

CODEN: LUTFD2/ (TFRT -5324)/1 -053/ (1985)

TEMPERATURREGLERING, HJART-LUNG-MASKIN

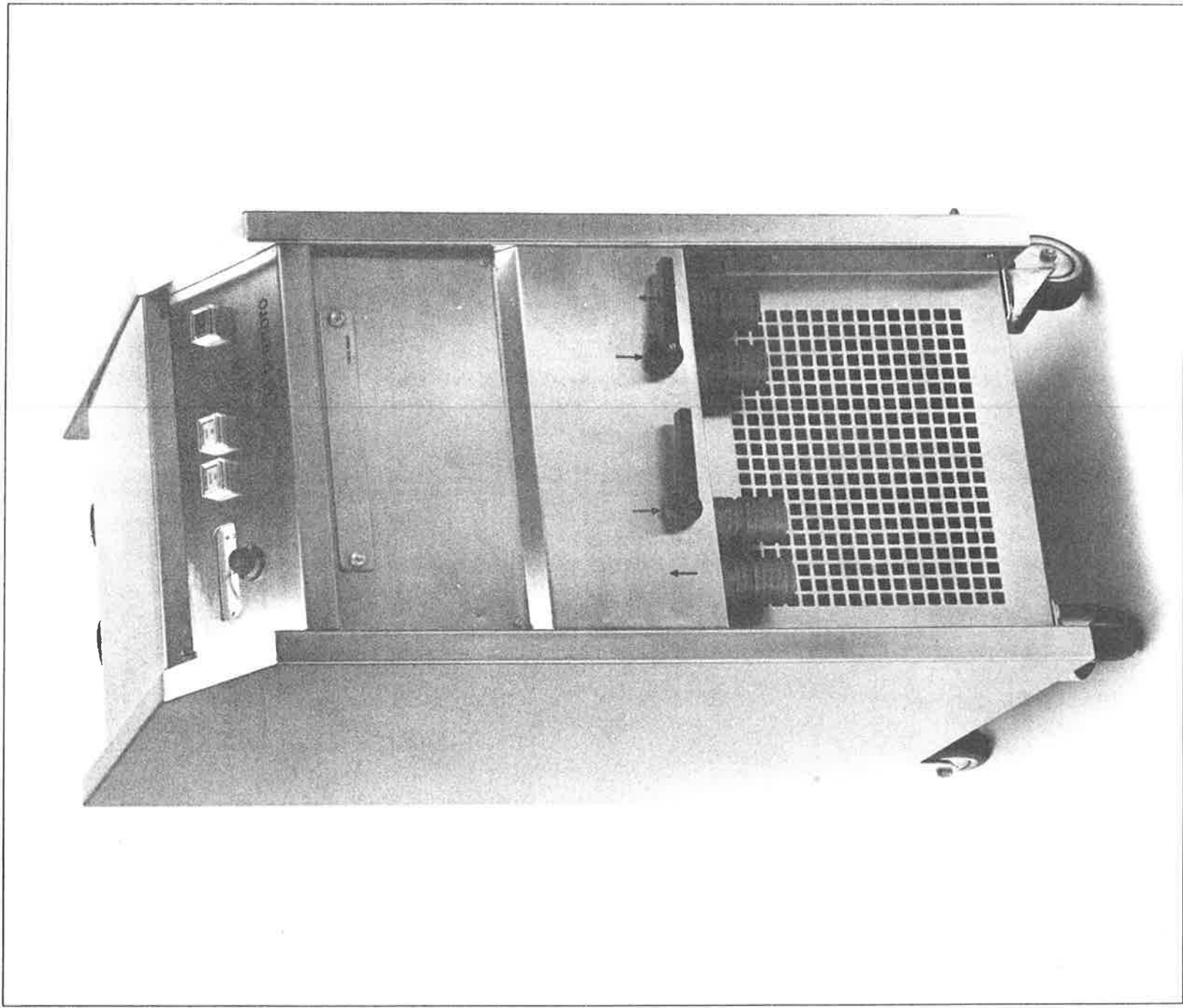
MATS NILSSON

INSTITUTIONEN FÖR REGLERTEKNIK
LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA
JULI 1985

<p>LUND INSTITUTE OF TECHNOLOGY DEPARTMENT OF AUTOMATIC CONTROL Box 118 S 221 00 Lund Sweden</p>		<p>Document name Master thesis</p>
		<p>Date of issue July 1985</p>
		<p>Document number CODEN:LUTFD2/(TFRT-5324)/1-053/(1985)</p>
<p>Author(s) Mats Nilsson</p>		<p>Supervisor Rolf Johansson</p>
		<p>Sponsoring organization</p>
<p>Title and subtitle TEMPERATURREGLERING, HJART-LUNG-MASKIN (TEMPERATURE CONTROL OF A HEART-LUNG-MACHINE.)</p>		
<p>Abstract A hypothermia-unit of a heart-lung-machine for thorax surgery has been investigated. Measurements and identification have been performed using the identification program IDPAC. Some limitations of control design are reported and directions of redesign have been given.</p>		
<p>Key words</p>		
<p>Classification system and/or index terms (if any)</p>		
<p>Supplementary bibliographical information</p>		
<p>ISSN and key title</p>		<p>ISBN</p>
<p>Language Swedish</p>	<p>Number of pages 53</p>	<p>Recipient's notes</p>
<p>Security classification</p>		

Hyper-Hypothermia unit HYP 10-200

Operator's manual



FÖRORD

Examensarbetet har behandlat hypotermienheten till en hjärt-lung-maskin. Hypotermienheten skall kunna reglera temperaturen inom området 2 - 43°C, men dess arbetsområde befinner sig i intervallet 20 - 40°C. Uppgiften har varit att försöka klara detta med hjälp av en befintlig PID-regulator.

Arbetet har till stor del handlat om processidentifiering. Detta var för mig något nytt och det är (har jag fått veta senare) ganska svårt. Emellertid har jag nu tagit mig igenom uppgiften. Jag hoppas därmed, att Gambro ska kunna ta nytta av vad som framkommit av arbetet.

Jag tackar Gambro's representanter, Stanislaw Kramarz och Thomas Hertz för ett gott samarbete. Ett stort tack också till min handledare från institutionen för regler teknik, Rolf Johansson som varit tillmötesgående och hjälpsam under arbetets gång.

Mats Nilsson

SAMMANFATTNING

Det som framkommit vid identifieringen av hypotermienheten har varit, att som systemet ser ut för närvarande, är det svårreglerat. Anledningen till detta är främst tidsfördröjningen och något närbesläktat, att systemet är icke-minfas. Resultatet av detta blir negativ fasförskjutning och vi hamnar närmare instabilitetsgränsen.

Då regulatorns styrlag inte är känd har det varit svårare att tolka simuleringarna. De har dock gett ungefär samma resultat som de försök som gjordes på Gambio, vilket kan vara nog så övertygande.

Önskemålet om att kunna reglera temperaturen ± 0.5 grader torde inte utgöra något problem om man får ett bättre system ur reglersynpunkt. I rapporten lämnas några förslag på hur man med hjälp av dels design, dels någon omkonstruktion av systemet kan få bättre reglering.

INNEHALLSFÖRTECKNING

Bakgrund	1
Kort beskrivning av hypotermienheten	2
Hypotermienhetens PID-regulator	4
Hypotermienhetens temperaturgivare till regulatorn	5
Försökens utförande och uppställning	6
Allmänt om identifiering	7
Identifiering av hypotermienheten	8
Analys av öppna systemet	14
Parameterjustering av befintlig regulator	17
Utfall av simuleringar	18
Slutsatser	21
Resultat av de övriga mätserierna	22
Förslag på åtgärder som kan vidtas	23
Tank med 42-gradigt vatten	24
Flerstegs uppvärmning	24
Dead-beat-regulator	25
Ökad förstärkning på pulsbreddsmoduleringen	28
Precisionsreglering	29
Dämpning av insignal	30
Appendix A Förlust- och AIC-funktioners värden	31
Appendix B Modell av 2:a ordningens system med 2 stegs tidsfördröjning	35
Appendix C Omräkning av PID-regulator från tidskontinuerlig till tidsdiskret form	36
Appendix D Beräkningsexempel, temperaturgivare	38
Appendix E Program i IDPAC och SIMNON	39
Litteraturförteckning	48

BAKGRUND

Det som föranlett examensarbetet har helt enkelt varit att hypotermienheten inte har fungerat tillfredställande. Meningen var då att Gambro ville ha hjälp med att ställa in optimala parametrar på befintlig PID-regulator.

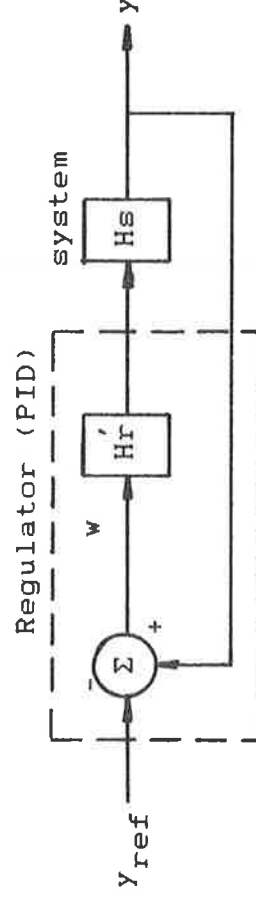
Önskemålet var att man skulle kunna reglera temperaturen ± 0.5 grader.

KORT BESKRIVNING AV HYPOTERMIEHETEN

Då operationer utföres på t.ex. hjärtat ersättes detta och lungorna av en hjärt-lung-maskin. Hjärt-lung-maskinen upprätthåller blod-cirkulationen och syretillförseln. Kroppstemperaturen på patienten sänks under en operation, och detta sköts av hypotermieheten.

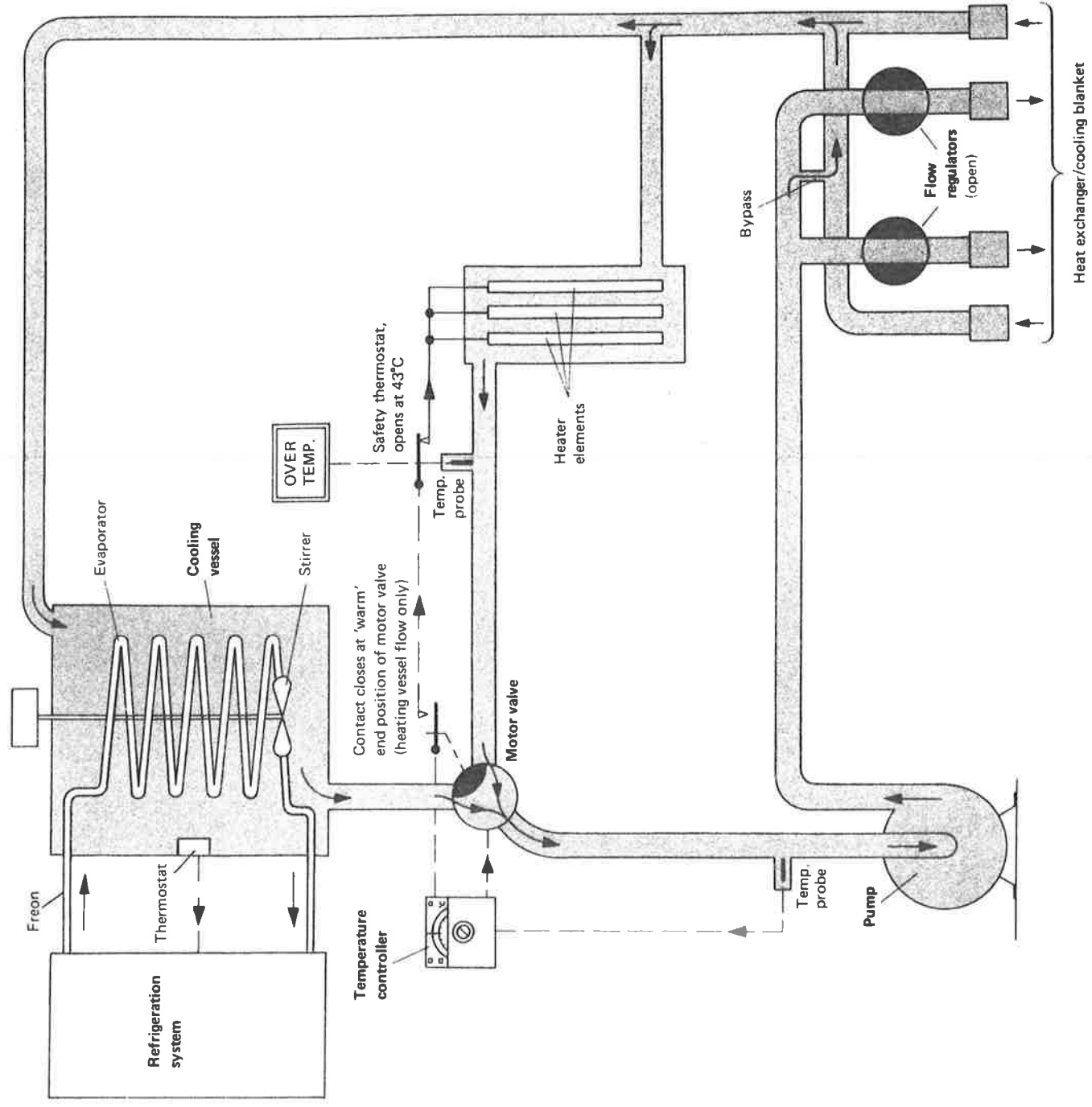
Hypotermieheten skall, via en värmeväxlare hålla konstant temperatur på patienten under operationen. Mediet som temperaturregleras i hypotermieheten är vatten. Hypotermieheten fungerar i princip enligt figur 2, [6].

Hypotermieheten kan beskrivas i blockschema enligt figur 1.



Figur 1. Blockschema av hypotermieheten.

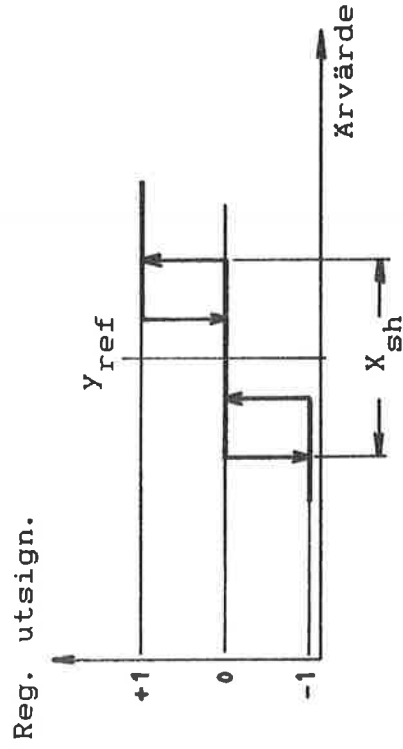
Då motorventilen när ändläge och värmning erfordras går signalen istället till värmeelementen som aktiveras.



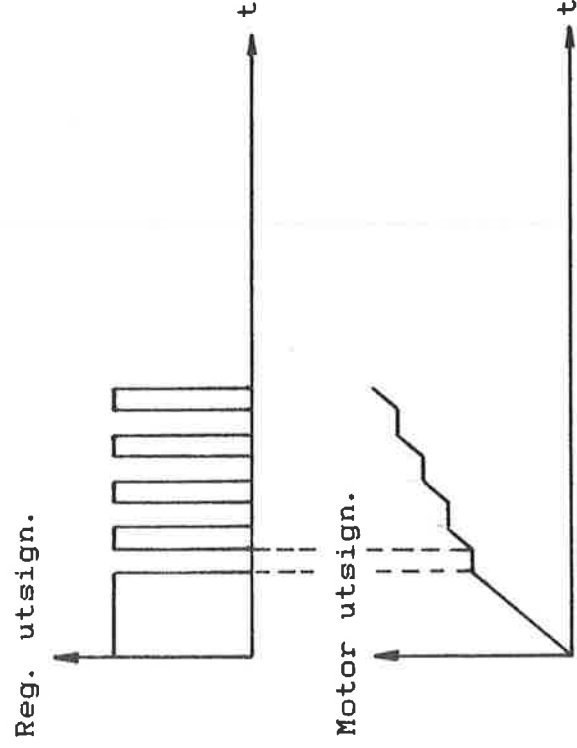
Figur 2. Principskiss av hypotermienhet.

HYPOTERMIEHETENS PID-REGULATOR

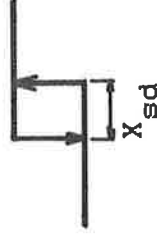
Regulatorn som finns i hypotermienheten är en s.k. flerläges stegregulator [7], av märket Philips, Witromat DPI 9404 420.601...1. Regulatorn har två reläutgångar, vilka t.ex. kan styra en motorventil i vardera riktningen. Regulatorns reläutgångar har nedanstående karaktäristik.



Regulatorn har någon form av pulsbreddsmodulering så att t.ex en PI-regulator ska ge följande utsignal på ett stegsvar.



Hysteresen på reläerna är beroende av inställningen på X_{sh} .



Regulatorns parametrar:

Proportionalband:	$X_p = 2 - 200\% \Rightarrow K_p = 0.5 - 50$
Deriveringstid:	$T_v = 0 - 5$ minuter
Integreringstid:	$T_n = 0.2 - 10$ minuter
X_{sh}	0.5 - 6% (alt. 0.25 - 3%)

HYPOTERMIEHETENS TEMPERATURGIVARE TILL REGULATORN

Temperaturgivaren är en resistanstermometer som kallas Pt 100 Din 43 760, [7].

Dess arbetsområde är 0 - 100°C

Enligt datablad har den ett resistansområde

$$\Delta R = 22 - 180 \Omega$$

vilket ska motsvara temperaturområdet

$$\Delta T = 60 - 500^\circ\text{C}$$

Detta ger

$$\frac{\Delta R}{\Delta T} = \frac{180-22}{500-60} = \frac{158}{440} \approx 0.36 \Omega/^\circ\text{C}$$

Tidskonstanten för givaren är ungefär 3 sekunder, d.v.s. vid en stegändring tar det 3 sekunder innan givaren nått 63% av slutliga värdet.

Inkapslingen av givaren kan ha stor betydelse för hur lång tidskonstanten blir. Detta beror naturligtvis på att det tar tid att värma (kyla) inkapslingsmaterialet och att det därmed tar tid innan givaren har en chans att reagera. Vi kan med ett exempel visa vad tidskonstanten har för verkan.

Exempel:

Antag att temperaturgivarens överföringsfunktion ser ut enligt följande, med tidskonstant 3 sekunder.



Vi låter en "fyrkantpuls" med mycket varmt vatten såg 80°C under 1 sek. passera mätgivaren. Det är kanske inte helt realistiskt men belyser problemet. Vad blir givarens utsignal? Räkna vi på detta, med $y = 0$ då $t \leq 0$, får vi att y når ett högsta värde på knappt 23°C , beräkningar se appendix D. Givaren hinner alltså inte visa vad temperaturen verkligen är.

FÖRSÖKENS UTFÖRANDE OCH UPPSTÄLLNING

Hypotermienheten som testades hade sin regulator inställd på de parametrar som var föreskrivna från Gambro.

Hypotermienhetens vatten kördes genom den typ av värmeväxlare som normalt användes. För att simulera blod hade vi en annan hypotermienhet i vilken kompressorn kopplades ur. Vattnet i den behållaren fick då gå på andra sidan i värmeväxlaren och utgöra volym motsvarande en patient.

För mätdatainsamlingen användes en dator, LSI-11, där signalerna spelades in på disketter. Till denna dator finns ett program (LOGGER) [3] som sköter datahanteringen.

De mätsignaler som var tillgängliga var ärvärde, styrsignal och felsignal. Dessa samplades med intervallet 0.5 sekunder.

Försök gjordes med stegsvar och "störningar" kring stationära värden. Dessa värden var: 20, 25, 30, 35 och 40°C .

Båda försöken gjordes så att referensvärdet ändrades på regulatorn.

ALLMÄNT OM IDENTIFIERING

Av de insamlade mätdata skall framtagas en matematisk modell för processen. Detta kan göras på många olika sätt. För detta uppdrag har använts programpaketet IDPAC [2]. IDPAC ger möjlighet att beräkna en mängd olika funktioner av sina mätserier.

I IDPAC kan man välja att göra en parametrisk modell antingen med minsta kvadrat-metoden (LS) eller maximum likelihood-metoden (ML), vilka är kända från statistiken.

Då man inte vet hur brus och störningar ser ut i sina mätserier, kan LS-metoden ge grova felskattningar eftersom den tar stor hänsyn till kraftigt avvikande mätvärden. Dessa mätvärden kanske berodde på mätfel eller liknande. LS-metoden passar därför bäst som kurvanpassning.

ML-metoden har inte dessa egenskaper utan gör en skattning även av bruset. Denna metod lämpar sig bättre som systemanpassning. Därför har här valts ML-metoden.

Vid ML-skattning användes följande modell

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + \lambda C(q^{-1})e(t)$$

där

A, B och C är polynom i bakåtoperatoren q^{-1}

Sista termen är en skattning av felet (brus).

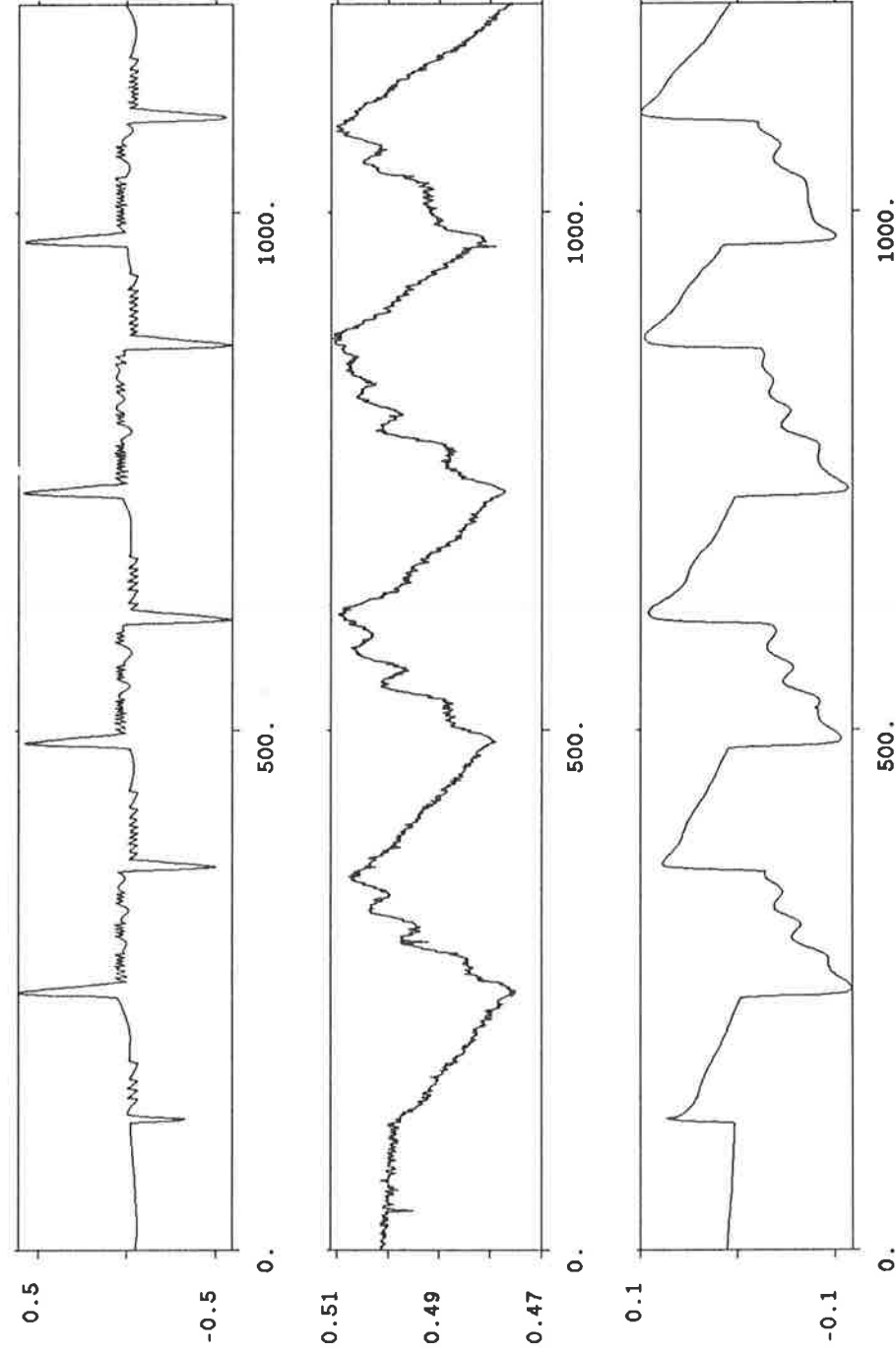
För att nu hitta en bra modell får man prova olika ordningstal på modellerna och tittar då på hur förlustfunktioner och AIC-funktioner (Akaike's test funktion) artar sig vid växande ordningstal. Dessa funktioner antar minimum dels då avvikelserna är minst, dels då ordningstalet är det rätta.

Misstänker man att det förekommer tidsfördröjningar provas att göra förskjutningar mellan tidsserierna, ett olika antal samplingssteg. Motsvarande tidsfördröjningar lägges till den erhållna överföringsfunktionen.

IDENTIFIERING AV HYPOTERMIEHETEN

Av det insamlade materialet har valts ut de två mätserierna för 30°C. Då systemet ska fungera väl i detta temperaturområde, under operation, har vi valt att göra den mest omfattande undersökningen vid denna temperatur. De övriga mätserierna studeras senare för att verifiera resultatet.

Först studerades de tre mätsignalerna för att se om de var trovärdiga och att inga extrema mätvärden figurerade, se figur 3. Av ärvärdet och felet kan utläsas att felet bildas som $Y - Y_{ref}$. Detta ger en reglerstruktur som visades i figur 1.



Figur 3. Överst: Regulatorns styrsignal. Mitt: Ärvärdet, temperaturen. Nederst: Felsignalen.

Identifieringen kan göras på två sätt:

- 1) Identifiering direkt av systemet mellan styrsignal (u) och utsignal (y).
- 2) Beräkna Y_{ref} med hjälp av felet (w) och utsignalen (y).
Därefter identifiering av systemet inklusive regulator, varur systemet kan lösas.

1. Identifiering mellan styrsignal och utsignal.

Vi provar modeller med stigande ordningstal tills förlustfunktionen och AIC-funktionen ej ändras nämvärt. Man kan rimligen anta att det finns någon tidsfördröjning från det att regulatorn skickar iväg en signal, tills att den gör sig gällande på utsignalen, d.v.s. då regulatorn får svar i form av en spänning från mätgivaren. Detta kan approximativt förklaras med transportfördröjningar och mätgivartröghet. Identifiering göres därför med olika långa tidsförskjutning, i samplingsintervall räknat.

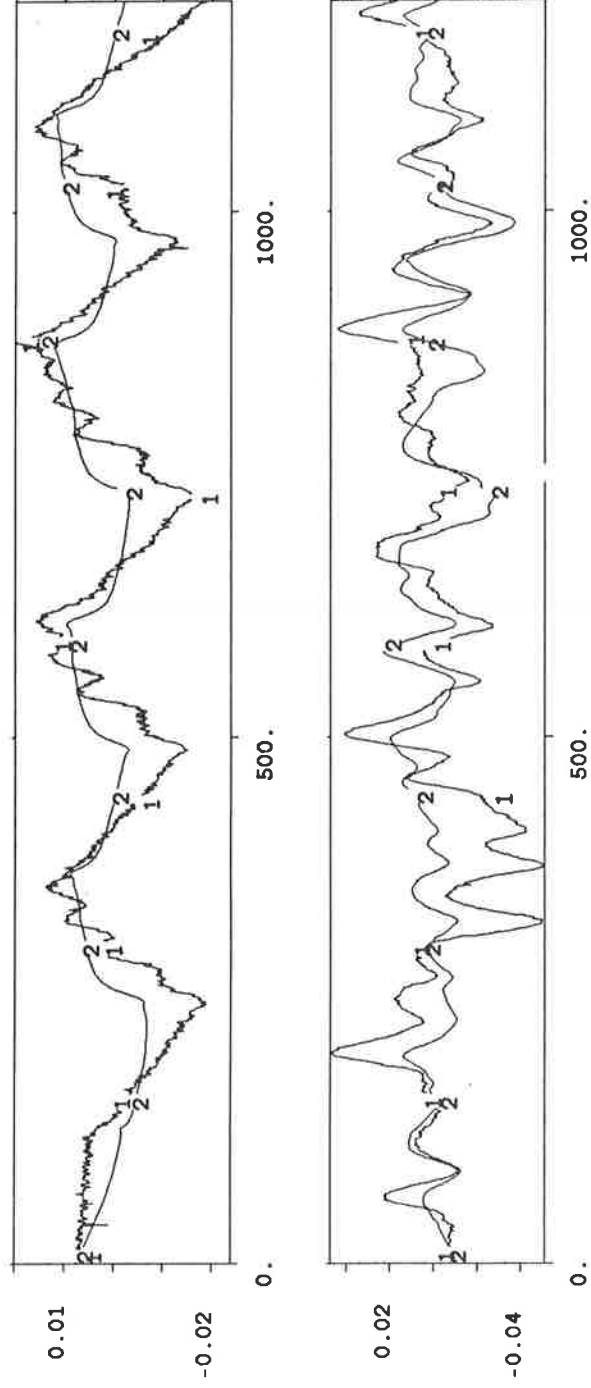
Förlust- och AIC-funktionernas värden kan ses i tabell 1 och 2, appendix A, för stegsvar resp. "slumpvis" variation av styrsignalen.

I tabell 1 ser vi att 2:a ordningens system med 1 stegs fördröjning har bra värden. Med 2 stegs fördröjning får vi något lägre värde på V-funktionen både för 2:a och 3:e ordningen, men straffas motsvarande på AIC-funktionen. Motsvarande resultat finner vi i tabell 2.

Nu kan vi gå vidare och titta på vad dessa modeller ger för utsignal om vi skickar in vår "verkliga" insignal.

Göres detta kan man se att 3:e ordningens system inte ger bättre anpassning än 2:a ordningen. Så här långt behöver vi alltså inte gå högre än 2:a ordningens system. Viktigast är dock att anpassningen inte är särskilt god för någon av modellerna, se figur 4.

Det finns därför anledning att titta på identifiering enligt alternativ två.



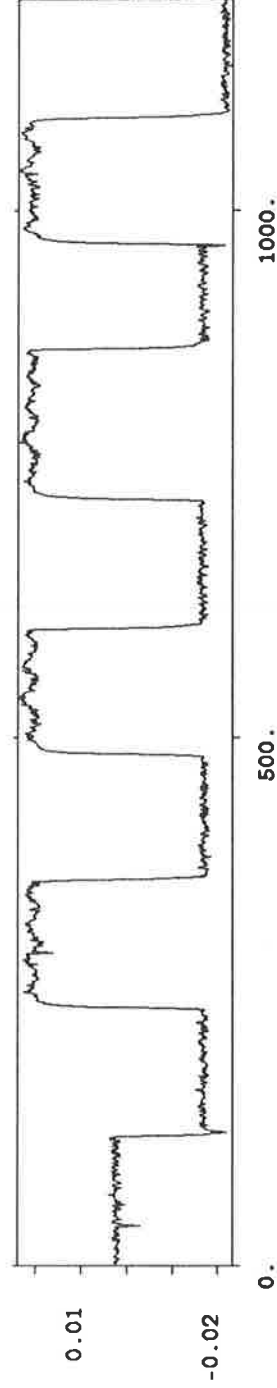
Figur 4. Modellernas utsignal (2) för stegsvar respektive variation av styrsignalen, jämfört med verklig utsignal (1). Anpassningen är inte särskilt god.

2. Identifiering mellan referenssignal och utsignal.

Till denna identifiering skall vi ta fram vår referenssignal. Detta göres med operationen $(y - Y_{ref})$. Eftersom vi gjorde stegsvarsändringar skulle referenssignalen bli en fyrkantvåg, vilket den inte blir. Vi gör därför en skattning av referenssignalen enligt

$$\hat{Y}_{ref} = y - k * w$$

För $k=0.33$ får vi ett acceptabelt resultat, se figur 5.



Figur 5. Den skattade referenssignalen: $\hat{Y}_{ref} = y - k * w$.

Nu kan en ny grupp ML-skattningar göras enligt tidigare, på vårt system.

Förlust- och AIC-funktioner finns i tabell 3 och 4, appendix A. Här

kan vi se samma tendenser som tidigare. Vid stegsvarsändringar får vi bästa värden både för V- och AIC-funktionen för 2:a ordningens system och 1 stegs fördröjning. Närliggande värde finns också med 2 stegs fördröjning. Den verkliga tidsfördröjningen ligger kanske mellan ett och två samplingsintervall.

När vi har varierande insignal blir det naturligt något bättre anpassning med högre ordningens system. Förlust-funktionen förbättras inte markant, varför det inte skall tas så allvarligt.

Modellernas utsignal får nu mycket bättre anpassning än vid förra försöket. Något högre ordningens system ger heller inte här bättre resultat. Två stegs tidsfördröjning blir inte bättre än med ett. Även då vi studerar korrelationen av residualerna* finner vi samma modell ge bästa resultat.

Den korrelation som finns mellan $t = 20-35$ i figur 7, visade sig vid närmare undersökningar beror på periodiciteten, p.g.a. till och frånslag, vid uppvärmningen, se figur 6. Denna periodicitet är beroende på hur mycket vattnet kyls/värms under dess genomlopp i systemet.

Vi väljer därför 2:a ordningens system med ett samplingsintervalls tidsförskjutning. Modellen blir

$$A(q^{-1}) * y(t) = q^{-1} * B(q^{-1}) * u(t) + \lambda * C(q^{-1}) * e(t)$$

där

$$A(q^{-1}) = 1 - 1.74427 * q^{-1} + 0.747959 * q^{-2}$$

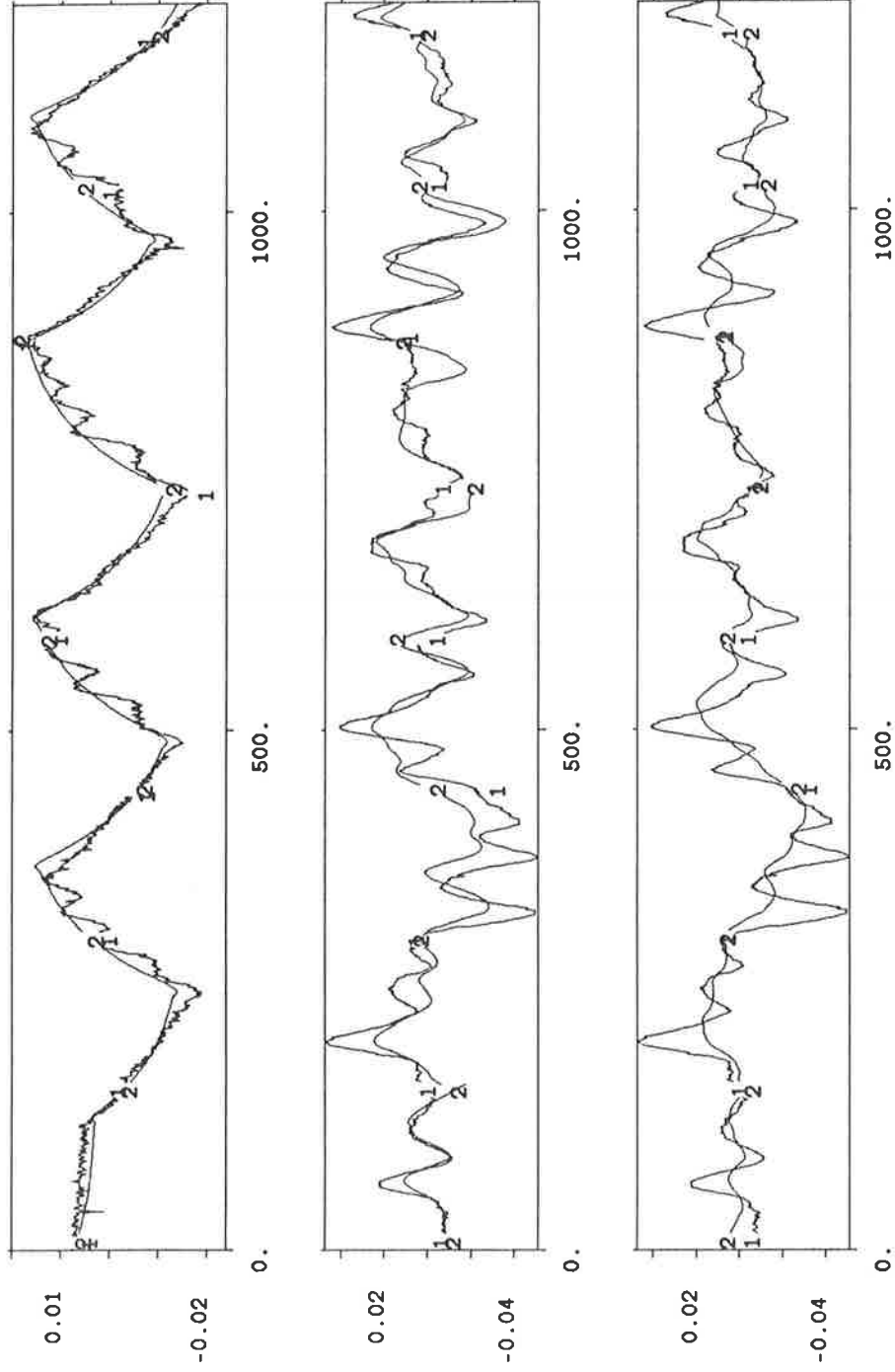
$$B(q^{-1}) = -1.24566E-2 * q^{-1} + 1.60655E-2 * q^{-2}$$

$$C(q^{-1}) = 1 - 1.24446 * q^{-1} + 0.494991 * q^{-2}$$

$$\lambda = 8.64716E-4$$

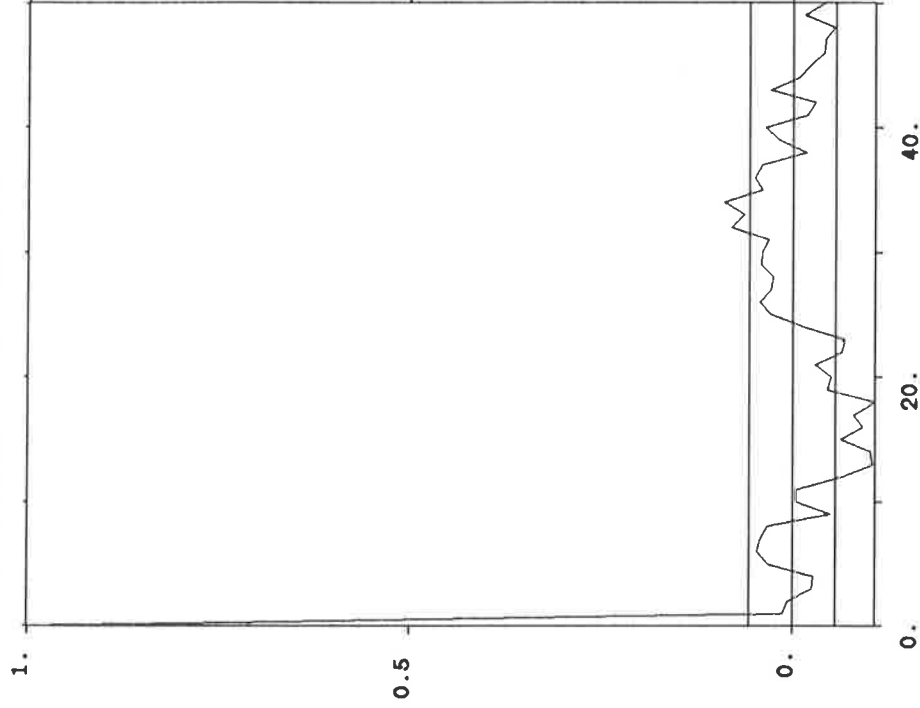
I figur 6, 7 och 8 visas denna modellens resultat.

(*) Residualer är skillnaden mellan experimentdata och den skattade modellens data.

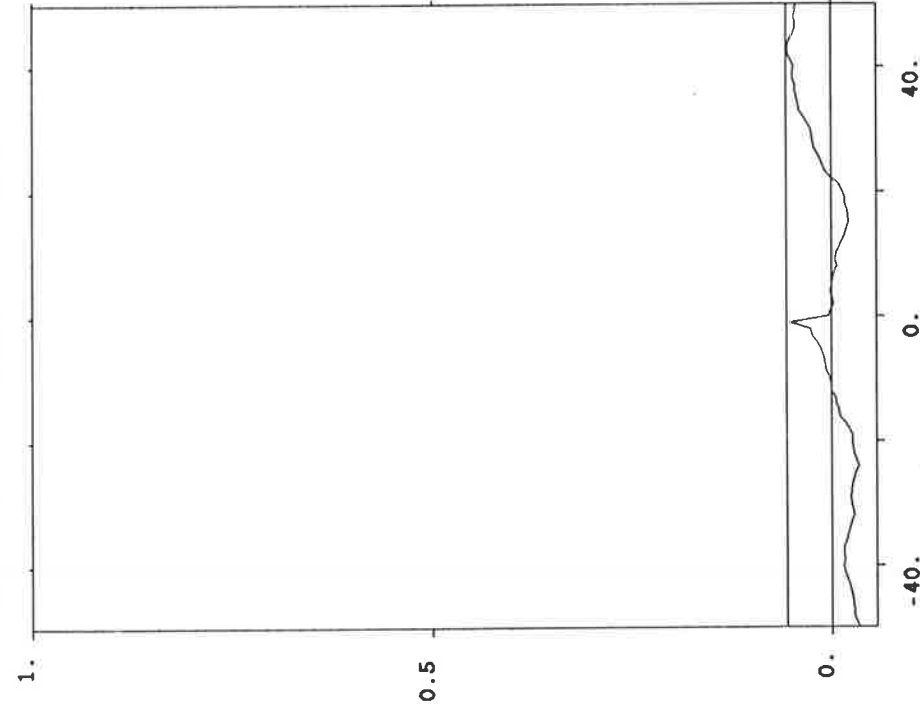


Figur 6. Överst: Modellens anpassning (2), till verkliga utsignalen (1), vid stegsvar. Mitten: Samma som överst men med varierande insignal. Nederst: Modellen till stegsvar med den varierande insignalen.

Figur 7. Autokorrelation för residualerna, vid stegsvar.



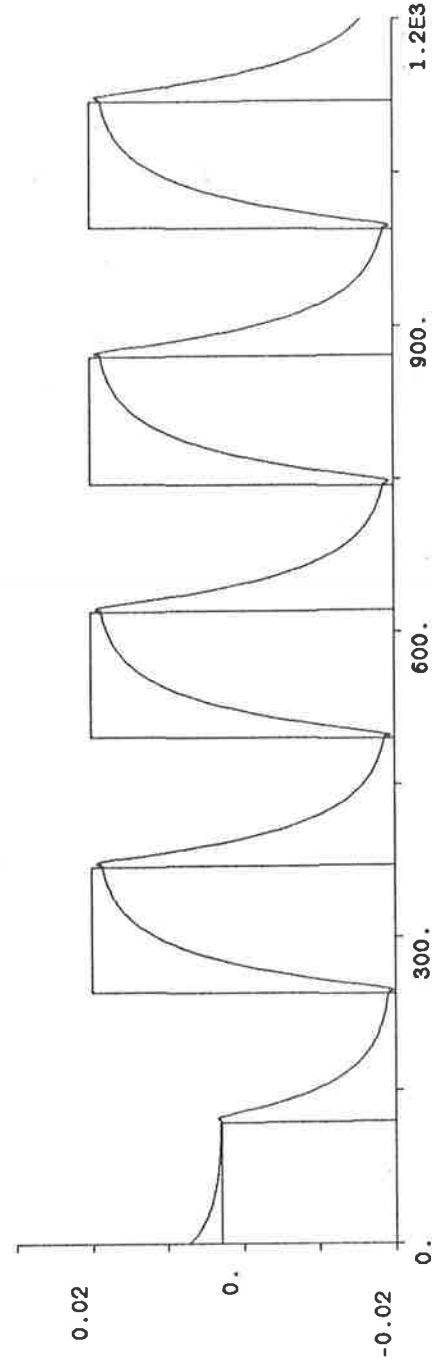
Figur 8. Korskorrelation mellan insignal och residualer, vid stegsvar.



Vi kan nu gå över från IDPAC till SIMNON [4] och se hur utsignalen blir med den identifierade modellen. Det finns möjlighet att överföra de inspelade signalerna till SIMNON, men vi begränsar oss i fortsättningen till att göra simuleringarna med stegsvar. Ett stegsvar är lätt att reproducera i SIMNON.



Vi skickar in en fyrkantvåg som ungefär liknar den verkliga insignalen till amplitud och frekvens. Resultat i figur 9.



Figur 9. SIMNON ger med modellen ungefär samma utseende på utsignalen som i figur 6, överst.

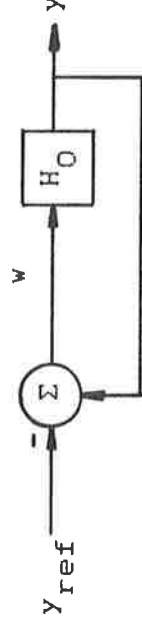
Kommentar:

En kontroll att 2:a ordningens modell också beskriver den långsamma dynamiken har utförts.

Genom att plocka var 4:e datapunkt från mätserierna blir samplingsintervallet $4 * 0.5 \text{ sek.} = 2 \text{ sek.}$ En identifiering med dessa "nya" tidsserier visar en lika god anpassning som tidigare.

Analys av det öppna systemet

Av identifieringen av hela systemet kan vi beräkna det öppna systemet



Figur 10. Slutna systemet.

Identifieringen gav $y = H * Y_{ref}$

där

$$H \approx \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}$$

Ur figur 10 får vi det slutna systemet

$$y = \frac{-H_0}{k - H_0} * Y_{ref}$$

detta ger det öppna systemet

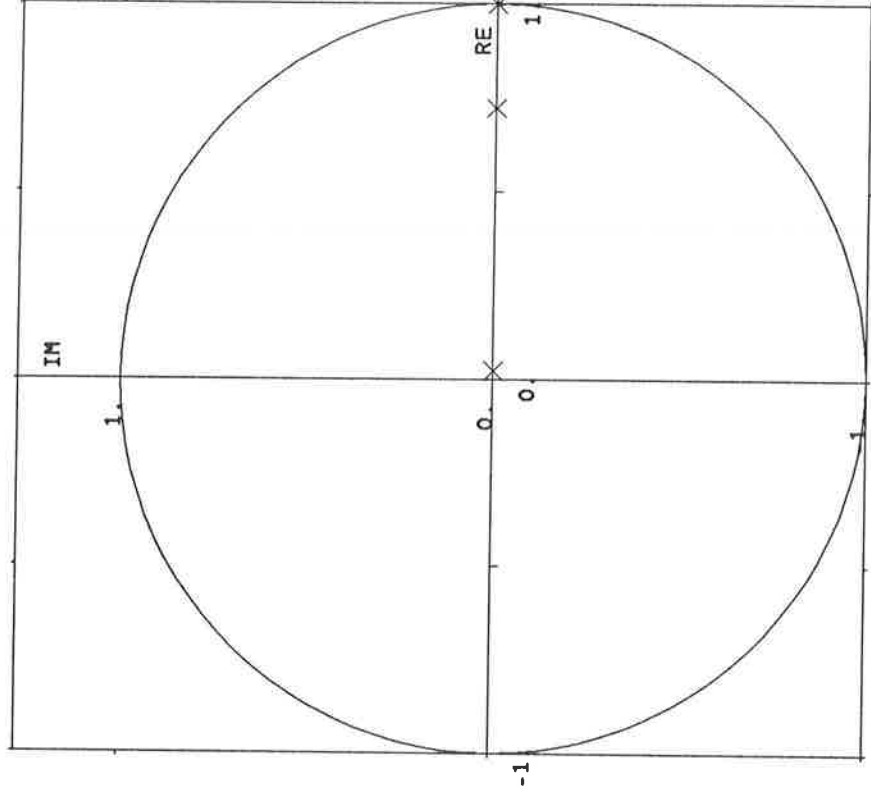
$$H_0 = \frac{k * B(q^{-1})}{B(q^{-1}) - A(q^{-1})}$$

Vi återkopplar nu detta system som i figur 10 och gör en SIMNON-simulering med vår fyrkantvåg som insignal. Resultatet blir mycket likt det som visades i figur 9, vilket gör att vi kan vara nöjda med modellen.

Skriver vi det öppna systemet i framåtoperatoren får vi följande överföringsfunktion

$$H_0(q) = \frac{-k * (b_1 * q + b_2)}{q^3 + a_1 * q^2 + (a_2 - b_1) * q + b_2}$$

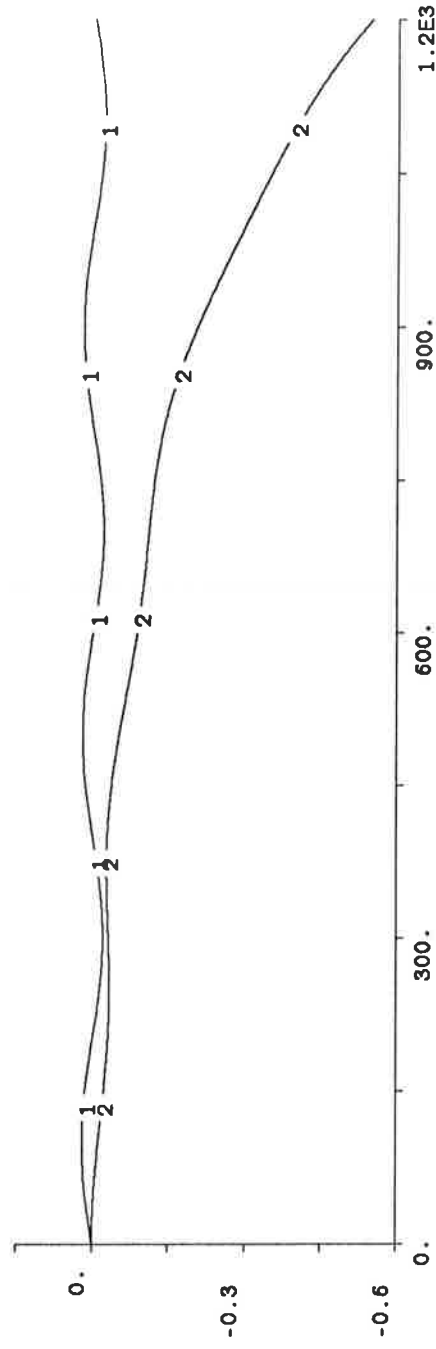
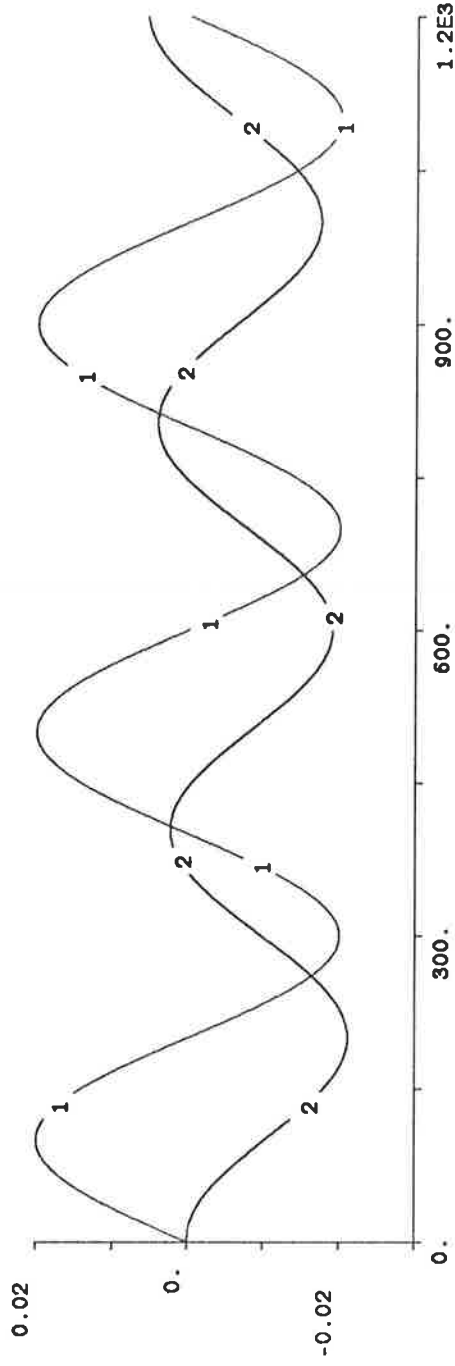
Av detta kan vi studera poler och nollställe för öppna systemet, se figur 11.



Figur 11. Pol-diagram för 2:a ordningens system med ett samplingsintervalls tidsförskjutning. Kryssen markerar poler.

I diagrammet ser vi att en pol (0.995) ligger nära instabilitetsgränsen. Nollstället till överföringsfunktionen är 1.90, vilket är utanför enhetscirkeln och betyder icke-minfas. Icke-minfas är inte bra ur stabilitetssynpunkt [5] och begränsar möjligheten till precisionsreglering.

Den tidigare identifieringen gav också bra resultat för två stegs tidsförskjutning. Det kan vara intressant att jämföra vad tidsförskjutningen åstadkommer, (modell se appendix B). En pol hamnar nu på 1.0017 och vi kan se i figur 12 vad som händer med utsignalen i de två olika systemen.



Figur 12. Exempel som visar skillnaden mellan ett och två stegs tidsförskjutningar hos modellerna. Utsignalen (2) växer obegränsat (i praktiken är den begränsad) då en sinussignal (1) skickas in till det öppna systemet med två stegs tidsförskjutning, nedre figuren. Obs! Det är samma sinussignal, olika skalor på axlarna.

Parameterjustering av befintlig regulator

Till det öppna systemet vi nu har, ska vi koppla en regulator motsvarande den som redan finns. Med hjälp av simuleringar ska parametrarna justeras till dess att bra reglering uppnås.

Vi kan placera en regulator på två sätt:

- 1) Vi kan beskriva vårt system enligt figur 1, d.v.s

$$H_0 = H_r * H_s$$

Med utgångspunkt från detta blir

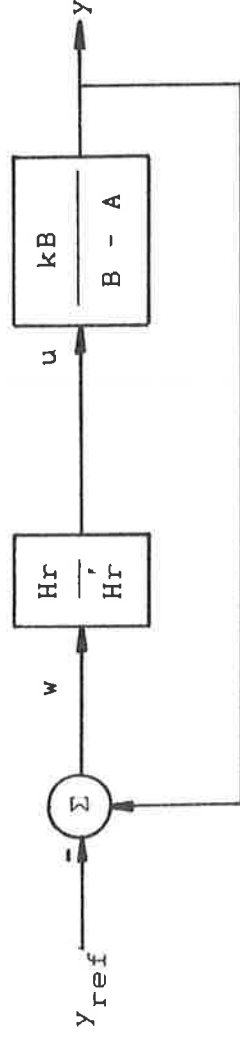
$$H_s = \frac{1}{H_r} * \frac{kB}{B - A}$$

Regulatorns styrlag är inte känd utan vi antar med ledning av kretsschemat en ordinär PID-regulator, vars styrlag ser ut i tidskontinuerlig form

$$u(t) = K_r [w(t) + \frac{1}{T_i} \int w(t) dt] + T_d \frac{dw}{dt}$$

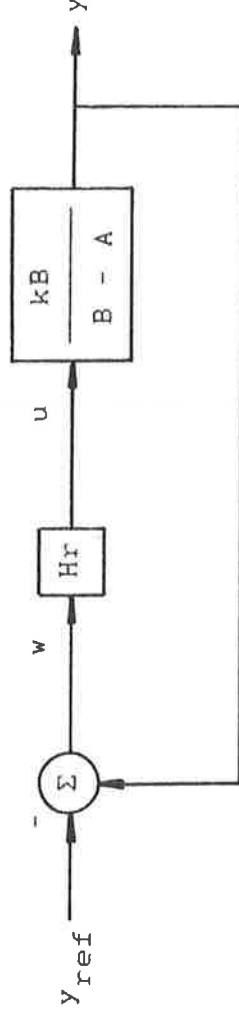
På den befintliga regulatorn motsvaras X_p av K_r [dim.iös], T_n av T_i [sek.] resp. T_v av T_d [sek.]. (För omskrivning till diskret form se appendix C.)

Vi tilldelar denna regulator de parametrar som den hade vid testkörningarna med hypotermienheten. Nu sätter vi till en likadan regulator med vilken vi kan justera parametrarna. Simuleringsmodellen blir



$$w = (y - y_{ref}) / k$$

2) Utan att separera den befintliga regulatorn från det identifierade systemet kopplar vi på en regulator av typen ovan.



$$w = (y - y_{ref})/k$$

Utfall av simuleringar

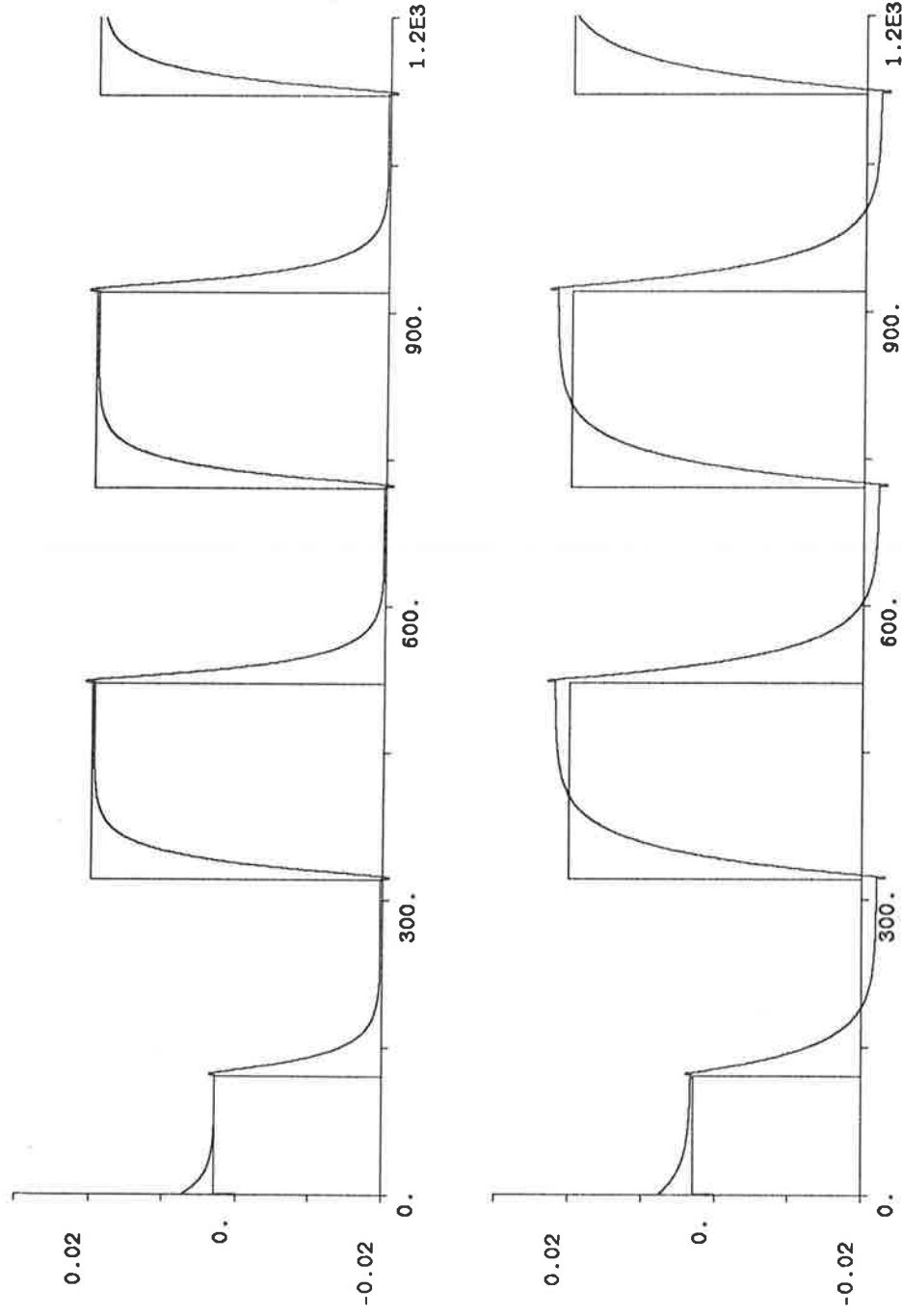
En PID-regulator som användes till ett system med tidsfördröjningar är mycket känsligt för derivatadelen. Detta visade sig både vid tester hos Gambro och simuleringarna i SIMNON. Enligt datablad på regulatorn [6] utföres deriveringen på felet vilket får stora konsekvenser vid stegändringar. En för stor D-del leder snabbt till instabilitet, varför D-delen sättes till noll.

Enligt simuleringarna för punkt 1 går det att finna parametrar som reglerar bra. Detta kan ifrågasättas eftersom försök med parameterinställning som gjordes på Gambro inte gav något tillfredsställande resultat. Anledningen kan vara att vår antagna regulator inte är helt lik den identifierade. Tidsfördröjningen är kanske mellan ett och två samplingsintervall. Gör vi samma simulering med den modell, som har två stegs tidsfördröjning, visar det sig att vi inte kan reglera detta system som vi önskar.

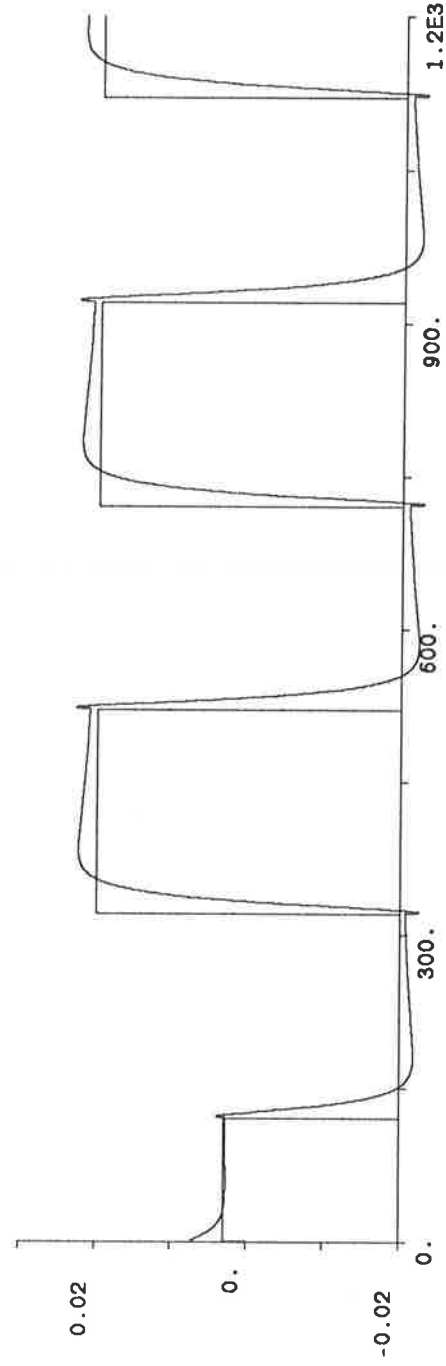
Om vi gör enligt punkt 2 när vi inte heller här något bättre resultat. Utsignalen uppträder på liknande sätt som i första försöket.

Önskvärt vore att få ett stegsvar utan överslång, med tanke på säkerhet vid uppvärmningsperioden. Simuleringarna visar dock uppenbara svårigheter med detta.

I figur 13 och 14 ses något av vad som framkommit vid simuleringarna.



Figur 13. PI-regulator enligt punkt 1. Överst: 1 stegs tidsfördröjning, $K_r=2$, $T_i=0.2$. Nederst: 2 stegs tidsfördröjning, $K_r=5$, $T_i=0.6$.



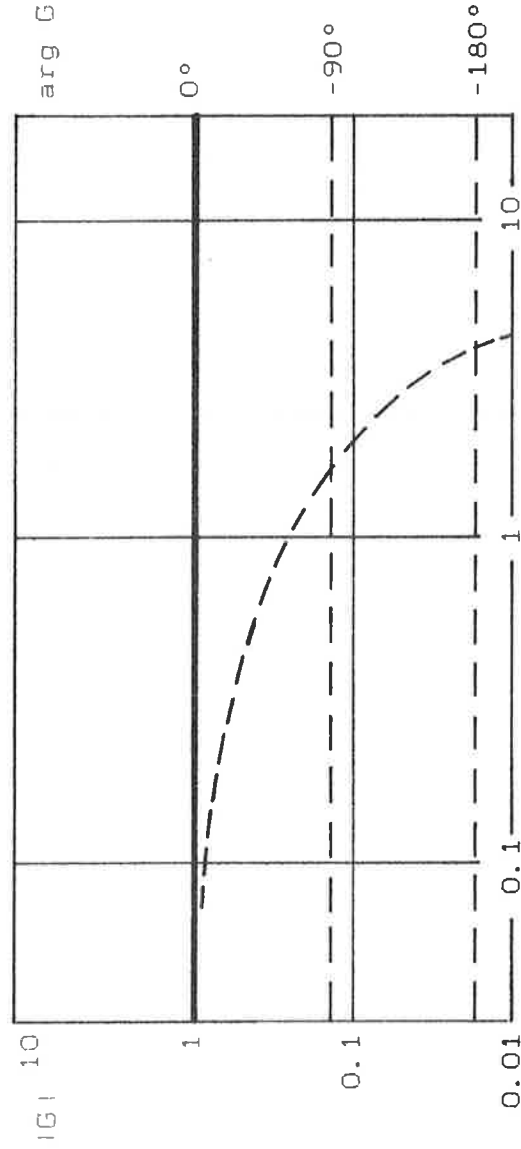
Figur 14. PI-regulator enligt punkt 2. 1 stegs tidsfördröjning, $K_r=2.5$, $T_i=60$.

Vad är då orsaken till svårigheterna att reglera systemet:

Två saker man direkt kan peka på är att vi har icke-minfas-effekt och tidsfördröjning. Dessa båda gör att vi får en kraftigt negativ fasförskjutning, vilket medför svårigheter till att få systemet stabilt.

Exempel:

En tidsfördröjning på T tidsenheter motsvarar (i tidskontinuerlig form) multiplikation av överföringsfunktionen med e^{-sT} . Ritar vi ett bode-diagram för e^{-sT} ger det figur 15.



Figur 15. Bode-diagram för e^{-sT} , $T=1$. Förstärkningen är ett för alla frekvenser medan det blir en kraftigt negativ fasförskjutning.

Icke-minfas-effekt uppstår i det tidsdiskreta fallet då något nollställe befinner sig utanför enhetscirkeln. Detta gör att vi får en påökning av den negativa fasförskjutningen. Följden blir en sänkning av fasmarginalen, vilket lättare leder till instabilitet. Fysikaliskt förklarar man sålunda uppkomna icke-minfas-effekten såsom en effekt av främst transportfördröjningar mellan reglering och mätning.

Slutsatser:

Av simuleringarna kan man konstatera att systemet, med en PID-regulator är svårt att reglera på ett tillfredställande sätt. En kraftigt bidragande orsak är tidsfördröjningen som finns i systemet. Beträffande de regulatorparametrar som framkommit vid simuleringarna, är det svårt att översätta dessa till den befintliga regulatorn, eftersom vi inte vet hur skalningen är dem emellan.

För att klara av tidsfördröjningar i system kan man använda sig av en s.k. Otto-Smith-regulator, vilken "känner till" tidsfördröjningen i systemet. (Man måste alltså ha kunskap om sitt system).

I diskret tid har man en s.k. dead-beat-regulator, vilken behandlas senare tillsammans med vår identifierade modell.

RESULTAT AV DE ÖVRIGA MÄTSERIERNA

Det som först uppenbarar sig är att då vi räknar fram y_{ref} blir värdet på konstanten k , som vi tidigare använde, inte samma för alla mätserier. Utfallet blir följande

20°C, $k = 0.33$

25°C, $k = 1$

35°C, $k = 1$

40°C, $k = 1$

Värdet $k=1$ för 25, 35 och 40°C är fullt rimligt. Värdet $k=0.33$ för 20°C är svårt att tolka. Men då vi inte helt vet hur regulatorn fungerar på komponentnivå kan det heller inte förkastas.

Mätserierna 35 och 40°C har dessutom ett insvängningsförlopp vid stegändringarna.

I mätserien för 35°C förekommer ett överlagrat relativt högfrekvent brus som är svårt att ge någon förklaring till.

Oavsett hur mätserierna ser ut får vi god anpassning med den modellordning, och tidsfördröjning som valts.

FÖRSLAG PÅ ÅTGÄRDER SOM KAN VIDTAS

Vi kommer nu att ge några förslag på hur man med större eller mindre åtgärder kan försöka förbättra reglering av hypotermi-enheten.

- 1) En reservoar med varmt vatten (42°C), motsvarande den som finns med kallt vatten.
- 2) Fler steg på värningen.
- 3) "Dead-beat"-regulator.
- 4) Öka förstärkningen på pulsbreddsmoduleringen.
- 5) Precisionsreglering.
- 6) Dämpning av insignal.

Förslagen presenteras lite närmare på de följande sidorna.

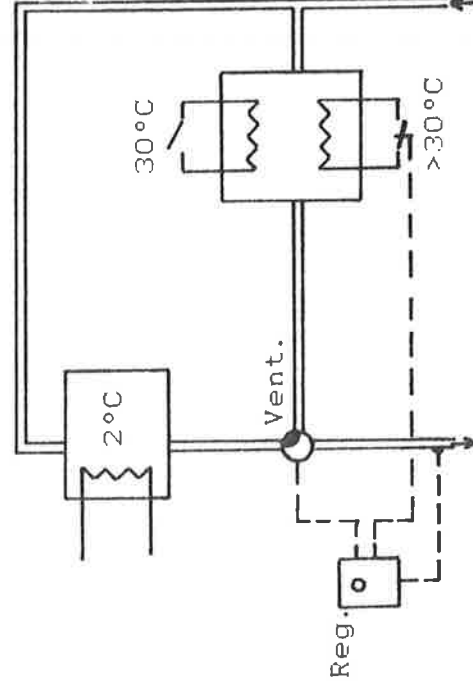
Tank med 42-gradig vatten

Motsvarande den tank med 2-gradigt vatten, kunde man ha en tank med 42-gradigt vatten. Detta hade gett hela det temperaturintervall man är intresserad av. Största problemet var just under uppvärmningsfasen där man inte riktigt nådde upp till sin referens-temperatur.

Användes mikroprocessor kan man tänkas testa ut olika förstärkning vid kylning respektive värmning. Detta kan processorn sedan enkelt hantera. Man skall vid en sådan här konstruktion dock se till att man får "stötfri övergång", (bumpless transfer), mellan reglersekvenserna. Har man inte det kan styrsignalen, just vid överkopplingen, få mycket olämpliga värden.

Flerstegs uppvärmning

Det går kanske inte av säkerhetsskäl att använda sig av en tank med 42-gradigt vatten. Om någonting fallerar och det varma vattnet kommer okontrollerat ut i systemet kan blodet ta skada. För att ha någon form av säkerhetsmarginal kan man istället ha en tank med ca. 30-gradigt vatten. Sedan kan man använda sig av samma princip som redan finns.



Skillnaden mot ursprungssystemet är att vi har en reservoar med 30-gradigt vatten. När det behövs varmare vatten kopplas liksom tidigare ett eller flera värmeelement in.

Skall den befintliga regulatorn användas till en sådan här lösning, så måste problemet med pulsbreddsmoduleringen lösas. Annars uppstår samma problem här vid uppvärmningsfasen.

Dead-beat-regulator

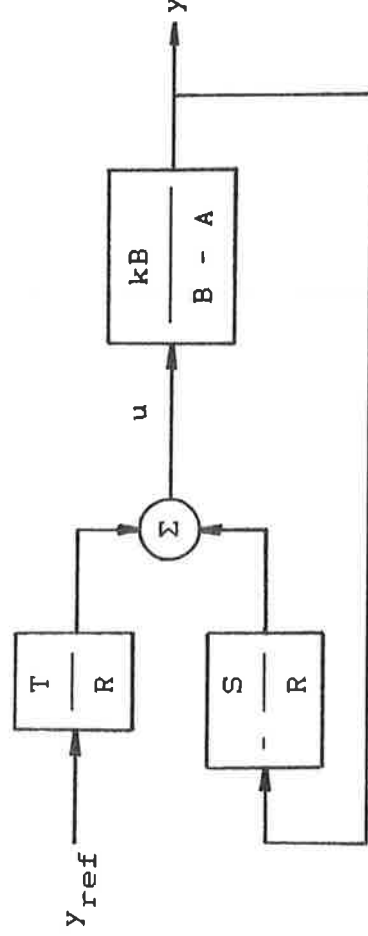
Här visas ett exempel på hur en s.k dead-beat-regulator kan lösa regleringen av det identifierade systemet. Denna regulator typ karakteriseras av att alla poler placeras i origo, vilket medför att systemets utsignal (y) styrs så att följefelet till y_{ref} alltid regleras ut fullständigt. Mät signalen (y) kommer därmed att regleras så att den visar så litet beroende "på sig själv" som är tänkbart.

Vi går igenom en tidsdiskret regulator på RST-form, se [1].

Regulatorn ser ut enligt följande

$$R(q^{-1}) * u(t) = -S(q^{-1}) * y(t) + T(q^{-1}) * y_{ref}(t)$$

Med vårt öppna system får vi en struktur enligt nedan.



Det slutna systemet blir

$$y = \frac{kBT}{(B-A)R + kBS} * y_{ref}$$

Vi önskar att det såg ut

$$y = \frac{\beta(q^{-1})}{\alpha(q^{-1})} * y_{ref}$$

med egenskaperna . statiska förstärkningen ett

. alla poler i origo

det sistnämnda ger $\alpha(q^{-1}) = 1$

Vi löser R och S ur ekvationen

$$\alpha(q^{-1}) * T_2(q^{-1}) = (B-A)(q^{-1}) * R(q^{-1}) + k * B(q^{-1}) * S(q^{-1})$$

där T_2 väljes till 1.

Gradtalet på R och S väljer enligt regeln

$$n_R = n_B - 1$$

$$n_S = n_B - A - 1$$

Alltså är

$$R(q^{-1}) = r_0 + r_1 * q^{-1} + r_2 * q^{-2}$$

$$S(q^{-1}) = s_0 + s_1 * q^{-1} + s_2 * q^{-2}$$

Vi får följande ekvation

$$1 = (b_1 * q^{-2} + b_2 * q^{-3} - 1 - a_1 * q^{-1} - a_2 * q^{-2}) * (r_0 + r_1 * q^{-1} + r_2 * q^{-2}) + k * (b_1 * q^{-2} + b_2 * q^{-3}) * (s_0 + s_1 * q^{-1} + s_2 * q^{-2})$$

Utvecklar vi denna och identifierar koefficienter får vi följande ekvationssystem.

$$\begin{cases} 1 = -r_0 \\ 0 = -r_1 - r_0 a_1 \\ 0 = -r_2 + r_0 b_1 - r_1 a_1 - r_0 a_2 + k s_0 b_1 \\ 0 = r_1 b_1 + r_0 b_2 - r_2 a_1 - r_1 a_2 + k s_1 b_1 + k s_0 b_2 \\ 0 = r_2 b_1 + r_1 b_2 - r_2 a_2 + k s_2 b_1 + k s_1 b_2 \\ 0 = r_2 b_2 + k s_2 b_2 \end{cases}$$

Löser vi detta får vi koefficienterna

$$\begin{aligned} r_0 &= -1 & s_0 &= 2655.06 \\ r_1 &= -1.74 & s_1 &= -1856.45 \\ r_2 &= -13.20 & s_2 &= 39.99 \end{aligned}$$

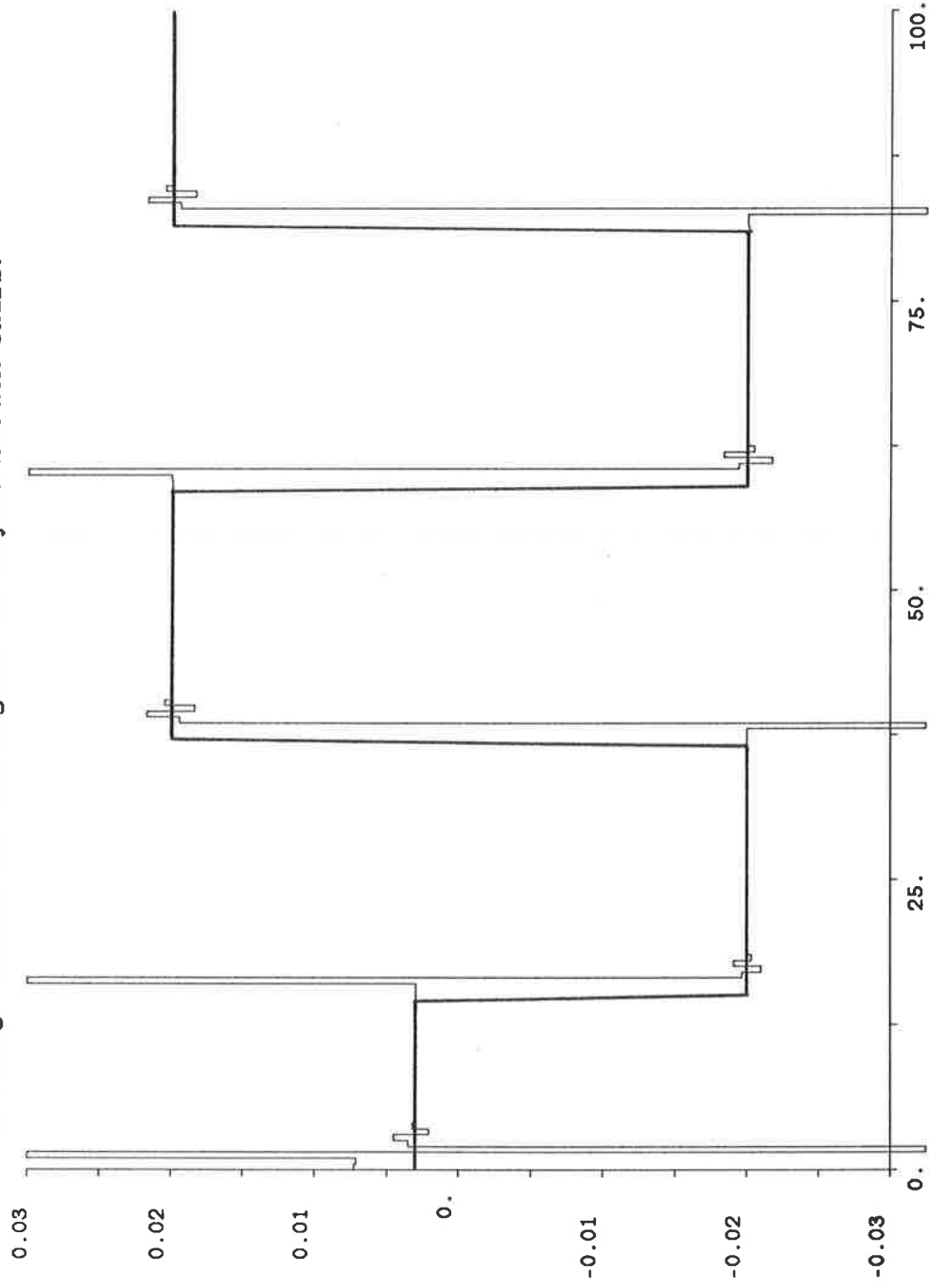
$$T_1 = \frac{1}{k(b_1 + b_2)} = 839.67$$

$$T = T_1 * T_2$$

Slutligen får vi regulatorns styrlag

$$u(t) = -1.74*u(t-1) - 13.20*u(t-2) + 2655.06*y(t) - 1856.45*y(t-1) + 39.99*y(t-2) - 839.67*y_{ref}(t)$$

I figuren nedan ser vi hur denna regulator styr systemet. Det blir inte riktigt vackert men det fungerar och följeverkan blir snabb.



En reservation måste dock göras för denna regulatortyp. Den blir känslig för kalibrering och sålunda känslig för ändringar i processen. Denna känslighet för parameterfel gör att denna regulator ej kan rekommenderas.

Ökad förstärkning på pulsbreddsmoduleringen

Regulatorn ska enligt specifikation arbeta med någon form av pulsbreddsmodulering. Det är dock inte känt hur denna fungerar. Som exempel kan vi anta följande:

Regulatorn sluter reläet en tid T som är proportionell mot felet och beroende på parameterinställning enligt

$$T = K * w + P$$

där

P är en faktor för parameterinställning.

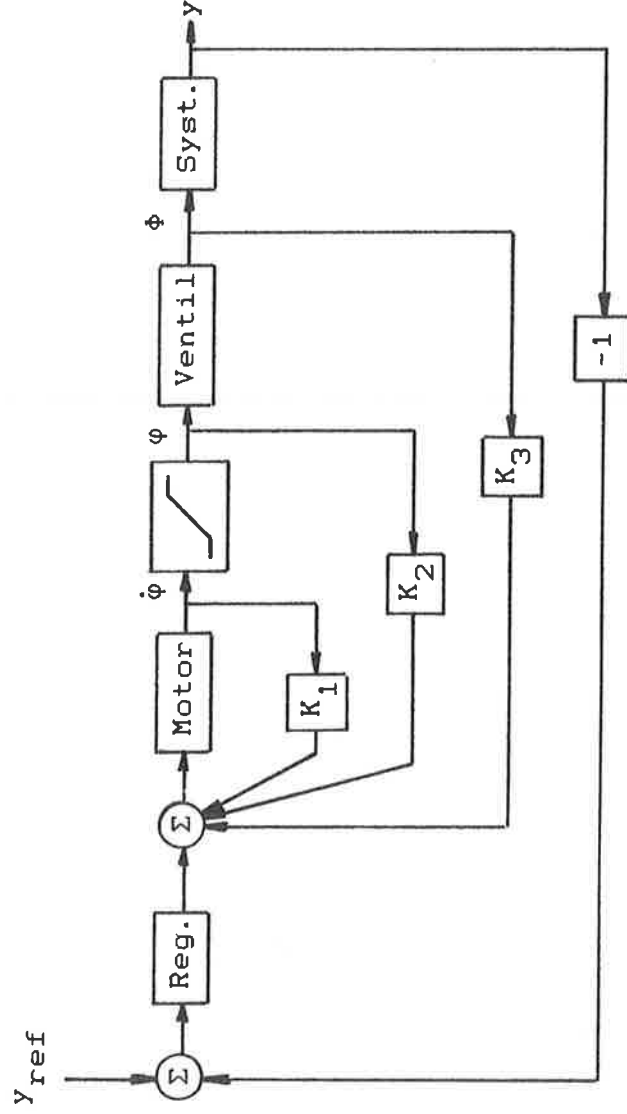
Försöken vid Gambro visade att det var problem att nå upp till referenstemperatur, om denna var över rumstemperatur. Detta kunde förbättras om förstärkningen K kunde ökas.

Det är dock inte säkert att det går att utföra denna typ av justeringar på den befintliga regulatorn.

Precisionsreglering

För att åstadkomma ett reglersystem med precision bör man mäta så mycket som möjligt. Ju mer information om systemets tillstånd man får desto bättre åtgärder kan vidtas för reglering.

Ett exempel på en reglerstruktur ses i figuren nedan.



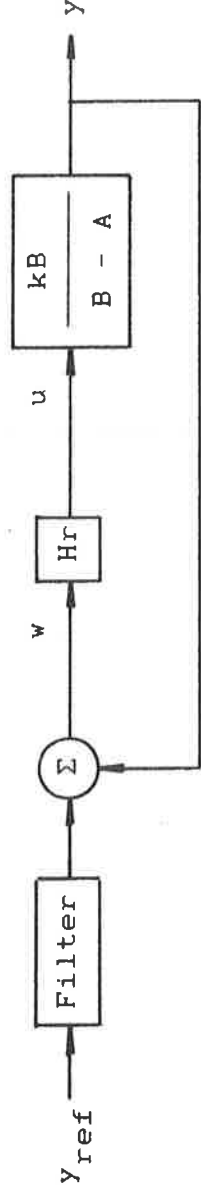
Komponenterna i reglersystem är ofta olinjära. Det bästa är då att återkoppla, som i detta exempel, motorns rotationshastighet, ventilaxelns läge och flödet från ventilen, med en viss förstärkning. Som tumregel kan tas, högre förstärkning i innerloop, lägre i ytterloop.

Det största arbetet är här att analysera de inre delarna i systemet medan regulatorn kan vara av enklare slag.

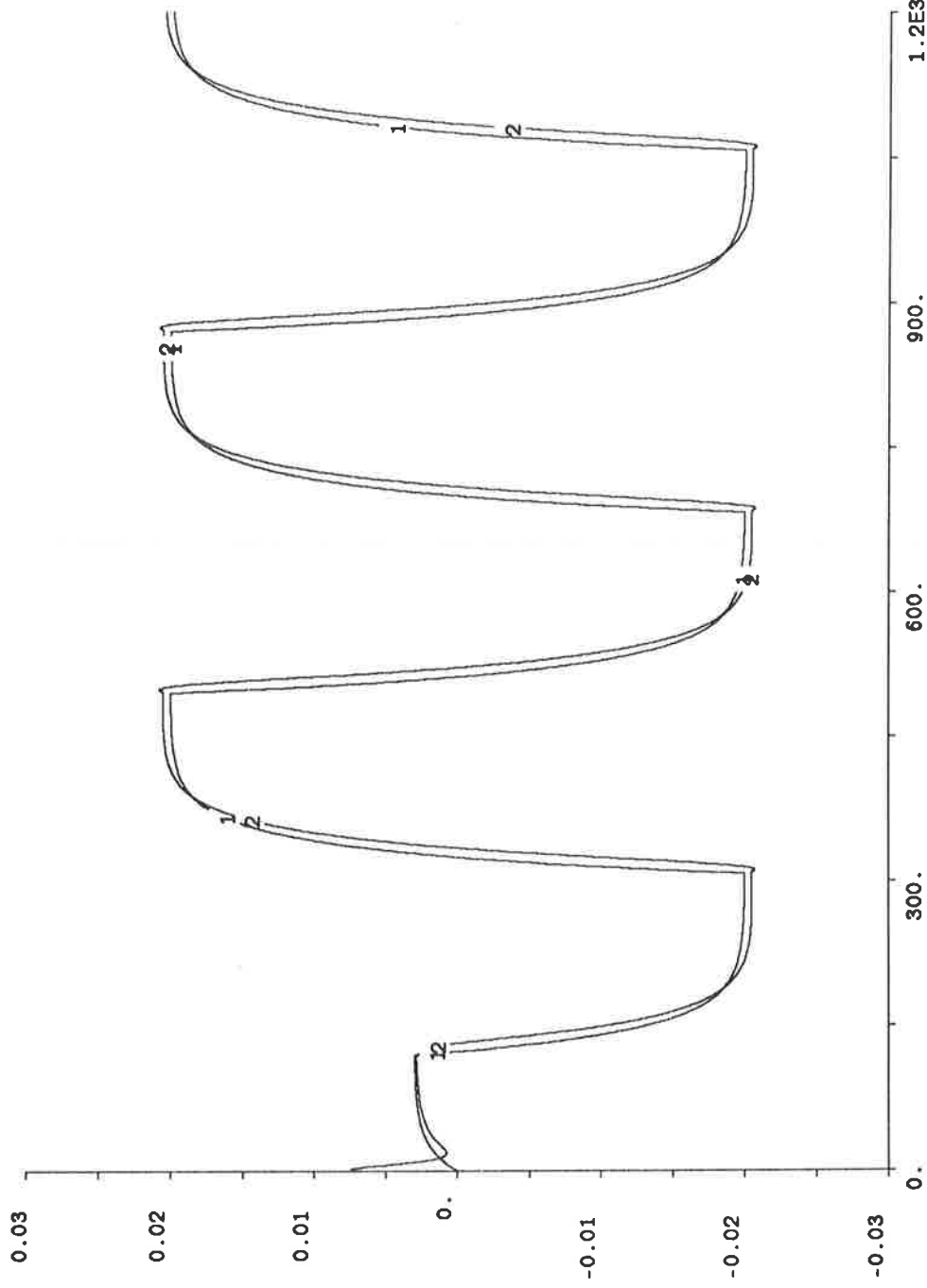
I sådana här lösningar kan det finnas begränsningar både vad det gäller tekniskt och ekonomiskt. Det går kanske inte att placera mätgivare där man önskar, mätgivare är dessutom ofta dyra.

Dämpning av insignal

Ett sätt att få lugnare utsignal är att dämpa referenssignalens variabilitet med hjälp av ett "filter". Exempelvis kan man låta användarens vred för temperaturinställning vara trögt.



En stegändring slår nu inte igenom så snabbt. Applicerar vi ett sådant filter till samma system och regulator som tidigare får vi följande utsignal, jämför figur 14 och appendix E.

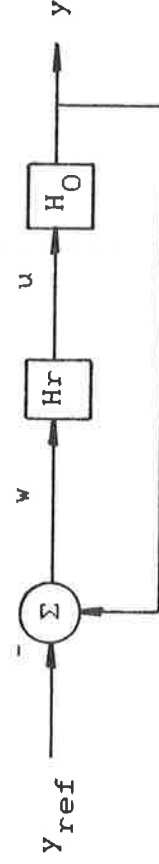


Vi har i detta fall kunnat öka förstärkningen K_r till 4. Den ger inte samma effekt nu när stegändringen sker långsammare.

Detta sätt att lösa problemet är naturligtvis prestandabegränsande och inte i sig önskvärt men kan eventuellt ge vissa säkerhetsmässiga fördelar på den befintliga konstruktionen.

TABELL 1

Förlust- och AIC-funktionernas värden vid identifiering mellan (u) och (y).

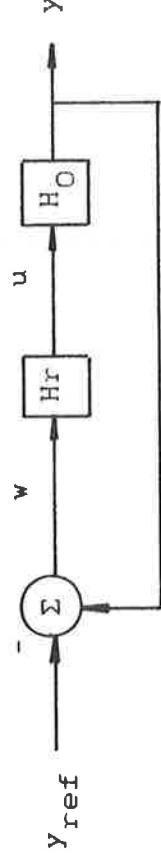


STEGSVAR

	Förlust- funktion (V)($\cdot 10^{-4}$)	AIC- funktion
Utan tidsfördr.		
<u>1 steg</u>		
1:a ordn.	5.56	-13557
2:a ordn.	4.81	-13728
3:e ordn.	4.88	-13701
Med tidsfördr.		
<u>1 steg</u>		
1:a ordn.	5.53	-13554
2:a ordn.	4.68	-13749
3:e ordn.	6.16	-13405
<u>2 steg</u>		
1:a ordn.	5.48	-13552
2:a ordn.	4.67	-13741
3:e ordn.	4.65	-13737
<u>3 steg</u>		
1:a ordn.	5.43	-13550
2:a ordn.	4.65	-13732
3:e ordn.	4.65	-13725

TABELL 2

Förlust- och AIC-funktionernas värden vid identifiering mellan (u) och (y).

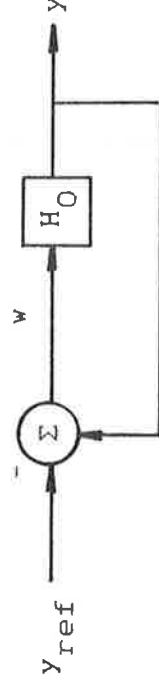


VARIATION AV (u)

	Förlust- funktion (V)(*10 ⁻⁴)	AIC- funktion
Utan tidsfördr.		
1:a ordn.	13.3	-12341
2:a ordn.	7.19	-13081
3:e ordn.	7.07	-13093
Med tidsfördr.		
<u>1 steg</u>		
1:a ordn.	13.3	-12334
2:a ordn.	7.10	-13085
3:e ordn.	7.07	-13070
<u>2 steg</u>		
1:a ordn.	13.1	-12342
2:a ordn.	7.11	-13072
3:e ordn.	7.07	-13070
<u>3 steg</u>		
1:a ordn.	12.8	-12360
2:a ordn.	7.11	-13060
3:e ordn.	7.07	-13059

TABELL 3

Förlust- och AIC-funktionernas värde vid identifiering mellan (y_{ref}) och (y).

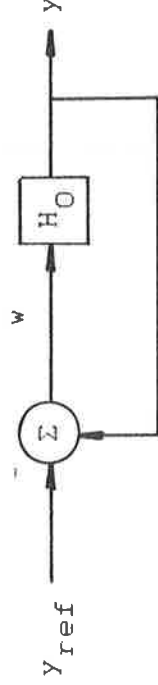


STEGSVAR

	Förlust- funktion (V)(*10 ⁻⁴)	AIC- funktion
Utan tidsfördr.		
<u>1 steg</u>		
2:a ordn.	4.86	-13716
3:e ordn.	4.74	-13736
Med tidsfördr.		
<u>1 steg</u>		
1:a ordn.	4.92	-13695
2:a ordn.	4.58	-13777
3:e ordn.	4.70	-13736
4:e ordn.	4.69	-13731
<u>2 steg</u>		
1:a ordn.	4.90	-13689
2:a ordn.	4.61	-13755
3:e ordn.	4.68	-13728
4:e ordn.	4.70	-13717
<u>3 steg</u>		
2:a ordn.	4.59	-13748
3:e ordn.	4.71	-13709
4:e ordn.	4.61	-13719

TABELL 4

Förlust- och AIC-funktionernas värden vid identifiering mellan (y_{ref}) och (y).

VARIATION AV (u)

	Förlust- funktion (V)(* 10^{-4})	AIC- funktion
<u>1steg</u>		
2:a ordn.	7.02	-13100
3:e ordn.	6.97	-13099
4:e ordn.	6.91	-13100
<u>2 steg</u>		
2:a ordn.	10.8	-12566
3:e ordn.	7.08	-13068
4:e ordn.	13.1	-12583
<u>3 steg</u>		
2:a ordn.	7.03	-13074
3:e ordn.	7.02	-13068
4:e ordn.	6.92	-13076

Med tidsfördr.

APPENDIX B

Den Identifierade modellen som ges av programpaketet IDPAC.

ML-skattning av 2:a ordningens system med 2 stegs tidsfördröjning

BEGIN

DISCRETE MISO TRANSFER FUNCTION

SAMPLE INTERVAL 0.5 S

LAMBDA 8.68525E-4 +- 1.75612E-5

LOSS FUNCTION 4.61276E-4

AIC -13754.4

APOLYNOMIAL 1. - 1.5743Q⁻¹ + 0.579531Q⁻²

BPOLYNOMIAL Q⁻¹ * (- 1.55645E-2 + 2.15502E-2Q⁻¹)

CPOLYNOMIAL 1. - 1.06884Q⁻¹ + 0.418208Q⁻²

INITIAL OUTPUT VALUES 7.18242E-3 + 7.13007E-3Q⁻¹

END

Omskrivning av PID-regulator från tidskontinuerlig till tidsdiskret form.

Den tidskontinuerliga styrlagen var

$$u(t) = K_r [w(t) + \frac{1}{T_i} \int w(t) dt] + T_d \frac{dw}{dt}$$

Laplace-transformera

$$U(s) = K_r [W(s) + \frac{1}{T_i s} W(s)] + T_d s W(s)$$

Dela upp i tre delar

$$U(s) = P(s) + I(s) + D(s)$$

Vi kan nu göra omskrivning av de tre delarna

$$P(s) = K_r W(s)$$

$$\Rightarrow p(th) = K_r w(th)$$

$$I(s) = \frac{K_r}{T_i s} W(s)$$

$$s I(s) = \frac{K_r}{T_i} W(s)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{K_r}{T_i} w(th)$$

Approximera derivatan med differens

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(th) - i(th-h)}{h} = \frac{K_r}{T_i} w(th)$$

$$\Rightarrow i(th) - i(th-h) = \frac{h K_r}{T_i} w(th)$$

$$D(s) = T_d s W(s)$$

$$\Rightarrow d(th) = T_d \frac{dw}{dt} \approx T_d \frac{w(th) - w(th-h)}{h}$$

$$u(th) = Kr * w(th) + i(th) + \frac{Td}{h} * (w(th) - w(th-h))$$

$$u(th) = (Kr + \frac{Td}{h}) * w(th) + i(th) - \frac{Td}{h} * w(th-h)$$

Gör nu följande manöver

$$u(th) - u(th-h) = [(Kr + \frac{Td}{h}) * w(th) + i(th) - \frac{Td}{h} * w(th-h)] -$$

$$- [(Kr + \frac{Td}{h}) * w(th-h) + i(th-h) - \frac{Td}{h} * w(th-2h)]$$

$$u(th) - u(th-h) = (Kr + \frac{Td}{h}) * w(th) + \frac{h * Kr}{Ti} * w(th) -$$

$$- \frac{Td}{h} * w(th-h) - (Kr + \frac{Td}{h}) * w(th-h) + \frac{Td}{h} * w(th-2h)$$

$$u(th) - u(th-h) = (Kr + \frac{Td}{h} + \frac{h * Kr}{Ti}) * w(th) -$$

$$- (Kr + \frac{2 * Td}{h}) * w(th-h) + \frac{Td}{h} * w(th-2h)$$

Användes bakåtoperatoren får vi

$$(1 - q^{-1}) * u(th) = (\alpha + \beta * q^{-1} + \gamma * q^{-2}) * w(th)$$

med

$$\alpha = Kr + \frac{Td}{h} + \frac{h * Kr}{Ti}$$

$$\beta = -(Kr + \frac{2 * Td}{h})$$

$$\gamma = \frac{Td}{h}$$

Beräkningsexempel, temperaturgivare

Vi har följande samband

$$Y(s) = \frac{1}{1 + s*3} * U(s)$$

Insignalen var en puls

$$u(t) = \Theta(t) - \Theta(t-1) ; \quad U(s) = \frac{1}{s} - \frac{e^{-s}}{s}$$

Således får vi

$$Y(s) = \frac{1}{s(1 + 3s)} - \frac{1}{s(1 + 3s)} * e^{-s}$$

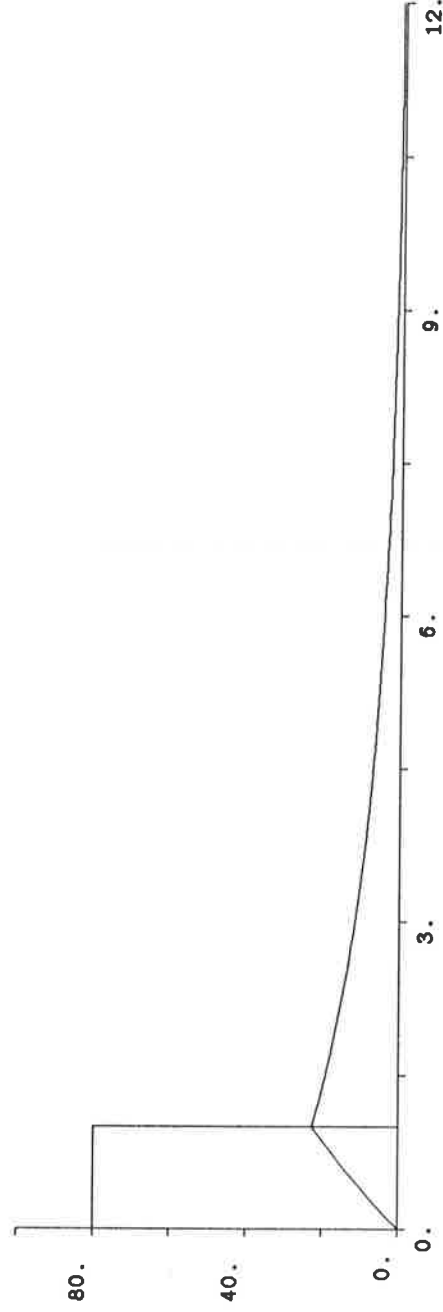
Med hjälp av partialbråksuppdelning blir detta

$$Y(s) = \frac{1}{s} - \frac{3}{1 + 3s} - \frac{1}{s} * e^{-s} + \frac{3}{1 + 3s} * e^{-s}$$

Inverstransformering ger

$$\Theta(t) * y(t) = \Theta(t) - \Theta(t) * e^{-t/3} - \Theta(t-1) + \Theta(t-1) * e^{-(t-1)/3}$$

Grafen av denna ses nedan



APPENDIX E

I detta appendix finns de program som användts i IDPAC och SIMNON.

Nedan de macro-program som användts i IDPAC.

"Tillordna arbetsfil mellan u och y
"med s tidsförskjutningar

```
macro arbfil arb bi s
```

```
move arb(1) < bi(1)
```

```
move arb(2) < bi(2)
```

```
trend < arb(1) 0
```

```
trend < arb(2) 0
```

```
slide < arb 0 s
```

```
end
```

"arbetsfil mellan yref och y
"med s tidsfördröjningar

```
macro work bi k wrk s
```

```
sclop w < bi(3) * k
```

```
vecop yc < bi(2) - w
```

```
move wrk(1) < yc
```

```
move wrk(2) < bi(2)
```

```
trend < wrk(1) 0
```

```
trend < wrk(2) 0
```

```
slide < wrk 0 s
```

```
delet w
```

```
delet yc
```

```
end
```

APPENDIX E

```
"villket k i yref=y-k*w gör yref till fyrkantväg?
```

```
macro yref bi k
```

```
sclop w < bi(3) * k
```

```
vecop yc < bi(2) - w
```

```
plot (1200) yc
```

```
kill
```

```
delet yc
```

```
delet w
```

```
end
```

```
"ML-skattning av önskad arbetsfil  
"och ordningstal
```

```
macro mlsk syst wrk ord
```

```
ml syst < wrk ord
```

```
end
```

```
"residualer och utsignal med deterministisk  
"del av insignal
```

```
macro figs res syst wrk det
```

```
resid res < syst wrk 50
```

```
page
```

```
kill
```

```
deter det < syst wrk(1)
```

```
plot (1200) wrk(2) det
```

```
kill
```

```
end
```

Simnon-programmen är numrerade och nedan anges vilka nummer som användts till figurerna i texten.

Figur 9: Nr 1 och 2
 Figur 12: Nr 1, 3 och 4
 Figur 13: Nr 1, 3, 5 och 6
 Figur 14: Nr 1 och 7
 Dämpn. av insign.: Nr 1, 7, 8 och 9

```
"Nr: 1
discrete system MN2A

" den valda identifieringsmodellen av 2:a
" ordningen, 1 stegs fördröjning.
```

```
time t
tsamp ts
input v
output y
```

```
"      k*B      ;      Y =  k*B
"      B - A      ;      B - A*v
```

```
state y1 y2 y3 v1 v2 v3
new ny1 ny2 ny3 nv1 nv2 nv3
y=-a1*y1+(b1-a2)*y2+b2*y3-k*(b1*v2+b2*v3)
ny1=y
ny2=y1
ny3=y2
nv1=v
nv2=v1
nv3=v2
a1:-1.74427
a2:0.747959
b1:-0.0124566
```

APPENDIX E

```
b2:0.0160655
k:0.33
Y1:0.0075137
Y2:0.00765288
ts=t+h
h:0.5
end

"Nr: 2
connecting system cmn

"connecting system till mn2a

time t
v[mn2a]=U[PI]
w[mn2a]=(y[mn2a]-yref)/k
yref= if t<120 then 0 else a*sign(sin(w*(t-120)+fi))
k:0.33
a:0.02
w=2*pi/per
pi:3.14159
per:250
fi:3.1416
end
```



```

"Nnr: 3
discrete system mn

"identifieringsmodell, 2:a ordningens system
"2 stegs tidsfördröjning

time t
tsamp ts
input v
output y

"      k*B      ;      Y =  $\frac{k*B}{B - A}$ *v
"      B - A

state y1 y2 y3 y4 v1 v2 v3 v4
new ny1 ny2 ny3 ny4 nv1 nv2 nv3 nv4
Y=x+z+q
x=(-a1*y1-a2*y2)
z=b1*y3+b2*y4
q=(-k*(b1*v3+b2*v4))
ny1=y
ny2=y1
ny3=y2
ny4=y3
nv1=v
nv2=v1
nv3=v2
nv4=v3
a1:-1.5743
a2:0.579531
b1:-0.0155645
b2:0.0215502
k:0.33
Y1:0
Y2:0
ts=t+h
h:0.5
end

```

```

"Nr: 4
connecting system CMN4

"connecting system till mn och mn2a
"med sinusvåg som insignal

time t
v[ mn/mn2a ]=a*sin(w*t)
a:0.02
w=2*pi/per
pi:3.14159
per:400
end

"Nr: 5
discrete system regul

" parameterjustering enligt punkt 1

time t
tsamp ts

"  $\frac{Hr}{Hr'} = \frac{Kr(1+1/Ti) - Krq^{-1}}{Kr'(1+1/Ti') - Kr'q^{-1}}$  ;  $u = \frac{Hr}{Hr'} * w$ 
"
"
input w
output u
state u1 w1
new nu1 nw1
u=(u1*krp+w*kr*(1+1/ti)-kr*w1)/(krp*(1+1/tip))
nu1=u
nw1=w
krp:1.2
tip:0.2
kr:1
ti:1

```

APPENDIX E

```
ts=t+h
h:0.5
end

"Nr: 6
connecting system cregul

"parameterjustering enligt punkt 1

time t
v[mn/mn2a]=u[regul]
w[regul]=(y[mn/mn2a]-yref)/k
yref= if t<120 then 0.003 else a*sign(sin(w*(t-120)+fi))
k:0.33
a:0.02
w=2*pi/per
pi:3.14159
per:400
fi:3.1416
end

"Nr: 7
discrete system pi

"PI-regulator

time t
tsamp ts
input w
output u
state u1 w1
new nul nw1
u=u1+Kr*w+h*w/Ti-Kr*w1
nul=u
```

```
nw1=w
Kr:1
Ti:8
ts=t+h
h:0.5
end

"Nr: 8
discrete system fit

"dämpning med hjälp av filter

time t
tsamp ts
input ur
state x
new nx
output yre
yre=x
nx=(1-bet)*x+bet*ur
bet:1
ts=t+h
h:0.5
end
```

```
"Nr: 9
connecting system CMN2A

"dämpning med hjälp av filter

time t
v[mn2a]=u[pi]
w[pi]=(y[mn2a]-yref)/k
yr= if t<120 then 0.003 else a*sign(sin(w*(t-120)+fi))
yref=yre[flt]
ur[flt]=yr
k:0.33
a:0.02
w=2*pi/per
pi:3.14159
per:400
fi:3.1416
end
```

LITTERATURFÖRTECKNING

- [1] Ljung, Lennart. Reglerteori - Moderna analys- och syntesmetoder: Studentlitteratur, Lund 1981.
- [2] Wieslander, Johan. Idpac-commands - User's guide: Institutionen för Reglerteknik, LTH 1980. Coden: LUTFD/(TFRT-3157)
- [3] Årzén, Karl-Erik. Logger - An interactive program for data logging on PDP-11: Institutionen för Reglerteknik, LTH 1981. Coden: LUTFD2/(TFRT-5262)
- [4] Åström, Karl-Johan. A Simnon tutorial: Institutionen för Reglerteknik, LTH 1984.
- [5] Åström, Karl-Johan. Reglerteori: Almqvist & Wiksell Förlag AB, Stockholm.
- [6] Datablad för hypotermienhet: Hyper-Hypothermia unit, Hyp 10-200, Operator's manual.
- [7] Datablad för regulator: Witromat, General purpose, electronic controller with LED indicator. Controllers and their applications.