inte nödvändigtvis kan försummas. Den första upptagningen vid mätningen gav en drift om ca 0.1 mm över 130 sekunder. Denna drift aktualiserar behovet av att utreda hur bordets position hålls inom ett visst område.

Reglersystemets överföring ges av:

$$V(s) = \frac{V_i(s)}{1 + R(s)G_R(s)G_A(s)G_L(s)} - G_R(s)G_A(s) \frac{T_g(s)/K_m}{1 + R(s)G_R(s)G_A(s)G_L(s)} \quad (47)$$

Sätts laservibrometers överföringsfunktion  $G_L(s)$  till 1 och slår samman  $G_R(s)$  och  $G_A(s)$  till  $G(s)$  som utgör reglersystemets framkanal, får man:

$$V(s) = \frac{V_i(s)}{1 + R(s)G(s)} - \frac{G(s)T_g(s)/K_m}{1 + R(s)G(s)} \quad (23)$$

Sätts regulatorn  $R(s)$  till en rent proportionell överföring  $R(s) = K$ , (stel kropp), fås:

$$V(s) = \frac{V_i(s)}{1 + KG(s)} - \frac{G(s)T_g(s)/K_m}{1 + KG(s)} \quad (48)$$

Då de datablad för DC-motorer som varit tillgängliga inte redovisar någon information angående det viskösa motor rotationsmotståndet  $B$  antas det fortsättningsvis att dess inverkan

kan försummas. Om dessutom rättans approximeras som en stel kropp,  $G_R(s) = 1$ , kan uttrycket för framkanalens överföringsfunktion  $G(s)$  förenklas till:

$$G(s) = \frac{L K_m}{J_{tot} s} \quad (49)$$

som insatt i ekvation 50 ger:

$$V(s) = \frac{s V_i(s)}{s + K L K_m / J_{tot}} - \frac{L T_g(s) / J_{tot}}{s + K L K_m / J_{tot}} \quad (50)$$

Detta talar för att proportionella regleringen av ryggmärgsrörelse sannolikt resulterar i asymptotiskt fel om en hastighet nedåt på  $T_g(s) / K K_m$  p.g.a. gravitationens verkan. En DC-drift att ta hand om.

En proportionell reglering, PID, bör implementeras i analog domän som ett första alternativ. En sådan implementation kan tjäna som god jämförelse mot eventuella andra reglermetoder. Likaså bör den kunna ligga till grund för en bedömning av prestandan i den mekaniska delen av aktueringen.

## 9.4 Styrkrets

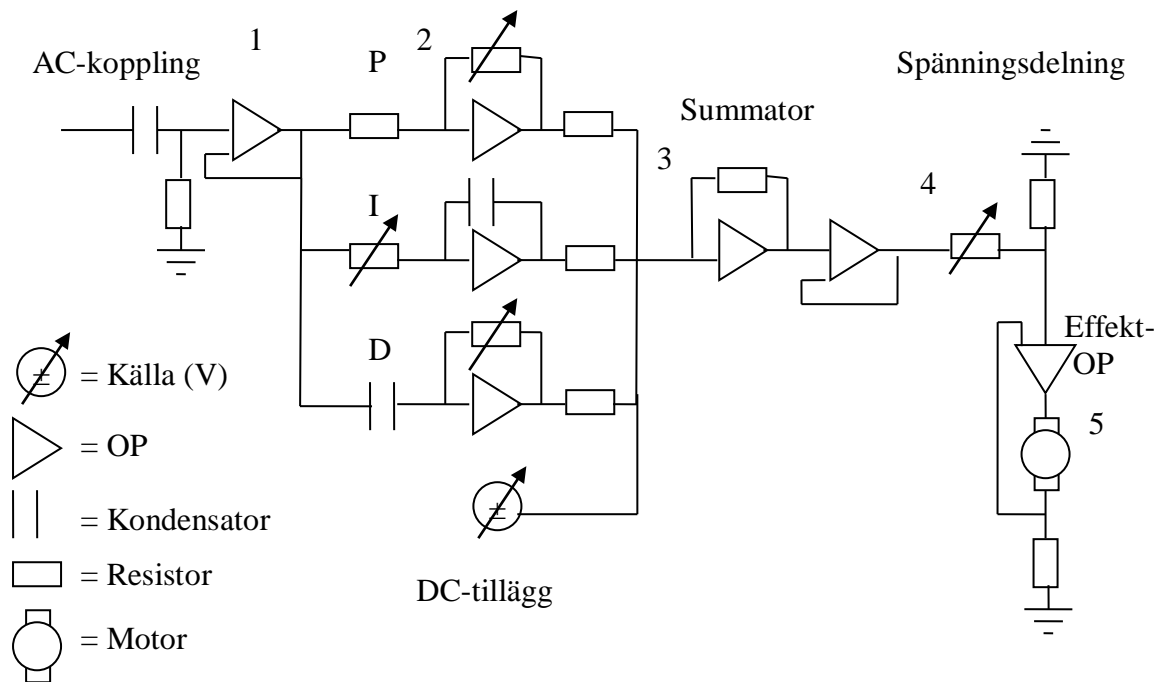
För styrning av en DC-motor med möjlighet till proportionell, deriverande och integrerande återkopplad reglering beslöts om en egen tillverkning av en rudimentär krets för att undvika ett mellanliggande system.

Därtill beslöts om strömstyrning av DC-motorn för att erhålla ett enkelt samband mellan elektrisk storhet och vinkelhastigheten hos motorns ankare, se avsnitt 8.1.

Nedan ges fem prestandakrav som måste vara uppfyllda för att kunna utvärdera en

återkopplad reglering med strömstyrning:

- Spänning till strömomvandling i ett förhållande 1 till 1.
- Möjlighet till strömbegränsning ställbar till en enskild motors maxvärde.
- Inom ett rimligt intervall ställbar proportionell, deriverande och integrerande förstärkning
- Ställbar DC-nivå för särskild kompensation av gravvital belastning.
- Möjlighet till borttagande av DC-nivå i mätinstrumentet för återkoppling.



Figur 5.6: Kretsschema för den framtagna regulatorkretsen med motorstyrning.

Den framtagna regulatorkretsen med motorstyrning består av 5 steg:

1. AC-kopplad ingång med hög ingångsimpedans för mätsignal
2. Enskilda styrsignalers kretslogik – PID, DC
3. Summering av de enskilda styrsignalerna
4. Neddelning av spänning
5. Spänning till strömomvandlande steg med effektförstärkare

### Ingång

AC-koppling orsakar alltid en försvagning i ett frekvensområde nära noll Hz. Kravet på kopplingen blir sålunda att inte oskäligt drabba frekvenser inom området av intresse. I detta fall torde en nedre gräns vid ca 1 Hz kunna sättas. Gränzfrequensen för ovanstående RC-filter ges av:

$$f_0 = 1/(2\pi RC) \quad (51)$$

Där  $R$  är resistans och  $C$  är kapacitans. Ett typisk kondensatorvärde inom det billiga urvalet kan vara 1  $\mu\text{F}$ , varvid ett resistorvärde på 0.15  $M\Omega$  ger en brytfrekvens vid ca 1Hz och 1  $M\Omega$  ger en brytfrekvens vid ca 0,16 Hz. Således torde inte det relativt lågfrekventa arbetsområdet vara ett bekymmer utan brytfrekvensen kan troligen utan alltför avvikande komponentvärden hållas så lågt som tillämpningen visar sig behöva. Resistorvärden i storleksordningen 1  $M\Omega$  ställer dock krav på en relativt hög kvalitet på efterföljande förstärkare då förstärkarens läckström ger ett spenningsfall över resistorn i proportion till resistansen. Erfarenheten här har varit att de billigaste operationsförstärkarna har en för hög

läckström i ingången och att man måste upp något ovan denna prisklass. Denna tillämpning av ett enhetssteg fordrar naturligtvis stabilitet ned till förstärkning 1.

### Styrenhet

Proportionell, integrerande och deriverande förstärkning är väsentligen enligt standardteorin, men en resistor med låg resistans med försumbar inverkan är inskjuten framför den rena derivationen för att sänka högfrekvent brus. Samtliga operationsförstärkare är kopplade i inverterande läge. Proportionell förstärkningen ges av två resistorer enligt:

$$P = -R_2/R_1 \quad (52)$$

$R_1$  - resistans mot inspänning

$R_2$  - resistans mot utspänning

Med täljarresistorn såsom vridbar och med  $R_1 = R_2/10$  ges en proportionell ställbarhet i intervallet 0 – 10.

Deriveringen ger ett bidrag enligt:

$$U_{ut}(t) = -RC U'_{in}(t) \quad (53)$$

Där  $U'_{in}(t)$  är derivatan av inspänningen till den deriverande kretsen och  $U_{ut}(t)$  är utspänningen från den deriverande kretsen. En kapacitans om 1  $\mu\text{F}$  och en vridbar resistor om 0 – 1  $M\Omega$  ger en proportionell ställbarhet i intervallet 0-1.

Integrationen sammanhänger med komponentvärdena enligt:

$$U_{ut}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{in}(t) dt \quad (54)$$

En vridbar resistor ger ett lägsta värde  $> 0$  i maximalt läge. Exempelvis ger en vridbar resistor om 0 – 1  $M\Omega$  och en kondensator om 1  $\mu\text{F}$  en ställbarhet från 1 och uppåt.

### Summatorn

Summeringen görs med ytterligare en inverterad OP och enligt samma formel som den proportionella förstärkningen. Resistorvärden om  $R_1 = R_2 = 10 k\Omega$  är en lämplig avvägning mellan lågt brus och strömstyrka.

### Spänningsneddelning

Spänningen delas i ett ställbart steg innan effektförstärkaren för att kunna ge ett spänningsintervall som inte ger en ström över den maximala för motorn.

### Effektförstärkare

Effektförstärkaren är ickeinverterat återkopplad vilket ger:

$$i(t) = U_{in}(t) / R_1 \quad (55)$$

Där  $i(t)$  är utströmmen från effektförstärkaren och  $U_{in}(t)$  är inspänningen till effektförstärkaren. Med  $R_1 = 1\Omega$  ges strömmen genom motorn lika med inspänningen. Det låga resistorvärdet håller nere effektförbrukningen över resistorn. En effektförstärkare som LM12 uppfyller kravet på symmetri i prestanda (beter sig lika i båda strömriktningar) och kravet på stabilitet ner till förstärkning 1 (en typisk resistans i motorn är  $10\Omega$  vilket ger en förstärkning 10 med  $R_1 = 1\Omega$ ). Förstärkaren kan ge +/- 10A vid 25 volt vilket gör den lämplig att driva en brett urval av motorer.

## 10 Resultat och Slutsats

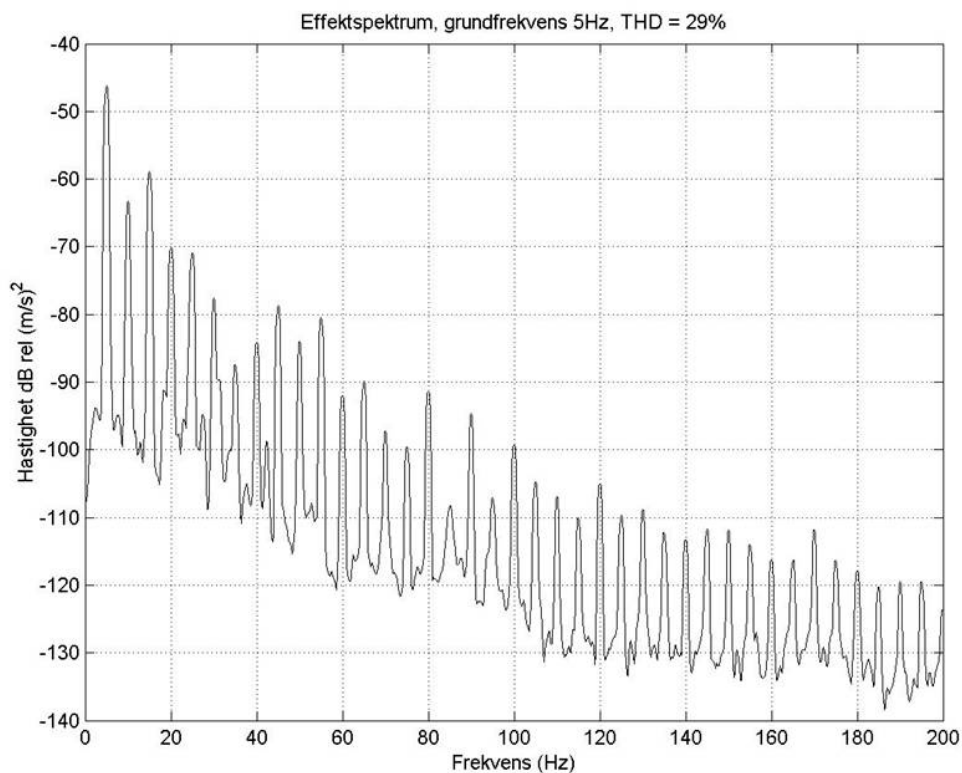
### 10.1 Resultat

Grundläggande elektriska och mekaniska egenskaper som hör till endimensionell förskjutningsaktivering med DC-motor och skruv har identifierats och en metod har tagits fram för att bedöma aktueringsprestanda i en motor som bygger på dessa elektriska och vridmekaniska hänsyn. De regler tekniska sambanden är uppställda.

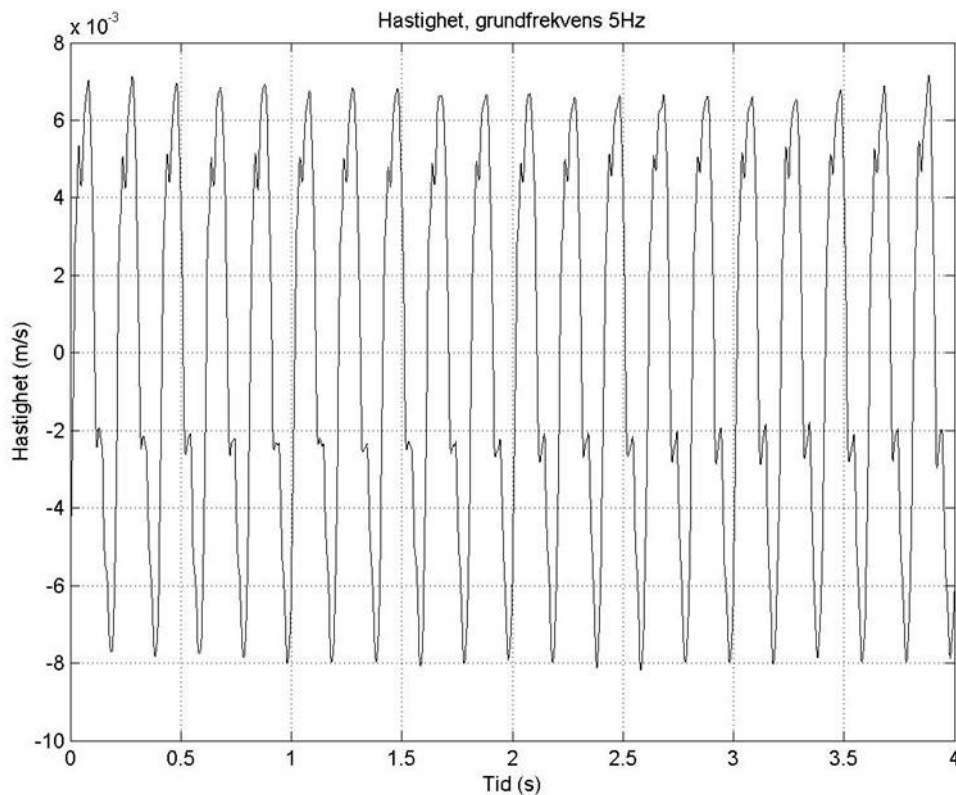
Mätning av ryggmärgens rörelse hos anvisat försöksdjur har genomförts vilket bland annat ger ett underlag för bedömning av prestanda som krävs av det aktuerande systemet i tillämpningen.

Det har framtagits en drivkrets för DC-motor som principiellt löser kravet på ställbar strömbegränsning och ställbar DC-kompensation, samt förmår ge den effekt som motordriften kräver. En analog proportionell reglerkrets implementerades också, men drivkretsen kan utan vidare kombineras med digitala regulatorer med erforderliga filter eller andra analoga regulatorer.

En mekanik för konvertering av rotationsrörelse till förskjutningsrörelse baserat på excenter i stället för skruv framtogs och utvärderades. Utvärderingen visade att denna excenterlösning introducerade en icke godtagbar friktionsnivå. I figur 10.1 visas effektspektrum för vertikalhastighet hos undersökningsbord excenter mekanik exciterad av 5 Hz sinussignal med amplitud 1V och motsvarande tidssignal för vertikalhastigheten visas i figur 10.2

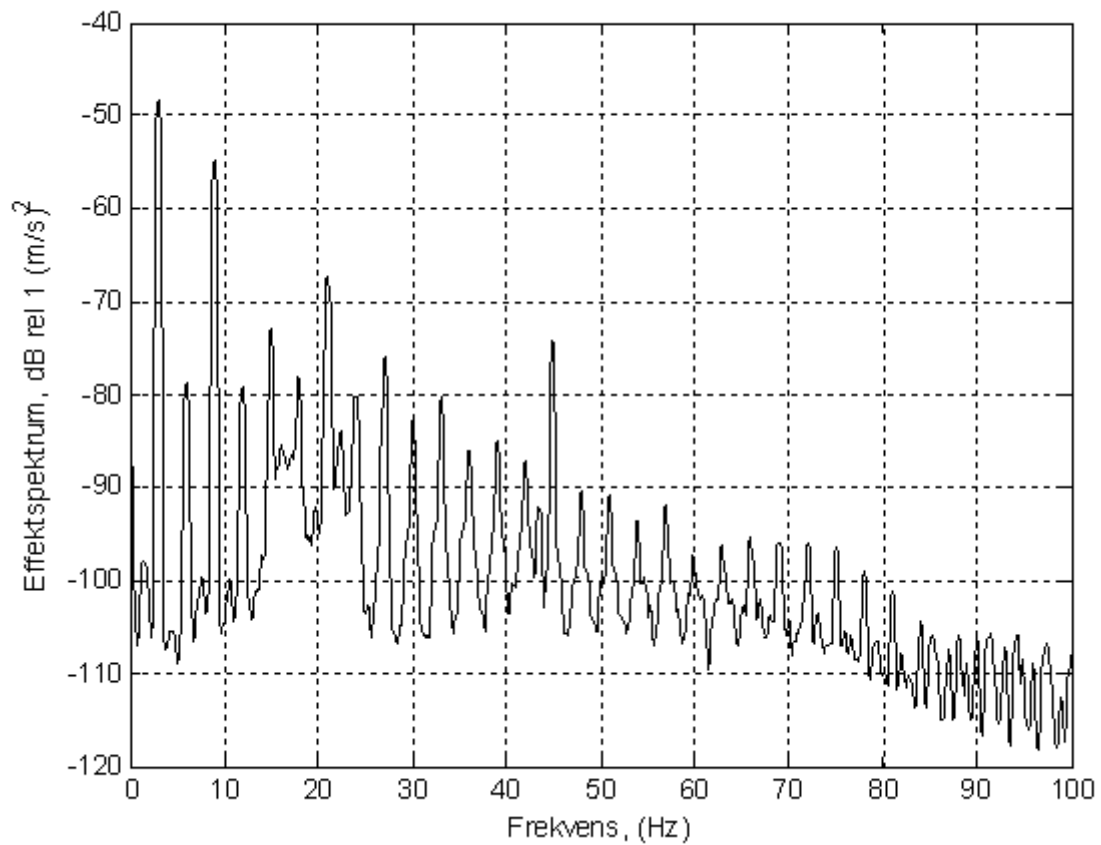


Figur 10.1: Effektspektrum för vertikalhastighet hos undersökningsbord med exenter aktivering exciterad av 5 Hz sinussignal med amplitud 1V Medelvärdesbildningar  $L=30$ , "resolution lines" = 800,  $N=2048$ , och Flattopfönster. THD-värde beräknat baserat på 5 Hz grundton och 30 av dess övertoner, THD-värde 29%.



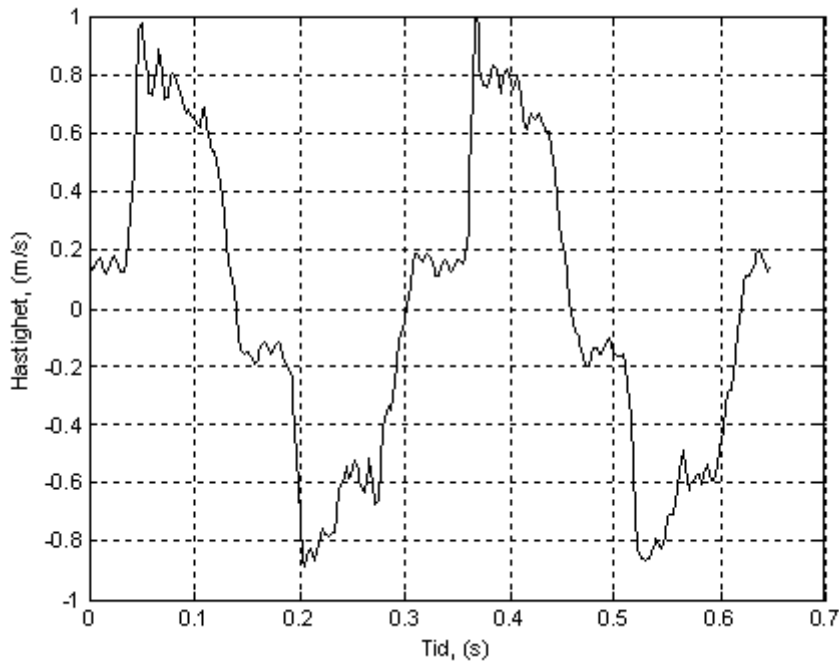
Figur 10.2: Vertikalhastighet hos undersökningsbord med exenter aktivering som funktion av tiden, exciterad av 5 Hz sinussignal med amplitud 1V.

En mekanik där en skruv aktuerade bordet indirekt via ett hydraulisk system framtogs och utvärderades. Systemet visade sig ha alltför mycket friktion i den hydrauliska delen. Därtill var den hydrauliska delen inte beständig över tiden utan försämrade sina egenskaper kraftig. Mätresultat från utvärderingen finns i appendix D. I figur 10.3 visas effektspektrum för vertikalhastighet hos undersökningsbord med hydraulik aktivering exciterad av 3 Hz sinussignal med amplitud 1V och motsvarande tidssignal för vertikalhastigheten visas i figur 10.4.



Figur 10.3: Effektspektrum för vertikalhastighet hos undersökningsbord med hydraulik aktivering exciterad av 3 Hz sinussignal med amplitud 1V Medelvärdesbildningar  $L=30$ , "resolution lines" = 800,  $N=2048$ , och Flattopfönster. THD-värde beräknat baserat på 3 Hz grundton och 30 av dess övertoner, THD-värde 49%.





Figur 10.4: Vertikalhastighet hos undersökningsbord med hydraulisk aktivering som funktion av tiden, exciterad av 3 Hz sinussignal med amplitud 1V.

Mätningen av ryggmärgens rörelse visar att rörelsen bildar en kvasiperiodisk signal i frekvensbandet 0 -12 Hz, se appendix C. Således är det inom detta frekvensområde som en reglering av ryggmärgens rörelse hamnar.

## 10.2 Slutsats

I detta arbete har en undersökning gjorts av tänkbara aktuatorer för generering av förskjutningsrörelse i ett undersökningsbord som konstruerats för att medge styrning i tre ortogonala förskjutningsriktningar. Den aktuator som rekommenderas i första hand är en DC-motor. Utbudet är stort och priserna låga. Kraften i alla utom de minsta motorerna är tillräcklig.

Olika metoder för att reglera bordet har också undersökts. Slutsatsen av denna undersökning är att man bör börja med en så enkel och beprövad reglereteknik som möjligt. Anledningen är att man då tidigt i utvecklingsprocessen kan få igång något som fungerar i någon utsträckning. Då får man dels en verklighetsgrundad uppfattning av vilka problem som måste lösas, dels en referens för andra mera spektakulära metoder. Rekommendationen blir därför att man inleder med en proportionell reglering. Detta kommer att räcka långt för att utvärdera mekaniken i det bord som tas fram.

En slutsats är också att drift i aktiveringen orsakad av gravitation och DC-brus kan hanteras med manuellt inställd DC-kompensation i sådan grad att en utvärdering av mekanik och reglering kan göras obehindrat. Denna DC-kompensation visar också att man i praktiken kan få en såpass låg drift att problemet kan betraktas som principiellt lösbart. En återkopplad lösning för driften blir en självständig uppgift längre fram i systemets fullbordande.

De två framtagna mekanikerna för konvertering av rotationsrörelse till förskjutningsrörelse har ej medgivit relevant utvärdering av återkopplad reglering av undersökningsbordet i vertikalled.

Vad beträffar mekaniken är slutsatsen den att en lösning där en skruv direkt aktuerar bordet troligen är den enklaste och mest robusta lösningen för att omsätta motorns vridmoment till en förskjutningskraft. Metoden ger en principiellt helt lineär mekanik, kan enkelt fås i olika upplösningar och bör ha relativt låg friktion.

### **10.3 Framtida utveckling**

Framtida utveckling av detta system bör inriktas på att få en väl fungerade mekanik. Ett krav är låg friktion.

Utav den prototypmekanik som tagits fram under detta arbete framgår att det kvarstår arbete med att utveckla en lösning som ger tillräckligt goda mekaniska egenskaper i systemet. D v s ett system som har tillräckligt låg friktion, som är lätt i vikt och helst är lineärt i sin principiella funktion. Rekommendationen är att konstruera en skruvlösning då denna är den enklaste formen av konvertering av rotationsrörelse till förskjutningsrörelse. Från denna lösning kan man sedan när bordet är tillräckligt bra gå vidare till andra lösningar om man känner att skruvlösningen är en begränsning.

Elektroniken för ett system som skall användas i praktiken utgör ett eget avsnitt i projektet som har en hel del krav att infria. Bland annat bör man, när bordets mekanik är tillräckligt bra, utveckla en funktion som adaptivt reglerar drift i systemet. Problemet bör troligen ses i två delar, dels hur man får en tillräckligt låg drift i systemet, dels hur systemet beter sig när det hamnar i ett ändläge. För det senare kan man tänka sig en givare som i ändlägena trycks till och slår på en kompensation. En varvräknare på DC-motorn kan också användas tillsammans med en digital lösning.

Mätteknologin för att registrera rörelserna i ryggmärgen i ett praktiskt användbart system bildar ett annat självständigt avsnitt.

## 11 Källförteckning

1. J.S. Bendat and A.G. Piersol, *“Random Data Analysis And Measurement Procedures”*, John Wiley & Sons, third edition, 2000.
2. D. J. Ewins. *“Modal Testing theory, practice and application”*, second edition, Exeter, SRP Ltd, 2000.
3. F. Harris, *“On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform”*, Proc. of the IEEE, volume 66, 1978.
4. P.D. Welch, *“The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms”*, IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, June 1967.
5. L. Andrén, L. Håkansson, A. Brandt and I. Claesson, *“Identification of Motion of Cutting Tool Vibration in a Continuous Boring Operation - Correlation to Structural Properties”*, Journal of Mechanical Systems & Signal Processing, Academic Press, 18(4), pp. 903-927, 2004.
6. Cichocki, A., & Unbehauen, R., *“Neural networks for optimization and signal processing”*, John Wiley & Sons, 1993.
7. Monson H.Hayes, *“Statistical Digital Signal Processing and Modeling”*, John Wiley & Sons, 1996.
8. John G. Proakis & Dimitis G. Manolakis, *“Digital Signal Processing”*, Prentice Hall, third edition, 1996.
9. Mark N. Horenstein, *“Microelectronic circuits & devices”*, Prentice Hall, 1990.
10. Allan Hambley, *“Electrical Engineering. Principles and Applications”*, second edition, 2002.
11. Marcelo Alonso, *“Physics”*, Addison-Wesley, 1992.
12. Bengt Schmidtbauer, *“Analog och digital reglerteknik”*, Studentlitteratur, 1995.
13. [http://en.wikipedia.org/wiki/Electric\\_motor](http://en.wikipedia.org/wiki/Electric_motor), 2006.
14. S.M. Kuo and D.R. Morgan, *“Active Noise Control Systems”*, Weiley, 1996.
15. G.F Franklin and J.D. Powell and A. Emami-Naeini, *“Feedback Control of Dynamic Systems”*, Addison Wesley, third edition, 1994.
16. B. Widrow and S.D. Stearns, *“Adaptive Signal Processing”*, Prentice-Hall, 1985.
17. S.M. Kuo and D.R. Morgan, *“Active Noise Control Systems”*, Weiley, 1996.

**18.**

***“[http://www.physikinstrumente.com/en/products/piezo\\_tutorial.php?VID=pB8G80e8K5rsxpNM](http://www.physikinstrumente.com/en/products/piezo_tutorial.php?VID=pB8G80e8K5rsxpNM)”, 2005.***