



LUND UNIVERSITY

Systemteknik - Projektarbeten våren 1985

Johansson, Rolf

1985

Document Version:
Förlagets slutgiltiga version

[Link to publication](#)

Citation for published version (APA):

Johansson, R. (Red.) (1985). *Systemteknik - Projektarbeten våren 1985*. (Technical Reports TFRT-7288). Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology (LTH).

Total number of authors:

1

General rights

Unless other specific re-use rights are stated the following general rights apply:

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain
- You may freely distribute the URL identifying the publication in the public portal

Read more about Creative commons licenses: <https://creativecommons.org/licenses/>

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

LUND UNIVERSITY

PO Box 117
221 00 Lund
+46 46-222 00 00

CODEN: LUTFD2/(TFRT-7288)/1-199/(1985)

SYSTEMTEKNIK

Projektarbeten våren 1985

Rolf Johansson (Red.)

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola

Augusti 1985

LUND INSTITUTE OF TECHNOLOGY DEPARTMENT OF AUTOMATIC CONTROL Box 725 S 220 07 Lund 7 Sweden	Document name Report	
	Date of issue August 1985	
	Document number CODEN: LUTFD2/TFRT-7288/1-199/1985	
Author(s) Rolf Johansson (Ed.)	Supervisor Rolf Johansson	
	Sponsoring organization	
Title and subtitle Systemteknik - Projektarbeten vt 1985		
Abstract This volume contains the term papers of the mechanical engineering students taking the advanced course of automatic control. The students have covered many different subjects - Flight simulations, autopilots, control of extruders, industrial robots, thyristors, prediction, trajectory control of industrial robots, flexible robot arms, control of robot arm with changes in moments of inertia and finally hypothermia control of a heart-lung-machine.		
Key words		
Classification system and/or index terms (if any)		
Supplementary bibliographical information		
ISSN and key title		ISBN
Language Swedish	Number of pages 199	Recipient's notes
Security classification		

Dokumenttablad RT 3/81

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

FÖRORD

Följande volym visar M-teknologernas enskilda arbeten under fortsättningskursen "Systemteknik" våren 1985. Teknologerna har i många fall själva föreslagit ämne och innehållsförteckningen avslöjar något av den bredd i intresseinriktningar som varit representerade på kursen.

Jag vill som kursansvarig tacka för många av de goda arbeten och bidrag som inlämnats.

Rolf Johansson

INNEHÅLL

Förord

Ulf Andersson & Dan Gillstedt: Flygsimulation & Autopilot	1
Lars Carlsson & Göran Frenning: Reglering av formspruta	42
Nils Anders Dahlqvist & Mikael Öwall: ASEA Industrirobotsystem IRB 6/2	63
Göran Johansson: Tyrilstorn och några av dess användningsområden	76
Mats Jönsson: Prediktor, prediktering	102
Erland Leide & Anders Olsson: Banstyrning för industrirobotar	116
Peter Marbe & Håkan Möller: Veka Robotarmar	127
Anders Nilsson & Kjell Petersson: Undersökning av regulatorer för reglering av process med kraftigt varierande tröghetsmoment	141
Mats Nilsson: Identifiering av hypotermienhet	178

PROJEKTARBETE I SYSTEMTEKNIK PÅ LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA

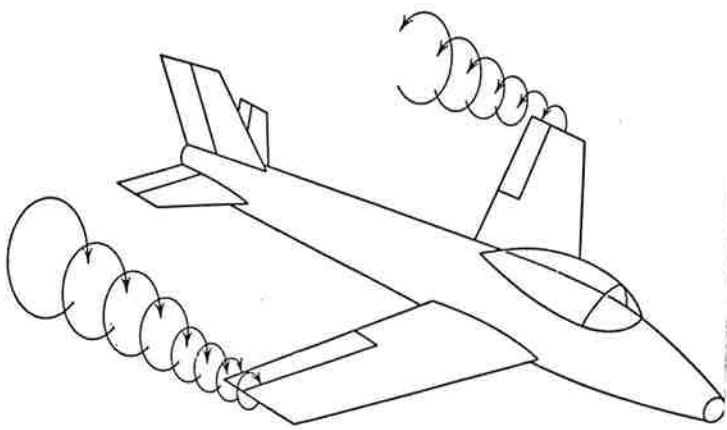
avseende

FLYGSIMULATION/AUTOPILOT

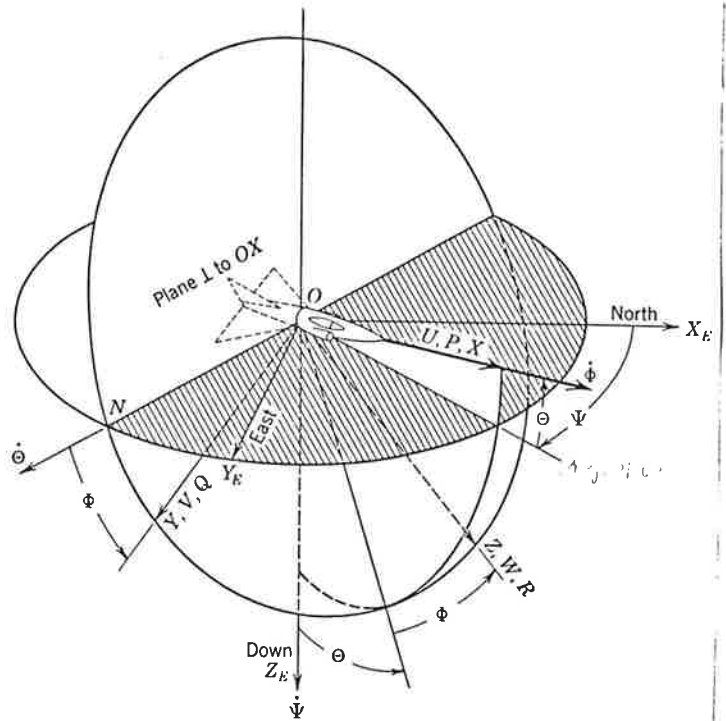
UTFÖRT AV:

ULF ANDERSSON M-81

DAN GILLSTEDT M-81



An aircraft with wing tip vortices.



Sketch of fixed and aircraft axes.

LTH MAJ 1985

$$\sum \Delta \mathcal{L} = \dot{P}I_x - \dot{R}J_{xz} + QR(I_z - I_y) - PQJ_{xz}$$

$$\sum \Delta \mathcal{M} = \dot{Q}I_y + PR(I_x - I_z) + (P^2 - R^2)J_{xz}$$

$$\sum \Delta \mathcal{N} = \dot{R}I_z - \dot{P}J_{xz} + PQ(I_y - I_x) + QRJ_{xz}$$

The equations of linear motion from Eq. 1-15 are

$$\sum \Delta F_x = m(\dot{U} + WQ - VR)$$

$$\sum \Delta F_y = m(\dot{V} + UR - WP)$$

$$\sum \Delta F_z = m(\dot{W} + VP - UQ)$$

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

kap.	omfattning	sid.
1.	BAKGRUND/HISTORIA.....	1-4
2.	STUDIE AV LATERALDYNAMIK.....	5-8
3.	LÖSNING AV EKV. FÖR LATERALSTAB.....	9
4.	LÖSNING AV LATERALEKVATIONERNA.....	10-11
5.	ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FÖR RODRET.....	11-13
6.	ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FÖR SKEVRODRET.....	13-16
7.	APPROXIMATIV ÖVERFÖRINGSFUNKTION.....	16-17
8.	TRANSIENTSVAR FÖR FLYGPLANET.....	17-18
9.	DATORSIMULERING AV ATTACKPLAN.....	19+bilagor
10.	DATORSIMULERING AV TURBOFANMOTOR.....	20-21+bilagor
11.	LITTERATURFÖRTECKNING.....	22

Den 17 December 1903 var datumen då den första lyckade flygningen med ett motordrivet flygplan ägde rum. Bröderna Wright bröt mot vanlig tradition när de lyckades, där andra hade misslyckats, genom att göra sitt flygplan instabilt men kontrollbart. Denna skillnad mot traditionen resulterade i ett mer manöverbart och kontrollbart flygplan som var mindre känsligt mot vindstötar. Lilienthal, Pilcher, Chanute och Langley designade sina flygande farkoster med inneboende stabilitet och därmed lämnade de endast uppgiften att styra planet över till piloten. Priset de fick betala för denna stabilitet var förlust av manöverbarhet och känslighet mot atmosfäriska störningar. Den minskade stabiliteten i flygplanet som bröderna Wright introducerade gjorde naturligtvis pilotens arbete svårare och jobbigare och genom detta påskyndades utvecklingen av autopiloten. Denna inneboende instabilitet är fortfarande vanlig i dagens flygplan i en så kallad "spiralavvikelse" vilken orsakar en svag avvikelse i riktning och avdriftsvinkel vid minsta störning. Huvuduppgiften för de första autopiloterna var att stabilisera farkosten och återställa dess önskade flygriktning efter en störning. Autopiloten på den tiden använde gyro för att avkänna avvikelse på farkosten från dess önskade flygriktning, och servomotorer till att aktivera skevroder och höjdroder. Denna första autopilot tillverkades av Sperry Gyroscope Company of New York. Denna autopilot vann många pris när det gällde att ge det mest stabila flygplanet (1914).

Endast 11år efter Wrights första flygning ägde detta rum. Testen utfördes på det viset att planet flög nära marken, piloten står upp i cockpiten med händerna ovanför huvudet en mekaniker står på vingen och vandrar fram och tillbaka på densamma. Trots planets girar och svängar, p.g.a mekanikerns tyngd, lyckades planet hålla sin riktning. Utvecklingen låg nere till 1933 då Wiley Post installerade Sperrys autopilot och flög jorden runt på mindre än åtta dagar. P.g.a autopiloten kunde Post slumra till under flygningen. Post gjorde så att han höll en skruvmejsel i handen, och denna mejsel var via ett snöre fäst i ett finger. När han föll djupare till sömns tappade han mejseln och den vred till fingret som därigenom väckte honom. 1947 gjorde en Air Force c-47 en komplett automatisk transatlantisk flygning inklusive start och landning. Inga kontroller var rörda av mänsklig hand. Dessa första autopiloter var alltså i första hand avsedda att behålla läge och riktning på farkosten. När de hög-prestanda jetplanen dök upp uppstod nya problem. Dessa problem är jämte riktningsinstabiliteten redan nämnda och är en fråga om otillfredsställande dynamiska karakteristiska. Man kan säga att: Om den inneboende oscillationen i ett flygplan är 10s eller mer kan piloten nöjaktigt kontrollera eller dämpa oscillationen, men om oscillationen är 4s eller mindre hinner inte pilotens reaktion med. De så kallade "short-period"-kast och "dutch-roll" oscillation som finns i alla flygplan hamnar inom 4s oscillations kategorin. I konventionella flygplan är dämpningen av dessa oscillationer tillräckligt effektiva. Däremot i

attackflygplan och transportflygplan måste konstgjord stabilitet uppnås genom ett automatiskt system.

När flygplanskonstruktörerna försökte erhålla högre prestanda från attackplanen installerades större och större motorer tillsammans med tunnare vingar, detta resulterade i märkbara förändringar i flygplanens tröghetsmoment, vilket resulterade i katastrofer för vissa flygplan. Orsaken till detta var "tröghets kors-koppling".

Detta fenomen uppstår när ett flygplan rollar med hög vinkelhastighet. Den normala åtgärden mot detta är att installera en större och mer effektiv fena. Man kan dock komma ifrån detta problem genom ett bra kontrollsystem.

Ett annat stabilitetsproblem som finns i vissa attackplan är den totala förlusten av longitudinell stabilitet eller "pitch-up" vid attack i snäv vinkel. Detta fenomen är mer benäget att uppstå när den horisontella stabilisatorn är placerad på toppen av fenan, detta för att öka lateralstabiliteten.

Där finns många problem som kontrollingenjörerna ställs inför t.ex. konstruktion av reglersystem för landning i dåligt väder, höjd- och hastighetshållningssystem för bättre bränsleekonomi m.m. Trots allt svarar ett styrsystem snabbare och mer exakt men med mindre säkerhet än en mänsklig kontrollör.

Vid studiet av flygplan-autopilot kombinationen är det en fördel att representera flygplanet som ett block i blockdiagrammet över kontrollsystemet så att standardmetoderna för att analysera servomekanismerna kan användas. För att göra denna representation behövs överföringsfunktionen för flygplanet.

För att få fram överföringsfunktionen är det nödvändigt att definiera vissa kvantiteter som stabilitetslösningar vilka relaterat till ändringar i de aerodynamiska krafter och moment verkande på flygplanet orsakade av dess rörelse eller orientering.

EN kropp med sex frihetsgrader kan indelas i tre longitudinella ekvationer och tre lateral ekvationer. Här skall de tre lateralekvationerna lineariseras och kombineras med de aerodynamiska termerna som ger lateralekvationerna för ett flygplan. Ur dessa kan överföringsfunktionerna för roder och skevroder erhållas. Innan vi löser lateralekv. får vi definiera sidoglidningsvinkeln. Vi börjar med att ge planet olika axlar enl. fig. 1

108 Automatic Control of Aircraft and Missiles

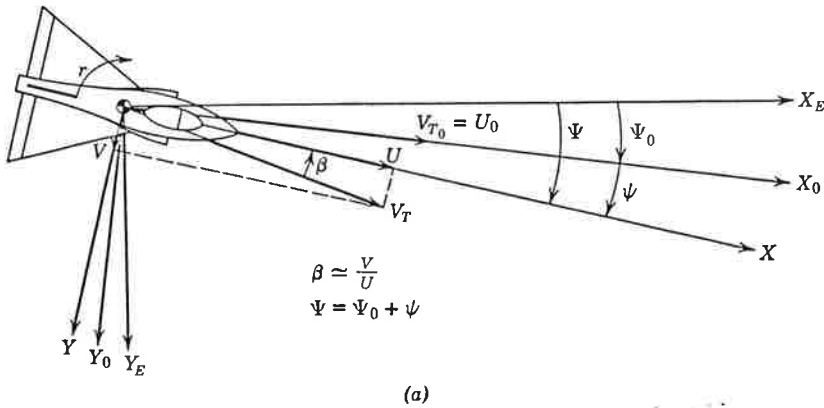


Fig 1

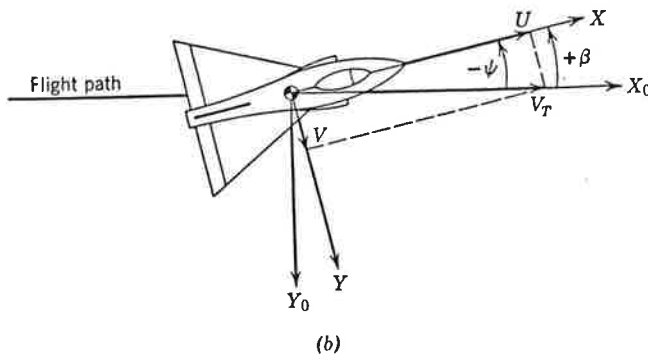


Figure 3-1 (a) Disturbed aircraft stability axes showing yaw angle ψ and sideslip angle β ; (b) aircraft slipping with wings level, $\beta = -\psi$.

Om planet vrids runt z-axeln enl. fig 1 uppstår sidoglidningsvinkeln (β). Det finns även en girvinkel (ψ)

ej att förväxla med β . Då $\beta = 0$ kan det finnas ψ men om $\beta \neq 0$ måste det finnas en ψ .

De tre ekvationerna har följande utseende:

$$\begin{aligned} \sum \Delta F_y &= m(\dot{V} + UR - WP) \\ \sum \Delta \mathcal{L} &= \dot{P}I_x - \dot{R}J_{xz} + QR(I_z - I_y) - PQJ_{xz} \\ \sum \Delta \mathcal{N} &= \dot{R}I_z - \dot{P}J_{xz} + PQ(I_y - I_x) + QRJ_{xz} \end{aligned} \quad 1)$$

Där: U=Rollhastighet vilket medför att P=Vinkelhastighet

V=Pitchhastighet " " " Q= "

W=Girhastighet " " " R= "

$I_{x,y,z}$ = Tröghetsmoment

F=Kraft

ϵ, N =Moment

Här har man försummat pitchingmomentet p.g.a att om oroligheten är liten medför detta att P,R är små vilket medför att kvadraterna och produkterna kan försummas. Q antas till 0, om man antar att jämviktsriktningen är längs X och ingen sideslip finns medför detta att $V_0=W=0$, $U=U_0+u$, $\dot{V}=\dot{v}$, $\dot{W}=0$ och $\dot{U}=\dot{u}$. Planet accelererar inte vilket medför att P_0 och $R_0=0$ vilket ger $P=p$ och $R=r$ detta i ekvation 1) ger följande:

$$\begin{aligned} \sum \Delta F_y &= m(\dot{v} + U_0 r + ur) \\ \sum \Delta \mathcal{L} &= \dot{p}I_x - \dot{r}J_{xz} \\ \sum \Delta \mathcal{N} &= \dot{r}I_z - \dot{p}J_{xz} \end{aligned} \quad 2)$$

Efter faktorisering och identifiering av viklar blir ekv. i vinkelform följande:

$$\begin{aligned} \sum \Delta F_y &= mU_0(\beta + \dot{\psi}) \\ \sum \Delta \mathcal{L} &= \dot{\psi}I_x - \dot{\psi}J_{xz} \\ \sum \Delta \mathcal{N} &= \dot{\psi}I_z - \dot{\psi}J_{xz} \end{aligned} \quad 3)$$

Det är nödvändigt att uttrycka krafter och moment i termer av deras ändringar som härstammar från de lineära-hastigheterna och vinkelhastigheterna.

F_y är en funktion av $\beta, \psi, \phi, \dot{\phi}, \dot{\psi}$. Detta ger följande:

$$\sum dF_y = \frac{\partial F_y}{\partial \beta} d\beta + \frac{\partial F_y}{\partial \psi} d\psi + \frac{\partial F_y}{\partial \phi} d\phi + \frac{\partial F_y}{\partial \dot{\phi}} d\dot{\phi} + \frac{\partial F_y}{\partial \dot{\psi}} d\dot{\psi} \quad 4)$$

Vid linjär approximation blir ekvation 4) följande:

$$\sum \Delta F_y = \frac{\partial F_y}{\partial \beta} \Delta \beta + \frac{\partial F_y}{\partial \psi} \Delta \psi + \frac{\partial F_y}{\partial \phi} \Delta \phi + \frac{\partial F_y}{\partial \dot{\phi}} \Delta \dot{\phi} + \frac{\partial F_y}{\partial \dot{\psi}} \Delta \dot{\psi} \quad 5)$$

Två av dessa partiella derivator är resultat av gravitetsändring när flygplanet ändrar riktning. Dessa blir efter härledning:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_y}{\partial \psi} &= mg \sin \Theta \\ \frac{\partial F_y}{\partial \phi} &= mg \cos \Theta \end{aligned} \quad 6)$$

Antag sedan att initialvärden = 0 och tag sedan ekv. 3) och 4). Detta medför följande:

$$mU_0\beta + \frac{-\partial F_y}{\partial \beta} \beta + \left(mU_0 - \frac{\partial F_y}{\partial \dot{\psi}}\right) \dot{\psi} - \frac{\partial F_y}{\partial \psi} \psi - \frac{\partial F_y}{\partial \dot{\phi}} \dot{\phi} - \frac{\partial F_y}{\partial \phi} \phi = F_{y_a} \quad 7)$$

$U_0 \approx U$ och dividera med Sq vilket medför :

$$\begin{aligned} \frac{mU}{Sq} \beta - C_{y_a} \beta + \left(\frac{mU}{Sq} - \frac{b}{2U} C_{y_r}\right) \dot{\psi} - C_{y_v} \psi - \frac{b}{2U} C_{y_p} \dot{\phi} - C_{y_\phi} \phi \\ = \frac{F_{y_a}}{Sq} = C_{y_a} \end{aligned} \quad 8)$$

E och N ekvationerna kan utvecklas på samma sätt men dividera med Sqb där b = spännvidden. Detta medför :

$$\begin{aligned} \frac{I_x}{Sq b} \ddot{\phi} - \frac{b}{2U} C_{l_r} \dot{\phi} - \frac{J_{xz}}{Sq b} \ddot{\psi} - \frac{b}{2U} C_{l_r} \dot{\psi} - C_{l_\beta} \beta = \frac{\mathcal{L}_a}{Sq b} = C_{l_a} \\ - \frac{J_{xz}}{Sq b} \ddot{\phi} - \frac{b}{2U} C_{n_r} \dot{\phi} + \frac{I_z}{Sq b} \ddot{\psi} - \frac{b}{2U} C_{n_r} \dot{\psi} - C_{n_\beta} \beta = \frac{\mathcal{N}_a}{Sq b} = C_{n_a} \end{aligned} \quad 9)$$

Vissa av värdena i ekvationerna 8)-9) kan uttryckas som konstanter och identifieras fysiskt. Detta ger följande tabell :

Automatic Control of Aircraft and Missiles
 Definitions and Equations for Lateral Stability Derivatives

Symbol	Definition	Origin	Equation	Typical Values
$C_{l\beta}$	$\frac{1}{Sq b} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \beta}$	Dihedral and vertical tail	Ref. 1, Chapter 9 Ref. 2, Section 3.10	-0.06
C_{l_p}	$\frac{1}{Sq b} \left(\frac{2U}{b}\right) \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial p}$	Wing damping	Ref. 1, Chapter 9	-0.4
C_{l_r}	$\frac{1}{Sq b} \left(\frac{2U}{b}\right) \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial r}$	Differential wing normal force	$\frac{C_{L^w}}{4}$	0.06
$C_{n\beta}$	$\frac{1}{Sq b} \frac{\partial \mathcal{N}}{\partial \beta}$	Directional stability	Ref. 1, Chapter 8 Ref. 2, Section 3.9	0.11
C_{n_p}	$\frac{1}{Sq b} \left(\frac{2U}{b}\right) \frac{\partial \mathcal{N}}{\partial p}$	Differential wing chord force	$-\frac{C_{L^w}}{8} \left(1 - \frac{d\epsilon}{d\alpha}\right)$	-0.015
C_{n_r}	$\frac{1}{Sq b} \left(\frac{2U}{b}\right) \frac{\partial \mathcal{N}}{\partial r}$	Damping in yaw	$-\frac{C_{D^w}}{4} - 2\eta_v \frac{S_v}{S} \left(\frac{l_v}{b}\right)^2 \left(\frac{dC_L}{d\alpha}\right)^v$	-0.12
$C_{y\beta}$	$\frac{1}{Sq} \frac{\partial F_y}{\partial \beta}$	Fuselage and vertical tail	No simple equation	-0.6
$C_{y\phi}$	$\frac{1}{Sq} \frac{\partial F_y}{\partial \phi}$	Gravity	$\frac{mg}{Sq} \cos \Theta$	
C_{y_p}	$\frac{1}{Sq} \left(\frac{2U}{b}\right) \frac{\partial F_y}{\partial p}$	Vertical tail	Neglect	
$C_{y\psi}$	$\frac{1}{Sq} \left(\frac{\partial F_y}{\partial \psi}\right)$	Gravity	$\frac{mg}{Sq} \sin \Theta$	
C_{y_r}	$\frac{1}{Sq} \left(\frac{2U}{b}\right) \frac{\partial F_y}{\partial r}$	Vertical tail	Neglect	

De okopplade, linjariserade lateralekvationerna blir med ovanstående konstanter insatta :

$$\begin{aligned}
 -\frac{b}{2U} C_{y_p} \dot{\phi} - C_{y\phi} \phi + \left(\frac{mU}{Sq} - \frac{b}{2U} C_{y_r}\right) \dot{\psi} - C_{y\psi} \psi + \frac{mU}{Sq} \beta - C_{y\beta} \beta &= C_{y_a} \\
 \frac{I_x}{Sq b} \ddot{\phi} - \frac{b}{2U} C_{l_p} \dot{\phi} - \frac{J_{xz}}{Sq b} \ddot{\psi} - \frac{b}{2U} C_{l_r} \dot{\psi} - C_{l\beta} \beta &= C_{l_a} \\
 -\frac{J_{xz}}{Sq b} \ddot{\phi} - \frac{b}{2U} C_{n_p} \dot{\phi} + \frac{I_z}{Sq b} \ddot{\psi} - \frac{b}{2U} C_{n_r} \dot{\psi} - C_{n\beta} \beta &= C_{n_a}
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

Här följer en identifiering och i vissa fall förklaring till konstanterna

$C_{Y\dot{p}} = 0$. Detta är sidokraft på fenan vid roll.

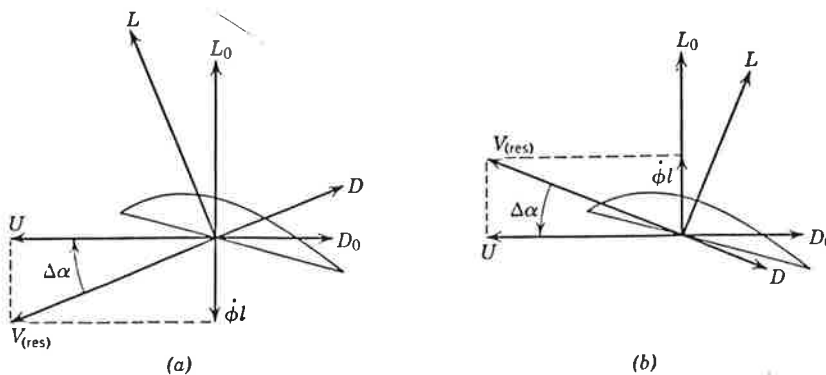
$C_{Yr} = 0$. Detta är sidokraft på fena vid gir.

$C_{l\dot{\beta}}$ = Ändring i rollmoment vid sidoglidning, detta moment uppstår p.g.a upptrycket som åstadkomms av fenan vid sidoglidning.

$C_{n\dot{\beta}}$ = Ändring i girmoment vid sidoglidning. Detta fås vid vindtunnelförsök.

$C_{Y\dot{\beta}}$ = Ändring i kraft i Y-riktningen p.g.a sidoglidning

$C_{n\dot{p}}$ = Ändring i girmoment p.g.a rollhastighet. Trycket ändras då vinkeln på vingarna ändras vid roll. Uppåtgående vinge ger inte samma ändring i upptrycket som nedåtgående vinge, se fig.2, detta p.g.a vingens form. Detta är orsaken till att man behöver roderutslag på flygplan för att komma in eller ur en sväng.



Change in lift and drag on a section of the down-going wing (a) and the up-going wing (b) at a distance l from the center of gravity due to $\dot{\phi}$.

Vi löser de homogena ekvationerna först d.v.s $=0$.

Detta innebär att ekvation 10) sätts $= 0$.

I detta exempel har vi ett jettransportflygplan flygande rakt i fast höjd och med 300mph vid vågtoppshöjd.

Följande värden gäller på flygplanet:

$$C_{y\beta} \approx -0.6$$

$$C_{y\phi} = \frac{mg}{Sq} = C_L = 0.344$$

$$C_{y\psi} = 0$$

$$C_{l\beta} = -0.057$$

$$\frac{b}{2U} = \frac{130}{2(440)} = 0.148 \text{ sec}$$

$$\frac{b}{2U} C_{l\beta} = -0.0553 \text{ sec}$$

$$\frac{b}{2U} C_{l\gamma} = 0.0128 \text{ sec}$$

$$\frac{b}{2U} C_{n\beta} = -0.00338 \text{ sec}$$

$$\frac{b}{2U} C_{n\gamma} = -0.0158 \text{ sec}$$

$$q = \frac{\rho}{2} U^2 = \frac{(0.002378)(440)^2}{2} = 230 \text{ lb/sq ft}$$

$$\frac{I_x}{Sq b} = \frac{1.955 \times 10^6}{(2400)(230)(130)} = 0.02725 \text{ sec}^2$$

$$\frac{I_z}{Sq b} = \frac{4.2 \times 10^6}{(2400)(230)(130)} = 0.0585 \text{ sec}^2$$

$$\frac{mU}{Sq} = \frac{(5900)(440)}{(2400)(230)} = 4.71 \text{ sec}$$

$$\theta = 0$$

$$m = 5900 \text{ slugs}$$

$$U = 440 \text{ ft/sec}$$

$$S = 2400 \text{ sq ft}$$

$$I_x = 1.955 \times 10^6 \text{ slug ft}^2$$

$$I_z = 4.2 \times 10^6 \text{ slug ft}^2$$

$$J_{xz} = 0 \text{ by assumption}$$

$$C_{l\beta} = -0.38$$

$$C_{l\gamma} = \frac{C_L}{4} = \frac{0.344}{4} = 0.086$$

$$b = 130 \text{ ft}$$

$$C_{n\beta} = -0.0228$$

$$C_{n\gamma} = 0.096$$

$$C_{n\delta} = -0.107$$

Dessa värden insatta i de homogena ekvationerna ger i determinant form:

$$\begin{vmatrix} 0.02725s^2 + 0.0553s & -0.0128s & 0.057 \\ 0.00338s & 0.0585s^2 + 0.0158s & -0.096 \\ -0.344 & 4.71s & 4.71s + 0.6 \end{vmatrix} = 0 \quad 11)$$

Utvecklas denna determinant blir lösningen följande:

$$0.00748s^5 + 0.01827s^4 + 0.01876s^3 + 0.0275s^2 - 0.0001135s = 0 \quad 12)$$

Faktumet att en rot av ekvationen är 0 pekar på att flygplanet är okänsligt för rikting. Vid en störning finns inget moment som försöker få tillbaka planet i dess ursprungliga rikting. Dividerat och faktorerat ger 12) :

$$s(s^2 + 0.38s + 1.183)(s + 2.09)(s - 0.004) = 0 \quad 13)$$

$s^2 + 0.38s + 1.183$. Är den s.k. "dutch roll".

$s + 2.09$. Är rollsänkningen.

$s - 0.004$. Är spiraldivergensen.

Dessa beteende är vanliga i dagens flygplan. De kan dämpas ned så att inverkan blir minimal.

KAP.5 ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FÖR RODRET

Till att börja med får positivt roder definieras.

Vänsterroder medför kraft i positiv Y-riktning, och ett negativt girmoment vilket medför positivt roder.

Ur ekvation 10) fås då efter lite arbete, överföringsfunktionen enl. följande med δ_r som insignal och ϕ utsignal.

$$\frac{\phi(s)}{\delta_r(s)} = \frac{131 \left(\frac{s}{2.07} + 1 \right) \left(\frac{s}{2.02} - 1 \right)}{\left[\left(\frac{s}{1.345} \right)^2 + \frac{2(0.14)}{1.345} s + 1 \right] \left(\frac{s}{2.09} + 1 \right) \left(\frac{s}{0.004} - 1 \right)} \quad 14)$$

Plottat blir diagrammet enligt fig.3.

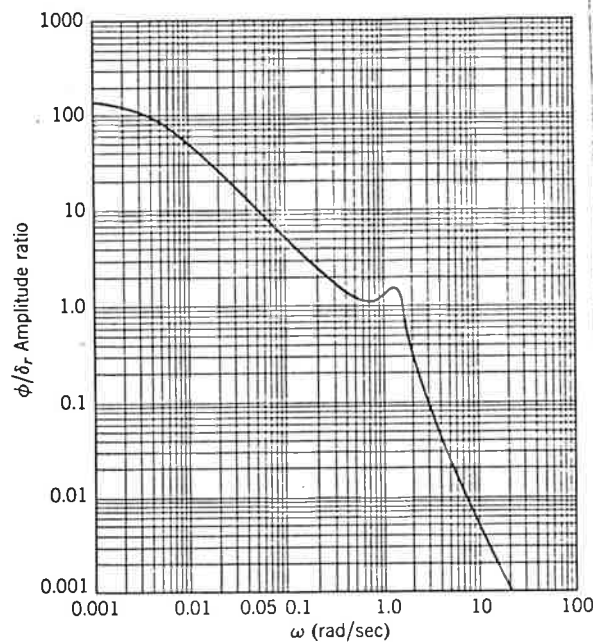


Figure 3-5 Magnitude plot for ϕ/δ_r transfer function versus ω for $s = j\omega$.

FIG. 3

Överföringsfunktionen med δ_r som insignal och ψ utsignal:

$$\frac{\psi(s)}{\delta_r(s)} = \frac{-12.4 \left(\frac{s}{2.07} + 1 \right) \left[\left(\frac{s}{0.257} \right)^2 + \frac{2(0.097)}{0.257} s + 1 \right]}{s \left[\left(\frac{s}{1.345} \right)^2 + \frac{2(0.14)}{1.345} s + 1 \right] \left(\frac{s}{2.09} + 1 \right) \left(\frac{s}{0.004} - 1 \right)} \quad (15)$$

Plottat blir diagrammet enligt fig.4.

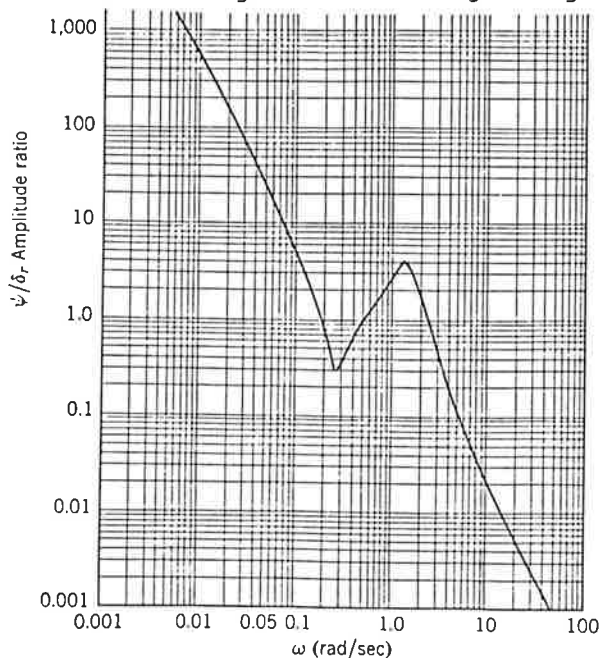


FIG. 4 Magnitude plot for ψ/δ_r transfer function versus ω for $s = j\omega$.

Överföringsfunktionen med δ_r som insignal och β utsignal:

$$\frac{\beta(s)}{\delta_r(s)} = \frac{1.87 \left(\frac{s}{0.01} - 1 \right) \left(\frac{s}{2.06} + 1 \right) \left(\frac{s}{37.75} + 1 \right)}{\left[\left(\frac{s}{1.345} \right)^2 + \frac{2(0.14)}{1.345} s + 1 \right] \left(\frac{s}{2.09} + 1 \right) \left(\frac{s}{0.004} - 1 \right)} \quad 16)$$

Plottat blir diagrammet enligt fig.5

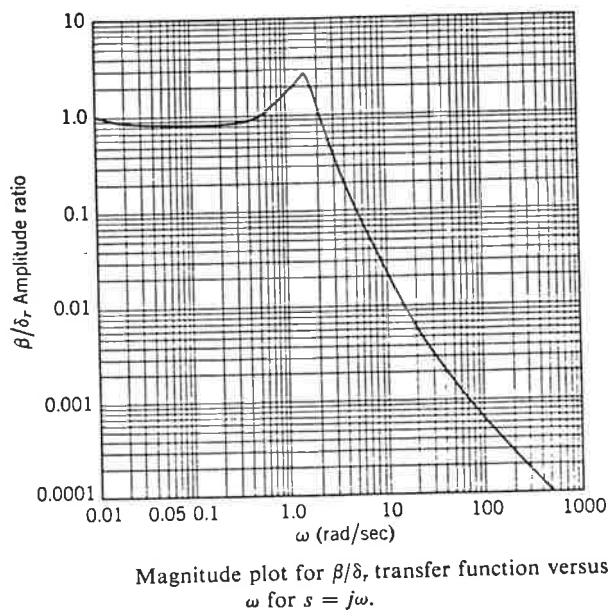


FIG.5

KAP.6

ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FÖR SKEVRODER

Positivt skevroder definieras: Höger skevroder (sett från piloten) som ger positivt rollmoment är positivt skevroder. På samma sätt som i förra kapitlet fås överföringsfunktionen ur ekv.10. Med δ_a som insignal och ϕ utsignal:

$$\frac{\phi(s)}{\delta_a(s)} = \frac{2865 \left[\left(\frac{s}{1.414} \right)^2 + \frac{2(0.553)}{1.414} s + 1 \right]}{\left[\left(\frac{s}{1.345} \right)^2 + \frac{2(0.14)}{1.345} s + 1 \right] \left(\frac{s}{2.09} + 1 \right) \left(\frac{s}{0.004} - 1 \right)} \quad 17)$$

Plottat blir diagrammet enligt fig.6.

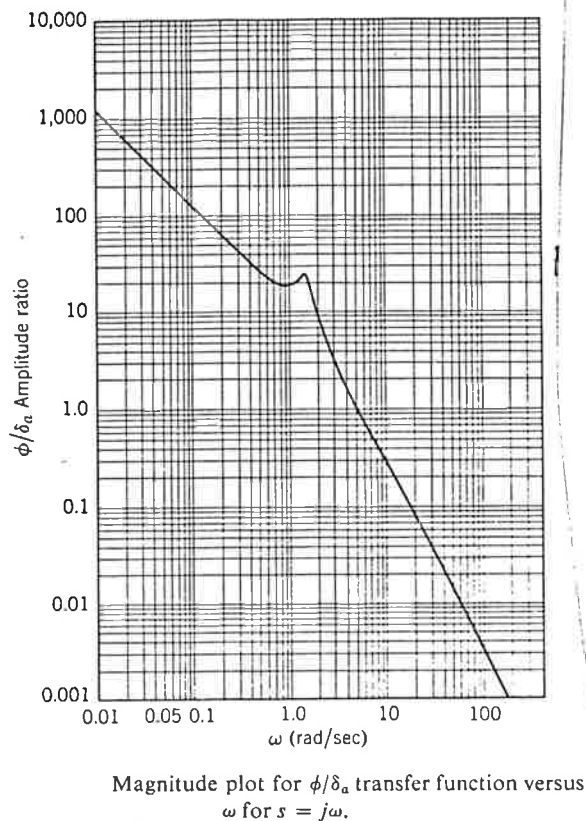
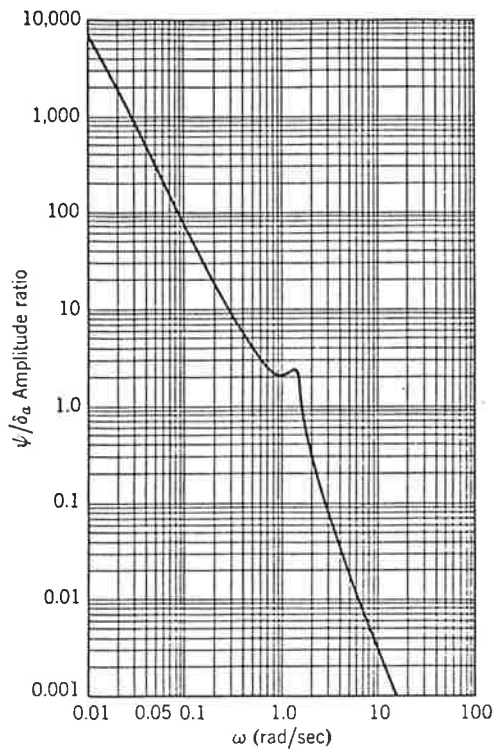


FIG. 6

Överföringsfunktionen med δ_a som insignal och ψ utsignal:

$$\frac{\psi(s)}{\delta_a(s)} = \frac{-173 \left(\frac{s}{1.14} - 1 \right) \left(\frac{s}{9.29} + 1 \right) \left(\frac{s}{1.45} + 1 \right)}{s \left[\left(\frac{s}{1.345} \right)^2 + \frac{2(0.14)}{1.345} s + 1 \right] \left(\frac{s}{2.09} + 1 \right) \left(\frac{s}{0.004} - 1 \right)} \quad 18)$$

Plottat blir diagrammet enligt fig.7 nästa sida.



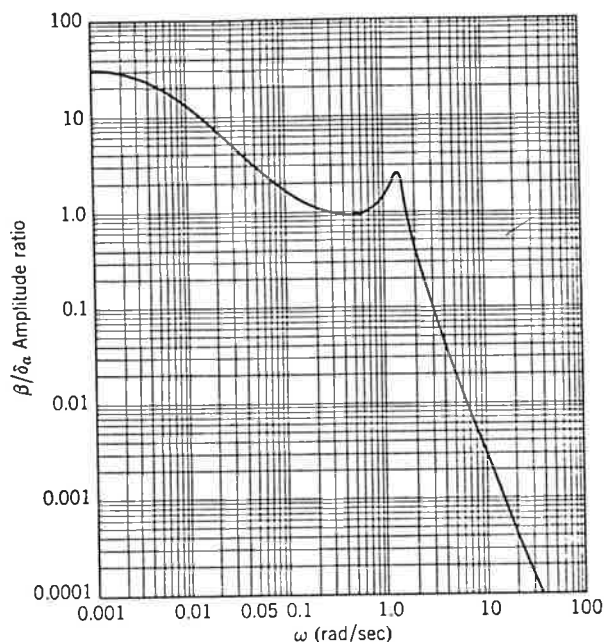
Magnitude plot for ψ/δ_a transfer function versus ω for $s = j\omega$.

FIG. 7

Överföringsfunktionen med δ_a som insignal och β utsignal :

$$\frac{\beta(s)}{\delta_a(s)} = \frac{31.7 \left(\frac{s}{18.75} + 1 \right) \left(\frac{s}{0.15} + 1 \right)}{\left[\left(\frac{s}{1.345} \right)^2 + \frac{2(0.14)}{1.345} s + 1 \right] \left(\frac{s}{2.09} + 1 \right) \left(\frac{s}{0.004} - 1 \right)} \quad 19)$$

plottat blir diagrammet enligt fig.8 nästa sida.



Magnitude plot for β/δ_a transfer function versus ω for $s = j\omega$.

FIG. 8

KAP. 7

APPROXIMATIV ÖVERFÖRINGSFUNKTION

Följande två approximationer göres.

1. 1-FRIHETSGRAD DUTCH ROLL

Detta består endast av sidoglidning och gir. Ekvationerna ger:

$$\frac{\beta(s)}{\delta_r(s)} = \frac{0.835}{\left(\frac{s}{1.28}\right)^2 + \frac{2(0.114)}{1.28}s + 1} \quad 20)$$

Om denna ekvation jämförs med den exakta ekvationen uppvisar den god exakthet. Denna ekvation är mycket bra att använda för att erhålla dämpningsförhållanden och egenfrekvenser vid dutch roll.

2. 1-FRIHETSGRAD ROLL

Endast rollrörelse medför att endast rollmoment behövs. Ekvationen blir :

$$\frac{\phi(s)}{\delta_a(s)} = \frac{10.84}{s\left(\frac{s}{2.03} + 1\right)}$$

21)

KAP. 8

TRANSIENTSVAR FÖR FLYGPLANET

Här visas hur flygplanet svarar transient på olika hastigheter och höjder. Detta ger följande tabell :

- Comparison of the Predicted and Actual Effects of the Variation of Airspeed and Altitude on the Lateral Dynamic Response

(a) Dutch Roll Mode

Flight Condition		ζ		$\omega_n(\text{rad/sec})$	
Altitude (ft)	U_0 (ft/sec)	Predicted from Eq. 3-56	Actual	Predicted from Eq. 3-55	Actual
Sea Level	236	0.072	0.1	0.98	1.05
Sea Level	600	0.109	0.14	1.7	1.74
40,000	472	0.036	0.035	1.01	1.05
40,000	600	0.045	0.04	0.98	1.03

(b) Roll Subsidence Mode

Flight Condition		$\tau_r(\text{sec})$	
Altitude (ft)	U_0 (ft/sec)	Predicted from Eq. 3-61	Actual
Sea Level	236	0.91	0.8
Sea Level	600	0.353	0.35
40,000	472	1.82	1.6
40,000	600	1.43	1.3

Åtskilliga diagram kan uppritas övar de olika sätt som flygplanet blir påverkat, här studeras endast effekten av hastighet och höjd på dutch roll. Detta kan ses i fig.9.

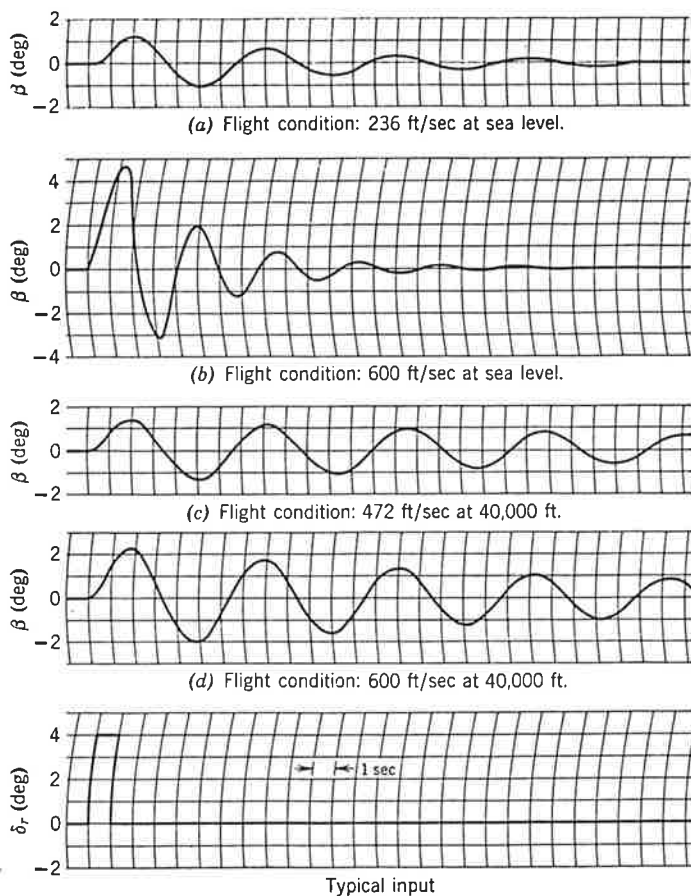


Figure 3-13 Computer results showing the effects of changes in airspeed and altitude on the Dutch roll mode (complete lateral equations).

FIG.9

När hastigheten eller luftdensiteten och därmed det dynamiska trycket minskar blir avvikelserna större. Datorresultaten visar att rodret hetsar upp dutch rollen medan skevroddren påverkar mest rollen.

```

// [a,b,c,d]=fighter()
echo=1;
page
// The normalized state model of the longitudinal motion of a
.. fighter aircraft at 20,000 ft and mach number .8 is:
..
..      .
..      x = Ax + Bu
..      y = Cx + Du
..
.. where:
..      | mu=m | airspeed (ft/s)
..      x = | w   | vertical speed (ft/s)
..           | Q   | pitch rate (r/s)
..           | theta=k | pitch angle (r)
..
..
..      | dh=ch | horizontal tail (deg)
..      u = | df | flap (deg)
..           | pla | power level angle (deg)
..
pause
..
..      | Q = p | pitch rate (d/s)
..      | theta=A | pitch angle (d)
..      y = | dnz | load factor (g's)
..           | gamma=ga | flight angle (d)
..           | v | airspeed (knots)
..
..
pause
page
.. The A, B, C, and D matrices are as follows:

A      =E
-6.4039D-03  -7.9860D-03  -1.0898D+01  -1.2130D+01
-4.4450D-02  -2.2414D-01  2.0794D+02  -6.3285D-01
4.8971D-04  -4.5957D-03  -1.9061E-01  0.0000D+00
0.0000D+00  0.0000D+00  3.7670D-01  0.0000D+001;

B      =E
0.0000D+00  -3.3903D-02  1.0000D+00
-3.5033D-01  -7.3080D-01  0.0000D+00
-1.1414D-01  -3.0852D-02  0.0000D+00
0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+001;

C      =E
0.0000D+00  0.0000D+00  5.7300D+01  0.0000D+00
0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+00  5.7300D+01
3.7000D-03  1.8500D-02  0.0000D+00  0.0000D+00
0.0000D+00  -1.0370D-01  0.0000D+00  5.7300D+01
5.9170D-01  0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+001;

D      =E
0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+00
0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+00
2.9000D-02  6.0000E-02  0.0000D+00
0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+00
0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+001;

```

FIGHTER T

850513

CONTINUOUS SYSTEM FIGHTER

STATE M W Q H

DER DM DW DQ DH

DM=-6.4039E-03*M-7.8960E-03*W-1.0898E+01*Q-1.2130E+01*H-3.3903E-02*DF+PLA

DW=-4.44E-02*M-2.24E-01*W+2.08E+02*Q-6.33E-01*H-3.5033E-01*EH-7.308E-01*DF

DQ=4.8971E-04*M-4.5957E-03*W-1.9061E-01*Q-1.1414E-01*EH-3.0852E-02*DF

DH=3.7670E-01*Q

P=5.73E+01*Q

A=5.73E+01*H

DNZ=3.70E-03*M+1.85E-02*W+2.90E-02*EH+6E-02*DF

GA=-1.0370E-01*W+5.73E+01*H

V=5.9170E-01*M

EH:0

PLA:0

DF:0

END

PLOT T

```

macro plot
svst FIGHTER.T
AXES H 0 25 V -50 50
PAR PLA:0
PAR EH:0
PAR DF:0
STORE M W @ H
STORE V GA DNZ A P
SIMU 0 25/F1
PAR PLA:5
SIMU/F2
PAR PLA:-3
SIMU/F3
PAR PLA:0
PAR DF:10
SIMU/F4
PAR DF:-10
SIMU/F5
PAR DF:0
PAR EH:3
SIMU/F6
PAR EH:-2
SIMU/F7
ASHOW V/F1 F2 F3 F4 F5 F6 F7

```

```

HCOPY
ASHOW GA/F1 F2 F3 F4 F5 F6 F7
HCOPY
ASHOW P/F1 F2 F3 F4 F5 F6 F7
HCOPY
ASHOW A/F1 F2 F3 F4 F5 F6 F7
HCOPY
ASHOW DNZ/F1 F2 F3 F4 F5 F6 F7
HCOPY

```

-- END

Diagram över $v(t)$ = hastigheten på flygplanet, hur den beror på olika insignaler.

05.05.15 - 13:42:25 nr: 1
hcopy

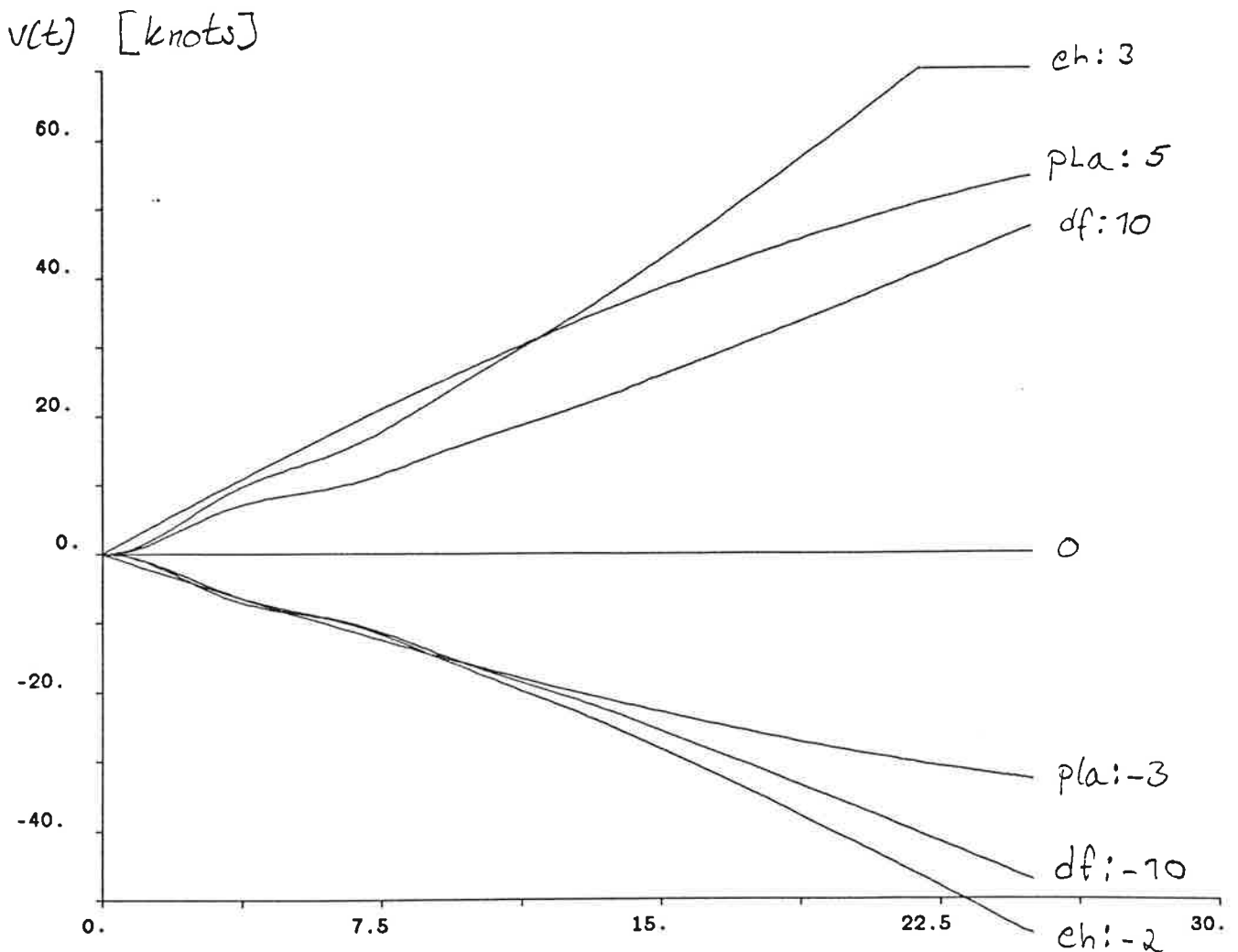


Diagram över GA = flygvinkel, hur den beror av olika insignaler.

05.05.15 - 14:43:52 nr: 1
hcopy

GA [d]

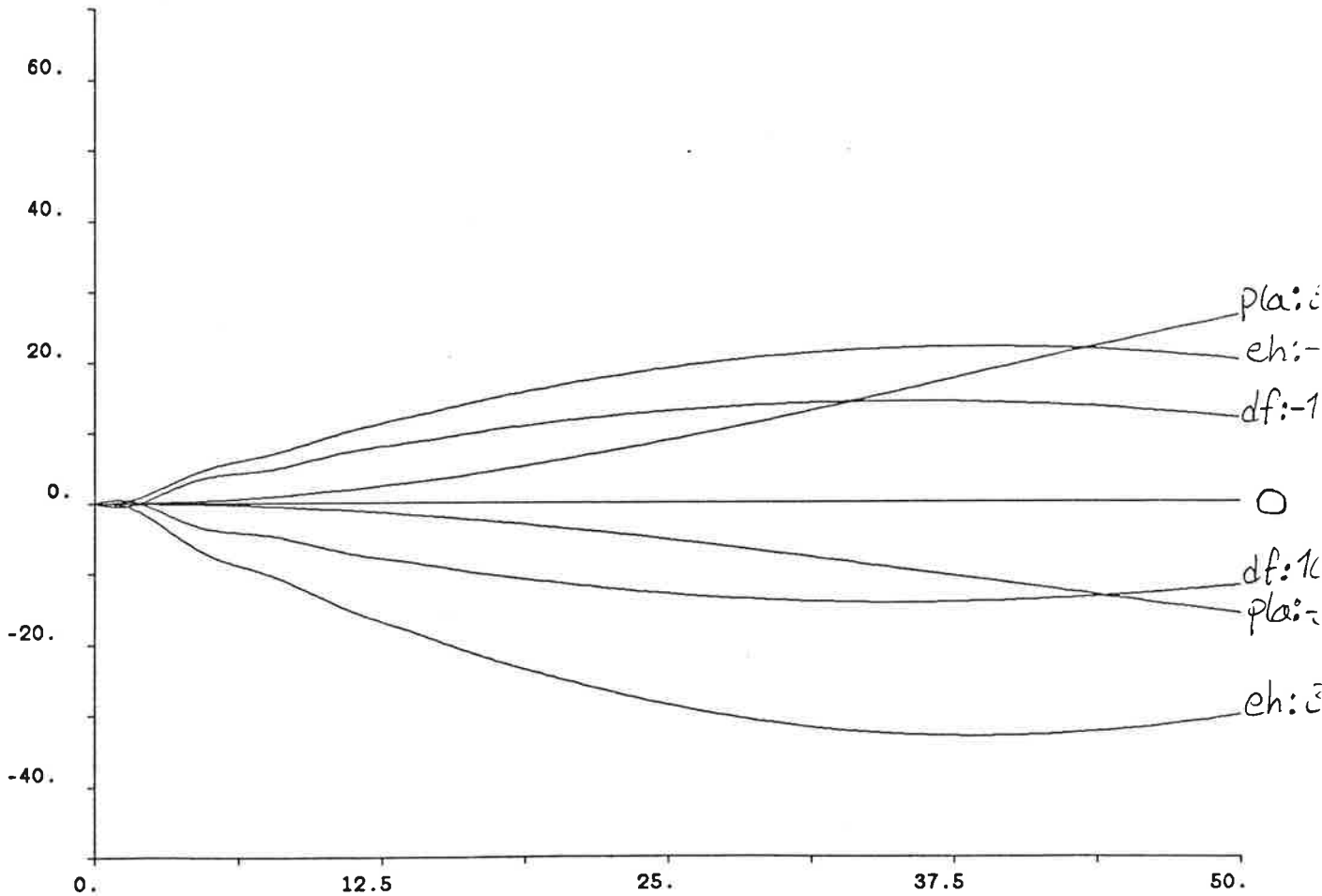


Diagram över p = pitch rate, hur den beror av olika insignaler

05.15 - 14:47:26 nr: 2
hcopy

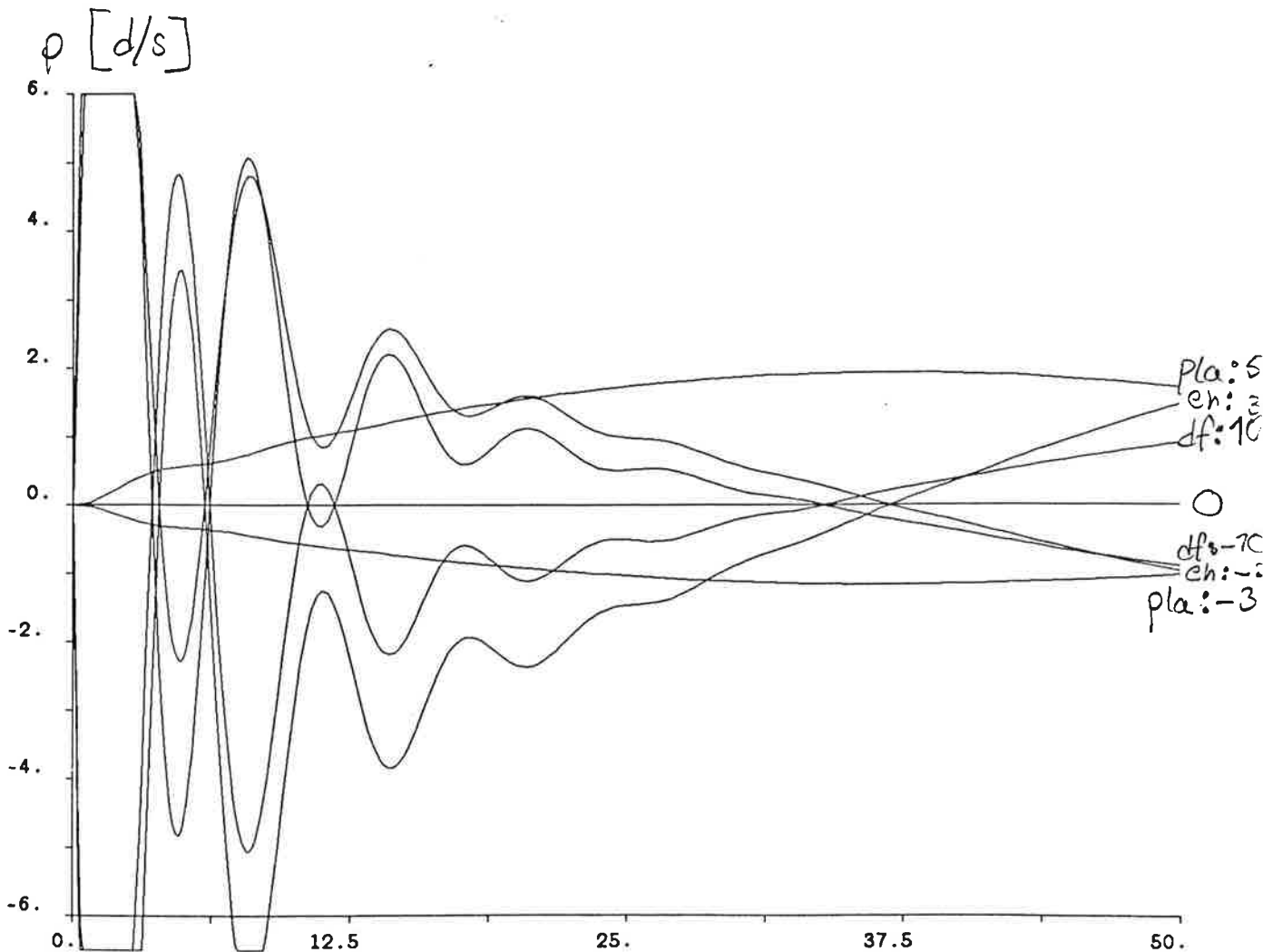


Diagram över A =pitch angle, hur den beror på olika insignaler

85.05.15 - 14:51:40 nr: 3
hcopy

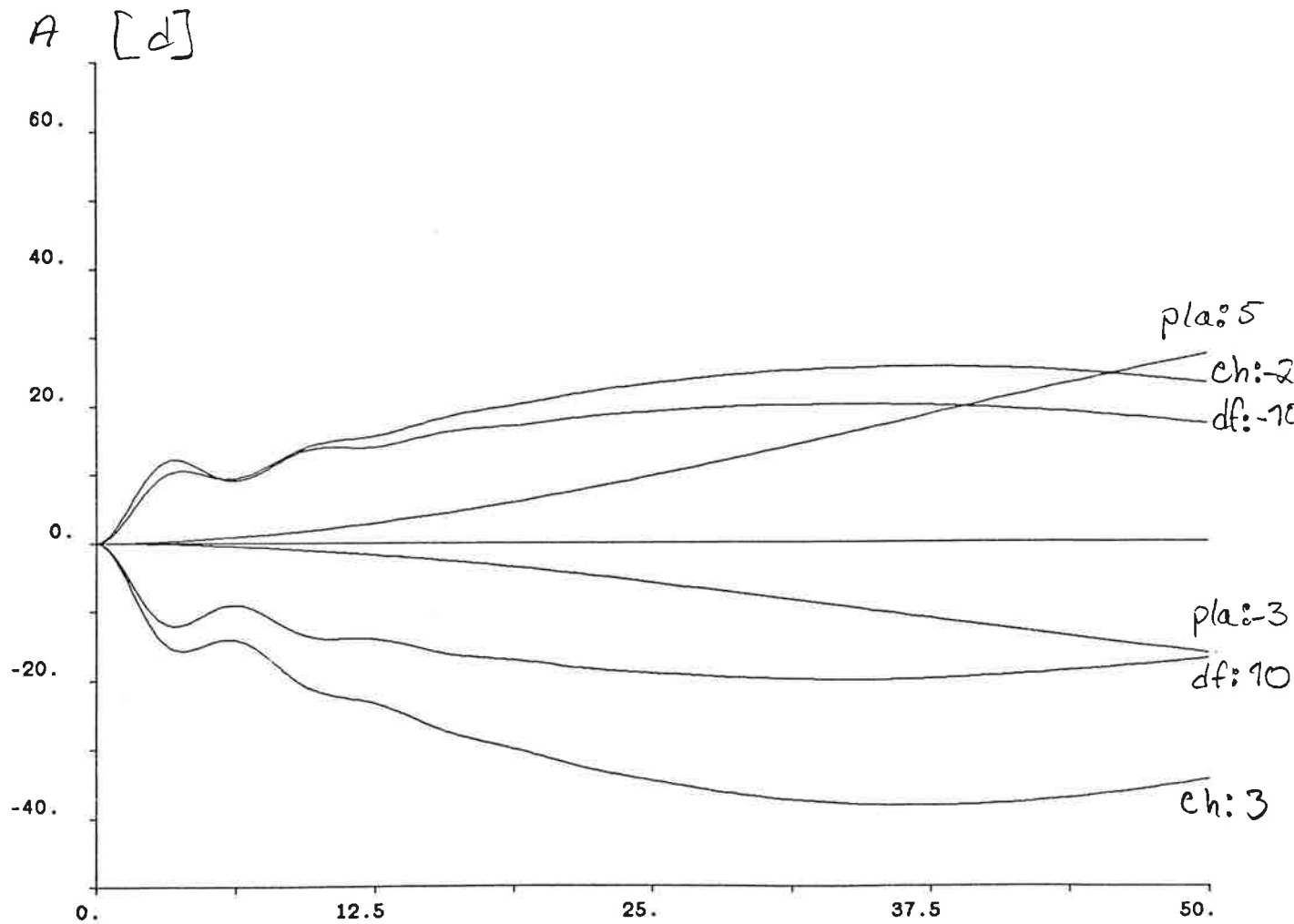
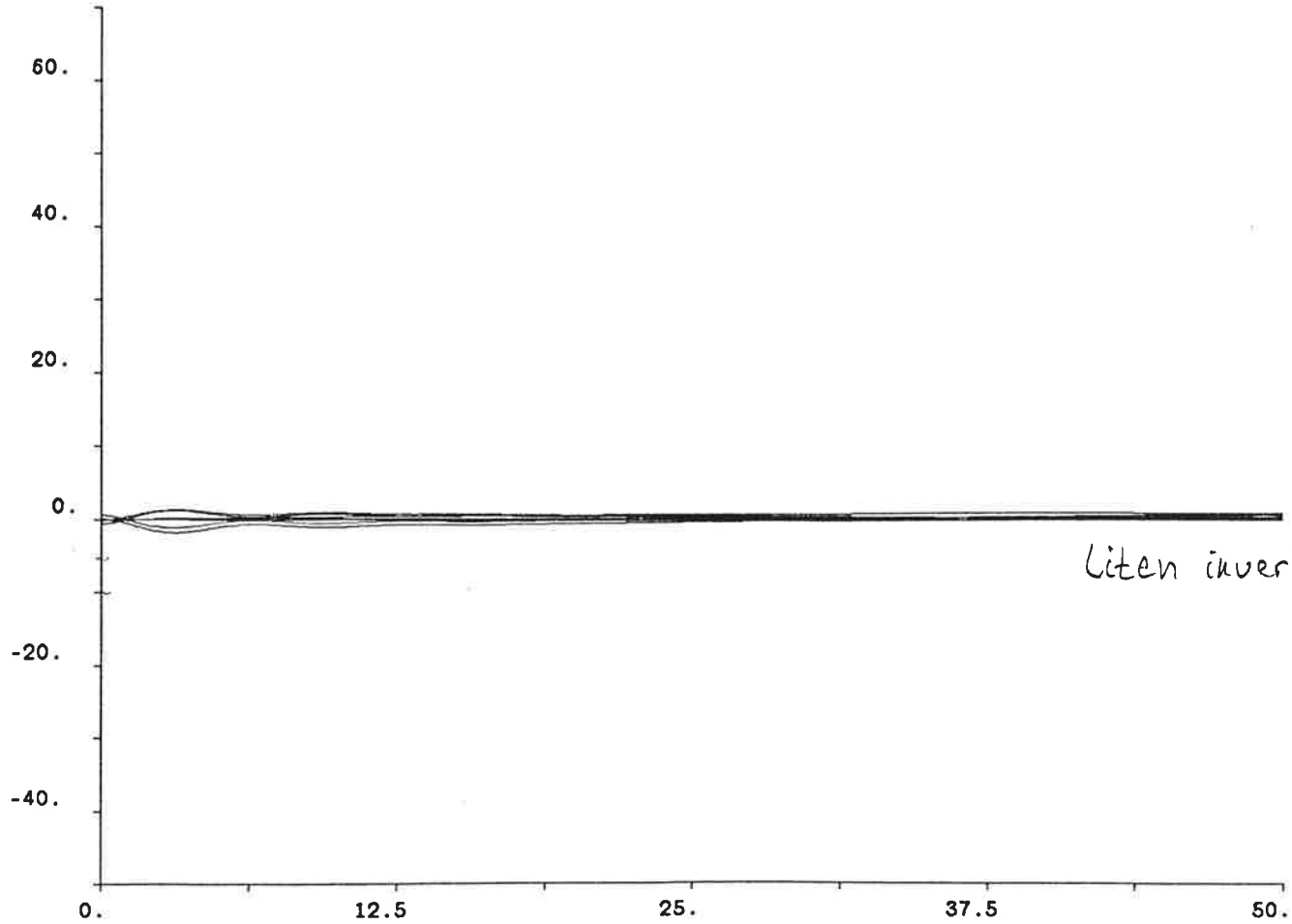


Diagram över dnz = load factor, hur den beror på olika insignaler.

03.05.15 - 14:56:11 nr: 4
hcopy

dnz [g's]



KAP.10

```
// [a,b,c,d]=jet(dum)
```

```
echo=1;
```

```
page
```

```
// The state model of a turbofan engine at a sea-level-static flight  
.. point and an idle throttle is:
```

```
..
```

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned}$$

```
.. where:      |NF | Fan speed  
..            |Nc | High pressure compressor speed  
..            |T4 | Fan turbine inlet temperature at station 4  
..            |T45 | Fan turbine inlet temperature at station 4.5  
..  
..            |Wf | Fuel flow  
..            |Aj | Jet area  
..            |FS | Fan inlet stator angle  
..            |CS | Compressor inlet stator angle  
..            |BL | Compressor air bleed flow
```

```
pause
```

```
page
```

```
..            |NF=J | Fan speed  
..            |Nc=HP | High pressure compressor speed  
..            |PT4 | Burner pressure  
..            |PT6 | Tailpipe pressure  
..            |TIT | Turbine inlet temperature  
..            |Fn | Net thrust  
..            |SMNc | High speed compressor surge margin  
..
```

```
pause
```

```
page
```

```
.. The normalized A, B, C, and D matrices are as follows:
```

```
A = [
-1.7597D+00  1.1988D+00  -2.1287D+00  7.6834D-01
-2.4258D-01  -7.6351D-01  2.5818D+00  1.0159D+00
-1.1699D-03  -2.1337D-03  -2.5071D-01  -3.4656D-03
-4.1956D-02  -6.6732D-03  -1.9767D-02  -8.1218D-01];
```

```
B = [
1.1366D+00  1.6126D+03  -2.5041D+01  1.7859D+01  -3.0359D+03
6.8440D-01  2.9834D+02  -3.6746D+00  -9.4859D+00  -3.9449D+03
5.3824D-03  1.2677D+00  -3.3975D-02  -3.8039D-02  9.9397D+00
5.2444D-02  4.0982D+01  -6.5518D-01  1.9187D-03  -1.3496D+02];
```

```
pause
```

```
page
```

```
C = [
1.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+00
0.0000D+00  1.0000D+00  0.0000D+00  0.0000D+00
1.5373D-02  2.7901D-02  -1.0960D-02  -1.4600D-02
3.7781D-03  4.1729D-04  5.7685D-03  2.0870D-03
-1.9941D-02  -7.0128E-02  -2.1900D-01  9.9600D-01
2.2000D+00  1.0600D-01  3.3050D+00  5.2700D+00
-8.1000D-02  3.5000D-04  6.1000D-06  1.1000D-05];
```

D

=E

0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00
0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00	0.0000D+00
1.0100D-02	-9.5264D+00	1.7140D-01	4.1068D-01	-1.9335D+02	
-1.7206D-05	-5.6632D+00	6.9181D-02	6.9474D-03	-4.1937D+00	
1.8199D-01	3.9280D+01	-8.4111D-01	-1.0285D+00	3.9215D+02	
-6.5000D-02	-1.9000D+03	3.2000D+01	1.0100D+01	-1.5000D+02	
-2.9000D-05	3.5000D+00	-7.4000D-04	-1.0100D-02	9.8700D-011;	

CONTINUOUS SYSTEM TURBOFAN

STATE NF NC T4 T45
DER DNF DNC DT4 DT45
DNF=-1.76*NF+1.20*NC-2.13*T4+7.68E-01*T45+1.14*WF+1.61E+03*AJ-25*FS+EK1
EK1=17.86*CS-3.04E+03*BL
DNC=-2.43E-01*NF-7.64E-01*NC+2.58*T4+1.02*T45+0.684*WF+2.98E+02*AJ+EK2
EK2=-3.67*FS-9.49*CS-3.94E+03*BL
DT4=-1.17E-03*NF-2.13E-03*NC-2.51E-01*T4-3.47E-03*T45+5.38E-03*WF+EK3
EK3=1.27*AJ-3.4E-02*FS-3.8E-02*CS+9.94*BL
DT45=-4.20E-02*NF-6.67E-03*NC-1.98E-02*T4-8.12E-01*T45+5.24E-02*WF+EK4
EK4=40.98*AJ-0.655*FS+1.92E-03*CS-1.35E+02*BL
S=NF
HP=NC
PT4=1.54E-02*NF+2.79E-02*NC-1.09E-02*T4-1.46E-02*T45+1.01E-02*WF+EK5
EK5=-9.53*AJ+0.17*FS+0.41*CS-1.93E+02*BL
PT6=3.78E-03*NF+4.17E-04*NC+5.77E-03*T4+2.09E-03*T45-1.72E-05*WF+EK6
EK6=-5.66*AJ+6.92E-02*FS+6.95E-03*CS-4.19*BL
TIT=-1.99E-02*NF-7.01E-02*NC-2.19E-01*T4+0.996*T45+1.82E-01*WF+EK7
EK7=3.93E+01*AJ-0.841*FS-1.03*CS+3.92E+02*BL
FN=2.2*NF+0.106*NC+3.3*T4+5.27*T45-6.5E-02*WF-1.9E+03*AJ+3.2E+01*FS+EK8
EK8=1.01E+01*CS-150*BL
SMNC=-8.1E-05*NF+3.5E-04*NC+6.1E-06*T4+1.1E-05*T45-2.9E-05*WF+EK9
EK9=3.5*AJ-7.4E-04*FS-1.01E-02*CS+9.87E-01*BL
WF:0
AJ:0
FS:0
CS:0
BL:0
END

TURBO T

850513

MACRO TURBO

SYST TURBOFAN.T

AXES H 0 25 V -10 10

PAR WF:0

PAR AJ:0

PAR FS:0

PAR CS:0

PAR BL:0

STORE NF NC T4 T45 S HP PT4 PT6 TIT FN SMNC

SIMU 0 25/G1

PAR WF:10

SIMU/G2

PAR WF:-5

SIMU/G3

PAR WF:1

SIMU/G4

PAR WF:0

PAR AJ:0.01

SIMU/G5

PAR AJ:-0.01

SIMU/G6

PAR AJ:0

PAR FS:-0.5

SIMU/G7

PAR FS:0.01

SIMU/G8

PAR FS:0

PAR CS:0.5

SIMU/G9

PAR CS:-0.5

SIMU/G10

PAR CS:0

PAR BL:-0.001

SIMU/G11

PAR BL:0.001

SIMU/G12

PAR BL:0

PAR WF:40

SIMU/G13

PAR WF:0

PAR BL:0.005

SIMU/G14

PAR BL:0

PAR CS:-50

SIMU/G15

TURBO T

850513

ASHOW S/61 62 63 64 65 66 67 68 69 610 611 612
HCOPY
ASHOW HP/61 65 612 64
HCOPY
ASHOW PT4/61 613 614
HCOPY
ASHOW PT6/61 611 612 65
HCOPY
ASHOW TI/61 65 610 62 63 611
HCOPY
ASHOW FN/61 611 65 67 63
HCOPY
ASHOW SMNC/61 615 66
HCOPY
END

Diagram över $s = \text{fall speed}$, hur den beror på olika insignaler.

6.05.15 - 15:04:06 nr: 5
hcopy

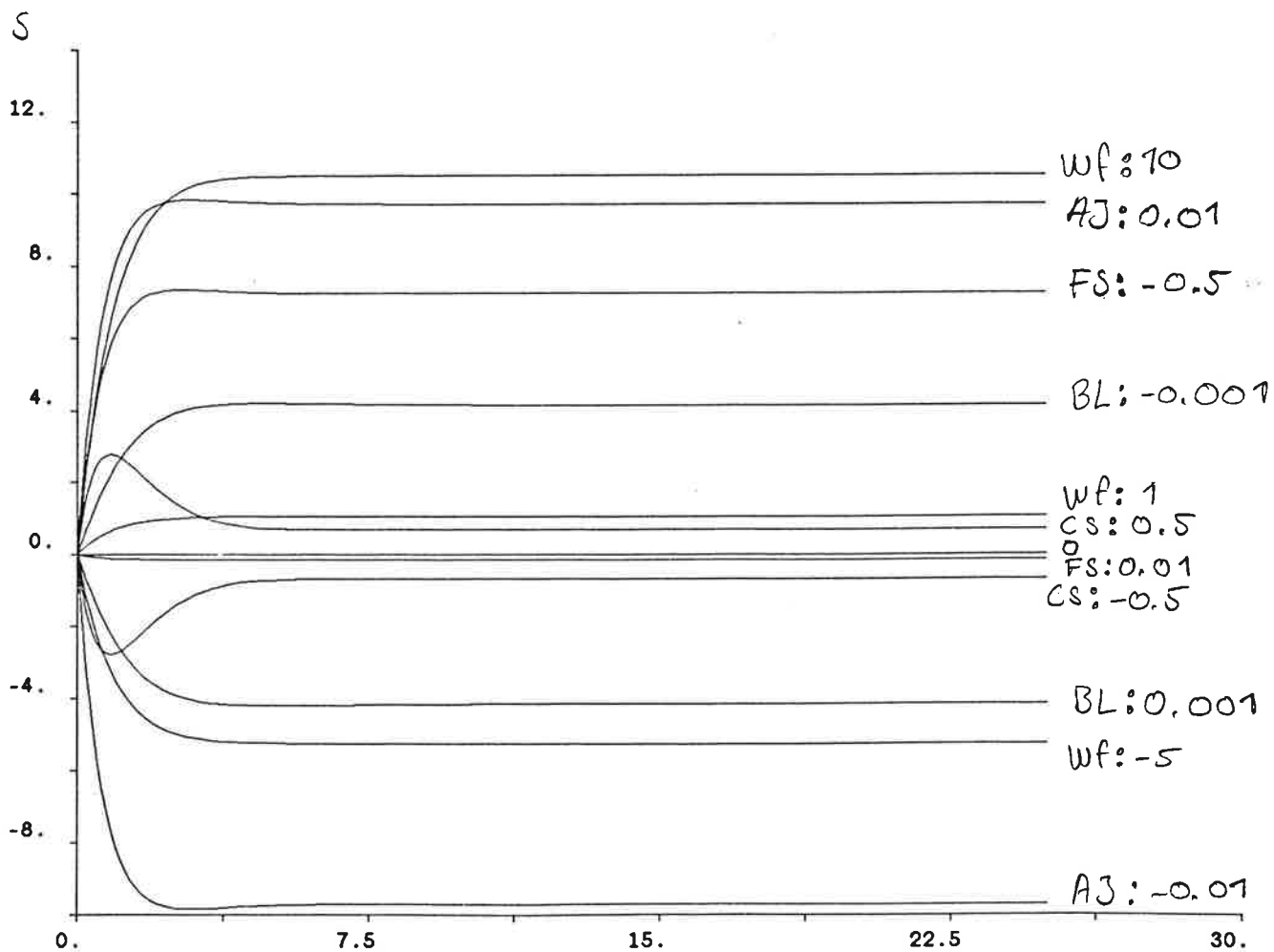


Diagram över HP = high pressure compressor speed,
hur den beror på olika insignalerna.

05.15 - 15:06:28 nr: 6
hcopy

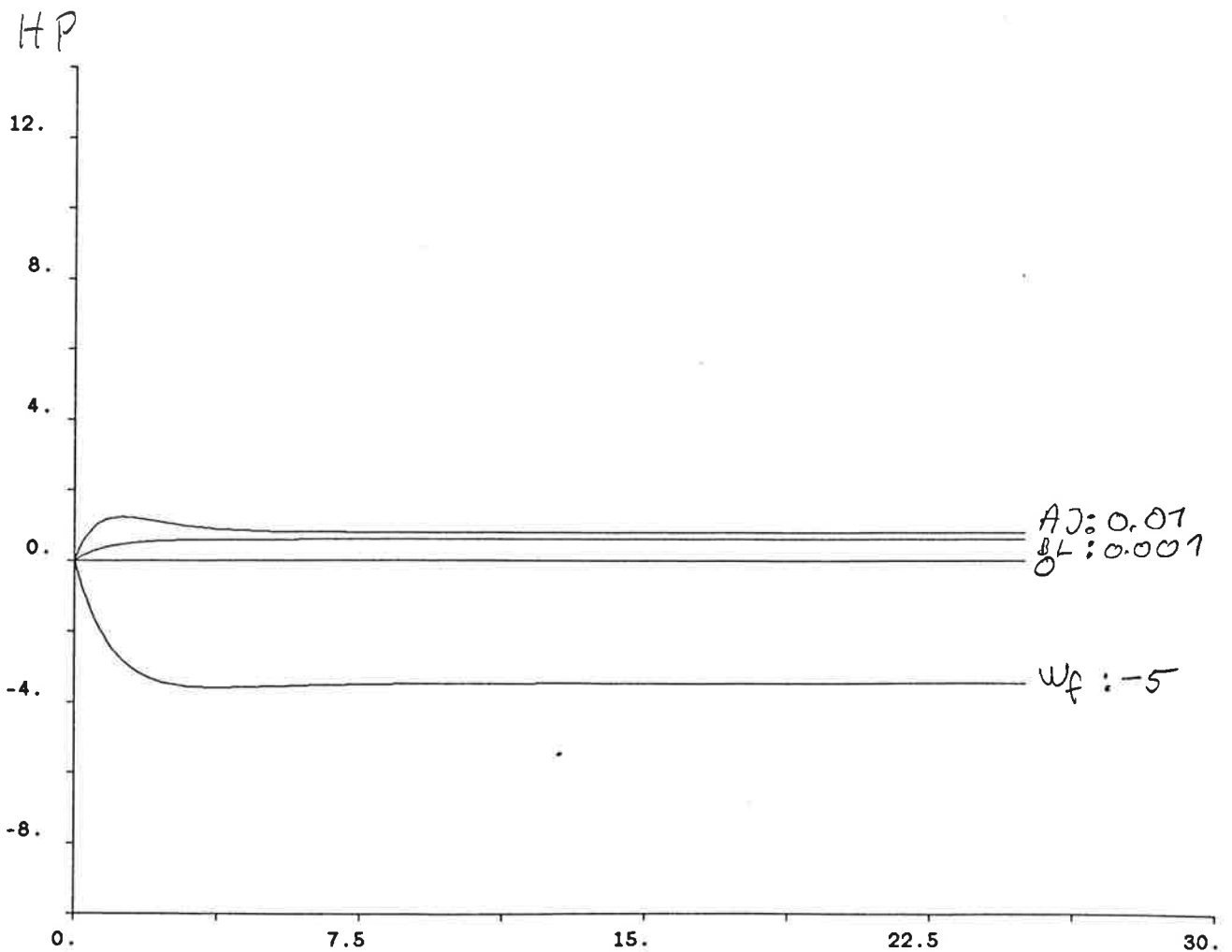
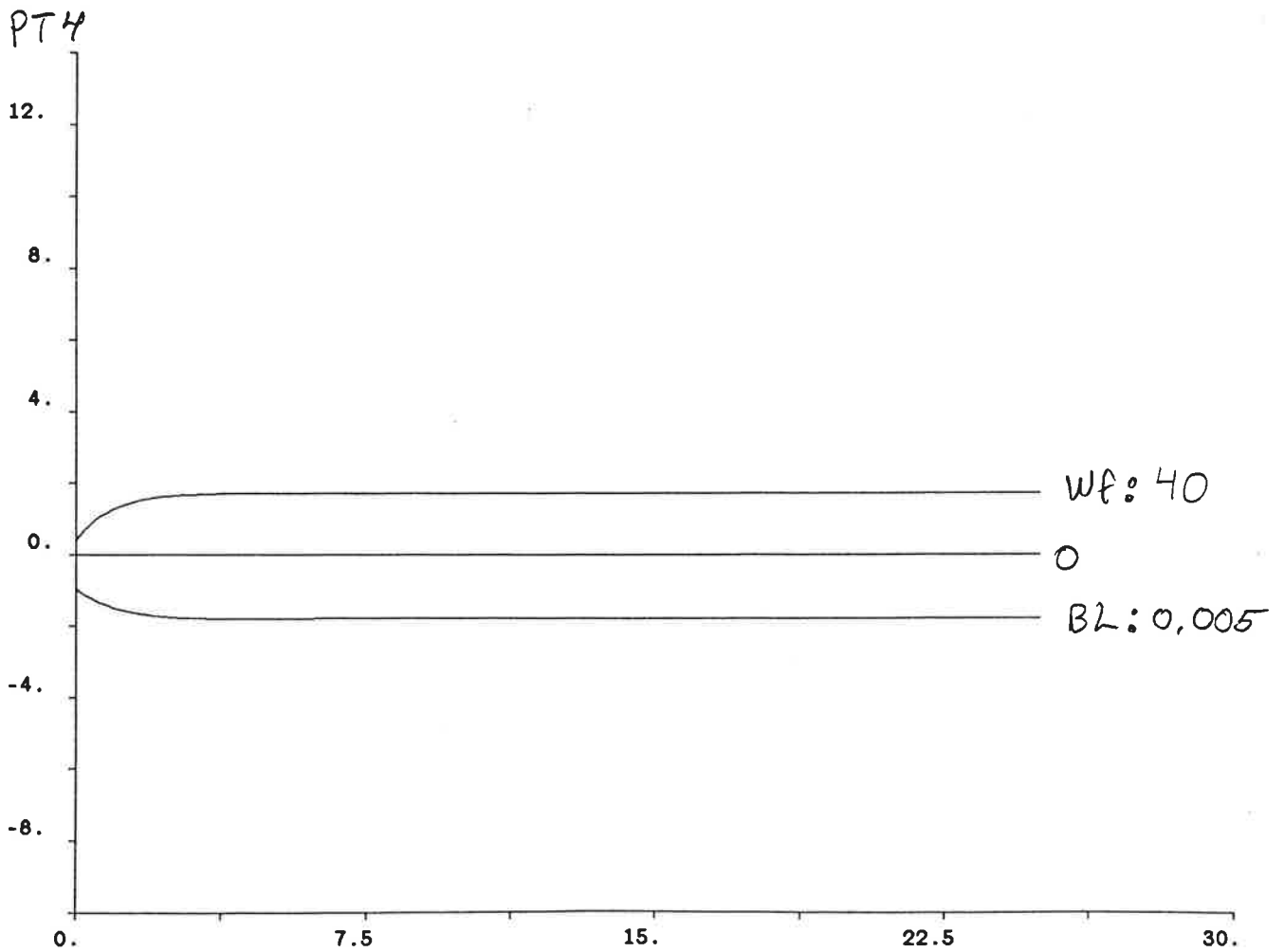


Diagram över PT4 = Burner pressure, hur den beror på olika insignaler.

85.05.15 - 15:08:43 nr: 7
hcopy



Bilaga 6

Diagram över PT6 = Tailpipe pressure,
hur den beror på olika insignaler.

05.15 - 15:10:43 nr: 8
hcopy

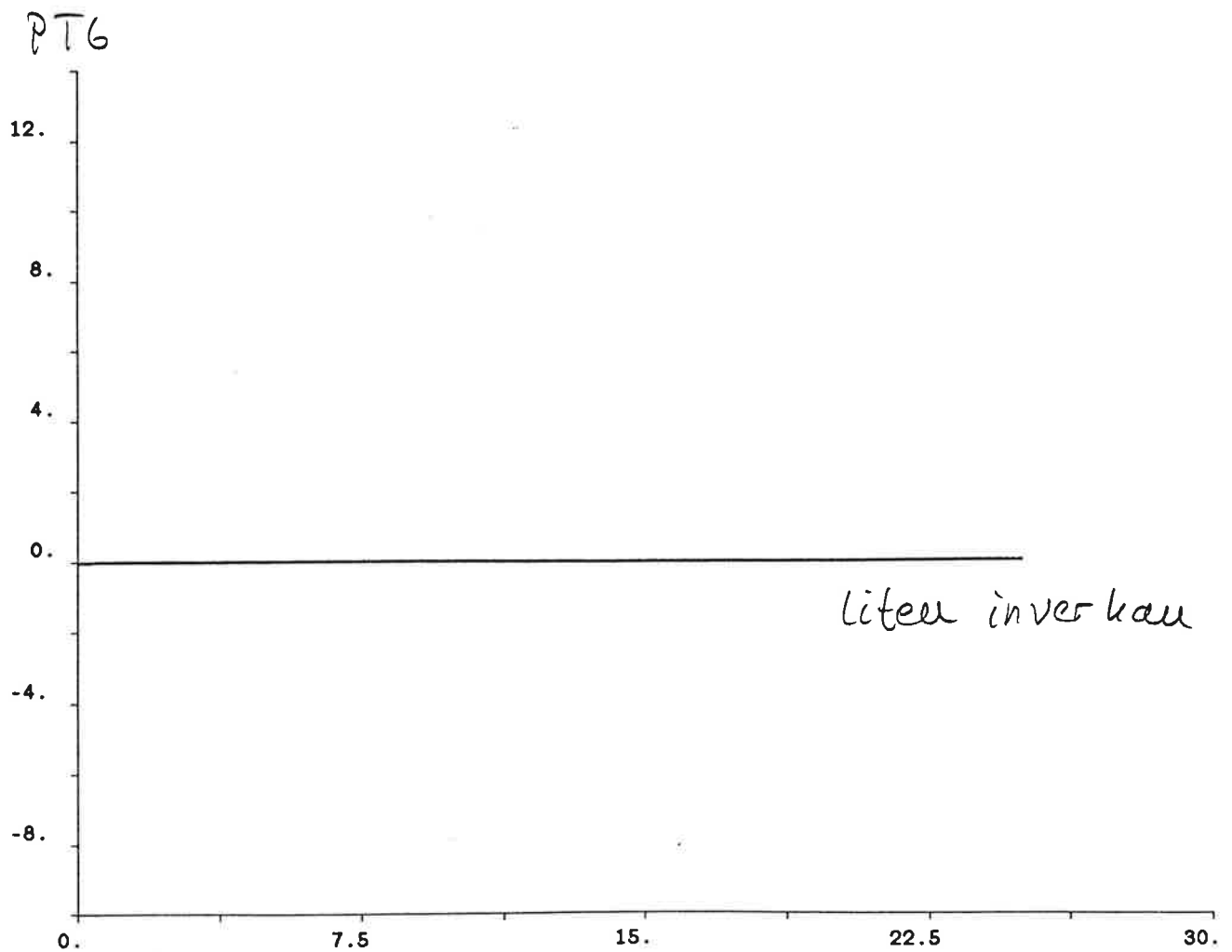


Diagram over TIT = Turbine inlet pressure,
hur den beror av olika insignaler.

83.05.15 - 15:14:18 nr: 9
hcopy

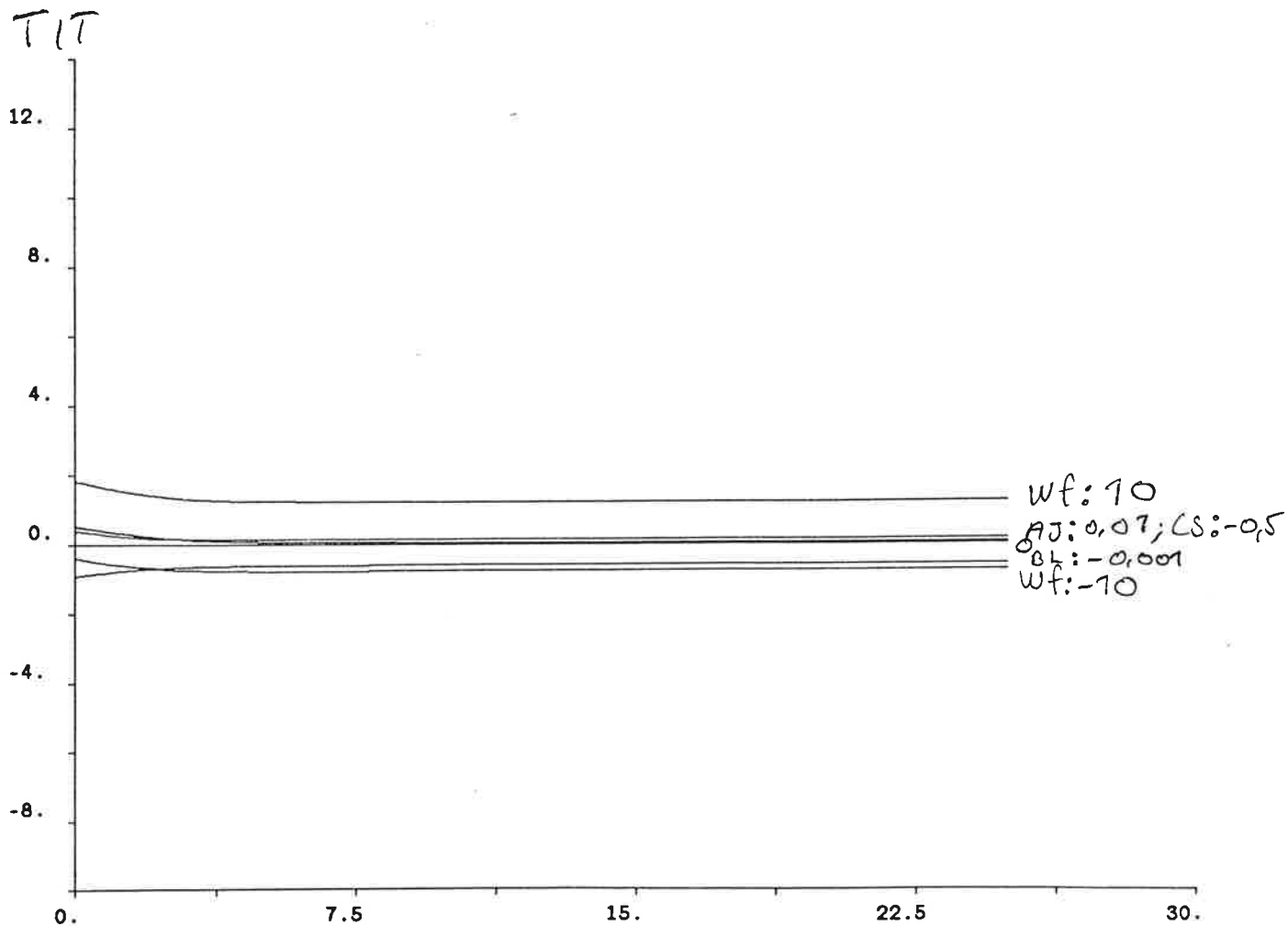
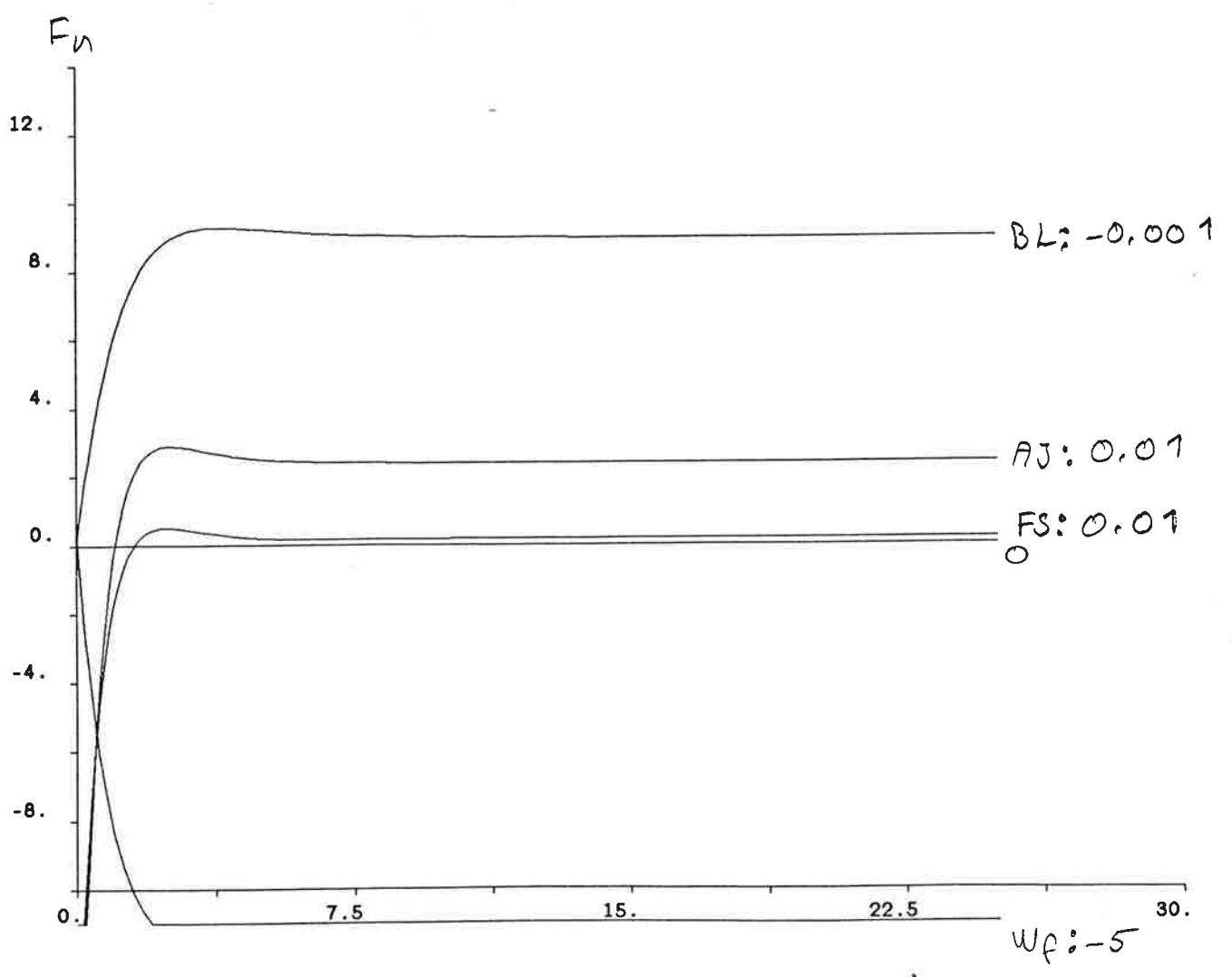


Diagram över F_n = net thrust, hur den beror av olika insignaler

05.15 - 15:16:44 nr: 10
hcopy

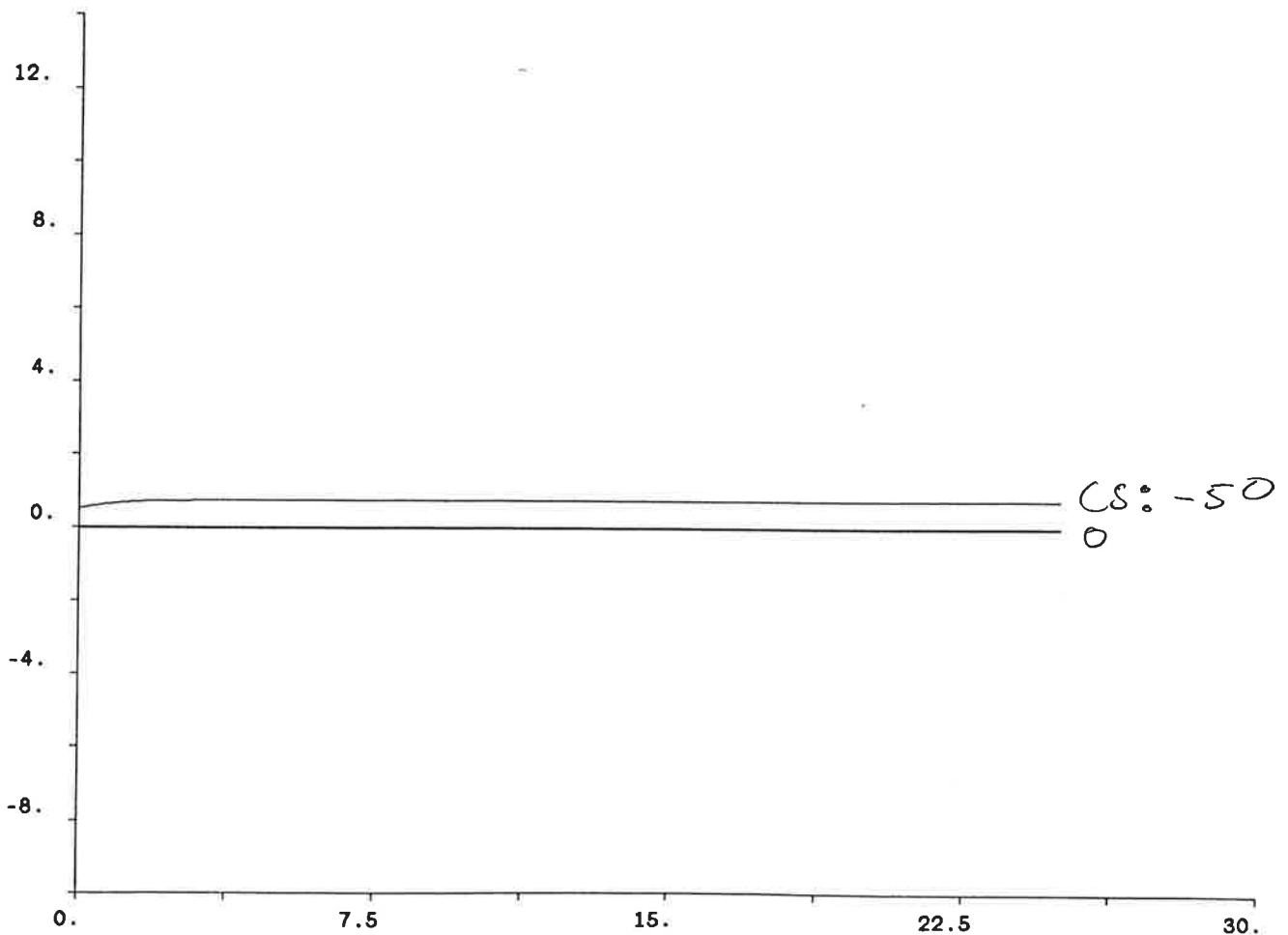


Bilaga 9

Diagram över SWNC = High speed
compressor surge margin, hur den beror
på olika insignaler

05.15 - 15:18:27 nr: 11
hcopy

SWNC



LITTERATURFÖRTECKNING

AUTOMATIC CONTROL OF AIRCRAFT AND MISSILES...JOHN H. BLAKELOCK

utgiven av...JOHN WILEY & SONS, INC.

CONTROL-C MANUALEN INST. FÖR REGLERTEKNIK LTH

PROJEKT- ARBETE

REGLERING AV FORMSPRUTA

UTFÖRT AV

LARS CARLSSON
GÖRAN FRENNING

850522

I

SYSTEMTEKNIK

Projektarbete i Systemteknik

Examensarbete på Gambro; Reglering av Formspruta

Utfört av; Lars Carlsson och Göran Frenning

Inledning

Gambro tillverkar utrustning till sjukvårdssektorn. Deras produkter innehåller många plastdetaljer. Företaget har valt att själva tillverka dessa plastdetaljer beroende på detaljernas oftast invecklade form och funktion. Detta har medfört att Gambro har byggt upp ett gediget kunnande inom plastformsprutning. En avdelning inom företaget sysslar enbart med formsprutning av plastdetaljer det s.k. "spruteriet". Dess uppgift är att försörja företagets monteringsavdelningar med färdiga plastdetaljer men man har även ett s.k. experimentspruteri där man utvärderar formsprutningsmetoder och proukör nya formsprutor.

Det är i detta experimentspruteri som vi, rapportförfattarna, har börjat att utföra vårt examensarbete. Detta går ut på att ur regleringspunkt titta närmare på och optimera en från Väst-Tyskland nyinköpt formspruta.

Formsprutning, allmänt

Formsprutning är en tillverkningsmetod som går ut på att smälta plast och spruta in den i en form där den får svalna och stelna. Uppvärmningen sker i den s.k. extrudern där plasten värms upp i 4 st värmezoner med tilltagande temperatur ju närmare munstycket på extrudern zonen ligger. Inuti extrudern finns en skruv som maler sönder

plasten och på så sätt tillför den ytterligare energi. Då plasten fått rätt temperatur, och därmed också rätt viskositet, går skruven framåt, fungerande som en kolv, och sprutar ut plasten ur munstycket på extrudern. Plasten fortsätter via kanaler in i formen (verktyget) där den stelnar och bildar en färdig plastdetalj.

Temperaturen på plasten, då den lämnar extrudern, bestämmer dess egenskaper och därmed också kvaliteten på plastdetaljen och är därför mycket viktig. Vår uppgift är för närvarande att undersöka möjligheterna att förbättra temperaturregleringen av extrudern, hjärtat på formsprutan.

För ytterligare information om formsprutning se t. ex kompendiet *Formsprutning* av Morgan Troedsson, Gambro.

Formsprutan

Den formspruta som vi arbetar med är nyligen inköpt från Väst-Tyskland av Gambro. Modellen är alldeles ny och den heter Windsor MPC 80. Modellen skilljer sig väsentligt från tidigare genom att ha två microprocessorer som reglerar de flesta funktionerna. På de tidigare modellerna var det analoga regulatorer som stod för regleringen och det fanns dessutom inte så många möjligheter att reglera vissa funktioner hos formsprutan. Dessa var snarare styrda än reglerade så det var microbrytare som kände av informationen. Dessa microbrytare är på den nya modellen utbytt mot kontinuerliga lagesangivare som möjliggör en kontinuerlig återkoppling och därmed reglering.

Det är möjligt att temperaturreglera 4 st zoner på extrudern och 10 st varmkanalzoner på verktyget. Denna reglering sköts helt av digitala regulatorer i processorn.

På de äldre modellerna sköttes denna reglering av analoga regulatorer, en för varje zon. Detta medförde att sidan av formsprutan fanns det ett stort reglerskåp med rack av analoga regulatorer. Detta skåp innehöll en stor mängd rattar och vred för att ställa in regulatorerna. Det tog inte bara lång tid att ställa in regulatorerna utan det var också svårt och krävde lång erfarenhet för att nå en bra inställning.

Detta har nu ersatts med en TV-skärm och en knappsats med 16 st knappar. Från denna manöverpanel sköts formsprutans alla funktioner. Dessutom kan man, då man nått rätt inställning för ett verktyg, spela in inställningen på band. Detta medför att man får en snabb idrifttagning då man byter tillbaka till detta band. Man spelar då helt enkelt av bandet och formsprutan är inställd.

På TV-skärmen kan man välja mellan 60 st "sidor" där alla inställningar visas kontinuerligt med År-värden och Bör-värden. Sidorna kan väljas godtyckligt under körningen och alla inställningar kan också ändras när man så önskar.

Datorn ligger också och kontinuerligt känner av om fel

4
uppstår någonstans. Ett felmeddelande kommer då upp på skärmen oavsett på vilken "sida" man befinner sig. Man kan då gå till en speciell sida där felmeddelandet skrivs ut i klartext.

En speciell utskriftsmöjlighet finns också. Formsprutan har speciell utgång för anslutning av skrivare och på en speciell "sida" kan man samla "rader" från vilka "sida" som helst och så denna "utskriftssida" utskrivna kontinuerligt.

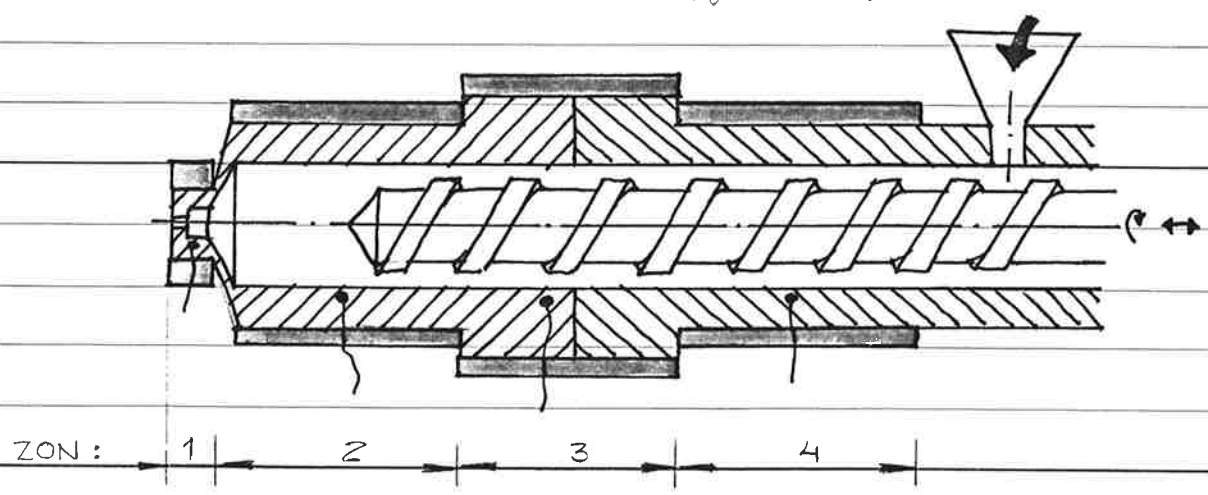
Sammanfattningsvis kan man säga att denna nya formspruta jämfört med tidigare modeller har tagit steget från den analoga världen till den digitala vilket har medfört en avsevärd förenkling både vad det gäller inställning och presentation av information.

INSTÄLLNING AV EXTRUDERENS REGLERING.

Beskrivning av cylindern.

Som tidigare nämnts är cylindern indelad i 4 zoner. Varje zon har sin PID-regulator och uppvärmning sker av elektriska värmeband som är spända runt cylinderns mantelyta. Temperaturen mäts med hjälp av termoelement vilka är placerade nära innerväggen i cylindern.

Skiss:



Som framgår av skissen är zonen 2 & 4 ganska lika, medan zon 1 är kort och har liten massa och zon 3 har stor massa. Zon 1 bör därför vara ganska snabb medan zon 3 bör vara trög. Våra experiment visar att detta stämmer.

Problem vid temperaturreglering.

Det första problemet vid temperaturreglering är att det oftast är fråga om väldigt tröga processer. Oftast kan uppvärmningen ske ganska snabbt, men avsvämningen går mycket långsamt. Vid temperaturreglering kan det därför vara vanligt att ha två separata regulatorer, en för uppvärmning och en för avsvämning. I vissa fall används kylning för att snabbt upp avsvämningen.

I en PID-regulator för temp.-reglering är D-delen mycket viktig. Då processen oftast är mycket trög måste regulatorn kunna "blicka framåt i tiden" för att undvika överstängningar vid stegändringar och störningar.

En ideal regulator i vårt fall har två uppgifter -

1) Göra så att en snabb uppställning kan ske från temp. 20° till 220° i cylindern utan att en kraftig överstängning sker.

2) Hålla den inställda temperaturen med $\pm 1^\circ\text{C}$ oavsett störningar från plastificeringsfasen och annat.

Den viktigaste uppgiften är förstås punkt 2. Regulatorn måste därvid optimeras m.h.t. störningar för att klara drift-regleringen. En snabb uppställning får komma i andra hand.

Formsprutans reglering.

På sidan 210 i manualen finns regulatorparametrarna för zon 1-4 på cylindern. (se bilaga 1)

Vi vet ännu inte vad parametrarnas betydelse exakt, men vi tror att följande gäller;

$$U(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int e dt + K_D \cdot \frac{de}{dt}$$

$$\text{där } K_{D_TOT} = K_D \cdot Z^{KKD}$$

För att kunna ställa in PID-regulatorn approximativt enligt de metoder som Ziegler-Nichols anger, behöver vi ha kunskap om vad K_P, K_I, K_D betyder i termer av

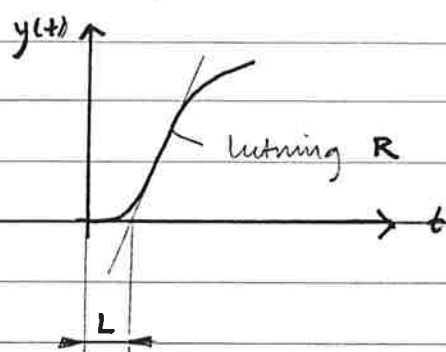
K , T_i och T_d . Vår handledare på Gambrø, Morgan Truedson, arbetar med att redå ut dessa begrepp m.h.a den väst-tyska firman.

Inställning av cylindrens PID-regulatorer.

Ziegler-Nichols har två metoder för approximering av PID-parametrar.

Metod I: Öppna systemets stegsvar.

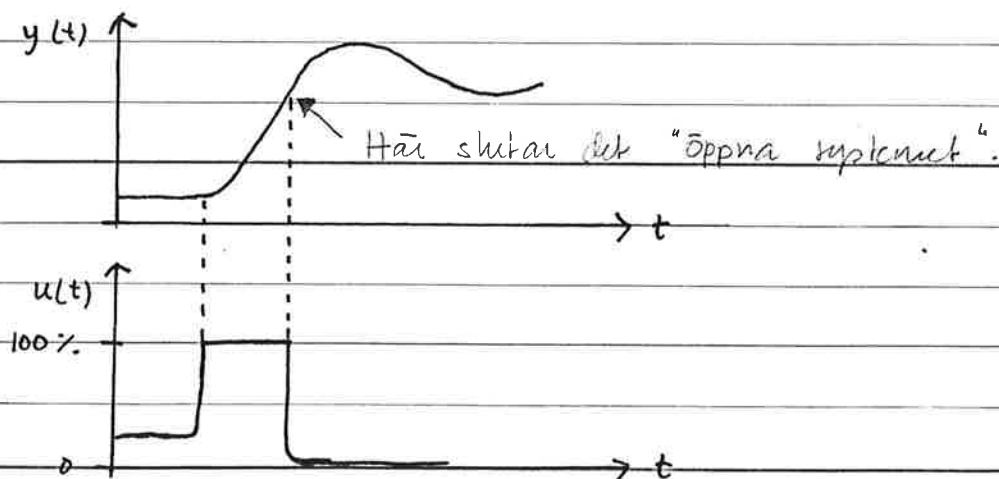
Genom att få ett så snabbt stegsvar som möjligt i det öppna systemet kan PID-parametrarna tas fram.



Parameterinställning:

$$\begin{cases} K = \frac{1,2}{RL} \\ T_i = 2L \\ T_d = 0,5L \end{cases}$$

I vårt fall kan vi inte få ett öppet system. Men så länge styrsignalen u är max under stegsvaret är detta det samma som ett öppet system, regulatorn styr bara, den reglerar ej. (**)



I bilaga 2 syns det öppna systemets stegsvär för zon 2. Vi kan alltså ta fram R och L och räkna fram K , T_i och T_d .

Problemet är bara: Vad betyder K_P , K_D och K_I och vilka enheter är de i? Skal T_d och T_i vara i minuter eller sekunder? Innan vi vet detta kan vi inte optimera parametrarna.

Ett annat problem vid denna metod är att systemet måste vara stabilt både vad gäller $y(t)$ och $u(t)$ innan stegsvaret görs.

**) Provet utfördes på så sätt att vi lär processen stabilisera sig vid rätt arbetstemperatur, därefter satte vi K_P till max värde och stängde av I- och D-delarna. Sedan gjorde vi ett steg på $+20^\circ\text{C}$

Metod II: P-regulator

I denna metod används först bara P-delen i regulatorn. Genom att göra små steg och börja med låga värden på K , och sedan höja K successivt för varje steg kan det slutna systemets instabilitetsgräns fås fram. D.v.s. när i vårt fall temperaturen börjar svänga med en stabil period, T_p .

Då kan PID-parametrarna beräknas enligt följande;

$$K = 0,6 \cdot K_{\max} \quad T_i = \frac{T_p}{2} \quad T_d = \frac{T_p}{8}$$

K_{\max} = det K -värde då systemet börjar svänga.

I bilaga 3 kan vi se hur detta ser ut för zon 2.

Här är $K_P = 120$ och $T_p \approx 0,5$ min.

Men samma identifieringsproblem finns i denna metoden precis som i den förra, utom just inställningen av K . (***)

Resultat och vidare försök

Genom att ställa in de K_P -värden för zon 1 till 4 som vi fick fram ur metod II och att uppskatta K_D och K_I genom att studera cylindern och de olika stegvaran, har vi kunnat få ned uppstart-tiden till hälften såvitt att alla zoner utom zon 4 uppför sig bra vid drift.

Nästa försök kommer att ske med en XY-skivare inkopplad. Då kan vi få fram den instabila svängningen i metod II ännu noggrannare.

Övriga bilagor visar stegvaran från zon 1, 3 och 4.

***) Styrsignalen skall egentligen aldrig bottna i något läge (0% vid zon 2) för att metoden skall vara helt rättvis.

20:06 29.04.1985

SIDA S 210

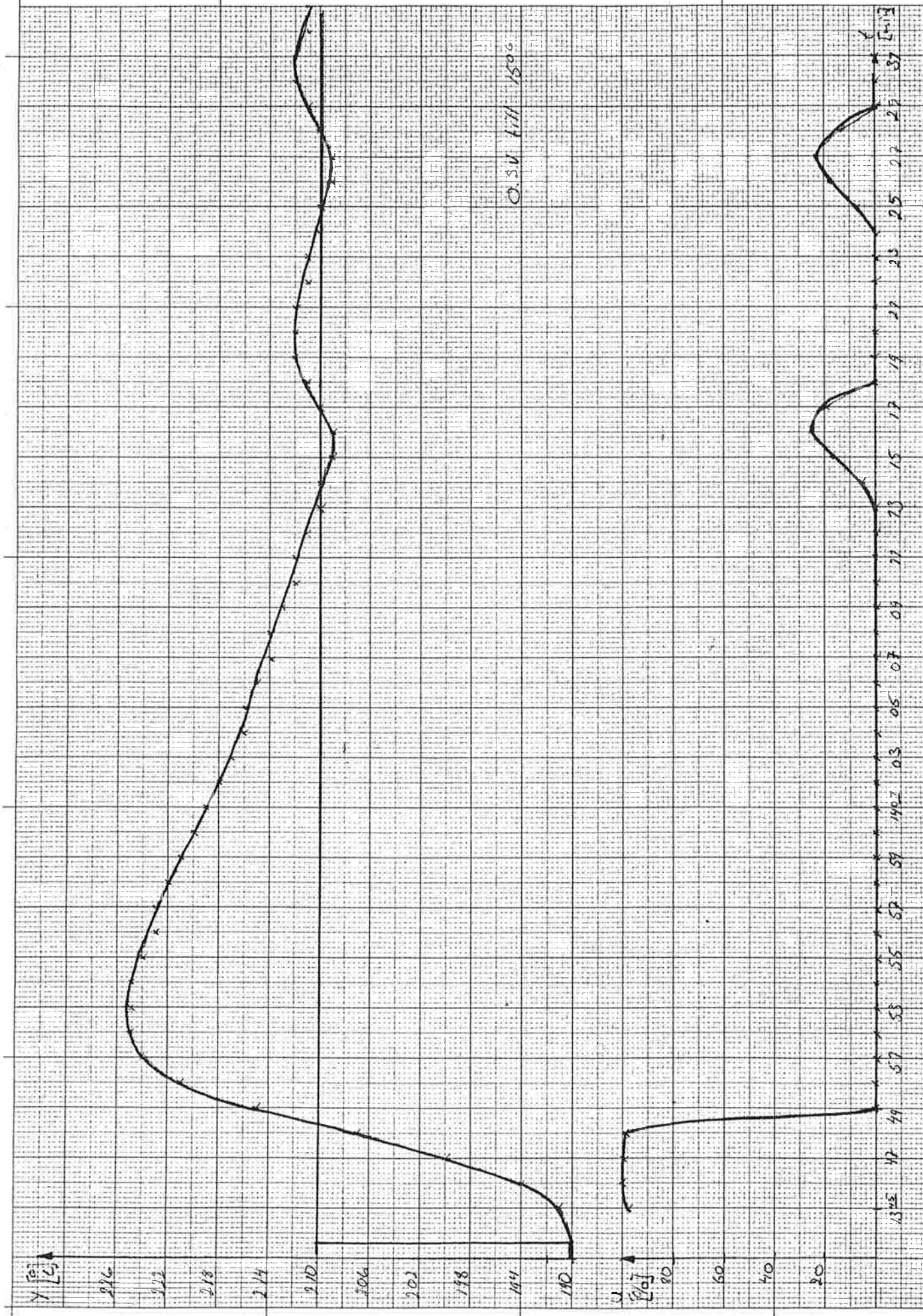
INMATN.: SIDA

VAERME PARAMETER

	KP/KFIL	KD/HYST	KI/LIM	KYI	KKD
1- 5 ZON	1 10	150	80	0	3
6-10 ZON	2 10	100	80	0	3
11-15 ZON	3 10	100	80	0	3
16-20 ZON	4 10	100	80	0	3

Zon 2, Kp=255
Uppstart

bil 2.

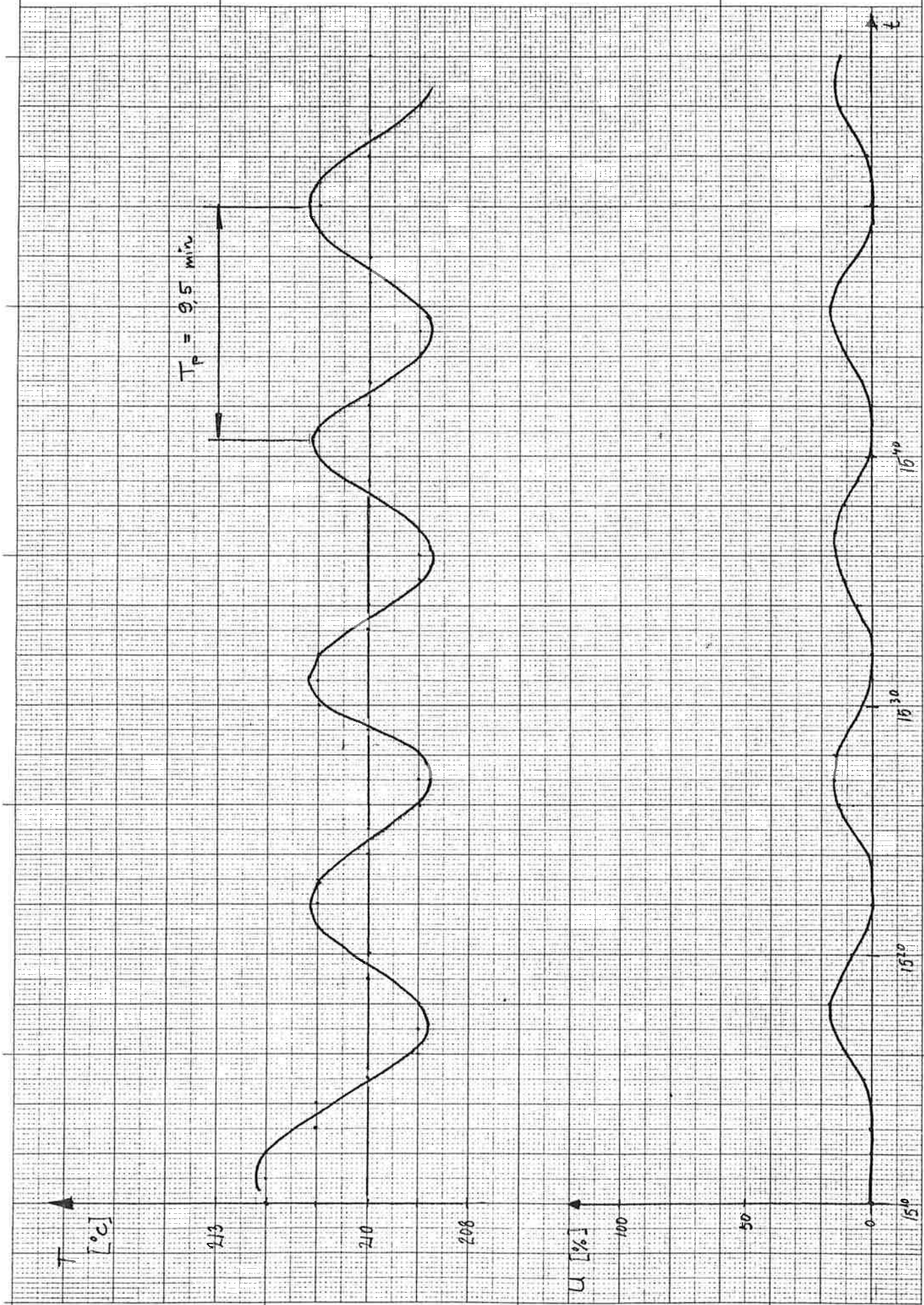


ZON 2

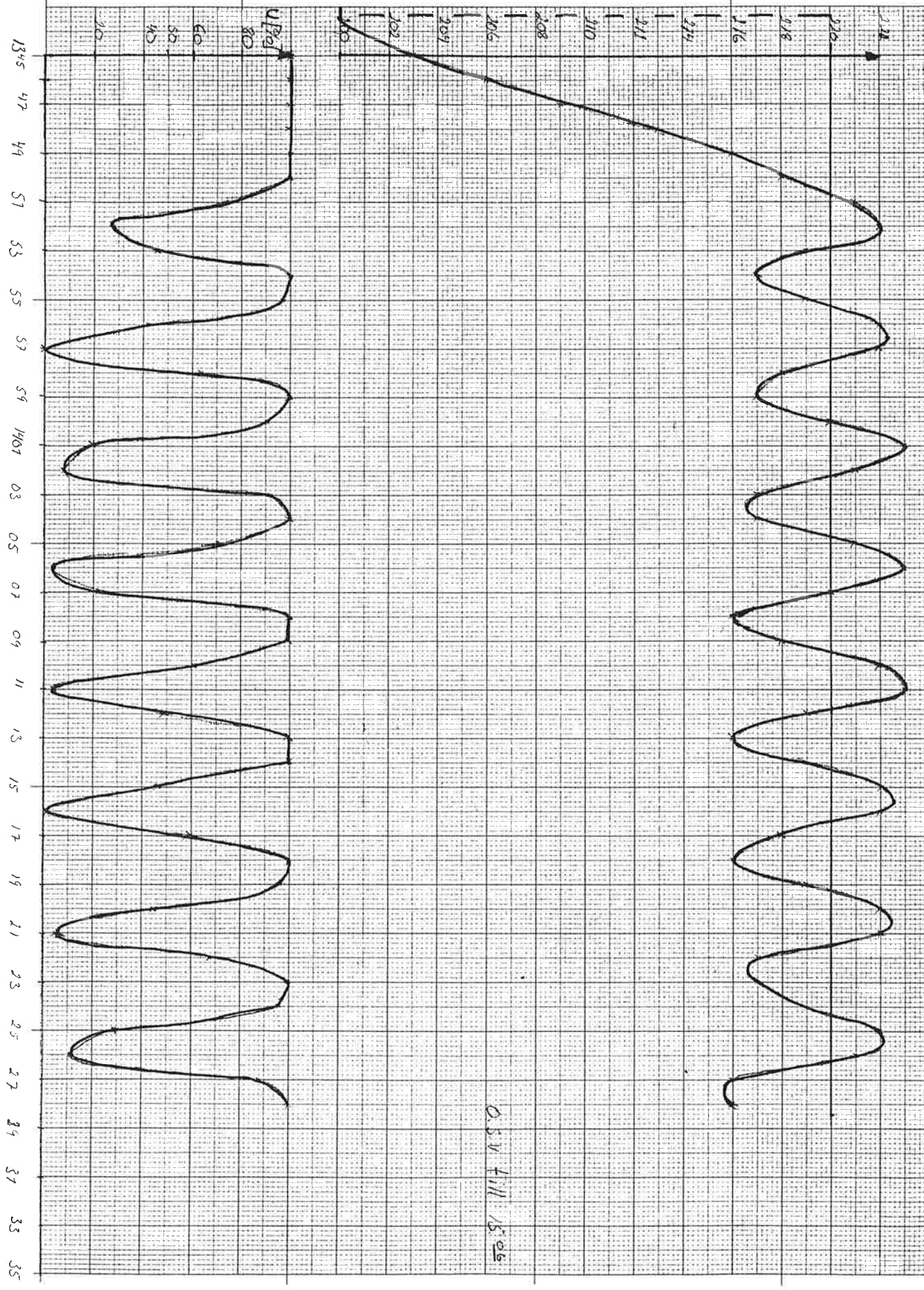
PROV 1 April 3

850503

15¹⁰ ÄNDRING : KP=255 TILL KP=120



Zou 1, Kp = 255
Uppstart

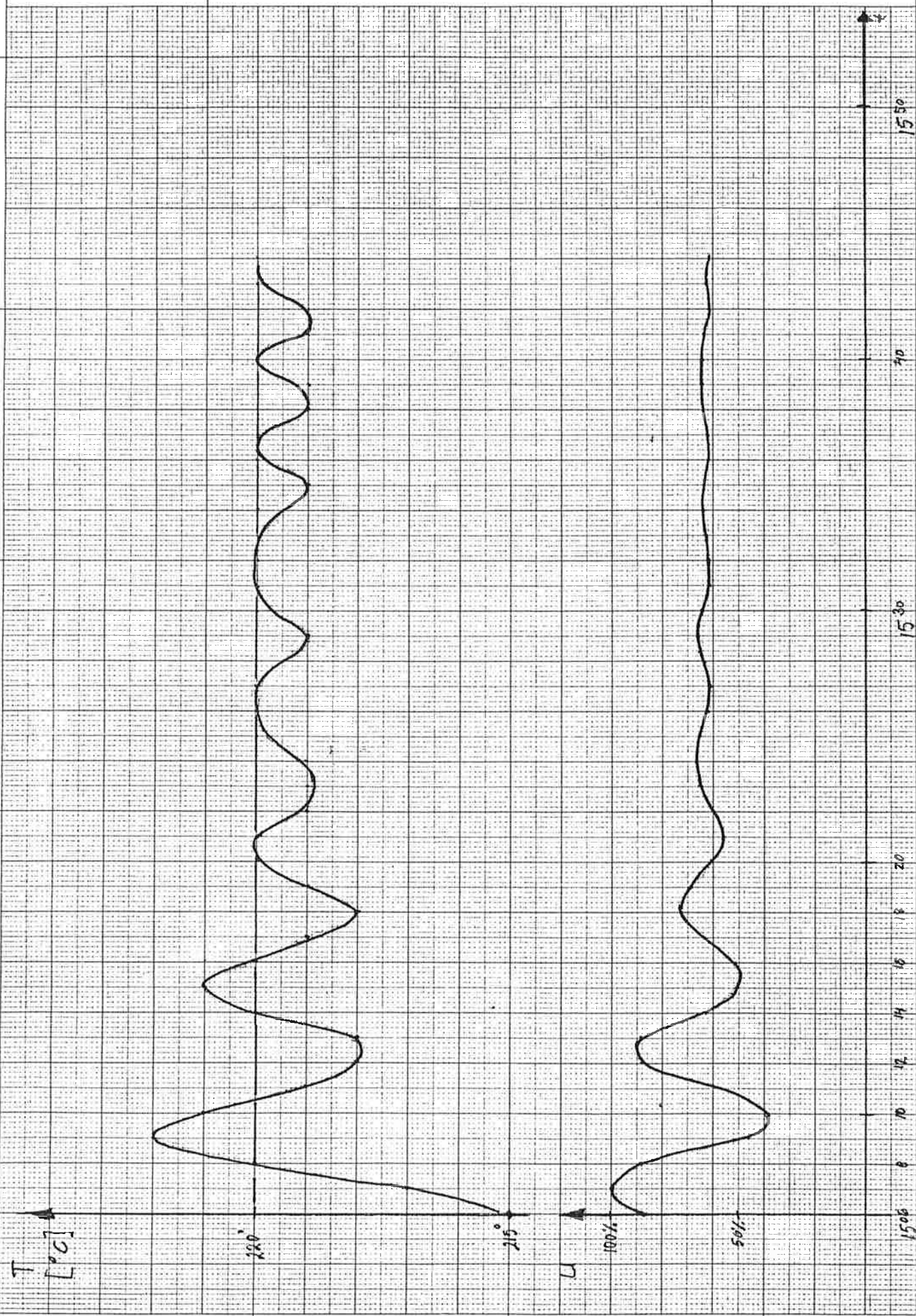


ZON 1

PROV 1

850503

15⁰⁵ ÄNDRING: KP = 255 TIVA KP = 120

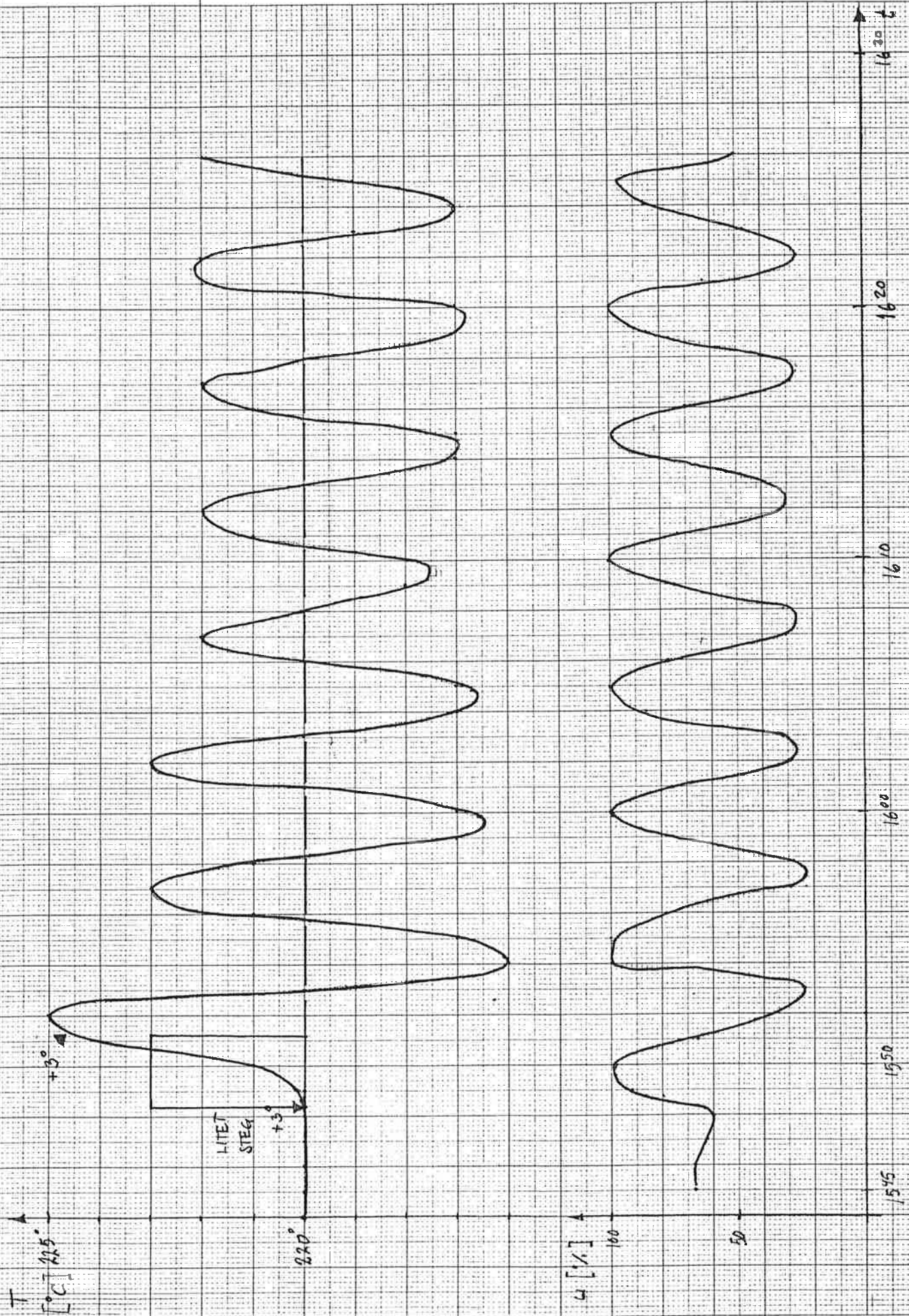


ZON 1

PROV 1

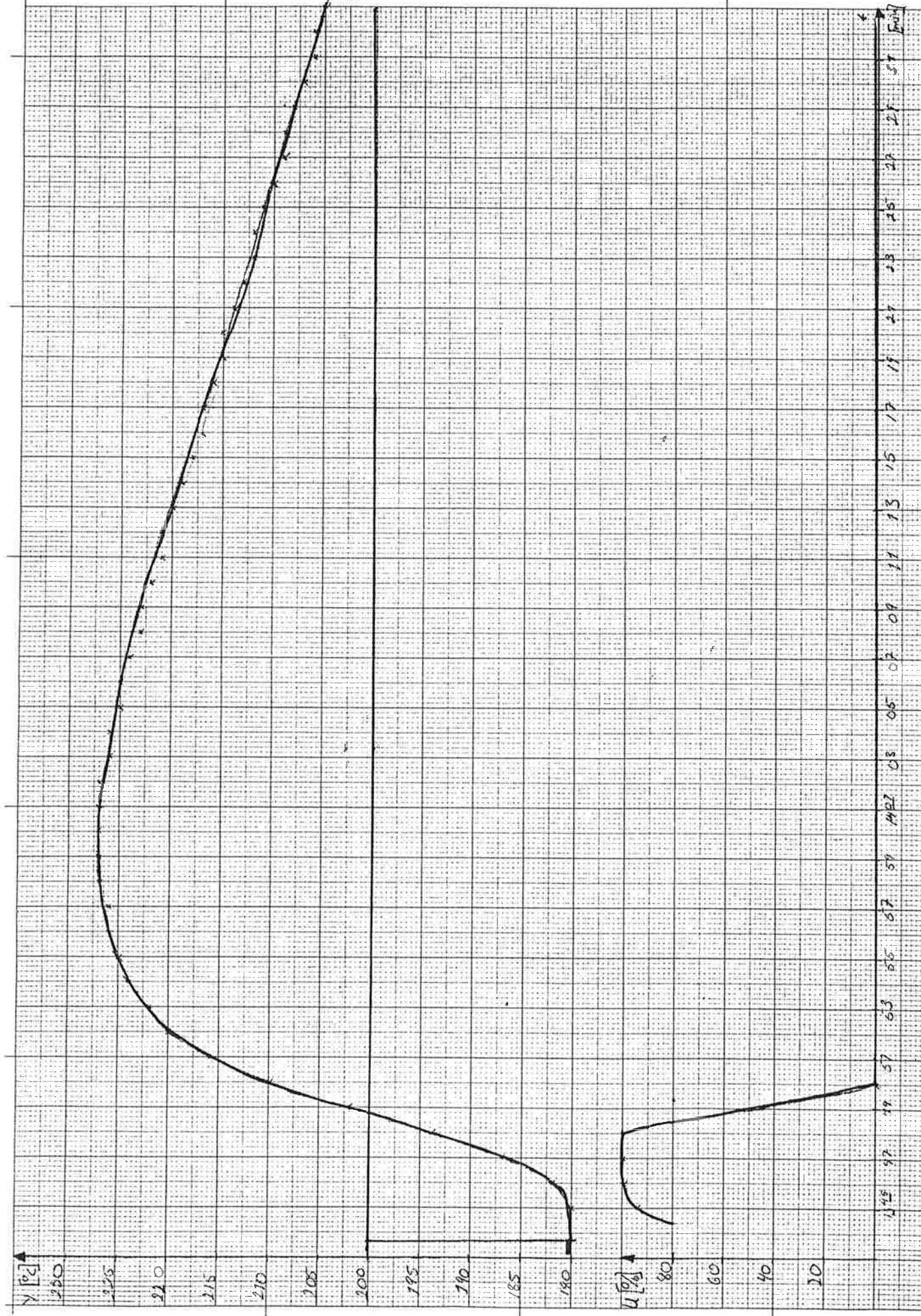
350503

1545 ÄNDRING: KP=120 TIL KP=180



Zon 3, $K_p = 255$

Uppkast
Stor massa

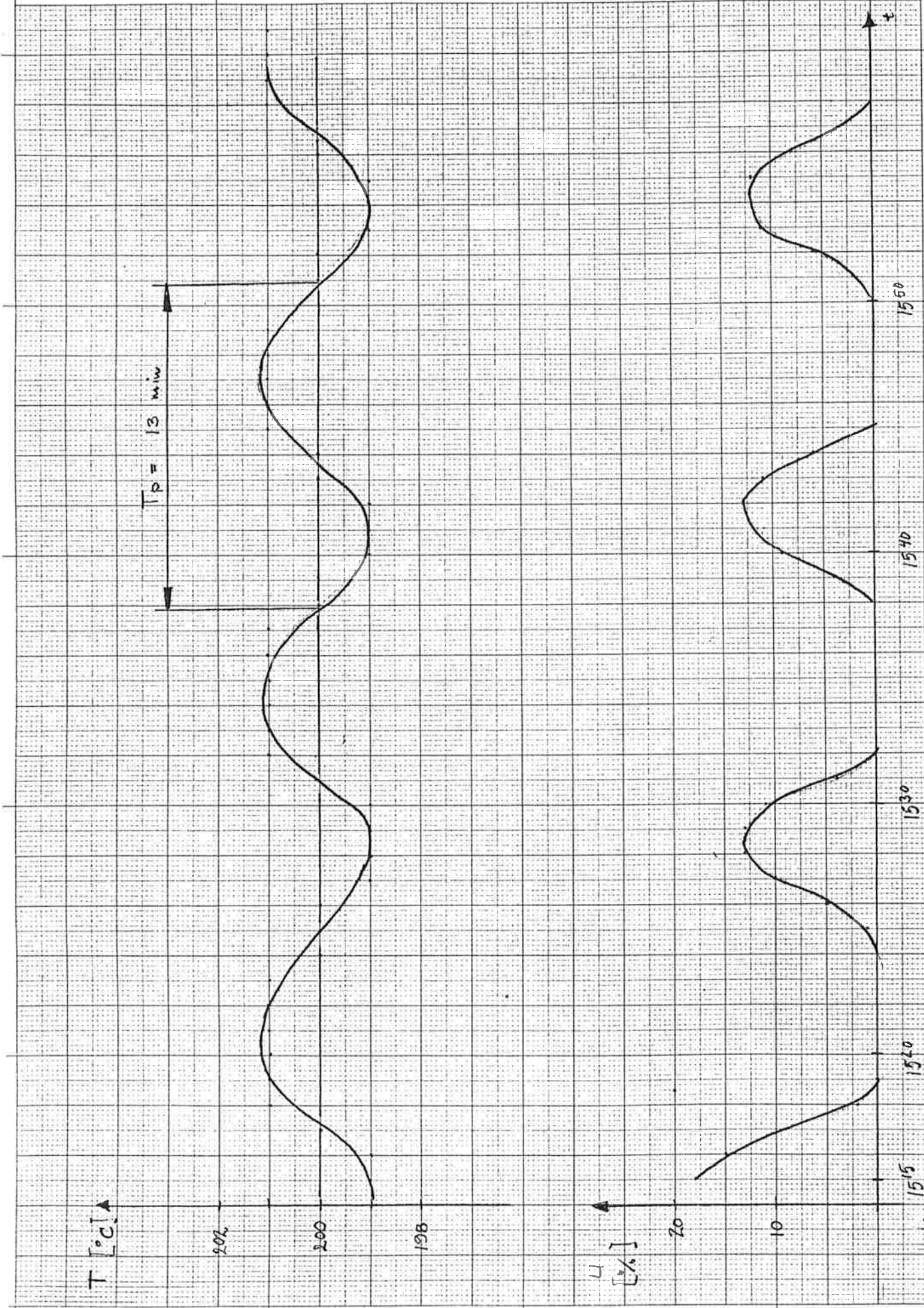


ZON 3

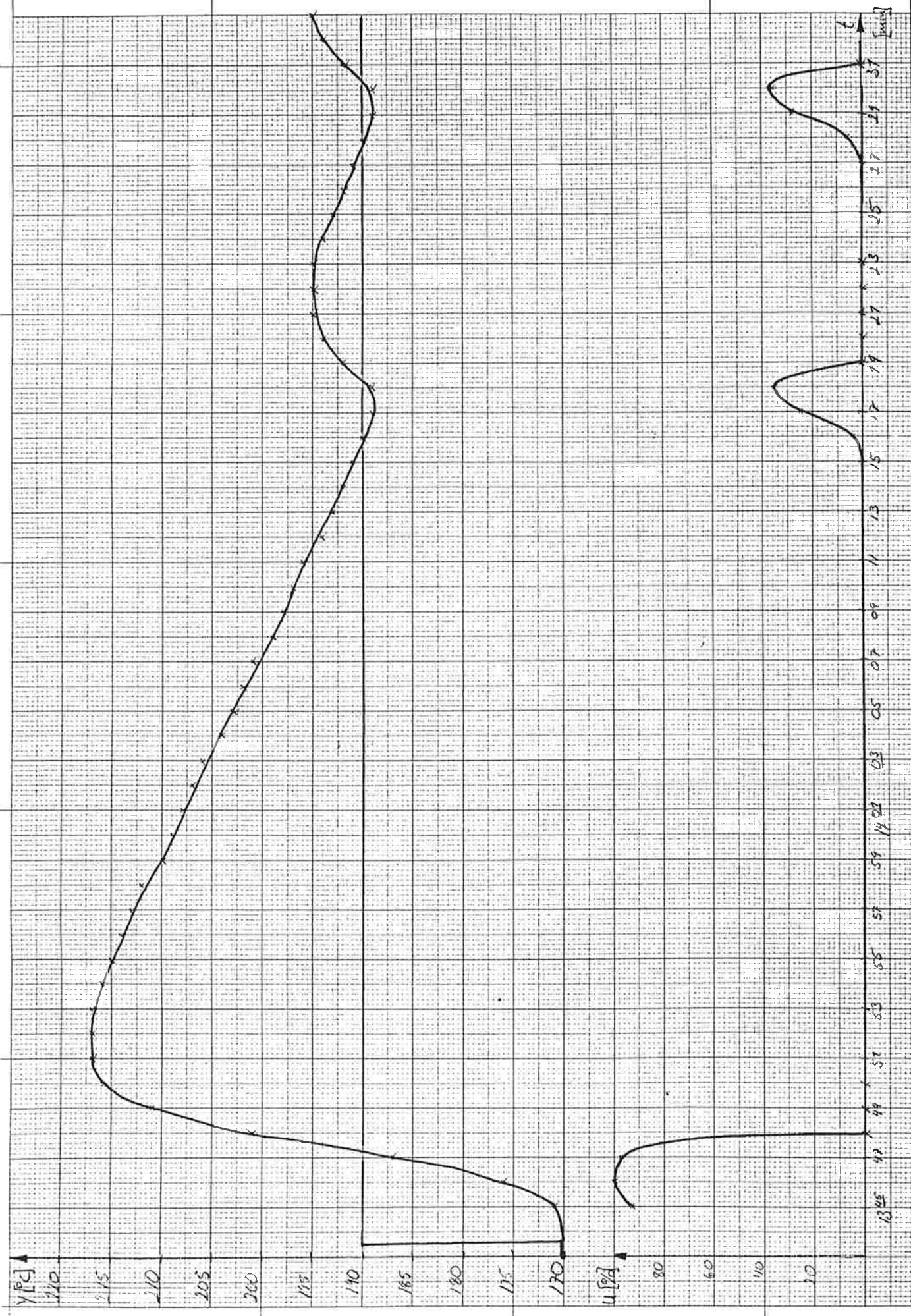
PROV 1

850503

15¹⁵ ÄNDRING : KP= 255 TILL KP= 120



Zou 4, $K_p = 255$
 Uppstart

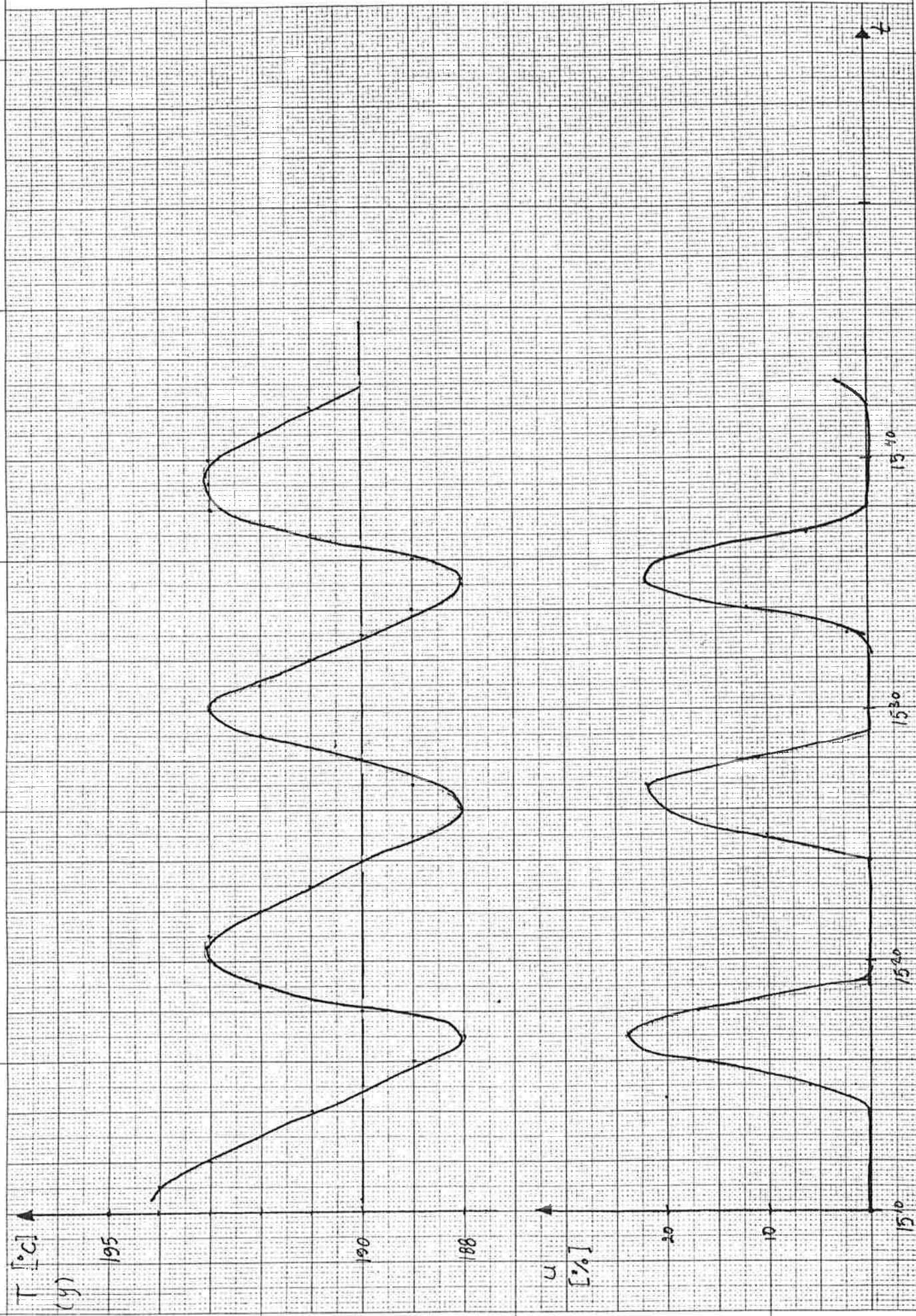


ZON 4

PROV 1

Ø50503

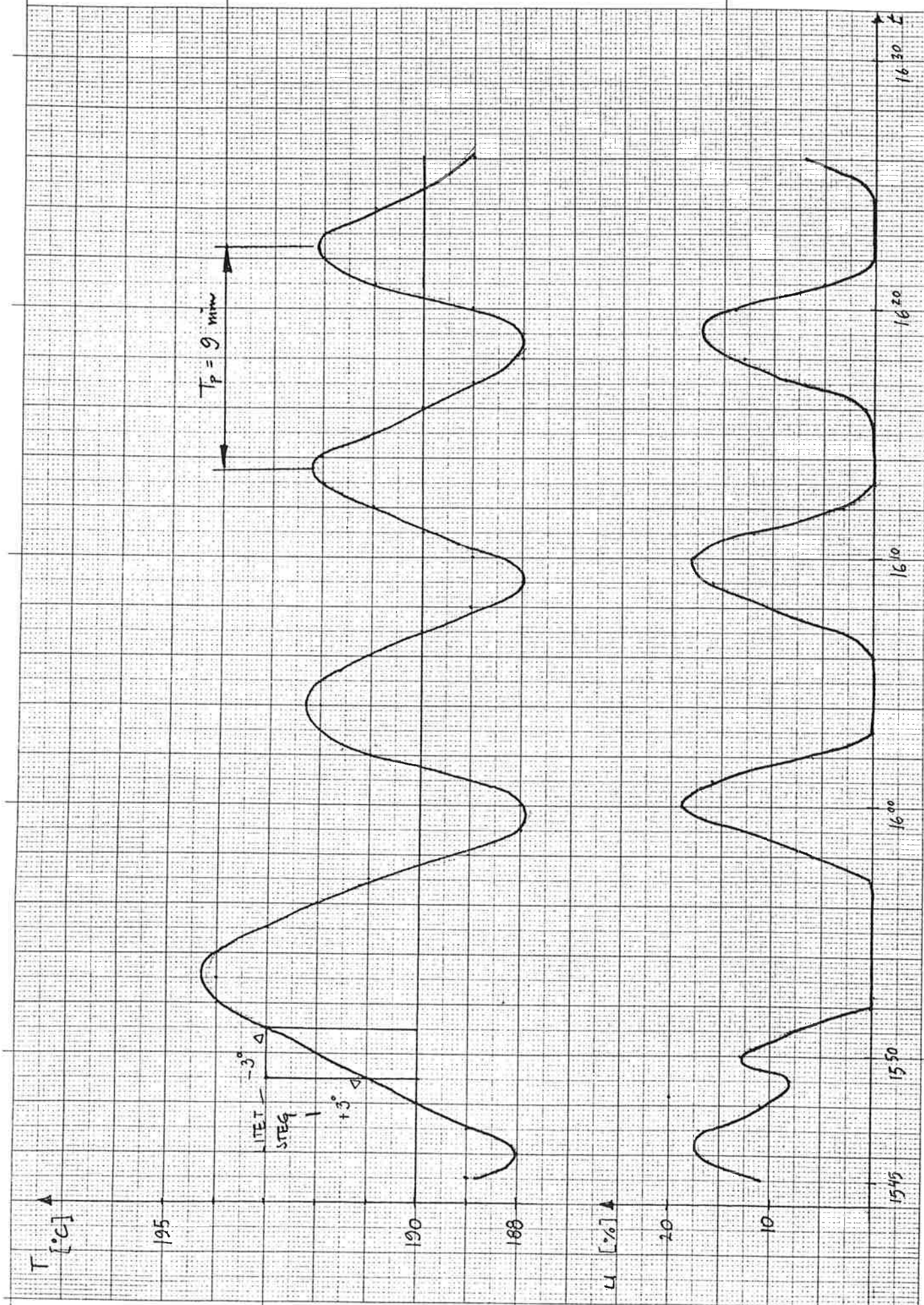
1510 ÄNDRING : KP = 255 TILL KP = 120



ZON 4

PROV 1
Ø50503

1544 ÅNDRING: KP=120 TILH KP=80



PROJEKT - SYSTEMTEKNIK

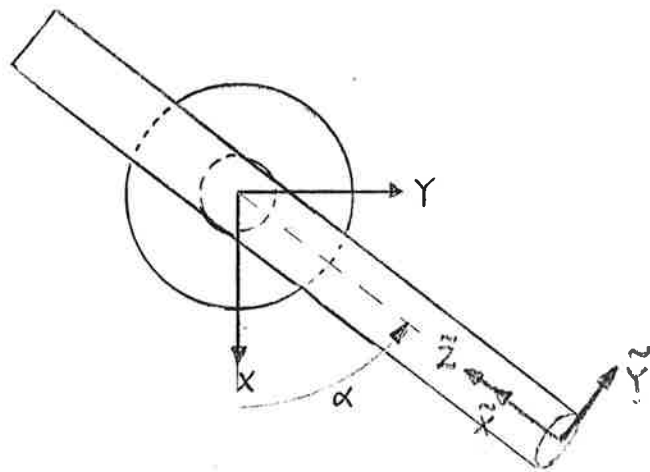
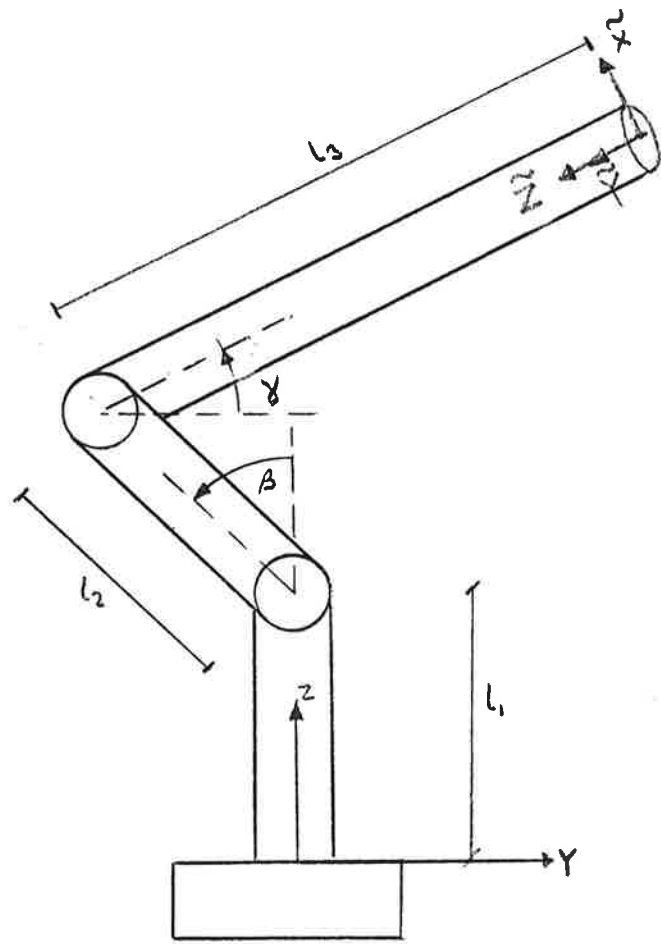
ASEA INDUSTRIAL ROBOT SYSTEM IRB 6/2

85-05-13

NILS ANDERS DAHLQVIST

MIKAEL ÖWALL

M-81



transformation från (X, Y, Z) till $(\tilde{X}, \tilde{Y}, \tilde{Z})$

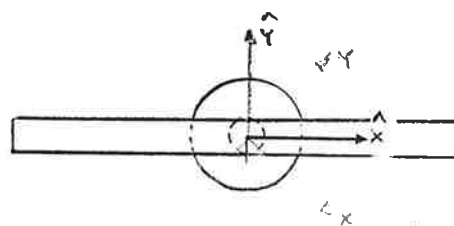
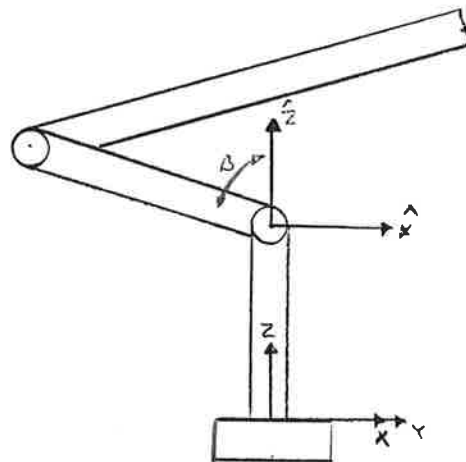
① vridning $-\alpha$ kring $Z \Rightarrow$

$$\begin{bmatrix} \cos \alpha & +\sin \alpha & 0 & 0 \\ -\sin \alpha & \cos \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

② translation $-L_1$ längs $Z \Rightarrow$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

dessa två operationer ger det nya koordinat systemet $(\hat{X}, \hat{Y}, \hat{Z})$



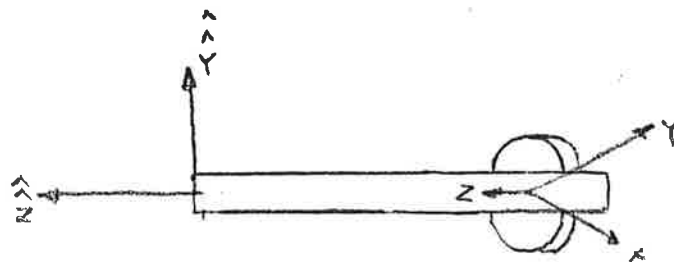
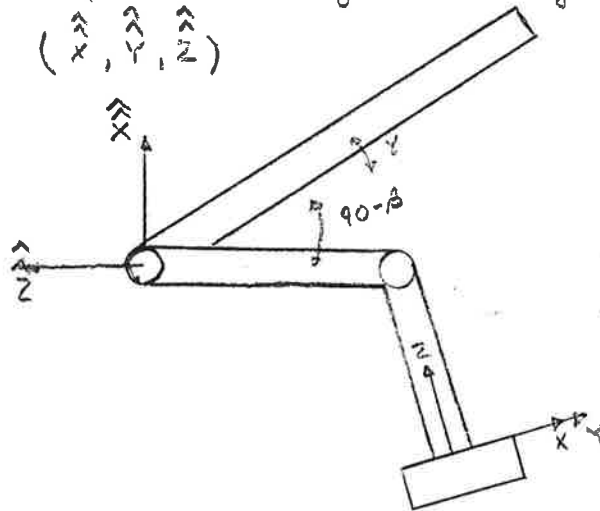
③ vridning β kring $\hat{y} \Rightarrow$

$$\begin{bmatrix} \cos\beta & 0 & -\sin\beta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin\beta & 0 & \cos\beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

④ translation $-l_2$ längs $\hat{z} \Rightarrow$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -l_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dessa två operationer ger det nya koordinat-systemet $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$



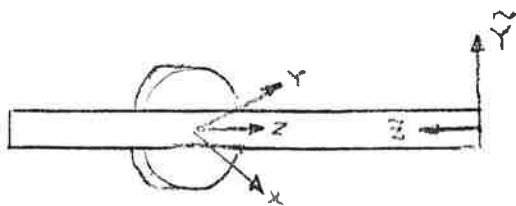
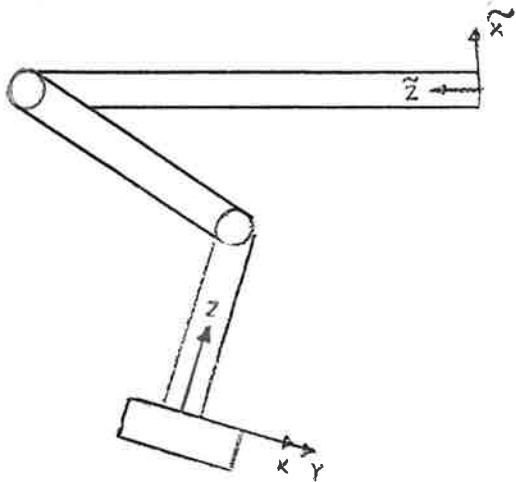
⑤ vridning $(\gamma + 90 - \beta) = \delta$ kring \hat{Y}

$$\begin{bmatrix} \cos \delta & 0 & -\sin \delta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin \delta & 0 & \cos \delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

⑥ translation $\cdot l_3$ längs \hat{Z} \Rightarrow

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -l_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Detta sex operationer ger koordinat systemet $(\tilde{X}, \tilde{Y}, \tilde{Z})$



$$\textcircled{1} \times \textcircled{2} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} c\alpha & +s\alpha & 0 & 0 \\ -s\alpha & c\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -l_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{3} \times \textcircled{4} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} c\beta & 0 & -s\beta & l_2 s\beta \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ s\beta & 0 & c\beta & -l_2 c\beta \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{1} \times \textcircled{2} \times \textcircled{3} \times \textcircled{4} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} c\alpha c\beta & -s\alpha & -c\alpha s\beta & l_2 c\alpha s\beta \\ -s\alpha c\beta & c\alpha & -s\alpha s\beta & l_2 s\alpha s\beta \\ s\beta & 0 & c\beta & -l_1 - l_2 c\beta \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{5} \times \textcircled{6} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} c\delta & 0 & -s\delta & -l_3 s\delta \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ s\delta & 0 & c\delta & l_3 c\delta \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{1} \times \textcircled{2} \times \textcircled{3} \times \textcircled{4} \times \textcircled{5} \times \textcircled{6} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} c\alpha c\beta c\delta - c\alpha s\beta s\delta & -s\alpha & -c\alpha c\beta s\delta - c\alpha s\beta c\delta & -l_3 c\alpha c\beta s\delta - l_3 c\alpha s\beta c\delta + l_2 c\alpha s\beta \\ +s\alpha c\beta c\delta + s\alpha s\beta s\delta & c\alpha & +s\alpha c\beta s\delta + s\alpha s\beta c\delta & -l_3 s\alpha c\beta s\delta + l_3 s\alpha s\beta c\delta + l_2 s\alpha s\beta \\ s\beta c\delta + c\beta s\delta & 0 & -s\beta s\delta + c\beta c\delta & +l_3 s\beta s\delta + l_3 c\beta c\delta + l_1 + l_2 c\beta \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} c\alpha(c\beta c\delta - s\beta s\delta) & -s\alpha & -c\alpha(c\beta s\delta + s\beta c\delta) & -l_3 c\alpha(c\beta s\delta + s\beta c\delta) + l_2 c\alpha s\beta \\ -s\alpha(s\beta s\delta + c\beta c\delta) & c\alpha & s\alpha(c\beta s\delta + s\beta c\delta) & -l_3 s\alpha(c\beta s\delta + s\beta c\delta) + l_2 s\alpha s\beta \\ c\beta s\delta + s\beta c\delta & 0 & -s\beta s\delta + c\beta c\delta & l_3(s\beta s\delta - c\beta c\delta) + l_1 + l_2 c\beta \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

denna matris kallar vi A . vilket ger

$$A \begin{bmatrix} -x \\ -y \\ -z \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

; negativa x, y, z i och med att vi flyttat roboten i förhållande till koordinat systemet.

$$\textcircled{1}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{2}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{3}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & \sin \beta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \beta & 0 & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{4}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{5}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \delta & 0 & \sin \delta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \delta & 0 & \cos \delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{6}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -l_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{6}^{-1} \times \textcircled{5}^{-1} = \begin{bmatrix} c\delta & 0 & s\delta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -s\delta & 0 & c\delta & -l_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{4}^{-1} \times \textcircled{3}^{-1} = \begin{bmatrix} c\beta & 0 & s\beta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -s\beta & 0 & c\beta & l_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{2}^{-1} \times \textcircled{1}^{-1} = \begin{bmatrix} c\alpha & -s\alpha & 0 & 0 \\ s\alpha & c\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & l_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\textcircled{6}^{-1} \times \textcircled{5}^{-1} \times \textcircled{4}^{-1} \times \textcircled{3}^{-1} = (6 \times 5 \times 4 \times 3)^{-1} =$$

$$= \begin{bmatrix} c\delta c\beta - s\delta s\beta & 0 & c\delta s\beta + s\delta c\beta & l_2 s\delta \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -s\delta c\beta - c\delta s\beta & 0 & -s\delta s\beta + c\delta c\beta & l_2 c\delta - l_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$(6 \times 5 \times 4 \times 3)^{-1} \times (2 \times 1)^{-1} = A^{-1}$$

$$= \begin{bmatrix} c\alpha(c\delta c/\beta - s\delta s/\beta) & +s\alpha(c\delta c/\beta - s\delta s/\beta) & c\delta s\beta + s\delta c\beta \\ -s\alpha & c\alpha & 0 \\ -c\alpha(s\delta c/\beta + c\delta s/\beta) & -s\alpha(s\delta c/\beta + c\delta s/\beta) & c\delta c\beta - s\delta s\beta \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$l_1(c\delta s\beta + s\delta c\beta) + l_2 s\delta$$

$$0$$

$$l_1(c\delta c\beta - s\delta s\beta) + l_2 c\delta - l_3$$

$$1$$

$$A \begin{bmatrix} -x \\ -y \\ -z \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} -x \\ -y \\ -z \\ 1 \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1(c\delta s\beta + s\delta c\beta) + l_2 s\delta \\ 0 \\ l_1(c\delta c\beta - s\delta s\beta) + l_2 c\delta - l_3 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$c\delta s\beta + c\beta s\delta = \sin(\beta + \delta) = \sin(\beta + \delta + 90 - \beta) = \sin(\delta + 90) = \cos \delta$$

$$c\beta c\delta - s\beta s\delta = \cos(\beta + \delta) = \cos(\beta + \delta + 90 - \beta) = -\sin \delta$$

\Rightarrow

$$-x = l_1 \cos \delta + l_2 \sin \delta$$

$$-y = 0$$

$$-z = -l_1 \sin \delta + l_2 \cos \delta - l_3$$

$$1 = 1$$

$$\delta = (\gamma - \beta + 90) \Rightarrow$$

$$\sin \delta = \sin(\gamma - \beta + 90) = \cos(\gamma - \beta)$$

$$\cos \delta = \cos(\gamma - \beta + 90) = \cos(90 - (\beta - \gamma)) = \sin(\beta - \gamma) = -\sin(\gamma - \beta)$$

\Rightarrow

$$-X = l_1 \cos \gamma + l_2 \cos(\gamma - \beta)$$

$$-Z = -l_1 \sin \gamma - l_2 \sin(\gamma - \beta) - l_3$$

Geometrie ger

$$z = l_1 + l_2 \cos \beta + l_3 \sin \gamma \quad (I)$$

$$x = \cos \alpha (-l_2 \sin \beta + l_3 \cos \gamma) \quad (II)$$

$$y = \sin \alpha (-l_2 \sin \beta + l_3 \cos \gamma) \quad (III)$$

Sen tidigare

$$-z = -l_1 \sin \gamma - l_2 \sin(\gamma - \beta) - l_3 \quad (IV)$$

$$-x = l_1 \cos \gamma + l_2 \cos(\gamma - \beta) \quad (V)$$

$$(III) \div (II) \Rightarrow \alpha = \arctan\left(\frac{y}{x}\right)$$

$$(I) \div II \Rightarrow$$

$$l_2^2 \cos^2 \beta + 2l_3 l_2 \cos \beta \sin \gamma + l_3^2 \sin^2 \gamma = (z - l_1)^2$$

$$l_2^2 \sin^2 \beta + 2l_2 l_3 \sin \beta \cos \gamma + l_3^2 \cos^2 \gamma = \left(\frac{x}{\cos \alpha}\right)^2$$

+

$$l_2^2 + l_3^2 + 2l_2 l_3 (\sin \gamma \cos \beta + \cos \gamma \sin \beta) = (z - l_1)^2 + \left(\frac{x}{\cos \alpha}\right)^2$$

$$\sin(\gamma - \beta) = \frac{\left(\frac{x}{\cos \alpha}\right)^2 + (z - l_1)^2 - l_2^2 - l_3^2}{2l_2 l_3}$$

(IV) \Rightarrow

$$\sin \gamma = \frac{\left(\frac{x}{\cos \alpha}\right)^2 + (z-l_1)^2 - l_2^2 - l_3^2}{2l_1l_3} - \frac{l_3}{l_1} + \frac{z}{l_1}$$

$$\Rightarrow \gamma = \arcsin \left[\frac{\left(\frac{x}{\cos \alpha}\right)^2 + (z-l_1)^2 - l_2^2 - l_3^2}{2l_1l_3} - \frac{l_3}{l_1} + \frac{z}{l_1} \right]$$

\Rightarrow

$$\beta = -\arcsin \left[\frac{\left(\frac{x}{\cos \alpha}\right)^2 + (z-l_1)^2 - l_2^2 - l_3^2}{2l_1l_3} \right] + \gamma$$

OBS: det gäller här att se upp med multiplar.

Det är något skumt med tecknet på sista termen i uttrycket för γ . $\left(\frac{z}{l_1}\right)$

Men vi kan efter noggranna genomräkningar tyvärr ej hitta felet.

SYSTEMTEKNIK

Tyristorn och några av dess användningsområden

Utförd av: Göran Johansson. M 81

Tid: Maj 1985

Inledning

En tyristor är en halvledarkomponent som i princip fungerar som ventil för elektrisk ström.

Tyristor är normalt uppbyggd av fyra stycken kisellager, varannat n-ledande och varannat p-ledande.

De n-ledande kisellagren är dopade i ett ämne ur periodiska systemets 5:te grupp, vanligen Antimon. Antimonatomerna tillskjuter var och en en elektron, dvs en negativt laddad partikel. Därav beteckningen n-(negativt)-ledande skikt.

På motsvarande sätt är de p-(positivt)-ledande kisellagren dopade av ett ämne i periodiska systemets 3:e grupp, vanligen bor. Boratomerna tillför då var och en en positivt laddad partikel, egentligen ett sk hål.

Figur 1 visar principiellt hur tyristor är uppbyggd med fyra kisellager, anod och katod samt ett styre.

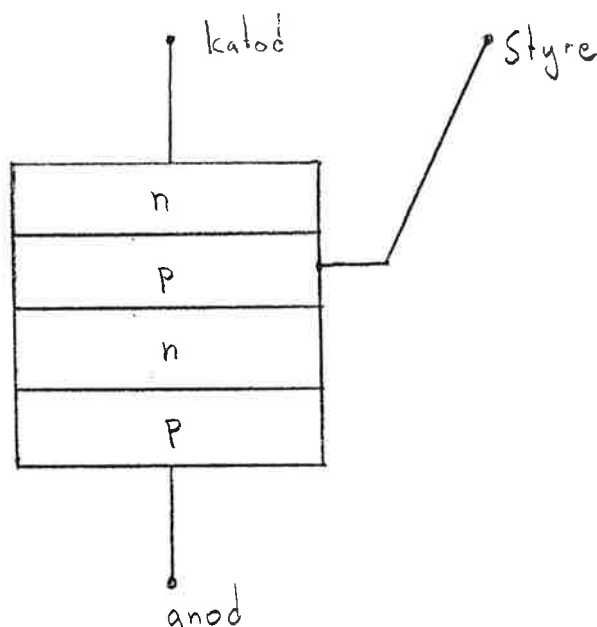


Fig 1:

I en tyristor finns således tre stycken pn-övergångar vilka är av helt avgörande betydelse för tyristorns funktion.

Vad som sker i en pn-övergång

Om p-skiktet är positivt i förhållande till n-skiktet leder pn-övergången ty de positiva partiklarna kan då vandra över i n-skiktet och tvärtom.

Om då istället p-skiktet skulle vara negativt i förhållande

Om då istället p-skiktet skulle vara negativt i förhållande till n-skiktet förskjuts både positiva och negativa laddningar från gränsoområdet vid pn-övergången. Detta blir då helt tomt från laddningar varför ingen ström ledes, man säger att övergången är spärrad.

Tyristorns pn-övergångar

I figur 2 nedan har jag kallat pn-övergångarna för ϕ_{12} , ϕ_{23} och ϕ_{34} . Strömmens väg genom tyristorn är normalt från anod till katod, dvs anoden är positiv i förhållande till katoden.

Om vi nu lägger på en negativ ström så blir istället anod negativ i förhållande till katoden och då blir även p_4 i figur 2 negativ i förhållande till n_3 . Detta medför då att ϕ_{34} är spärrad. Pss är ju katoden positiv varför även n_1 är positiv i förhållande till p_2 varför även ϕ_{12} är spärrad.

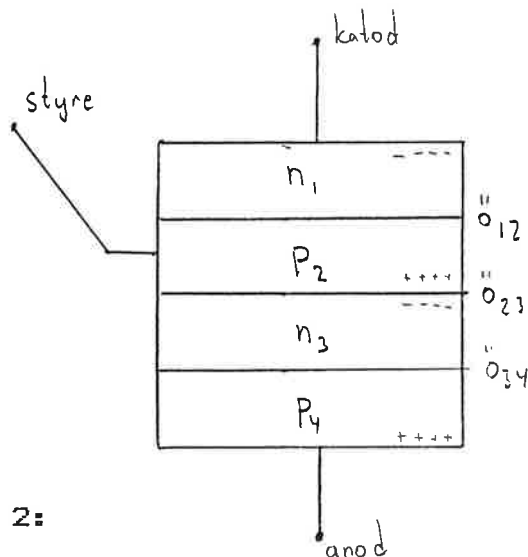


Fig 2:

Däremot så kan nu ϕ_{23} leda ström ty n_3 ligger närmast den negativa anoden och p_2 ligger närmast den positiva katoden. Hur laddningarna rör sig kan även det studeras i figur 2.

Då strömmen är negativ så spärrar således tyristorn genom de båda spärrövergångarna. Vid en viss mycket hög spänning sker det emellertid ett lavingenombrott då strömmen växer ohindrat och tyristor bränns. Detta kan studeras vid negativa U i figur 3 som visar en tyristors karakteristiska.

Då vi istället lägger på en positiv ström på tyristorn blir p_4 positiv gentemot n_3 och p_2 positiv gentemot n_1 . Av denna anledning kommer både ϕ_{12} och ϕ_{34} att leda medan däremot ϕ_{23} kommer att blockera ty n_3 är positivare än p_2 .

ϕ_{23} kallas i detta fall för blockgenomgång. Även denna blockering kan brytas med en mycket hög spänning men skillnaden mot spärrriktningen är att man nu inte behöver bibehålla denna höga spänning för att tyristorn skall fortsätta leda ström. Även detta kan man se i figur 3. I blockriktningen kan man dessutom, vilket visas i fig 3, sänka genombrottsspänningen med en spänning som läggs på mellan styre och katod. Denna spänning kallas tändpuls och man säger att den tänder tyristorn.

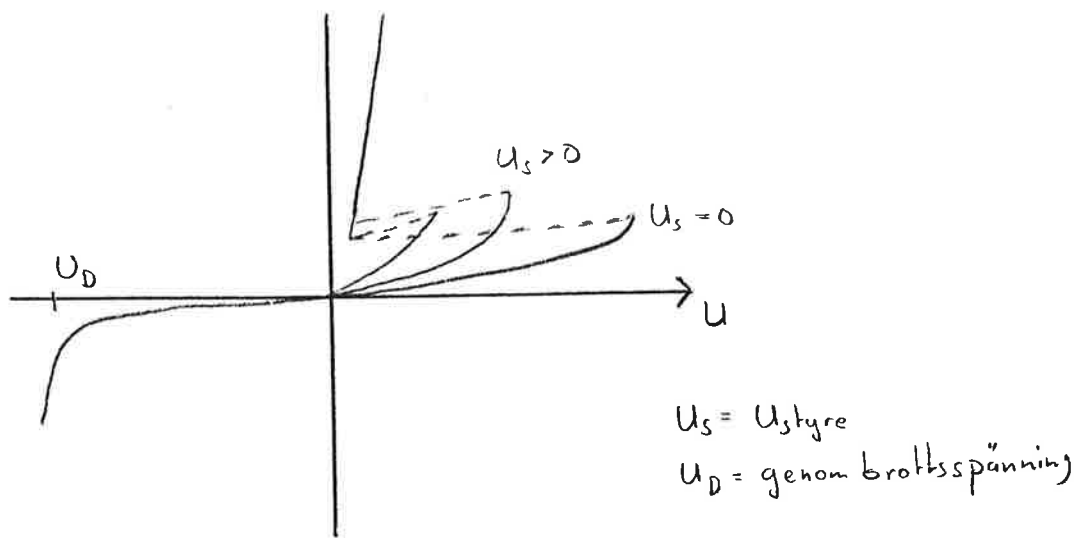


Fig 3 Tyristorer karakteristiska

Styrets funktion

På styret lägger man alltså på en kort tändpuls i det ögonblick som man vill att tyristorerna skall tända. Det är emellertid så att tyristorerna tändes först i ett litet område omedelbart runt styret för att sedan spridas ut över hela området.

Detta betyder att om man vill ha en snabb tyristor måste styrets utformning göras exempelvis som i figur 4 som visar Asea-tillverkade tyristorer.

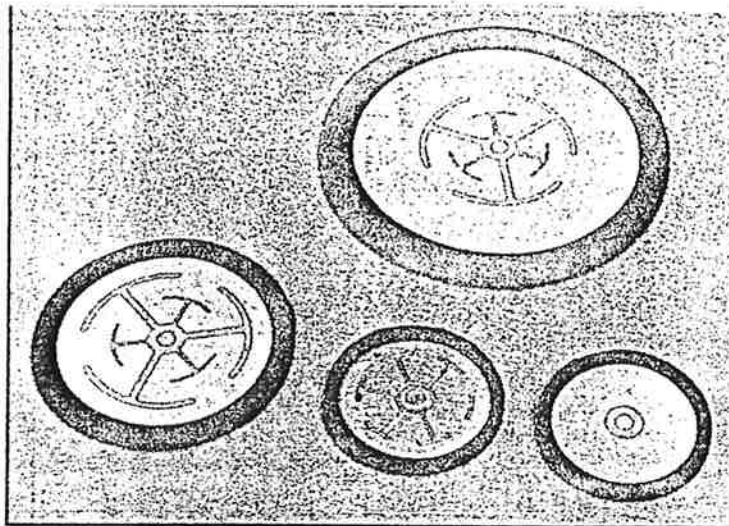
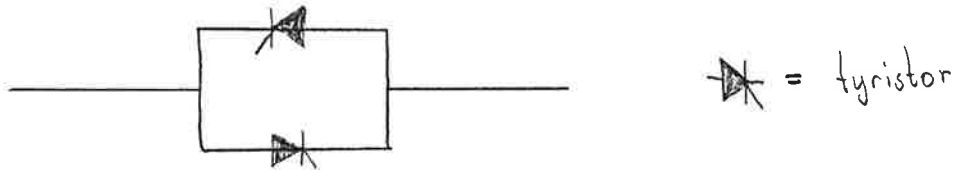


Fig 4

Kiselskivorna på bilden är ungefär 2 mm tjocka och innehåller alla fyra skikten, dvs hela tyristorfunktionen.

Tyristor som leder på bägge hållen

Det finns även 5-skikts tyristorer som symmetriskt leder i bägge strömriktningarna. Denna funktion kan även fås om man antiparallellkopplar 2 4-skikts tyristorer.



Ovanstående koppling har följande spännings-strömberoende.

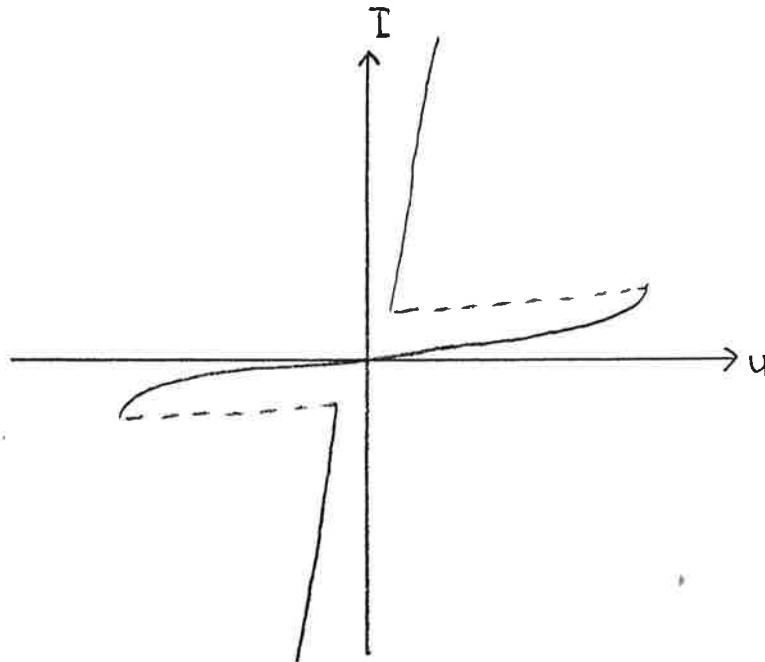
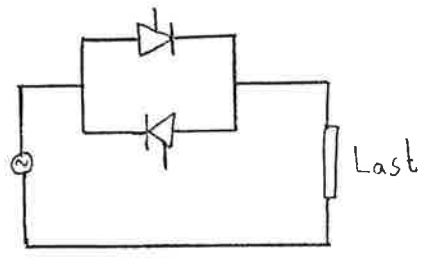


Fig 6

Två enkla och mycket vanliga tillämpningar

Tyristorströmställare (enfas växelström)

Fig 7 Kretschema



Då man ej har någon tändpuls flyter ingen eller en försumbart liten ström genom kretsen. Läger man däremot på en tändpuls i början på varje halvperiod av växelströmmen så flyter strömmen omväxlande i tyristor T1 och T2 varje halvperiod.

Styrkrets för växelström

Kretsschemat är detsamma som i figur 7, men nu förskjuter vi tändpulsen från att komma i början av varje halvperiod till att komma en bit in varje gång enligt fig 8.

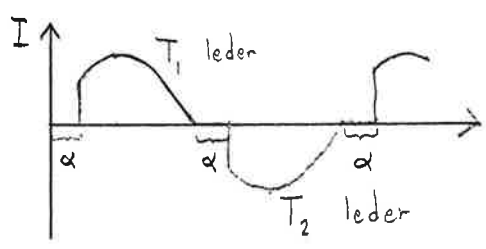


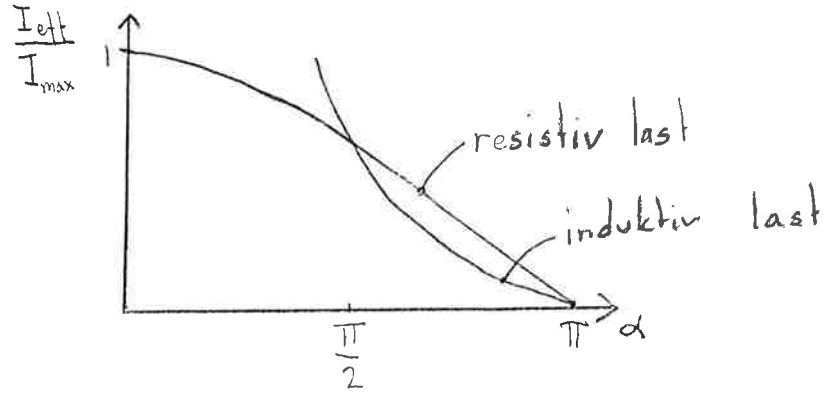
Fig 8

Tyristorn tänds således periodiskt vid styrvinkeln α . Denna styrvinkel kan varieras och därmed kan I_{eff} och total effekt varieras utan att man får någon märkbar effektförlust.

Man kan härleda hur effektivströmmen varierar med α och får då

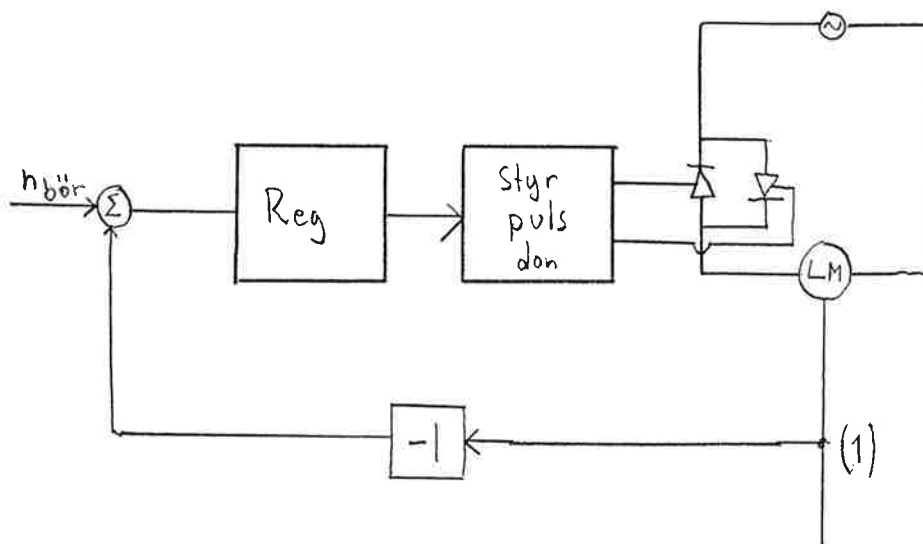
$$I_{eff} = \frac{U_{max}}{\omega \cdot L} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[(\pi - \alpha) \left(\cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin \alpha \cos \alpha \right]}$$

Vilket kan ritas upp i diagramform som:



Enkel reglering med tyristorer

Av det tidigare sagda förstår man nu att man genom att med tändpulsens variera styrvinkeln och därmed strömmen skulle man t ex kunna reglera varvtalet på en elmotor. Ett enkelt blockschema över ett sådant slutet system skulle kunna se ut som i följande figur.



Vid (1) mäts utsignalen från motorn. Denna jämförs med ett börvärde och regleras i en PID-regulator som ger signal till styrpulsdonet som ändrar tändpulsens beroende på om strömmen skall ökas eller minskas.

Fortsättningen av denna rapport kommer nu mest att behandla hur tyristorer kommer in vid styrning och reglering av likströms och asynkronmotorer.

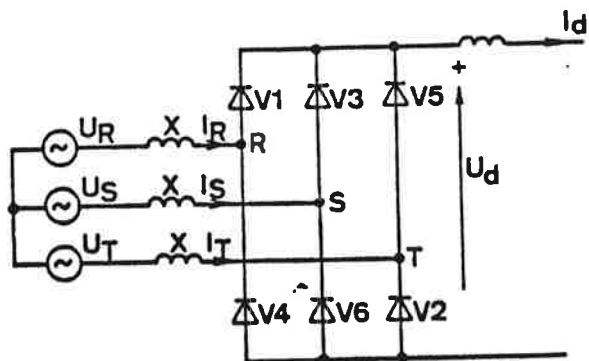
Innan detta kommer först ett kort avsnitt om styrpulsdonet, samt ett avsnitt om hur tyristorer används för omformning av växelström till likström (nätströmriktare), samt hur likström kan återföras till växelström (växelriktare).

Styrpulsdon

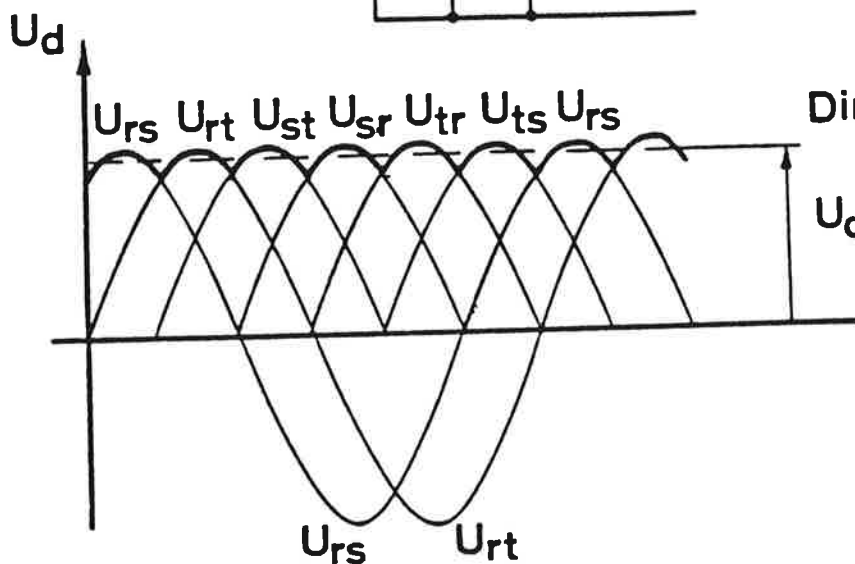
Styrpulsdonet får alltså sin signal från en regulator, denna signal består vanligast av en likspänning Uled. Denna likspänning jämförs i styrpulsdonet med spänningen i kretsen som skall styras. Då nivåerna är lika och kretsspänning på väg uppåt ges en styripuls.

Växelström-likströmsomvandling

I nedanstående figur visas en tyristorbrygga som utför en likriktning av trefas växelström.



6-pulse bridge

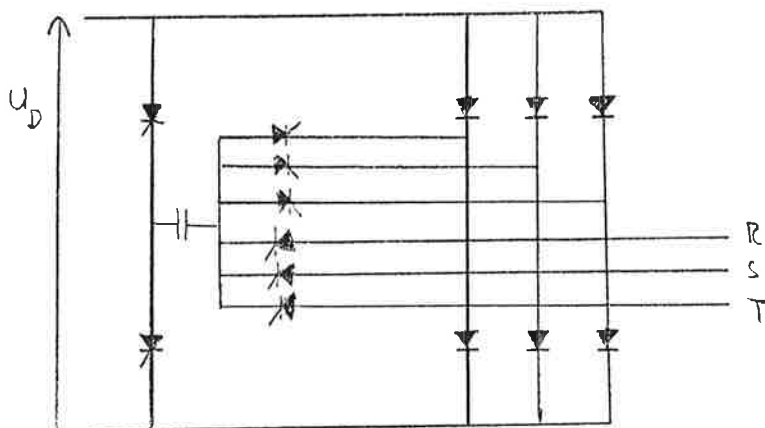


Direct voltage

$$U_d = U_{dio} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U$$

Genom att variera tändvinkeln α på tyristorerna kan likspänningens effektivvärde varieras.

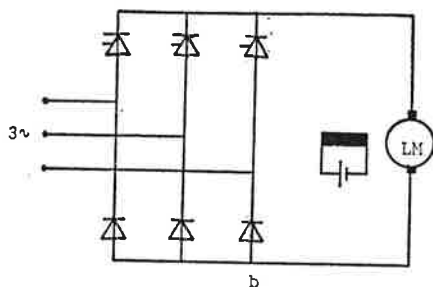
Följande koppling utför den omvända processen, den omvandlar alltså likström till växelström.



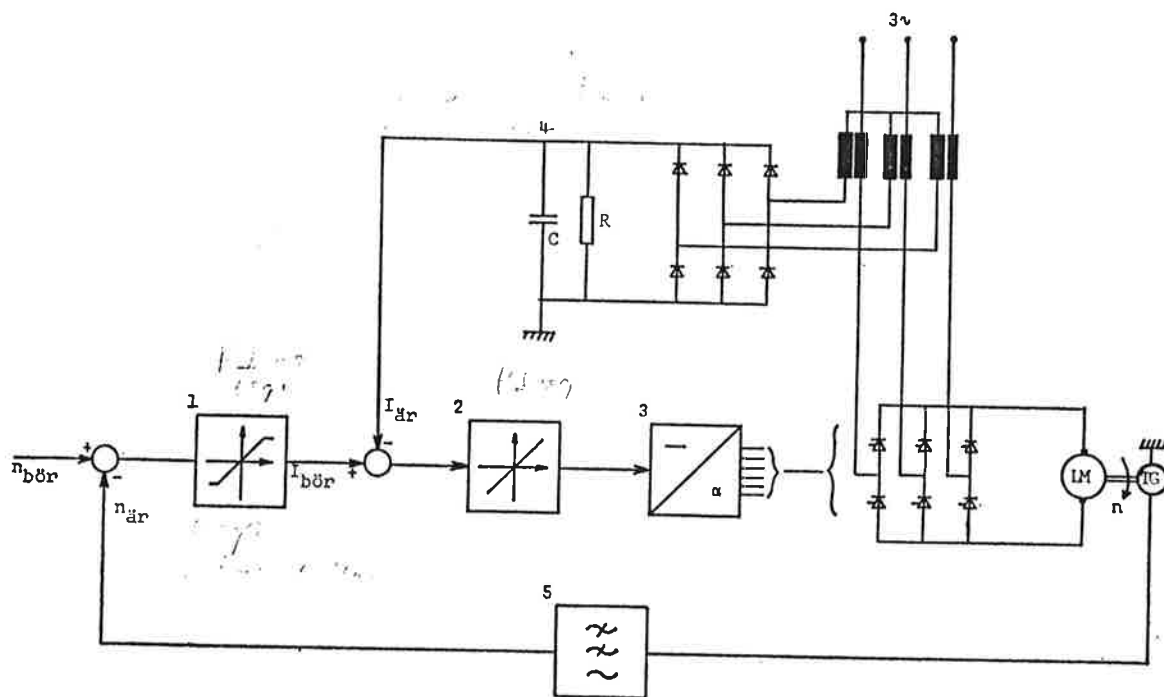
Med denna koppling kan man genom ändring av styrvinkeln α variera dels amplitud och dels frekvens hos den utgående växelströmmen.

Styrning och reglering av likströmsmotor

Det är mycket vanligt att man vill reglera varvtalet på elmotorer och för en likströmsmotor sker detta bäst genom att ändra likspänningen i ankarkretsen. Normalt så använder man då ett trefas växelspänningsnät och med hjälp av en tyristorbrygga kan man då likrikta denna till en likström som sedan får mata ankarkretsen. Ett kopplingsschema på detta visas i nedanstående figur.



Varvtalet på motorn regleras nu genom att variera likströmmen över motorn, dvs ändra tändvinkeln på tyristorerna. Ett system för denna reglering visas i följande figur.

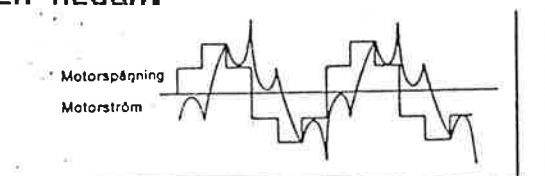


Den inre kretsen i detta system reglerar likströmmen eller med andra ord momentet på motorn. Man jämför $I_{\text{är}}$ med $I_{\text{bör}}$, om varvtalet är rätt så är $I_{\text{bör}}=0$. Är-värdet mäts i en speciell krets som ger samma ström som motorn får.

Skillnaden mellan $I_{\text{är}}$ och $I_{\text{bör}}$ matas in i regulatorn som ger en spänning till styripulsdonet. Denna i sin tur ger styripulsen till tyristorerna. $I_{\text{bör}}$ fås från den yttre reglerkretsen där varvtalet på motorn (utsignal) jämförs med ett ledvärde.

Motorvarvtalet kan fås från t ex en tachometer medan ledvärde fås från en potentiometer. En PI-regulator ger sedan $I_{\text{bör}}$ som här begränsas till motorns märkdata.

Den erhållna växelströmmen motsvarar ingalunda en perfekt sinuskurva utan spänningen antar en trappstegsform och strömmen antar en ännu kontigare form enligt figuren nedan.



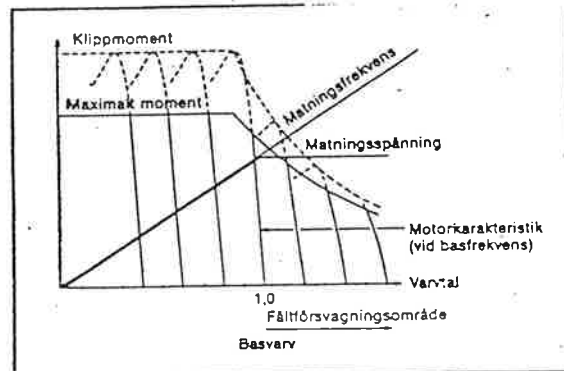
Kurvorna kan bli bättre genom att ansluta filter.

Tyristorer i en växelriktare måste vara mycket snabba. Detta har hittills försvårat användandet av växelriktare speciellt vid höga effekter. Konventionella tyristorer kan ej kombinera båda dessa krav, men på senare tid har man fått fram allt bättre tyristorer som har gjort frekvensstyrd asynkronmotordrift enligt ovan möjlig även vid höga effekter. Tack vare detta finns det nu planer på att införa asynkronmotorer i svenska lok som tidigare utelutande har körts med likströmsmotorer enligt föregående kapitel.

För en varvtalsstyrd asynkronmotor finns det i bifogad artikel härlett en överföringfunktion mellan ingående likström och frekvens och ur denna har man genom uppritande av rotort kunnat visa att systemet är stabilt. Det finns även beskrivit ett försök som också visade att så var fallet.

I den andra artikeln finns det beskrivit hur man styr japanska framtidslok som drivs av en linje motor. Reglersystemet är snarlikt det som har beskrivits för likströmsmotorer med den skillnaden att dessa finns på fasta stationer längs banan och ej i loken.

Det tidigare beskrivna systemet med reglering av en likströmsmotor är en mycket vanlig applikation. Problemet med den är att en likströmsmotor kräver en relativt god omgivning och återkommande service. Asynkronmotorn är därför oftast den billigaste och i tuff miljö den enda gångbara elmotorn. Om man skall varvtalsstyra en asynkronmotor direkt så finns det i stort sett endast en möjlighet att göra detta utan att förorsaka större effektförluster och denna möjlighet ligger i att ändra frekvensen i den krets i vilken asynkronmotorn är inkopplad. Ändras frekvensen så ändras motorns synkrona varvtal och därmed både motorns driftvarvtal och moment. Följande figur visar innebörden av detta, det visar sig även att drivspänningen måste följa med ändringen av drivfrekvens.



Ett kopplingschema för en asynkronmotor med frekvensstyrning kan se ut som i följande figur.

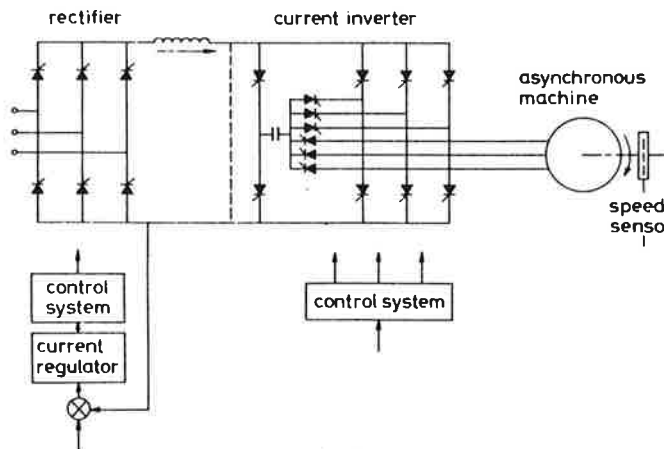


Fig. 1 General diagram of variable-speed drives

3-fas växelström från nätet görs först om till likström i en nätströmriktare. Man kan här genom reglering variera spänningsnivå, effektöverföring eller dylikt. Likspänningen matar sedan en växelriktare som återigen gör om likströmmen till en växelspanning. Här kan man genom reglering av styrvinkeln variera frekvensen till utgående växelspanningsnät godtyckligt.

Determination of optimum operating frequency of a current-source inverter-controlled asynchronous machine by measurement of stator voltages

B. de Fornel, J.C. Hapiot, C. Saubion and Prof. B. Trannoy

Indexing terms: Control equipment and applications, Inverters, Motors

Abstract: Theory and experimental results are given, concerning a control law for a current-fed asynchronous machine, defining frequency on the basis of the machine's stator voltages. This law means that the speed sensor is no longer essential; it also allows estimation of rotor-current frequency and, hence, the rotation speed. An experimental model shows that the system is stable and also demonstrates good performances in the steady-state condition.

List of principal symbols

- i_s = current vector in stator
- $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$ = 2-phase currents in stator and rotor
- V_{sd}, V_{sq} = 2-phase voltages in stator
- $\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$ = fluxes in stator and rotor
- Φ_s = flux vector in stator
- ω_s = stator angular frequency
- ω = rotation speed
- ω_r = angular frequency of rotor currents
- R_s, R_r = stator and rotor resistances
- L_s, L_r, M = stator, rotor and mutual inductances
- σ = dispersion coefficient
- T_{em} = electromagnetic torque
- $\Delta i_{rd}, \Delta i_{rq}, \dots$ = small variations around a state
- s = Laplace operator
- $2p_0$ = number of poles of machine
- J = moment of inertia
- f = coefficient of viscosity
- V_{sm} = maximum value of 2-phase voltages in stator of asynchronous machine
- ϕ = phase of fundamentals of current and voltage in stator
- $\bar{V}_{sd}, \bar{V}_{sq}$ = mean values of voltages V_{sd} and V_{sq}
- θ = angular position of direct axis in relation to phase 1 of asynchronous machine
- U_M = machine voltage of hybrid computer (Fig. 7)
- V_{s2}, V_{s3} = stator voltages of phases 2 and 3

1 Introduction

The rapid development of power electronics and digital techniques has made possible the use of AC speed-control devices and static converters. These speed controls must be capable of use in industrial applications.

To meet these industrial needs, it is necessary to design speed controls so that they correspond to a control law linking input variables with output variables. In the case of the asynchronous machine, several systems have been designed and built [2, 3] which have a rotor-current frequency control. This design has great advantages for the characteristics of the asynchronous machine, with regard to both steady-state and transient operations. There is, however, one major disadvantage, in that a high degree of accuracy is required for the

speed sensor, because frequencies of rotor currents will be added electronically. The speed sensor is expensive and mechanically delicate and could not, therefore, be fitted to many drive installations operating in arduous conditions.

Various laboratories [1, 4, 5, 8] have been working for a number of years on a system to bypass mechanical sensors, which would, at the same time, retain good speed-control performances.

In the present article, the authors have studied and developed a control law for an asynchronous machine fed by a static converter. They have worked out a relatively simple control law, which defines stator frequency on the basis of voltages in the machine. They have also examined the transient behaviour of a system controlled in this way, and show how this control system can be based on analogue and digital techniques, with reference to the experimental results.

2 Determination of control law

Consider a 3-phase asynchronous machine, supplied by a static inverter (Fig. 1). It is assumed that the machine is symmetrical, that the airgap flux is sinusoidal and that magnetic saturation is negligible. To determine the law, only the fundamental components of currents and voltages will be considered. A system of reference axes is used, rotating at a speed ω_s (angular frequency of stator), such that the direct axis is positioned according to the current vector I_s . Thus:

$$i_{sd} = I_s$$

$$i_{sq} = 0$$

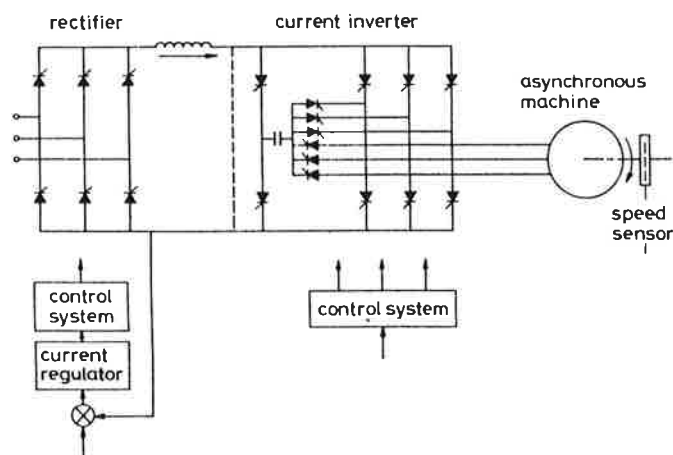


Fig. 1 General diagram of variable-speed drives

Paper 2381B(P6), first received 12th July and in final form 24th December 1982

The authors are with the Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ERA 536 du CNRS, 2 rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex, France

The electrical equations of the machine are

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} &= \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{aligned} \quad (1)$$

Once the eqns. 1 have been converted, in order to obtain the system describing the steady state (the d/dt terms are cancelled), their resolution leads to (Appendix 9.2):

$$\phi_{rq}^2 = \left(\frac{L_r}{M}\right)^2 \{L_s I_s - \phi_{sd}\} \{\phi_{sd} - \sigma L_s I_s\}$$

Since $\phi_{rq}^2 > 0$, it follows that

$$\sigma L_s I_s < \phi_{sd} < L_s I_s$$

It is important that the stator flux ϕ_s of the asynchronous machine should be controlled. This flux is obtained from

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{sd}^2 + \phi_{sq}^2}$$

But, from steady-state considerations of eqn. 1

$$\phi_s^2 = L_s I_s \{(1 + \sigma) \phi_{sd} - \sigma L_s I_s\}$$

where

$$\omega_s = k V_{sq}$$

$$k = \frac{1}{\phi_{sd}} = \frac{(1 + \sigma) L_s I_s}{\phi_s^2 + \sigma L_s^2 I_s^2}$$

The coefficient k , which allows ω_s to be defined using V_{sq} , depends on the flux ϕ_s and current I_s .

The electromagnetic torque is given by the expression

$$T_{em} = \pm \frac{\rho_0 L_r}{M(1 + \sigma) L_s} \sqrt{\{(L_s I_s)^2 - \phi_s^2\} \{\phi_s^2 - (\sigma L_s I_s)^2\}}$$

and

$$\omega_r = \pm \frac{R_r}{L_r} \sqrt{\frac{(L_s I_s)^2 - \phi_s^2}{\phi_s^2 - (\sigma L_s I_s)^2}}$$

In the expressions T_{em} and ω_r , it is difficult to distinguish motor and generator functions, since the sign for each of these variables is not defined.

It will be noted that, for a current I_s and a flux ϕ_s , torques and angular frequencies of rotor currents are imposed.

3 Study of transient operation of system

We shall first consider variations in the electrical values, assuming that the machine speed does not have time to vary. In this way, the characteristics of the transient electrical rating can be defined for several values of the rotation speed. In spite of this approximation, the eqns. 1 remain nonlinear, and we shall consider small variations, in order to produce linearisation. Thus, the equation system which results is as follows (see Appendix 9.3):

$$\begin{aligned} (R_r + sL_r) \Delta i_{rd} - L_r \omega_r \Delta i_{rq} - L_r i_{rq} \Delta \omega_r &= -sM \Delta I_s \\ L_r \omega_r \Delta i_{rd} + (R_r + sL_r) \Delta i_{rq} + (L_r i_{rd} + M I_s) \Delta \omega_r \\ &= -M \omega_r \Delta I_s \\ kM \omega_s \Delta i_{rd} + s kM \Delta i_{rq} &= -\left(L_s k \omega_s + \frac{K}{k} \omega_s\right) \Delta I_s \end{aligned}$$

where

$$K = \frac{\Delta k}{\Delta I_s}$$

The poles of the transfer function $F(s) = \Delta \omega_s / \Delta I_s$ (taking ω as constant, $\Delta \omega_r$ is replaced by $\Delta \omega_s$) are solutions of the equation

$$s^2 + \frac{1}{T_e} (1 + T_e^2 \omega_r \omega) s + 2 \omega_r \omega_s = 0$$

where

$$T_e = L_r / R_r$$

In particular, one can see that these poles are independent of the current. If one takes into account speed variation, this gives a transfer function $G(s) = \Delta \omega_s / \Delta I_s$ whose denominator is of the form

$$(1 + T_m s) \{(1 + T_e s)^2 + \omega_r^2 T_e^2\} \{T_e^2 s^2 + T_e (1 + T_e^2 \omega_r \omega) s + 2 \omega_r \omega_s T_e^2\}$$

In addition to the poles already considered, one must introduce the mechanical pole

$$S_m = -\frac{1}{T_m} \quad \text{where } T_m = J/f$$

and two complex poles are dependent on ω_r only:

$$S_{1,2} = -\frac{1}{T_e} \pm j \omega_r$$

On the complex plane, for two values of ω_r ($\omega_r = 4$ rad/s, no-load operation and $\omega_r = 20$ rad/s nominal load operation), the variation of the poles has been drawn as a function of rotation speed (Fig. 2).

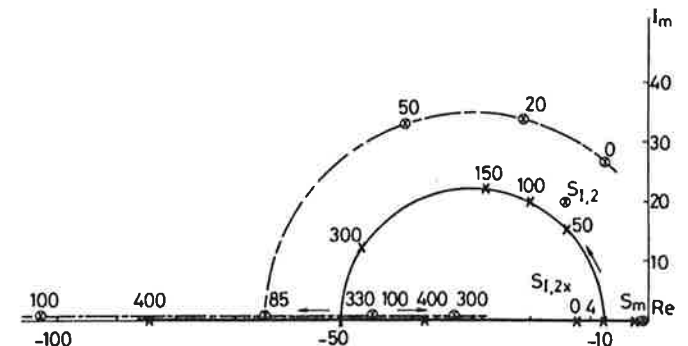


Fig. 2 Locus of roots for transfer function $F(s)$ with variation of speed

---(x)--- $\omega_r = 20$
---o--- $\omega_r = 4$

It can be seen that the dominant poles are

$$S_{1,2} = -\frac{1}{T_e} \pm j \omega_r$$

Except for the very low speeds the modes corresponding to the $F(s)$ poles fade more quickly and disappear in the first periods of the transient operation. Changes in speed, torque and stator frequency occur according to the modes associated with the three other poles (S_m and S_1 and S_2). The value of S_m varies if the load torque is proportional to the speed.

For the Figures representing high-amplitude transient operation, such as starting, there is qualitative verification of the above results.

For starting, a threshold for ω_s must be introduced.

Actually, when the machine stops, there is zero voltage, and therefore ω_s is also zero.

Several tests by hybrid simulation were carried out on an experimental machine in order to adjust this threshold to a value of around 10 to 15 rad/s, thus limiting torque oscillations during starting (Fig. 3). The parameters of the asynchronous machine are given in Appendix 9.2.

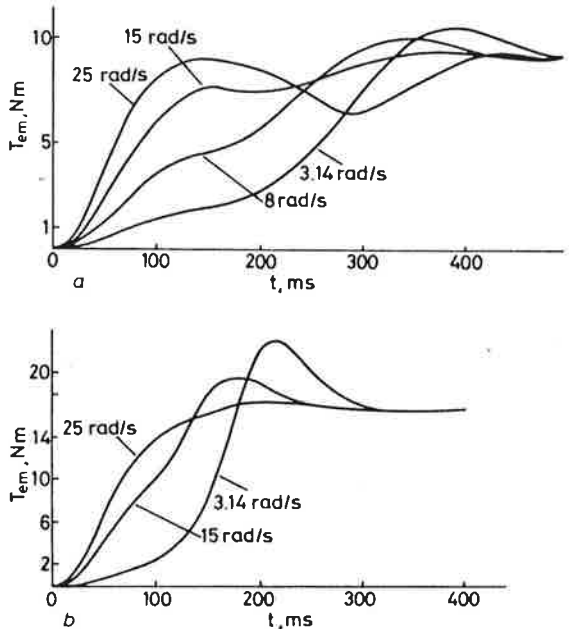


Fig. 3 Variation of torque during starting for several values of ω_s threshold

a Low values of torque
b High values of torque

As the sign of ω_r cannot be controlled, it was not possible to impose the generator function in the case of braking. There are two ways of carrying out braking and the possible reversal of the rotation direction:

(a) braking effected by counter current, achieved by inverting two of the machine's stator phases (Fig. 4)

(b) a programmed decrease of ω_s (Fig. 5) with a time constant τ .

A hybrid simulation was used to demonstrate 2-speed reversals, using these methods. To achieve a complete reversal of the rotation speed, it was found that the reversal was the faster for the threshold, being that much lower.

4 Sensitivity to machine parameter

We shall consider here the ω_r estimated model, in order to examine the sensitivity of this model to the parameters of the asynchronous machine.

For a parameter x_i of the machine, the sensitivity coefficient is obtained from

$$S_i = \frac{\partial \omega_r}{\omega_r(x_i)} \bigg/ \frac{\partial x_i}{x_i}$$

Three parameters of the machine are taken into account in the expression $\hat{\omega}_r$; these are T_e , σ and L_s .

Let $S(T_e) = 1$, i.e. a 10% error in the rotor time constant causes a 10% error in $\hat{\omega}_r$. Thus:

$$S(L_s) = \frac{1}{2} \frac{x}{(\sigma x - 1)(1 - x)} \quad \text{where } x = kL_s I_s$$

$$S(\sigma) = -\frac{\sigma}{2} \frac{x}{x - 1}$$

Variations in these sensitivity coefficients as a function x are shown in Fig. 6. It will be observed that the sensitivity is greater, the lower the level of rotor-current frequency. In the case of simultaneous variation of L_s and L_r , due, for example, to saturation, it will be observed that there is a reduction in sensitivity.

5 Experimental procedure

Reconstitution of V_{sq} on the experimental assembly was carried out in two different ways:

(a) The first method assumed that losses and commutation in the inverter were negligible. In these conditions the inverter input voltage is proportional to the average value of V_{sd} ; \bar{V}_{sd} .

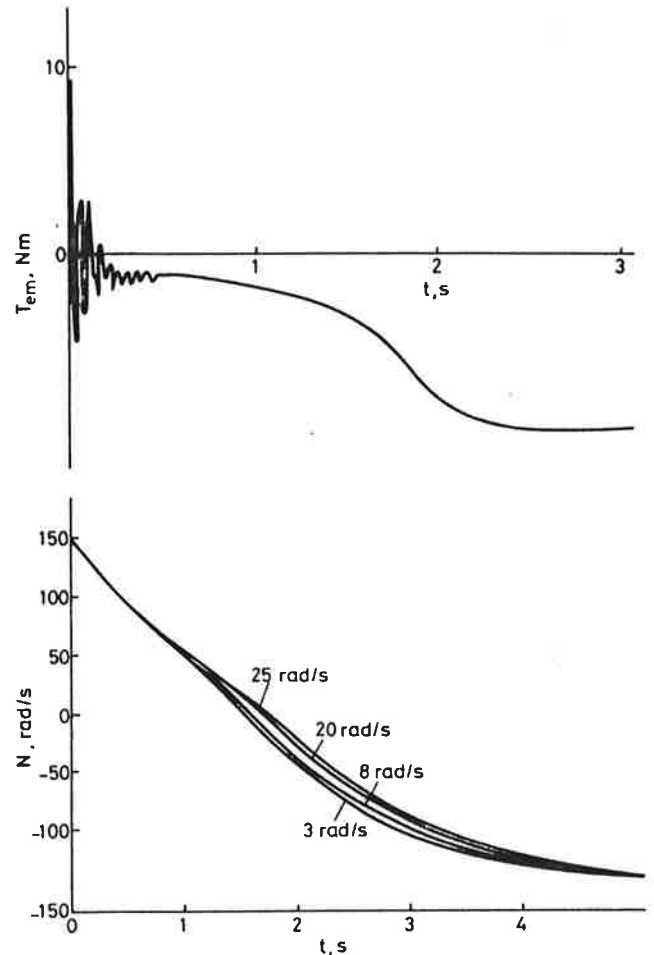


Fig. 4 Variation of torque and speed during reversal of rotation of machine in counter field

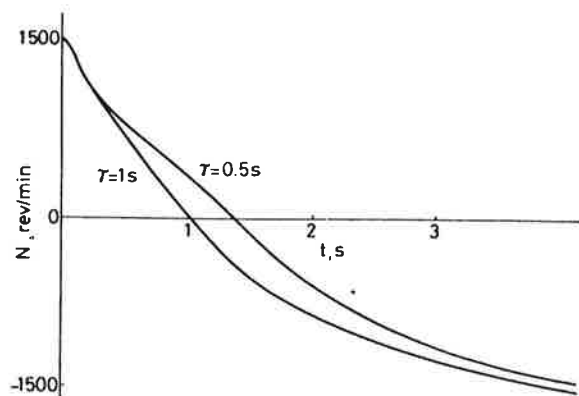


Fig. 5 Variation of speed for reversal of rotation with a programme of speed decrease for two values of time constant τ

It can be stated that:

$$\bar{V}_{sd} = V_{sm} \cos \phi$$

$$\bar{V}_{sq} = V_{sm} \sin \phi$$

The maximum amplitude V_{sm} can be obtained, using a diode bridge which rectifies the stator voltages.

Let

$$\bar{V}_{sq} = \sqrt{V_{sm}^2 - \bar{V}_{sd}^2}$$

From this, one can directly obtain the average value of V_{sq} .

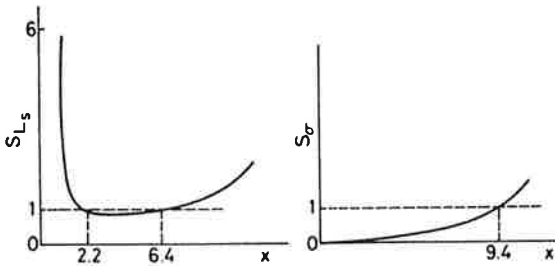


Fig. 6 Sensibility coefficients of mathematical model S_{L_s} and S_{σ}

(b) The second method of reconstituting V_{sq} imposes no conditions on the inverter. Calculation is on the basis of the instantaneous voltages at the machine's stator.

To determine V_{sq} , two voltages, V_{s2} and V_{s3} , are measured, together with the angle θ which determines the position of the direct axis in relation to phase 1. The phase 1 axis is defined by its own maximum current.

With regard to a defined commutation in the convertor, θ has the initial value of $-\pi/6$ at the beginning of each cycle, and

$$V_{sq} = \sqrt{2} \{V_{s2} \cos(\theta - \pi/3) + V_{s3} \cos(\theta - 2\pi/3)\}$$

The error of the angle θ can be assessed for the maximum operating frequency (here, 60 Hz) at

$$\Delta\theta \leq 3^\circ 5'$$

Hence

$$\frac{\Delta V_{sq}}{V_{sq}} \leq 3\%$$

This method of determining V_{sq} remains valid for both rotation directions. To pass from one to the other, one merely has to exchange V_{s2} and V_{s3} .

The equipment used in assessing this control law were the analogue console and the digital console of a hybrid computer EAI 500.

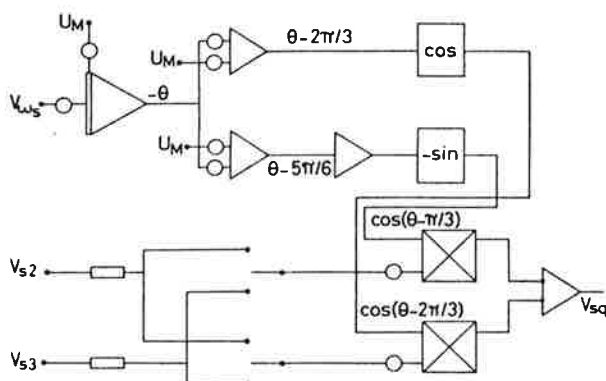


Fig. 7 Analogue scheme for reconstitution of V_{sq}

In order to determine \bar{V}_{sq} , the integration of V_{sq} is obtained using analogue integrators, whereas the division of V_{sq} by the period is carried out by a digital program.

Both the $\omega_s = kV_{sq}$ law and the ω_r estimate were worked out by using a digital subroutine. The reconstitution of V_{sq} by the second method is shown in Fig. 7. Fig. 8 gives the V_{s2} , V_{s3} and V_{sq} signals.

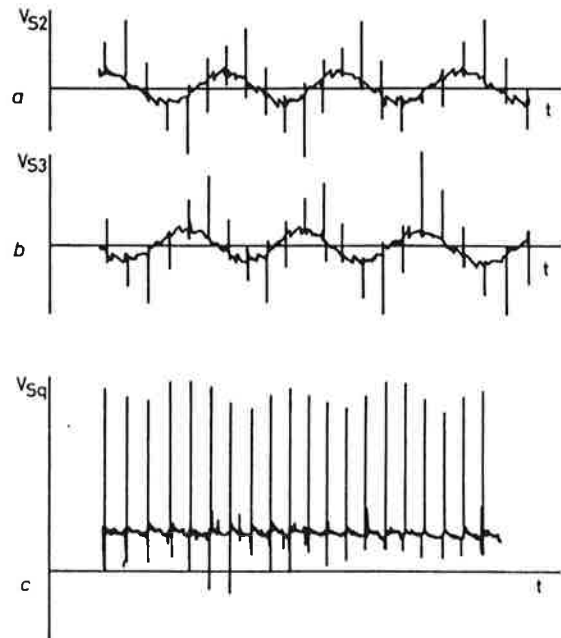


Fig. 8 Experimental signals in steady state

a, b. Stator voltages
c. Calculated signals V_{sq}

6 Results

The experimental tests were carried out on a 5 kW 3-phase asynchronous machine. The control signal was the reference current used to regulate the supply. The present study did not examine this type of speed regulation, as this was carried out in a previous study [9].

Experimental results are shown concerning transient operation for the machine (Fig. 9) for several values of the current I_s and the frequency threshold. It was observed that, with the maximum possible current ($\bar{I}_s = 40$ A), the machine was started from 0 to 1500 rev/min in less than 2 s.

Fig. 10 also shows complete reversal of the rotation direction of the machine from -1000 rev/min to $+1000$ rev/min. This compares with the reversal obtained using generator braking via a speed sensor on the same machine.

It will be observed that the duration of the total reversal of direction is greater than with a generator; on the machine examined, it is 12 s, instead of 8 s.

7 Conclusions

The present article contains a description of the determination and realisation of a control law for a current-fed asynchronous machine, which makes it possible to do without a speed sensor. This law is based on the determination of frequency from the machine's voltages, and allows stator use in the machine to be controlled. The law also makes it possible to estimate rotor-current frequency and, hence, the rotation speed of the machine. The present state of development of the control system means that operation with generator for braking and reversal of rotation direction is not directly possible. A modification of the law is being effected to allow operation in all four quadrants of the speed/torque plane. We should like to

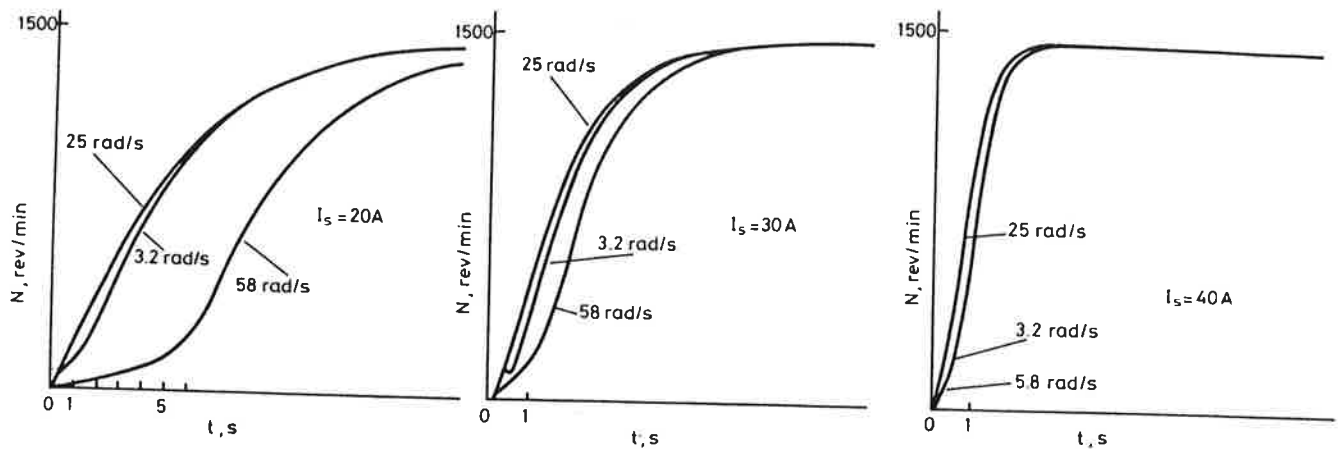


Fig. 9 Starting of the machine for several values of the current and of the threshold on stator angular frequency

point out, however, that countercurrent braking is feasible and demonstrates satisfactory performances in numerous applications. Study of the control law described was made on a hybrid computer EAI 500, but now this law is realised on a microprocessor MOTOROLA 6 800, with wired multiplication and division.

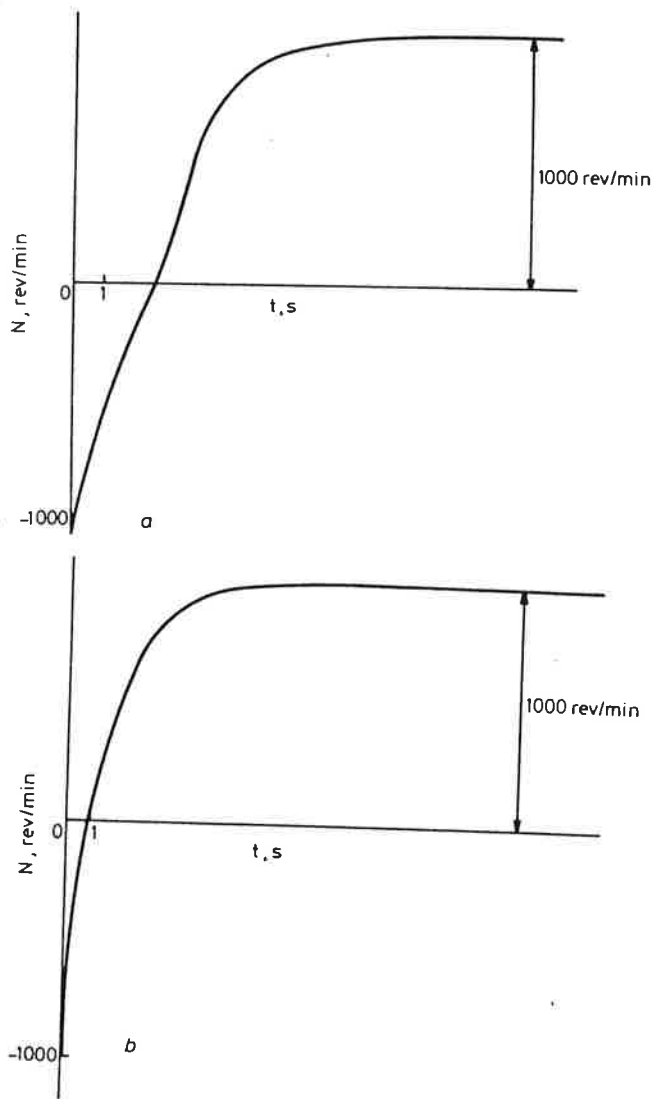


Fig. 10 Reversal of the rotation speed ($I = 30 A$)

a Control by V_{sq} and braking in counter field
b Control by a speed sensor using generator braking

8 References

- 1 ABBONDANTI, and BRENNEN M.: 'Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents', *IEEE Trans.*, 1975, IA-11, pp. 483-488
- 2 TRANNOY, B., BOIDIN, M., and DE FORNEL, B.: 'Investigation of the transient behaviour of a current-fed autopiloted asynchronous induction machine', *Proc. IEE*, 1975, 122, (10), pp. 1141-1145
- 3 CORNELL, E., and LIPO, T.: 'Modeling and design of controlled current induction motor drive systems', *IEEE Trans.*, 1977, IA-13, pp. 321-330
- 4 FARINES, J.M.: 'Etude et mise en oeuvre d'une méthode d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone autopilotée alimentée par un commutateur de courant à partir de la connaissance des grandeurs électriques'. Doctoral thesis, Toulouse, Nov. 1979
- 5 GABRIEL, R., LEONHARD, N., and NORDBY, C.: 'Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors'. Proceedings IEEE IAS conference, annual meeting Cleveland, USA, Oct. 1979, p. 910
- 6 SAUBION, C.: 'Etude et réalisation de la commande numérique d'une machine asynchrone alimentée en courant - commutation et étude des défauts - commande et estimation numérique de la vitesse'. Doctoral thesis, Toulouse, Nov. 1980
- 7 DE FORNEL, B., FARINES, J.M., and HAPIOT, J.C.: 'Numerical estimation of the speed of an asynchronous machine supplied by a static converter'. Paper presented at IEEE-IAS conference, annual meeting, Cleveland, USA, Oct. 1979
- 8 DE FORNEL, B., HAPIOT, J.C., REBOULET, C., and BOIDIN, M.: 'Numerical speed control of a current-fed asynchronous machine'. Paper presented at International conference on electrical machines, ICFM Congress, Athens, Sep. 1980

9 Appendixes

9.1 Determination of flux ϕ_{rq} and torque T_{em}

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} \quad \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd}$$

$$\phi_{sq} = M i_{rq} \quad \phi_{rd} = M i_{sd} + L_r i_{rd}$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} + \omega_r \{M i_{sd} + L_r i_{rd}\}$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_r \phi_{rq}$$

$$i_{sd} = I_s$$

$$i_{rd} = \frac{\phi_{sd}}{M} - \frac{L_s}{M} i_{sd}$$

$$\omega_r = \frac{R_r i_{rd}}{\phi_{rq}}$$

$$\frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} = - \frac{R_r i_{rd}}{\phi_{rq}} \{M i_{sd} + L_r i_{rd}\}$$

$$\begin{aligned} \phi_{rq}^2 &= -\frac{L_r}{M} \{\phi_{sd} - L_s I_s\} M I_s + \frac{L_r}{M} \phi_{sd} - \frac{L_s L_r}{M} I_s \\ * \phi_{rq}^2 &= \left(\frac{L_r}{M}\right)^2 \{L_s I_s - \phi_{sd}\} \{\phi_{sd} - \sigma L_s I_s\} \\ \phi_{rq}^2 &= \left(\frac{L_r}{M}\right)^2 \left\{L_s I_s - \frac{\phi_s^2 + \sigma L_s^2 I_s^2}{(1 + \sigma)L_s I_s}\right\} \left\{\frac{\phi_s^2 + \sigma L_s^2 I_s^2}{(1 + \sigma)L_s I_s} - \sigma L_s I_s\right\} \\ \phi_{rq}^2 &= \frac{L_r^2}{M^2 (1 + \sigma)^2 L_s^2 I_s^2} \{L_s^2 I_s^2 - \phi_s^2\} \{\phi_s^2 - \sigma^2 L_s^2 I_s^2\} \\ T_{em} &= -p_0 I_s \phi_{rq} \times M / L_r \\ * T_{em} &= \pm \frac{p_0}{(1 + \sigma)L_s} \sqrt{\{L_s^2 I_s^2 - \phi_s^2\} \{\phi_s^2 - (\sigma L_s I_s)^2\}} \end{aligned}$$

9.2 Parameters of induction machine used

Parameters of the asynchronous machine: 3 phases, 50 Hz,
7 kW
127/220 V 35/20 A

$$R_s = 0.078 \Omega \quad L_s = 0.0096 \text{ H} \quad M = 0.00716 \text{ H}$$

$$R_r = 0.087 \Omega \quad L_r = 0.00586 \text{ H}$$

$$J = 0.09 \text{ kg m}^2 \quad f = 0.01 \text{ Nm/rad/s}$$

9.3 Calculus of transfer functions without and with variations in speed

The system of Equations is:

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \\ j \frac{d\omega}{dt} + f\omega = p_0 (T_{em} - T_r) \quad T_r \text{ is the load torque} \end{cases}$$

with

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M I_s \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} \end{cases}$$

For small variations about an operating point, we determine

$$\begin{cases} 0 = R_r \Delta i_{rd} + S(L_r \Delta i_{rd} + M \Delta I_s) - L_r \omega_r \Delta i_{rq} \\ \quad - L_r i_{rq} \Delta \omega_r \\ 0 = R_r \Delta i_{rq} + S L_r \Delta i_{rq} + \omega_r (L_r \Delta i_{rd} + M \Delta I_s) \\ \quad + \Delta \omega_r (L_r i_{rd} + M I_s) \\ (Js + f) \Delta \omega = p_0^2 \Delta T_{em} \quad \text{if } \Delta T_r = 0 \\ \quad (T_r \text{ is a perturbation}) \end{cases}$$

and

$$\begin{aligned} \Delta \omega_s &= k \Delta V_{sq} + V_{sq} \Delta k \\ \Delta \omega_s &= k \{sM \Delta i_{rq} + \Delta \omega_s (L_s I_s + M i_{rd}) \\ &\quad + \omega_s (L_s \Delta I_s + M \Delta i_{rd})\} \\ &\quad + \Delta k \{\omega_s (L_s I_s + M i_{rd})\} \end{aligned}$$

as in steady state

$$\begin{aligned} k \phi_{sd} &= 1 \\ 0 &= k \{sM \Delta i_{rq} + \omega_s (L_s \Delta I_s + M \Delta i_{rd})\} \\ &\quad \Delta k \omega_s (L_s I_s + M i_{rd}) \end{aligned}$$

If we put $K = \Delta k / \Delta I_s$, the precedent equation is

$$kMs \Delta i_{rq} + kM\omega_s \Delta i_{rd} = -\left(kL_s \omega_s + \frac{K}{k} \omega_s\right) \Delta I_s$$

Eliminating Δi_{rd} and Δi_{rq} , we obtain

$$F(s) = \frac{\Delta \omega_r}{\Delta I_s} = \frac{F_1(s)}{F_2(s)}$$

The denomination of $F(s)$ is

$$F_2(s) = \frac{R_r k M \phi_{rq}}{\omega_r} \left[s^2 + s \left(\frac{1}{T_e} + \omega \omega_r T_e \right) + 2\omega_s \omega_r \right]$$

When we neglect the variations of ω ($\Delta \omega = 0$), then $\Delta \omega_s = \Delta \omega_r$ and $\Delta \omega_s / \Delta I_s = F(s)$

In the other case,

$$\begin{aligned} \Delta \omega_r &= \Delta \omega_s - \Delta \omega \\ \Delta T_{em} &= -p_0 L_r (i_{rq} \Delta I_s + I_s \Delta i_{rq}) \end{aligned}$$

We have

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega_s}{\Delta I_s} &= \frac{\Delta \omega_r + \Delta \omega}{\Delta I_s} = F(s) + \frac{\Delta \omega}{\Delta I_s} \\ \frac{\Delta \omega}{\Delta I_s} &= -\frac{p_0^2 L_r i_{rq}}{f(1 + T_m s)} - \frac{p_0^2 L_r}{f(1 + T_m s)} \frac{\Delta i_{rq}}{\Delta I_s} \\ \frac{\Delta i_{rq}}{\Delta I_s} &= \frac{G_1(s)}{G_2(s)} \quad \text{with } G_2(s) = R_r^2 \{(1 + T_e s)^2 + \\ &\quad + T_e^2 \omega_r^2\} \end{aligned}$$

For the transfer function $\Delta \omega_s / \Delta I_s$, the common denominator is

$$F_2(s) \times G_2(s) \times (1 + T_m s)$$

or

$$\begin{aligned} K_1 \left[s^2 + s \left(\frac{1}{T_e} + \omega \omega_r T_e \right) + 2\omega_s \omega_r \right] \{1 + T_m s\} \\ \{(1 + T_e s)^2 + T_e^2 \omega_r^2\} \end{aligned}$$

Characteristics of Linear Synchronous Motor Drive Cycloconverter for Maglev Vehicle ML-500 at Miyazaki Test Track

TAKASHIGE SAIJO, SENIOR MEMBER, IEEE, SHIGEYOSHI KOIKE, AND SUSUMU TADAKUMA, MEMBER, IEEE

Abstract—Maglev vehicle ML-500 in Japan attained a speed of 517 km/h on December 21, 1979. The linear synchronous motor (LSM) drive cycloconverter fabricated and submitted to the track test has a capacity of approximately 12 000 kVA in a continuously variable frequency range of 0–34 Hz with a sinusoidal current waveform. The current can be arbitrarily controlled in a range of 200–1300 A. Despite the rigorous power conversion and control, excellent current control characteristics were obtained: less than 4 percent in deviation of current peak value, about 4° in leading phase deviation and approximately 1.2 ms in zero current interval. Some observations at the LSM driving system are made, and an outline of the design and the data obtained from the super-high-speed running tests on Miyazaki test track are given.

I. INTRODUCTION

RESEARCH and development of a high-speed levitated railway using linear motors are underway in various countries, including Japan, the United States, West Germany, and Canada [1]. In Japan, the basic study has been pursued since 1960. The Japanese National Railways (JNR) decided to construct a large-scale test track in Miyazaki Prefecture and carry out super-high-speed running tests of a levitated vehicle for verifying the results of the basic study. Technical considerations for the construction of the Miyazaki test track were started by engineers of JNR and a few manufacturing companies in 1973. In 1977, the first levitated running test was successfully performed on the initial 1.3-km track. In December 1979, the ML-500 test vehicle attained a new world record—a speed of 517 km/h (321 mi/h) on the extended 7-km track.

The linear motor system used at the Miyazaki test track consists of superconductive magnets mounted on the vehicle armature coils arranged continuously on the ground [2]. This is a well-known linear synchronous motor (LSM) system. Since the driving and operation control of the vehicle would depend on the adjustment of power to be supplied to the ground armature coils, reliable conversion and control of the

LSM drive power was an important problem to be solved in achieving a vehicle speed of over 500 km/h.

The authors have participated in this Maglev project since its initial stages, when the construction of the Miyazaki test track was planned. They proposed and designed an LSM power supply/control system configuration, thus actually bringing the project to success. The cycloconverter fabricated and submitted to the track test [3] has a capacity of approximately 12 000 kVA in a continuously variable frequency range of 0–34 Hz with a sinusoidal current waveform. Its current can be arbitrarily controlled in a range of 200–1300 A. The LSM test vehicle was subjected to synchronous operation with two cycloconverters of the same characteristics.

This paper discusses the LSM driving system, including a large-capacity cycloconverter, and gives an outline of the design and the data obtained from the super-high-speed running tests on Miyazaki test track.

II. POWER SUPPLY AND CONTROL SYSTEM FOR LSM

A. Configuration of LSM

Basically, an LSM consists of magnets and armature coils. An example of LSM configuration suited for railways is shown in Fig. 1. A constant exciting current is persistently applied to the superconductive coils mounted on the vehicle, while variable-frequency ac power for driving the vehicle is supplied to the armature coils arranged continuously on the ground.

The armature coils consist of a three-phase array of the same shape coils, each wound to a length equivalent to an electrical angle of 120°. When the vehicle field moves over the face of the armature on the ground, an electromotive force with frequency f is generated in the ground armature coils:

$$f = v/(2\tau) \text{ (Hz)}$$

where v is vehicle speed (m/s) and τ is field pole pitch (m).

When ac current i_m (whose frequency is the same as f) is applied to the ground armature coils, a propulsion or regenerative braking force is produced in the vehicle field, i.e., the vehicle itself. Generally, i_m can be given by the following equation:

$$i_m = I_m \sin(2\pi ft - \delta).$$

In the case of railways, once a driving equipment has been established, there will be no means of controlling the driving force other than adjustment of i_m . Therefore, it is necessary to provide a variable-frequency variable-voltage power supply

Paper IPCSD 81-18, approved by the Static Power Converter Committee of the IEEE Industry Applications Society for publication in this TRANSACTIONS. Manuscript released for publication May 20, 1981.

T. Saijo is with Railway Technical Research Institute, Japanese National Railways, 2-8-38 Hikari-cho, Kokubunji City, Tokyo, Japan 185.

S. Koike is with Mito Works, Hitachi Ltd., 1070 Ichige, Katsuta City, Ibaraki, Japan 312.

S. Tadakuma is with Heavy Apparatus Engineering Laboratory, Toshiba Corporation, Fuchu Works, 1 Toshiba-cho, Fuchu City, Tokyo 183, Japan.

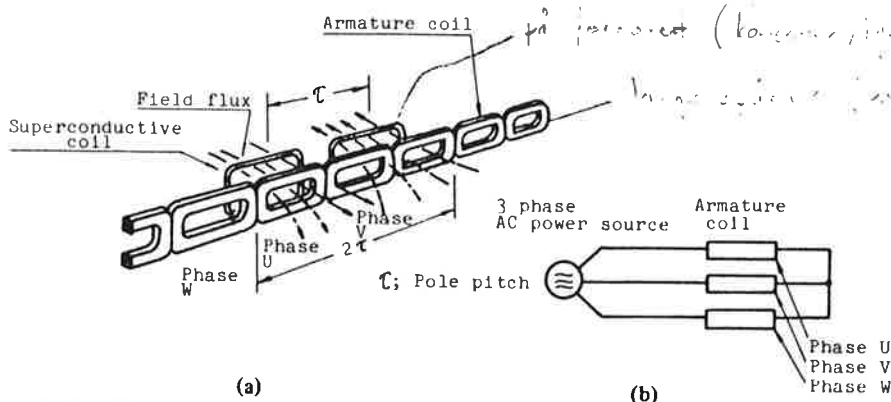


Fig. 1. Configuration of linear synchronous motor. (a) Structure. (b) Circuit connection.

which permits free adjustment of I_m , f , and δ regardless of the magnitude of electromotive force and the circuit constants of the ground armature coils.

There may be various types of variable-frequency variable-voltage power supply. The authors proposed to apply a cycloconverter to such a power supply for the following reasons [4]:

- 1) easy circuit configuration,
- 2) high stability of operation,
- 3) ease in making a large capacity equipment, and
- 4) ease in obtaining sinusoidal waveform outputs.

Their study efforts also focused on the development of the best suited cycloconverter.

B. Power Supply and Control System used at Miyazaki Test Track [5]

Unlike a rotary machine, the linear motor has armature coils arranged continuously along the guideway, and the majority of these coils do not face field poles. For this reason, the linear motor railway cannot be of practical use without using a system configuration in which the driving current can be applied only to the ground armature coils facing the vehicle fields. According to the authors' design, the ground armature coils are electrically split into many sections with a certain length so that the current is applied only near sections in which the vehicle exists.

The sections are divided into two groups, A and B, on an alternate basis. The power sources and feeders are also divided into two groups, A and B. Groups A and B are to be switched alternately in step with the traveling of the vehicle to prevent a change in the driving force of the vehicle from occurring as it passes from one section into another. Fig. 2 shows the power supply and control system for LSM used on the Miyazaki test track that was designed to incorporate the considerations stated above as well as in Section II-A. Table I summarizes the main performances and specifications of the Miyazaki test track. Fig. 3 is a photograph showing the vehicle and ground armature coils.

III. LINEAR SYNCHRONOUS MOTOR (LSM) PROPULSION SYSTEM

A. Control Method of LSM Drive

Fig. 4 shows a block diagram of the basic control system for LSM drive cycloconverter. The functions of the control

system are classified into the following three categories:

- 1) current control,
- 2) synchronizing control,
- 3) thrust calculation.

Function 1), provided in the current control loop shown by the dotted lines in Fig. 4, is to allow LSM armature coil current i_m to flow in accordance with the current reference i_R given by

$$i_R = I_R \sin(\omega t - \delta).$$

The purpose of function 2) is to maintain armature coil current which is synchronized to the running of the train. The function determines phase angle $(\omega t - \delta)$ through calculations in controller (1) of Fig. 4.

In function 3), calculations are also made in controller (1) to determine current amplitude I_R ensuring that the train will run at the reference speed.

Of the three functions, 1) and 2) especially require a quick response for synchronizing operation of the LSM. Again, the smooth conversion of large power is impossible unless the two functions can coordinate with each other.

B. LSM Drive Cycloconverter

The specifications of the cycloconverter for the LSM drive at the Miyazaki test track are as follows:

- 1) main circuit connection: 12-phase, H-connection,
- 2) transformer primary voltage: 11 kV,
- 3) transformer secondary and tertiary voltages: 2300 V,
- 4) rated input frequency: 120 Hz,
- 5) rated output frequency: 33.1 Hz,
- 6) rated output phase current: 1100 A,
- 7) rated output capacity: 9.64 MVA,
- 8) output current: sinusoidal waveform,
- 9) control system: symmetric control, noncirculating current method,
- 10) cooling system: forced air cooling,

Also, the overload capacity is about 125 percent of the rated output. The appearance of the cycloconverter, the main circuit connection, and the control circuit configuration are shown in Fig. 5-Fig. 7. The control circuit provides triggering pulses to the thyristors so that the output current i_m can follow the given reference current i_R .

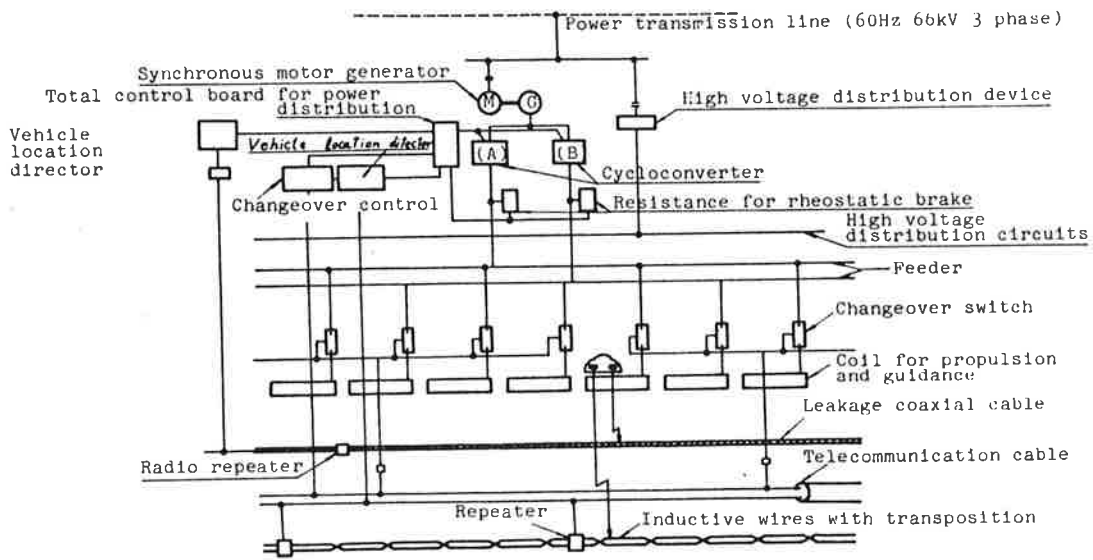
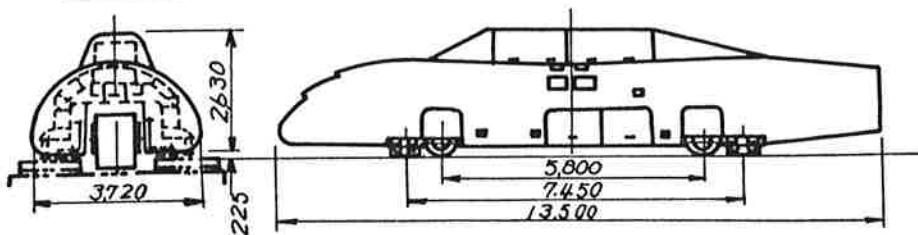


Fig. 2. Power supply control system.

TABLE I
MAIN PERFORMANCES AND SPECIFICATIONS

Item	Type	Data
Levitation	Inductive repulsion type Magnetic levitation	Levitation force 10t
		Levitation height 250mm
		Effective gap 100mm
Guidance	Null-flux type magnetic Guidance	Guide force 5t (at the displacement of 50mm)
		Effective gap 100mm
Propulsion	Linear synchronous motor	Thrust 4.4t
		Phase 3φ
		Frequency 0~33.1Hz
		Voltage 3,000V
		Current 1,100A
Brake	Electric and hydraulic brake	Normal (Regenerative) 2.6t
		Emergency (Rheostatic) 2.5t (peak)
		Urgent (Mechanical) 3.5t (mean)
Control	Automatic run controlled by computer	



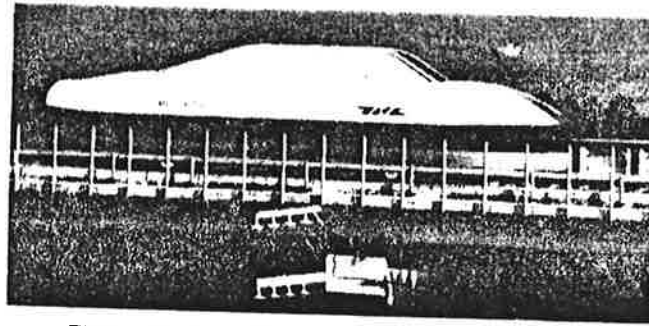


Fig. 3. Vehicle and ground coils at Miyazaki test track.

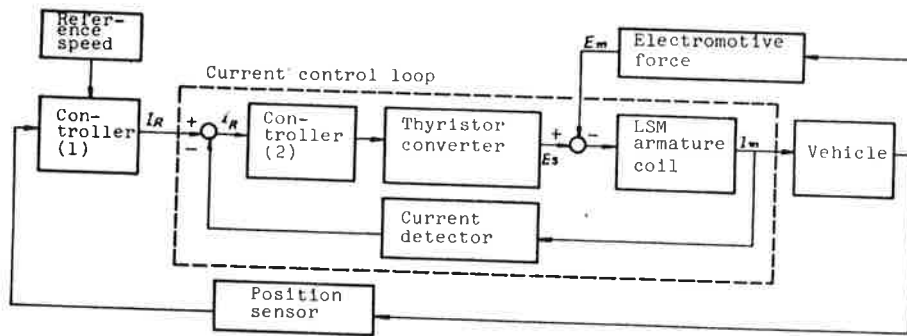


Fig. 4. Basic control system for LSM drive cycloconverter.

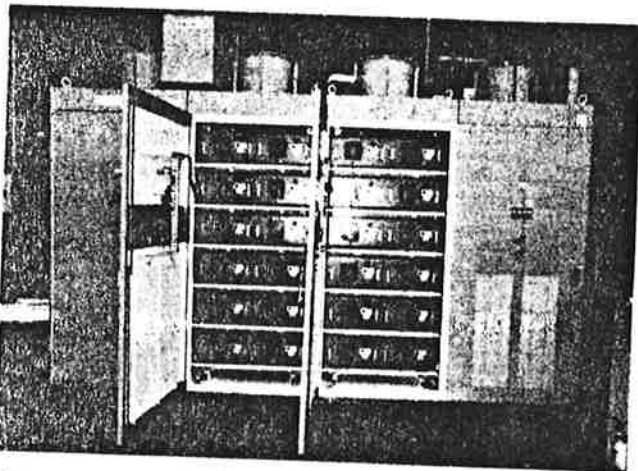


Fig. 5. Appearance of cycloconverter in Miyazaki test track (phase U).

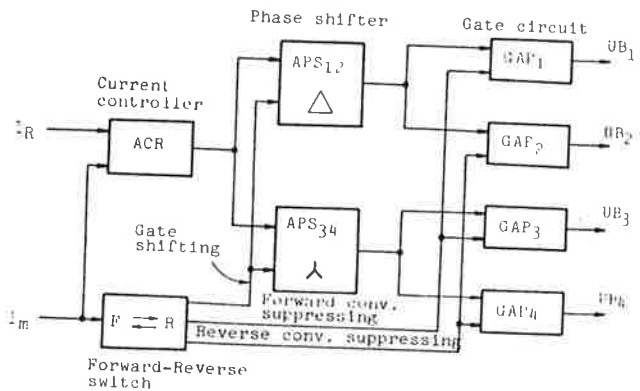


Fig. 7. Control circuit configuration (phase U).

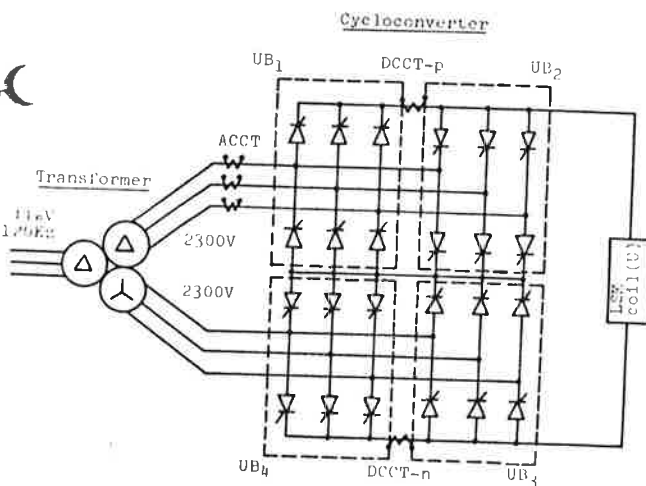


Fig. 6. Cycloconverter main circuit connection (phase U).

Cycloconverter output current is detected by two methods: method (a) using the ACCT provided at the input and method (b) using the DCCT provided at the output. The forward-reverse switching operation based on noncirculating current control is carried out in the zero current interval to be decided by the main circuit constants, thyristor characteristics, amplitude and frequency of output current, and capability of zero current detector. In this control, a reduced thrust or its increased pulsation is due to a larger proportion of the zero current interval in the output period. To prevent this, the zero current interval should be shortened and stabilized. The switching system, shown in Fig. 8, has a zero current interval of 1.3 ms. In Fig. 8, a change in the polarity of the current reference at time t_0 causes a gate shift command to be delivered, thus reducing the output current with the maximum gradient. When output current crosses the threshold level of the zero current detector at t_1 , time delay element TD_1 is operated. During that time, gate signal distribution and gate shifting to the forward converter are held.

TD perfect because absence of the system longer completely reverse As a completed

Mo: system: converter output cyclo and in and in resistor input c The output

G_m

where between with ti conver frequer from a be rep. Fig. 10 connec elemen $G(S)$ is

$G(S)$

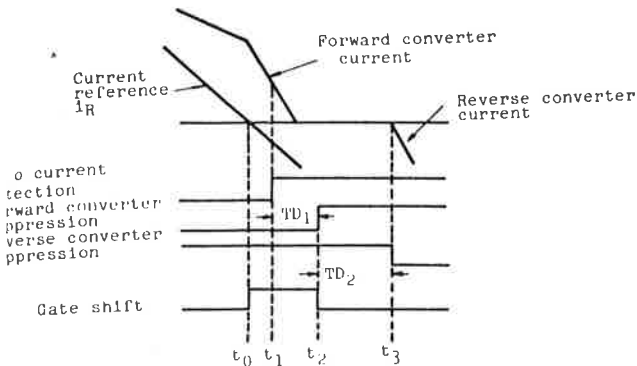


Fig. 8. Forward-reverse switching operating timing chart.

TD₁ is the time during which the output current falls to a definite zero as the result of gate shifting for a certain time, because zero current cannot be detected in the complete absence of current. At t₂, following TD₁, the forward converter is gate-suppressed, and the gate shift is released. After the main circuit current has been reduced exactly to zero, the timer provides the second time delay element TD₂, which is longer than the time required for the thyristor to be completely extinguished. At t₃, following TD₂, the gate of the reverse converter is started, causing a negative current to run. As a result, the forward-reverse switching operation is completed.

IV. DISCUSSIONS ON THE PULSE NUMBER OF CYCLOCONVERTER

Most LSM's used in practical service employ a three-phase system. In Fig. 9, showing an equivalent circuit of the cycloconverter output circuit for one phase, e_s is the cycloconverter input voltage, e_m is the LSM electromotive force, i_m is the cycloconverter output current, R_f and L_f are the resistance and inductance of the feeder, R_m and L_m are the resistance and inductance of the armature coil, and R_u is the imaginary resistance equivalent to the commutated inductance of the output circuit.

The response of the output current to the cycloconverter input voltage can be given by the transfer function (1):

$$G_m(S) = 1/(R + LS) \tag{1}$$

where R = R_f + R_m + R_u and L = L_f + L_m. The interval between commutations T of the cycloconverter fluctuates about the time around the mean value 1/pf_i (where p is the cycloconverter pulse number and f_i is the cycloconverter input frequency). However, if the rough approximation is applied from a practical point of view, the current control loop can be represented as a sampled data control system as shown in Fig. 10. If the compensating element G_c(S) to be cascaded to the loop is assumed to be a simple proportional element of gain K_c, then the open-loop transfer function is

$$G(S) = K(1 - e^{-TS}) \frac{1/T_a}{S(S + 1/T_a)} \tag{2}$$

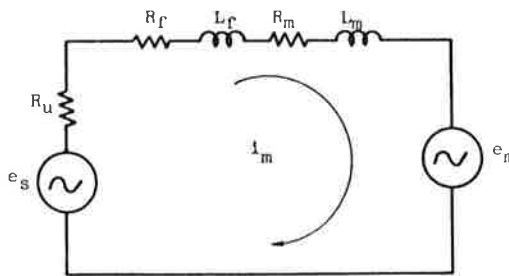


Fig. 9. Equivalent output circuit of LSM drive cycloconverter.

Z-transformation of (2) gives

$$G(Z) = [ZG(S)] = K \frac{1 - e^{-(T/T_a)}}{Z - e^{-(T/T_a)}} \tag{3}$$

where K = K_c K_s/R and T_a = L/R. The closed-loop Z transfer function is

$$\frac{I_m(Z)}{I_p(Z)} = \frac{G(Z)}{1 + G(Z)} \tag{4}$$

If all roots of the characteristic equation

$$1 + G(Z) = 0 \tag{5}$$

are within a unit circle in the Z-plane, the system is stable. The maximum loop gain of the stable domain can be obtained by putting Z = -1 in (5):

$$K_{max} = \frac{1 + e^{-(T/T_a)}}{1 - e^{-(T/T_a)}} \tag{6}$$

Fig. 11 shows the result of calculating the maximum loop gain K_{max} from (6) using constants of the test track, with the pulse number changed. Fig. 11 also includes the ratio of current peak values I_m/I_R and the lagging phase deviation θ_d which were obtained by continuous control approximation when the loop gain was K_{max}. The ratio of current peak values is subject to the effect of electromotive force; the output current I_m is smaller than the current reference I_R in motor operation and larger in regenerative operation. The lagging phase deviation has the same value in both motor operation and regenerative operation.

It can be understood from Fig. 11 that with a larger pulse number, a higher loop gain can be selected. Consequently, the ratio of current peak values is closer to 1.0 and the lagging phase deviation decreases gradually. If they consider a proper pulse number in relation to the complication of main circuit composition and the improvement of control characteristics, it is found that an increase from 6 to 12 in pulse number produces the most significant effect. Thus a pulse number of 12 is used for the test track.

V. SYNTHESIS OF CURRENT CONTROL SYSTEM

A. Current Response Improvement by Cascade Compensation

Output voltage of the cycloconverter is obtained by phase modulation of the gate triggering phase to thyristors. Namely, the input voltage waveform at each commutation is cut and

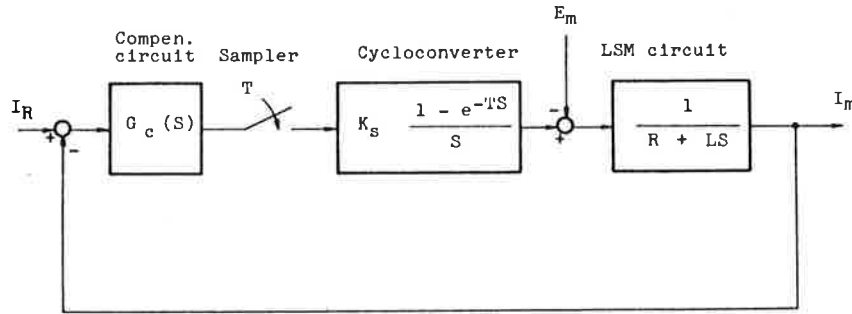


Fig. 10. Current control loop block diagram.

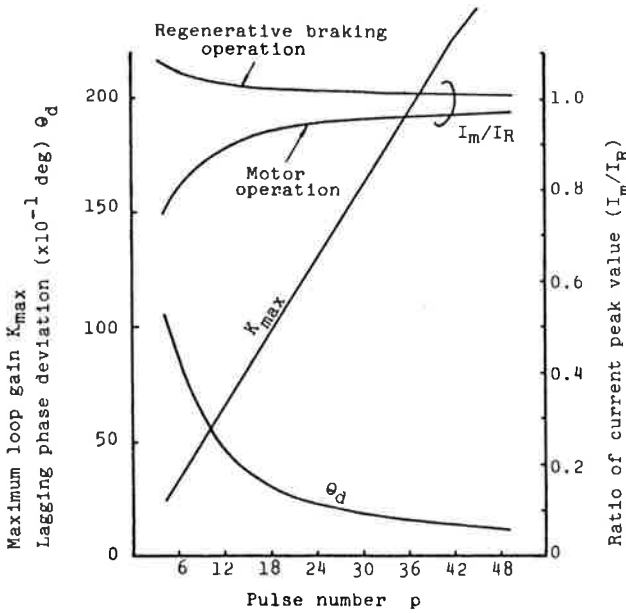


Fig. 11. Current control loop characteristics versus cycloconverter pulse number.

patched up to make an output voltage waveform. Since the ratio of the input frequency to the output frequency is not always an integer, the initial condition differs in every half-cycle. In addition, if the cycloconverter is a noncirculating type, a zero current interval exists and acts as a kind of disturbance to the control system. Simulation by a computer or other proper means is needed to elucidate accurately the current response of a cycloconverter having such a complicated operation. However, the response to the fundamental component of output frequency can be clarified by approximating the system as a continuous control system.

Fig. 12 is a block diagram of the current control system approximated as a continuous system. Here, the cycloconverter, consisting of a sampler and a holder, is approximated by

$$G_s(S) = K_s e^{-ST/2} \tag{7}$$

In Fig. 12, the open-loop transfer function $G(S)$ and the output current $I_m(S)$ are given by

$$G(S) = G_c(S)G_s(S)G_m(S) \tag{8}$$

$$I_m(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)} I_R(S) - \frac{G_m(S)}{1 + G(S)} E_m(S) \tag{9}$$

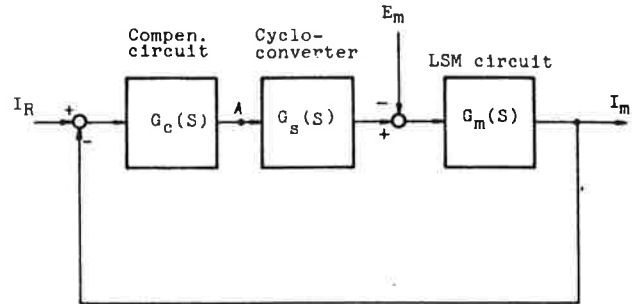


Fig. 12. Continuous control loop diagram equivalent to Fig. 10.

Compensation by Gain Adjustment (Method A): When the compensating element $G_c(S)$ is assumed to be a simple proportional element K_c , the open-loop transfer function $G(S)$ of (8) is

$$G(S) = \frac{K e^{-ST/2}}{1 + T_a S} \tag{10}$$

According to Fig. 11, the maximum loop gain K_{max} is 65 in the case of a 12-pulse cycloconverter. Fig. 13 shows a Bode diagram of the open-loop transfer function for $K = 50$. As shown, the phase margin is positive and the gain margin is negative, which means that the system is stable.

On the one hand, the following requirements must be satisfied from a quick-response point of view:

- 1) the gain margin must be approximately 10-20 dB, with a phase margin of approximately 40-65°;
- 2) the slope of the gain curve as it crosses 0 dB line must be -1 (-20 dB/decade).

The system shown in Fig. 13 does not satisfy these requirements. Although the resistance and inductance of the feeder vary with the location of the vehicle, time constant T_a ($=0.01128$) is chiefly influenced by the resistance and inductance of the LSM armature coils and cannot be adjusted artificially.

If the static gain is decreased to approximately 24 dB ($K = 15.85$), then a gain margin of 10 dB and a phase margin of 63° are obtained. These values satisfy requirements 1) and 2). Method A is simple and convenient but has a weak point in that the gain is small in the low frequency band.

Compensation by Phase-Lag Controller (Methods B and C): An effective way of improving the quick-response characteristics without sacrificing the gain in the low frequency

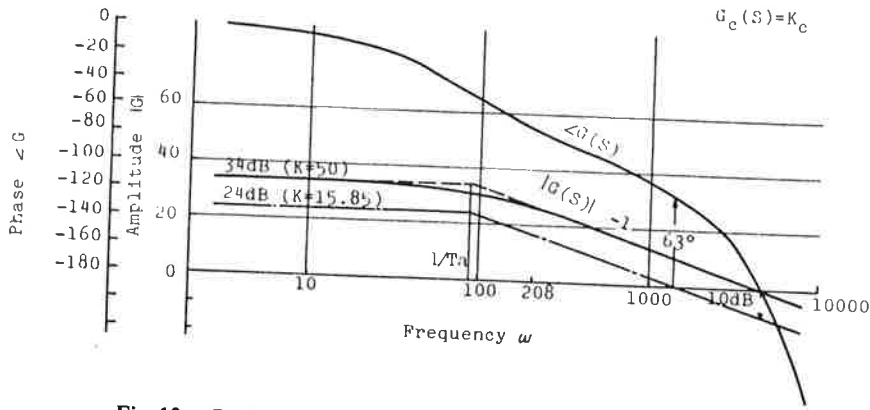


Fig. 13. Bode diagram of open-loop transfer function (Method A).

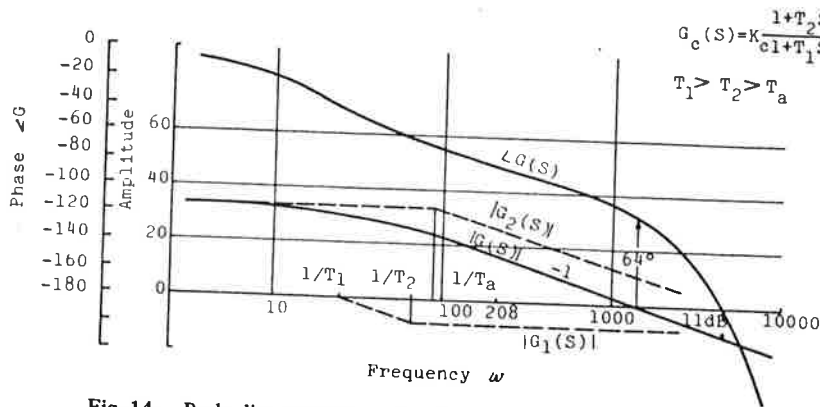


Fig. 14. Bode diagram of open-loop transfer function (Method B).

band is to use a phase-lag compensating element $G_c(S)$:

$$G_c(S) = K_c \frac{1 + T_2 S}{1 + T_1 S} \quad (T_1 > T_2) \quad (11)$$

When the open-loop transfer function is

$$G(s) = \frac{ke^{-sT/2}}{1 + T_a s} \cdot \frac{1 + T_2 s}{1 + T_1 s} \quad (12)$$

any relation between time constants T_1 , T_2 , and LSM circuit time constant T_a can be selected. But, if $T_1 > T_a > T_2$ is selected, large phase lag will result in a high speed range of 50 km/h ($\omega = 104$) to 500 km/h ($\omega = 208$) which is rather unfavorable.

Compensation with $T_1 > T_2 > T_a$ is called Method B and compensation with $T_a > T_1 > T_2$ is called Method C for the purposes of this paper. In either method, the design criteria based on frequency response can be applied for synthesis.

Fig. 14 gives an example of compensation characteristics obtained by Method B. A Bode diagram of the open-loop transfer function $G(S)$ is drawn for the time constants of $T_1 = 0.04125$, $T_2 = 0.01486$, and the loop gain of $K = 48$. In the curve, $G_1(S)$ and $G_2(S)$ are

$$G_1(S) = \frac{1 + T_2 S}{1 + T_1 S}, \quad G_2(S) = \frac{K e^{-sT/2}}{1 + T_a s} \quad (13)$$

The gain margin is 11 dB and the phase margin is 64 dB, which are equivalent to the values obtained in Method A. As shown, the gain in the low frequency band is as high as 33 dB.

In Figs. 13 and 14, the loop gain at 500 km/h ($\omega = 208$) is 16.5 dB ($K = 6.68$), which is fairly small. Also, the tendency is that a large deviation of current peak value and lagging phase angle will result from the small loop gain in the high speed range. If time constants are selected as $T_a > T_1 > T_2$, it is possible to increase the gain in the low frequency band and prevent the gain at 500 km/h ($\omega = 208$) from reducing.

Fig. 15 shows an example of compensation characteristics obtained by Method C, a Bode diagram of the open-loop transfer function with $K = 67$, $T_1 = 0.00668$ and $T_2 = 0.00143$. The gain margin and phase margin are 11 dB and 47°, respectively, with a -22 dB/decade slope of the gain curve crossing the 0 dB line.

The static gain can be increased to more than the maximum loop gain achieved when the compensating element is a simple proportional element. The gain at 500 km/h ($\omega = 208$) is also as high as 25 dB ($K = 17.78$), which is 2.66 times higher than the values given in Figs. 13 and 14. However, the damping coefficient ξ is about 0.7, which means that the system is more likely to be oscillatory than that in Figs. 13 or 14. Compensating methods A, B, and C have different loop gains in the cycloconverter operating frequency range 0-34 Hz. The best characteristics of current peak value and phase lagging deviation relative to the current reference are obtained by Method C, followed by Methods B and A in that order.

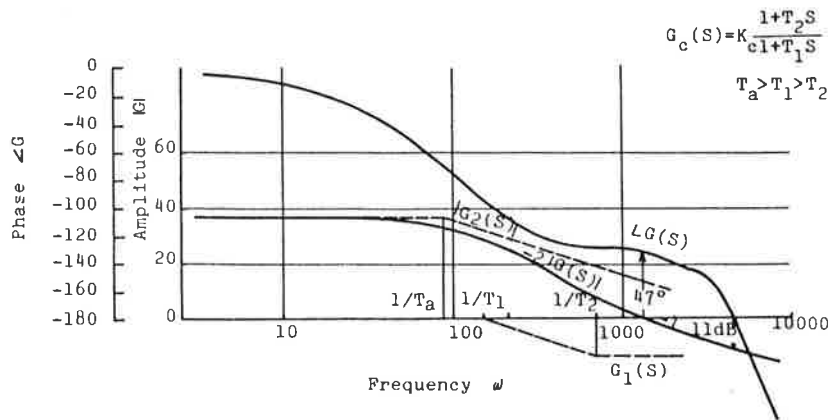


Fig. 15. Bode diagram of open-loop transfer function (Method C).

B. Considerations on System Disturbance [6]

As mentioned previously, the output current can be given (9) if it is analyzed in the block diagram of Fig. 12 showing a system approximated as a continuous type. Since the output current I_m is affected by offset, electromotive force, and circuit time constant, its amplitude is small in motor operation (large in regenerative operation) compared with current reference I_R . At the same time, the phase of the output current is lagging. In order to obtain the same output current as the reference, it is effective to give an additional input for compensation $E_{cm}(s)$ at point A of Fig. 12.

$$E_{cm}(s) = \frac{R + LS}{K_s} I_R(s) + \frac{E_m(s)}{K_s} \tag{14}$$

In other words, the output current can be made to accord with the reference by applying an additional input to point A, which was obtained by converting the voltage drop and electromotive force in the LSM circuit to the corresponding quantities of cycloconverter input circuit.

The actual armature coils for LSM are divided into 238 feeding sections (each 29.4-m long) and as the vehicle runs, one section is taken, the electromotive force increases with the entry of the vehicle into it. Once the vehicle has completely entered the section, the electromotive force becomes constant. As it goes out of the section, the force decreases gradually. In other words, the electromotive force in the cycloconverter output circuit varies trapezoidally with the passage of time. The electromotive force waveforms can be plotted by position sensor signals and applied to the phase controller of the cycloconverter.

On the other hand, the zero current interval also affects the system as a disturbance. Phase-lead compensation is effective for protection against such a disturbance. (See Fig. 8.) the time t_0 at which the gate is shifted is advanced by δ ($3 \text{ ms} = 36^\circ$ at 500 km/h), thus reducing the current to zero earlier than current reference i_R . Then the required zero current interval is taken, after which the cycloconverter output current is made to follow from zero or a small level of the reference current. This method of phase-lead compensation reduces the effect of electromotive force, improving the output current response.

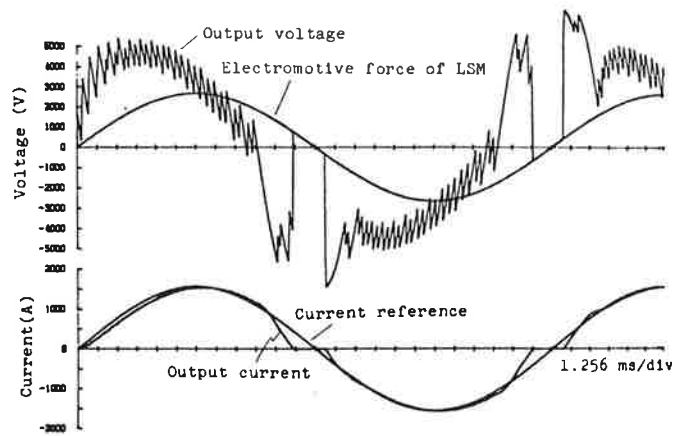


Fig. 16. Simulated waveforms of LSM drive cycloconverter in 500 km/h motor operation.

Synthesis has been conducted on the response of the current control system, assuming that it is a continuous system. But the actual cycloconverter is a sort of the sampled data control system and involves portions that cannot be elucidated by the study on a continuous system, because the cycloconverter is in noncontrolled status during every two samplings. Therefore, it is necessary to confirm the response of the system by simulating cycloconverter operations faithfully. Fig. 16 shows the result of computer-aided simulation at 500 km/h.

VI. TEST RESULTS

Much data have been obtained through the three years of testing. Fig. 17 shows a chart obtained at running test of maximum speed 517 km/h. Fig. 18 shows the cycloconverter output characteristics at 500 km/h. As shown in Fig. 18, when the vehicle goes into a feeding section, the electromotive force rises in approximately 100 ms after the current is applied to the armature coil. Approximately 300 ms later, the electromotive force decreases. Then, approximately 100 ms later, the current is interrupted by the thyristor gate. Despite such rigorous power conversion and control, excellent current control characteristics (as shown in Fig. 19) were obtained: less than 4 percent in deviation of current peak value, about 4° in leading phase deviation, and approximately 1.2 ms in zero current interval. Thus, it was possible to cause the vehicle to deliver a maximum propulsion of 54 000 N. A propulsion of

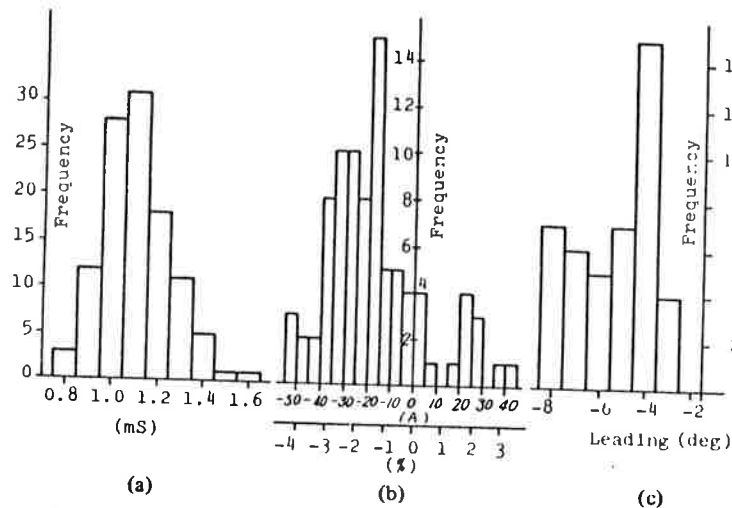


Fig. 19. Representative characteristics of cycloconverter output currents. (a) Zero current interval. (b) Deviation of current peak value. (c) Phase derivation of fundamental component.

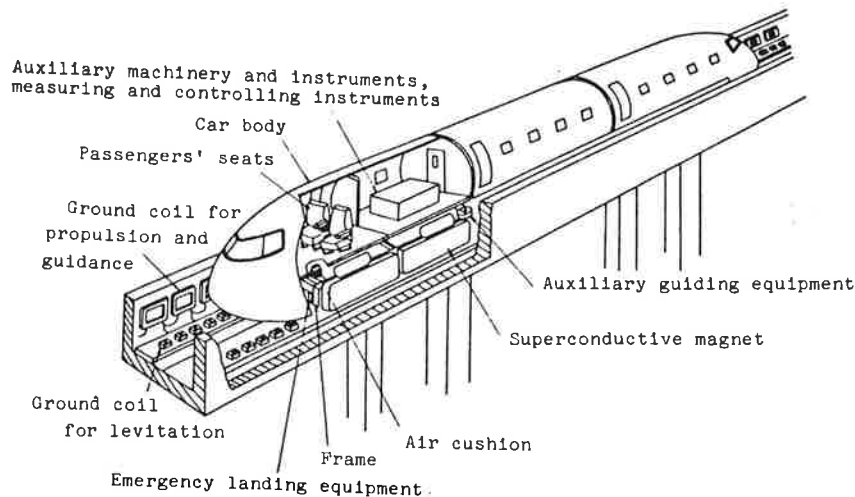


Fig. 20. Modified U-type vehicles.

54 000 N (5.5 tons) means that acceleration of more than $0.55 g$ is applied to the test vehicle, weighing approximately 5 tons. Fig. 19 shows the representative characteristics of cycloconverter output currents in the speed range 480-500 km/h, as statistical-processed by a minicomputer.

VII. DISCUSSION AND CONCLUSION

The power conversion and control characteristics of a large capacity cycloconverter for the LSM drive levitated vehicle have been discussed. The LSM is a kind of synchronous machine, but is different from an ordinary rotating synchronous motor. Therefore, the cycloconverter for driving the LSM must meet very severe operation requirements: 1) it must be continuously stable at any speed from zero (zero frequency) to maximum (maximum frequency); 2) it must be subjected to many disturbances, such as those caused by a large amount of changes in electromotive forces and output circuit constants due to section switching; and 3) it must withstand frequent turn-on and turn-off caused by the entry and the exit of the

vehicle, or section switching. For a system whose scale is near the actual track, such as the present test track, the accuracy and reliability of vehicle field position sensor signals are much worse than those in a rotating motor, and it is difficult to make the current reference for the cycloconverter in a correct form.

For these reasons, it was a great concern at the initial stage of development whether or not LSM propulsion would be possible at as high an acceleration as $0.5 g$ and at such a high speed as over 500 km/h. However, the test results almost satisfied the theoretical studies and the initial target speed could be reached at the Miyazaki test track.

At the test track, the vehicle will be modified into a shape with proposed reasonable housing as shown in Fig. 20. And a train consisting of three such new vehicles with passenger seats will run the track for further testing. The authors, aiming at more effective drive energy control systems, are making an effort to develop a new power supply system without reactive power variation and harmonics for the implementation of high power control for LSM drive.

PREDIKTOR

PREDIKTERING

PROJEKTRAPPORT

i systemteknik

Lund 850513

MATS JÖNSSON

Innehållsförteckning

I	Bakgrund och förutsättningar.	1
II	Metod	1
III	Syfte	1
1	PREDIKTION	2
1.1	Inledning	2
1.2	Prognosmetoder	2
1.3	Linjära stokastiska modeller, ARIMA processor	3
1.4	Arbetsgång	4
2	PREDIKTIONSSALGORITMER	5
2.1	Prediktionsproblem	5
2.2	Algoritm	6
2.3	Noggrannhet	7
3	LASTMODELLER	8
4	EN GENERELL MODELL10
5	KONKRET MODELL11
IV	Litteraturförteckning12

I Bakgrund och förutsättningar.

I kursen systemteknik ingår det ~~en~~ teknisk projektrapport. Möjligheten att själv välja ämnesinriktning har gjort att jag valt att fördjupa mig inom prediktion. Detta kommer jag senare att fortsätta med i mitt examensarbete. Eftersom examensarbetet ännu inte är påbörjat kan jag inte visa upp några konkreta resultat.

II Metod

Genom erhållen litteratur av Björn Wittenmark fått ta del av problemställningen av prediktion.

III Syfte

Syftet med rapporten är att få en inblick och kunskap om prediktion, hur man använder den och vilka möjligheter den har i samband med värmelaster.

1 PREDIKTION

1.1 Inledning

Prediktering kan användas till att förutsäga vad som kan hända i ett system, exempelvis i ett fjärrvärmenät. Som det fungerar idag mäter man endast uteffekt m a p uttemperatur som ger en dålig värmelastfördelning.

För optimering av systemet kan man använda en prediktor som tar hänsyn till temperatur, solstrålning, vind, ackumulerad värme m m.

1.2 Prognosmetoder

För prognosproblem finns det en mängd olika varianter som bygger på samma princip. Det kommer här framöver framför allt presentera en modell där man delar upp lasten i en residual och en nominell del.

Man kan indela prognosmetoderna enligt följande:

1. Metoder baserade på exponentiell utjämning.
2. Metoder baserade på skaleringsanalys.
3. "- "- "- spektralutveckling.
4. "- "- "- "pattern recognition.
5. "- "- "- regressionsanalys.
6. "- "- "- Box-Jenkins tidsräkneanalys.
7. Metoder baserade på tillståndsanalys.

1.3 Linjära stokastiska modeller, ARIMA processor.

Linjära stokastiska modeller är baserade på en tidsserie $y(t)$ med avseende på vitt brus ($E=0$ och σ^2). I ARIMA (Autoregression integrated moving average) modellen transformeras $e(t)$ serien till en stationär eller en icke-stationär serie m h a följande processor.

1. Stationär autoregressiv (AR) process:

$$A(q^{-1})y(t)=e(t), \text{ där } A(q^{-1})=\sum_{i=0}^p a_i q^{-i},$$

$$q^{-1}=(t-1)$$

Villkoret för stationäritet fås då rötterna till polynomen $A(q^{-1})=0$ ligger utanför enhetscirkeln.

2. Stationär flytande medelvärde (MA) processor:

$$y(t)=C(q^{-1})e(t) \text{ där } C(q^{-1})=\sum_{i=0}^q c_i q^{-i}$$

Villkoret för stationäritet fås då rötterna till polynomen $C(q^{-1})=0$ ligger utanför enhetscirkeln.

3, Icke-stationär summations (I)processor:

Vid t ex drift eller säsongvariationer i medelvärdet kan den eventuellt göras stationär genom differansoperatorn ∇ .

$$\nabla=(1-q^{-1})$$

$$\nabla y(t)=y(t)-y(t-1)$$

Därmed blir ARIMA uttrycket

$$A(q^{-1})\nabla^d y(t)=C(q^{-1})e(t)$$

Denna modell kan också generalliseras så

att den tar hänsyn till stationäritet över en längre period t ex dygnet eller veckan som är aktuellt vid korttidsprognoser.

Modellens parametrar kan skattas (on-line), alltså rekursivt eller (off-line) icke-rekursivt. Modellens skattningsfel blir

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t | t-1)$$

och förlustfaktorn

$$V = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\varepsilon(i))^2$$

Då man känner processen kan man jämföra prediktorn med en optimal prediktor som har förlustfaktorn $V=1$.

1.4 Arbetsgång

Arbetsgången för en rekursiv minsta-kvadrat uppdatering kan ges av följande:

1. Beräkna $\varepsilon(t)$
2. Skatta modellens parametrar.
3. Använd parameterskattningen till att beräkna k -stegs prediktorn.
4. För fler prediktionsvärde, gå tillbaka till punkt 1.

Det finns två tillvägagångssätt antingen

- a) skatta en modell av lasten och beräkna därefter en k -stegs prediktor
eller
- b) skatta prediktorparametrarna direkt

2 PREDICTIONSALGORITMER

2.1 Prediktionsproblem

Prediktionsfelet ges av

$$\varepsilon(t+k) = y(t+k) - \hat{y}(t+k | t)$$

Antag att ARMA- modellen gäller.

$$A(q^{-1}) y(t) = C(q^{-1}) e(t)$$

$$\text{där } C(q^{-1}) = A(q^{-1}) F(q^{-1}) + q^{-k} G(q^{-1})$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_n q^{-n}$$

$$F(q^{-1}) = 1 + f_1 q^{-1} + \dots + f_n q^{-k+1}$$

$$G(q^{-1}) = g_0 + g_1 q^{-1} + \dots + g_n q^{-n} \quad \Rightarrow$$

$$y(t+k) = X + q^{-k} \frac{G(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t+k)$$

X

Y

Y är en funktion av $e(t)$, $e(t-1)$, som kan beräknas utifrån tidigare observationer $y(t)$, $y(t-1)$,, medan X är beroende på alla möjliga observationer och kan därför försummas. Den optimala blir således

$$\hat{y}(t+k | t) = \frac{G(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t)$$

$$\text{där } e(t) = \frac{A(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t)$$

$$\hat{y}(t+k | t) = \frac{G(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) \quad \Rightarrow$$

$$\hat{y}(t+k) = (1 - C(q^{-1})) y(t+k | t) + G(q^{-1}) y(t)$$

För att kunna lösa prediktionsproblemet när

processparametrarna är okända, så får man skatta A och C polynomen och m h a skattningarna beräkna en k-stegsprediktor. Om detta görs rekursivt innebär detta att prediktorpolynomen måste beräknas varje gång en ny observation föreligger. Detta medför i sin tur stora beräkningsbehov.

En annan möjlighet är att skatta prediktorparametrarna direkt och därmed slipper man lösa identiteten $C = AF + q^{-1}G$. Det ger en datavektor $\phi(t)$ och en parametervektor $\theta(t)$.

2.2 Algoritm

För det enskilda fallet har man möjlighet till att välja på flera olika algoritmer.

- 0 $\theta_0(t) = (a_1(t), \dots, a_n(t), c_1(t), \dots, c_n(t), b_0(t), \dots, b_n(t))^T$
- $\phi_0(t) = (-y(t-1), \dots, -y(t-n), e_0(t-1), \dots, e_0(t-n), w(t), \dots, w(t-n))^T$
- 2 $\theta_0(t) = (c_1(t), \dots, c_n(t), g_0(t), \dots, g_{n-1}(t), k_0(t), \dots, k_{n+k-1}(t))^T$
- $\phi_2(t+k) = (-\hat{y}(t+k-1|t-1), \dots, -\hat{y}(t+k-n|t-n), y(t), \dots, y(t-n+1), w(t+k), \dots, w(t-n+1))^T$
- 3 $\theta_3(t) = (h_1(t); \dots, h_{n+k-1}(t), g_0(t), \dots, g_{n-1}(t), k_0(t), \dots, k_{n+k-1}(t))^T$
- $\phi_3(t+k) = (-\hat{y}(t+k-1|t-1), \dots, -\hat{y}(t-n+1|t-k-n+1), \epsilon(t), \dots, \epsilon(t-n+1), w(t+k), \dots, w(t-n+1))^T$

När man skattar parametrarna direkt kan prediktionen erhållas som

$$\hat{y}(t+k | t) = \phi_i^T(t+k) \theta_i(t)$$

som man har en minsta-kvadrat algoritm

$$\theta_i(t) = \theta_i(t-1) + k_i(t) (y(t) - \phi_i^T(t) \theta_i(t-1))$$

$$k_i(t) = \frac{P_i(t-1) \phi_i(t)}{\lambda + \phi_i^T(t) P_i(t-1) \phi_i(t)}$$

$$P(t) = \frac{(P(t-1) - \frac{P(t-1) \phi(t) \phi^T(t) P(t-1)}{\lambda + \phi^T(t) P(t-1) \phi(t)})}{\lambda}$$

λ är glömskefaktorn som "minns" vad som hänt innan i systemet.

2.3 Noggrannhet

Ett mått på hur bra prediktorn är dels relativa mått och dels absolut belopp av förlustfunktionen.

$$\text{loss function: } V = \sum_{n_0+1}^n (\varepsilon(t))^2$$

$$V_{\%} = \sum_{n_0+1}^n \left(\frac{\varepsilon(t)}{y(t)} 100 \right)^2$$

Den skattade standardavvikelsen ger det absoluta beloppet

$$s = \sqrt{\frac{V}{n-n_0}}$$

3 LASTMODELLER

A) Text kan profilmodellen under en vecka ges av

$$\nabla_{168} \nabla_{24} y(t) = \frac{(1-c_1 q^{-1})(1-c_2 q^{-24})}{(1-c_3 q^{-168})} \varepsilon(t)$$

(168 anger antalet timmar /vecka)

B) Man kan också dela upp lasten i en nominell och en stokastisk del enligt följande prediktionsalgoritm

$$y(t) = y_s(t) + y_n(t) = \gamma w(t), \quad \gamma = \text{konst}$$

där

$$w(t) = \alpha y(t) + (1-\alpha) w(t-168)$$

Ju mindre α är desto mer undertrycks det systematiska och de slumpmässiga variationerna i lasten.

Då $\alpha = 0 \rightarrow y(t)$ har inget inflytande på profilen.

Då $\alpha = 1 \rightarrow$ profilen är lika med de sista 168 timmarna.

Exempel på hur värmelasten kan variera under en vecka, kan ses under fig. 3.1

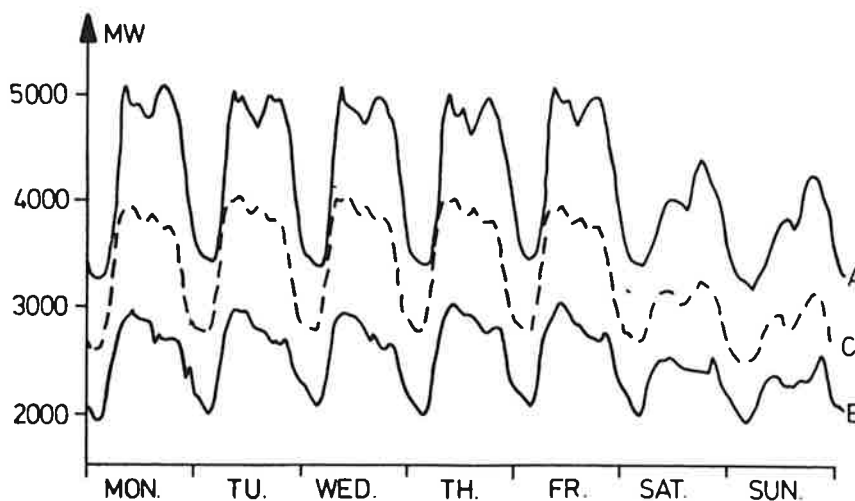


Fig 3.1 Enkel exponentiell uppdatering för en vecka.

Den nominella lasten kan beskrivas av

$$y_n(t) = Q(q^{-1}) W(t)$$

och den stokastiska delen kan modelleras av en ARMA- modell. (Se sid 3)

Den totala lasten kan då beskrivas av

$$y(t) = \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t) + \gamma (\alpha y(t) + (1+\alpha)$$

$$w(t-168):$$

Veckoprofiluppdatering kan erhållas enligt följande

$$w_1 = \frac{1-c_3}{1-c_3q^{-168}} y(t)$$

p s s

$$w_2 = \frac{1-c_2}{1-c_2q^{-24}}$$

4 EN GENERELL MODELL

Vid eventuellt behov uppdelas lasten vid dygns-
tidspunkter t som

$$y(t) = x_1(t) + \delta_2(t)x_2(t) + \delta_3(t)x_3(t) + \delta_4(t)x_4(t) + e(t);$$

$x_1(t)$ = lasten på en helgdag

$x_2(t)$ = extra last på arbetsdag

$x_3(t)$ = "- -" -" - lördag

$x_4(t)$ = "- -" .-" - "odd"dag*

$\delta_2 = 1$ på arbetsdag annars 0

$\delta_3 = 1$ på lördag annars 0

$\delta_4 = 1$ på odd-dag annars 0

$e(t)$ = residual komponenten i modellen.

Profilvariationerna antages ske enligt följande:

$$x_i(t+24) = x_i(t) + v_i(t)$$

Uppdateringen sker m h a ett Kalman- filter.

Vid starten varjedag m beräknas

$$R_{YY}(m | m-1) = H(m) R_{XX}(m | m-1) H(m)^T + R_2$$

$$K(m) = R_{XX}(m | m-1) H(m)^T / R_{YY}(m | m-1)$$

$$R_{XX}(m+1 | m) = R_1 + R_{XX}(m | m-1) -$$

$$K(m) R_{YY}(m | m-1) K(m)^T$$

$$H(m) = (1, \delta_2, \delta_3, \delta_4)$$

R_{XX} = covariansmatris

*/ helgdag som inte faller in under de övriga punkterna

5 KONKRET MODELL

För att konkretisera modellen kan man anta att man känner t ex.

$$y(t) = \frac{1 - 0.35q^{-1}}{1 - 0.95q^{-1}} e(t) + s(t)$$

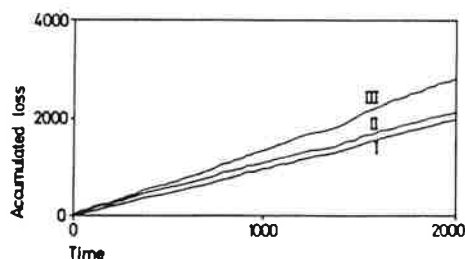
där $\sigma=1$ och $s(t) = 5\sin 0.04\pi t$.

Med en tvåstegs prediktor erhålles skattningen som

$$y(t+2 | t) = \frac{0.57}{1 - 0.35q^{-1} - 0.57q^{-2}} e(t) + s(t+2)$$

Denna förlustfaktor $E_{\varepsilon^2} = 1.36$

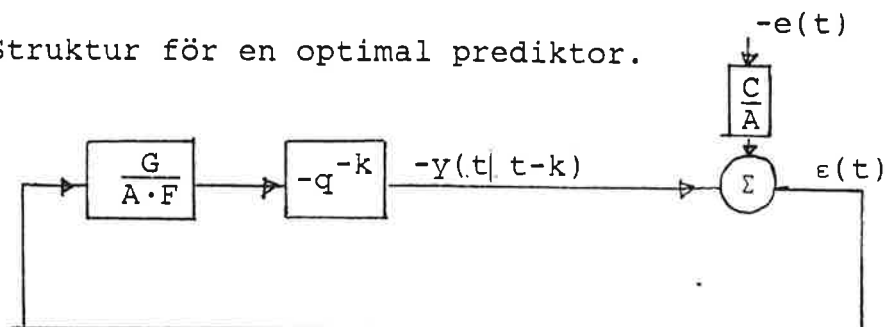
Ofta jämförs en självsvängande prediktor med en optimal prediktor som har förlustfaktor =1.



I: optimal prediktor

: självsvängade prediktor

Struktur för en optimal prediktor.



IV Litteraturförteckning

Computer controlled systems

Karl J. Åström, Björn Wittenmark

Adaptive prediction and recursive estimation

Jan Holst

Self-tuning Predictor

Björn Wittenmark

PROJEKTARBETE I SYSTEMTEKNIK

Utfört av:
Erland Leide
Anders Olsson

PROJEKTARBETE I SYSTEMTEKNIK

Vi har tittat på hur de olika lederna hos en robot ska styras (ges för referensvärden) för att få t.ex ett verktyg att följa en viss föreskriven bana. Eftersom respektive leds rörelse kommer att vara beroende av hur de andra lederna uppför sig krävs det relativt stora matematiska formler för att beskriva dessa vridningar.

Målet med denna uppgiften var att få fram ett matematiskt verktyg för att kunna föreskriva delrörelserna i varje led eller länk. Det matematiska verktyget ska ange varje leds läge oberoende av de andra ledernas lägen för att ange en exakt punkt i den önskade banan för verktyget. Vid en snabb överblick på problemet ser man att en förflyttning av verktyget beror på en mängd rörelser och massor. Därför har vi valt att begränsa studien till endast ett två dimensionellt fall där vi endast tar med två armar på roboten och ser det som ett rent geometriskt problem. Vi försummar således de kinetiska krafterna. Om man ska styra ett system bestående av mer än två armar, i det två dimensionella planet, måste man först införa regler och begränsningar hur denna tredje arm (t ex ett verktyg) ska röra sig i förhållande till de två andra armarna. Detta för att man ska kunna definiera positionerna och rörelserna med matematiska uttryck.

NUVARANDE SYSTEM

De system som används nu bygger på förflyttning mellan punkter som tidigare lagrats in , antingen genom att man förflyttar verktyget manuellt den önskade banan eller att man off-line lägger in de punkter som man vill att verktyget skall gå igenom. Det finns i princip tre olika sorters styrsätt sekvensstyrning, point to point-(PTP)styrning och contolpoint-styrning.

Sekvensstyrning

Här arbetar man i operationssekvenser, program med sekvensnät utnyttjar stopp eller gränsvärdes brytare för att styra armens rörelse. Vid sekvens styrning har man få frihetsgrader och en mycket tidsödande programering. Används för bl a materialhantering och maskinladdning.

Point-To-Point Styrning

Alla axlar är servostyrda och uppsöker då respektive position utan samordning. Rörelsen är här svår att förutsäga bl a beroende på kinematiken, drivdon, startpunkt, slutpunkt och hastighet.

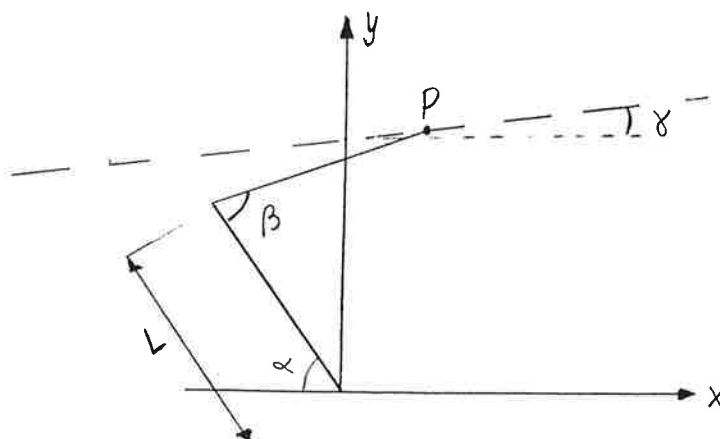
För att få en bättre förutbestämbarhet på rörelsen kan man använda så kallad Multi PTP, vilket innebär att man lägger in ett stort antal punkter längs den önskade linjen. Nackdelen med detta är att man behöver stort minnesutrymme.

Continuous path styrning

Rörelserna är servostyrda och samordnade så att rörelsen mellan två punkter är väl definierad för hastighet och last. En diagonal rörelse mellan två punkter delas upp i förflyttning i x-och y-led , där i sin tur dessa axlar är uppdelade i små punkter. Eftersom man stegar fram motorerna i mycket små steg kan man få en relativt god följning av den önskade vägen och hastigheten. Denna metoden används främst till bågsvetsning och slipning.

Vårt system

Vi har utgått från nedanstående figur



För att välja ett enkelt exempel har vi valt att robotarmen ska följa en rät linje. Denna räta linjen kan beskrivas på följande sätt:

$$\begin{aligned} x &= f(t) & (k \text{ och } l \text{ är konstanter}) \\ y &= kx + l \end{aligned}$$

Robotens P kan beskrivas i planet på följande vis.

$$\begin{cases} X = -L \cos \alpha + L \cos(\beta - \alpha) \\ y = L \sin \alpha + L \sin(\beta - \alpha) \end{cases}$$

För att få reda på vilka värden α och β skall ha vid olika tidpunkter löser vi ut α och β som funktioner av x och y , vi sätter $\beta - \alpha = \xi$.

Vi sätter

$$\begin{cases} A = \frac{x}{L} = -\cos\alpha + \cos\xi \\ B = \frac{y}{L} = \sin\alpha + \sin\xi \end{cases}$$

$$\begin{cases} A = \cos\xi - \cos\alpha = -2 \sin \frac{\alpha+\xi}{2} \cdot \sin \frac{\xi-\alpha}{2} \\ B = \sin\xi + \sin\alpha = 2 \sin \frac{\alpha+\xi}{2} \cos \frac{\xi-\alpha}{2} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} A^2 + B^2 &= 4 \sin^2 \left(\frac{\alpha+\xi}{2} \right) \sin^2 \left(\frac{\xi-\alpha}{2} \right) + 4 \sin^2 \left(\frac{\alpha+\xi}{2} \right) \cos^2 \left(\frac{\xi-\alpha}{2} \right) = \\ &= 4 \sin^2 \left(\frac{\xi+\alpha}{2} \right) \underbrace{\left(\sin^2 \left(\frac{\xi-\alpha}{2} \right) + \cos^2 \left(\frac{\xi-\alpha}{2} \right) \right)}_{=1} = \end{aligned}$$

$$= 4 \sin^2 \left(\frac{\xi+\alpha}{2} \right) = 4 \sin^2 \left(\frac{\beta-\alpha+\alpha}{2} \right) = 4 \sin^2 \left(\frac{\beta}{2} \right)$$

$$\Leftrightarrow \sqrt{\frac{A^2+B^2}{4}} = \sin \frac{\beta}{2}$$

$$\Leftrightarrow \underline{\underline{\beta = 2 \arcsin \sqrt{\frac{A^2+B^2}{4}}}}$$

$$\frac{A}{B} = \frac{-2 \sin \frac{\alpha+\xi}{2} \sin \frac{\xi-\alpha}{2}}{2 \sin \frac{\alpha+\xi}{2} \cos \frac{\xi-\alpha}{2}} = -\tan \frac{\xi-\alpha}{2} = -\tan \frac{\beta-2\alpha}{2}$$

$$\Leftrightarrow \beta - 2\alpha = 2 \arctan \left(-\frac{A}{B} \right)$$

$$\Leftrightarrow \alpha = \frac{2 \arcsin \sqrt{\frac{A^2+B^2}{4}} - 2 \arctan \left(-\frac{A}{B} \right)}{2}$$

$$\underline{\underline{\alpha = \arcsin \sqrt{\frac{A^2+B^2}{4}} - \arctan \left(-\frac{A}{B} \right)}}$$

Ibland är det även önskvärt att styra verktyget med en bestämd hastighet.

Som exempel kan nämnas bågsvetsning där en bestämd hastighet på "verktyget" är viktig.

Hastigheterna i de två axelriktningarna kan då skrivas:

$$\begin{cases} \dot{x} = \frac{d}{dt}(f(t)) = f'(t) \\ \dot{y} = \frac{d}{dt}(k \cdot f(t) + L) = k f'(t) \end{cases}$$

\Leftrightarrow

$$V = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2} = \sqrt{f'(t)^2 + k^2 f'(t)^2} = f'(t) \sqrt{1 + k^2}$$

För vår "robot" gäller då följande:

$$\begin{cases} \dot{x} = \dot{\alpha} L \sin \alpha - (\beta - \dot{\alpha}) L \sin(\beta - \alpha) \\ \dot{y} = \dot{\alpha} L \cos \alpha + (\beta - \dot{\alpha}) L \cos(\beta - \alpha) \end{cases}$$

Vi sätter åter $\xi = \beta - \alpha$

$$\begin{cases} C = \frac{\dot{x}}{L} = \dot{\alpha} \sin \alpha - \dot{\xi} \sin \xi \\ D = \frac{\dot{y}}{L} = \dot{\alpha} \cos \alpha + \dot{\xi} \cos \xi \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{C}{\sin \xi} = \frac{\dot{\alpha} \sin \alpha}{\sin \xi} - \dot{\xi} \\ \frac{D}{\cos \xi} = \frac{\dot{\alpha} \cos \alpha}{\cos \xi} + \dot{\xi} \end{cases}$$

Addering av de två ekvationerna ger:

$$\frac{C}{\sin \xi} + \frac{D}{\cos \xi} = \alpha \left(\frac{\sin \alpha}{\sin \xi} + \frac{\cos \alpha}{\cos \xi} \right)$$

\Leftrightarrow

$$\frac{C \cdot \cos \xi + D \sin \xi}{\sin \xi \cos \xi} = \alpha \left(\frac{\sin \alpha \cos \xi + \cos \alpha \sin \xi}{\sin \xi \cos \xi} \right)$$

\Leftrightarrow

$$\alpha = \frac{C \cdot \cos \xi + D \cdot \sin \xi}{\sin \alpha \cos \xi + \cos \alpha \sin \xi}$$

Omskrivning av nämnaren ger:

$$\begin{aligned} \sin \alpha \cos \xi + \cos \alpha \sin \xi &= \sin \alpha \cos(\beta - \alpha) + \cos \alpha \sin(\beta - \alpha) = \\ &= \sin \alpha \cos \beta \cos \alpha + \sin \alpha \sin \beta \sin \alpha + \cos \alpha \sin \beta \cos \alpha - \cos \alpha \cos \beta \sin \alpha \\ &= \sin \beta (\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha) = \sin \beta \end{aligned}$$

$$\alpha = \frac{C \cdot \cos(\beta - \alpha) + D \sin(\beta - \alpha)}{\sin \beta}$$

Ut brytning av β

$$\begin{cases} \frac{C}{\sin \alpha} = \alpha - \xi \frac{\sin \xi}{\sin \alpha} \\ \frac{D}{\cos \alpha} = \alpha + \xi \frac{\cos \xi}{\cos \alpha} \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{D}{\cos \alpha} - \frac{C}{\sin \alpha} = \xi \left(\frac{\cos \xi}{\cos \alpha} + \frac{\sin \xi}{\sin \alpha} \right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{D \sin \alpha - C \cos \alpha}{\cos \alpha \sin \alpha} = \xi \left(\frac{\cos \xi \sin \alpha + \sin \xi \cos \alpha}{\cos \alpha \sin \alpha} \right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \xi = \frac{D \sin \alpha - C \cos \alpha}{\cos \xi \sin \alpha + \sin \xi \cos \alpha} = \left[\text{Om skrivning av nämnaren} \right] =$$

$$= \frac{D \sin \alpha - C \cos \alpha}{\sin \beta}$$

$$\xi = \beta - \alpha \Rightarrow$$

$$\beta = \frac{D \sin \alpha - C \cos \alpha}{\sin \beta} + \frac{C \cos(\beta - \alpha) + D \sin(\beta - \alpha)}{\sin \beta} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \beta = \frac{D(\sin \alpha + \sin(\beta - \alpha)) - C(\cos \alpha - \cos(\beta - \alpha))}{\sin \beta}$$

RESULTAT

Nedan sammanfattar vi de styrsignaler som kan tänkas behövas för att styra en tvåarmad robot i ett plan uttryckt i $x=f(t)$. Beräkningarna är gjorda för det allmänna fallet. Variablerna A,B,C och D kommer att bero på vilken kurva som man önskar beskriva med hjälp av roboten. Vi har för varje beräkning skrivit upp vad som gäller för en rät linje.

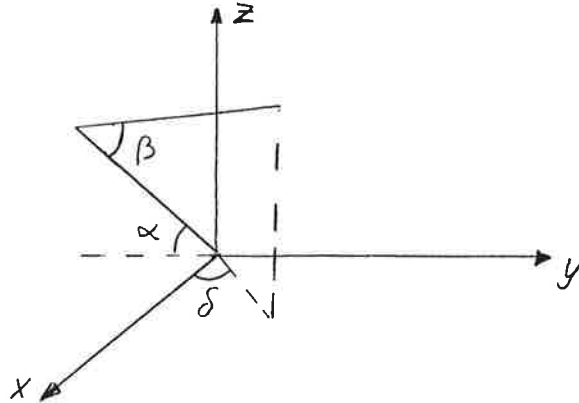
$$\alpha = \arcsin \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{4}} - \arctan\left(-\frac{A}{B}\right)$$

$$\beta = 2 \arcsin \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{4}}$$

$$\dot{\alpha} = \frac{C \cos(\beta - \alpha) + D \sin(\beta - \alpha)}{\sin \beta}$$

$$\dot{\beta} = \frac{D(\sin \alpha + \sin(\beta - \alpha)) - C(\cos \alpha - \cos(\beta - \alpha))}{\sin \beta}$$

Om man skulle önska sig att arbeta i rymden istället för i ett plan skulle det behövas ytterligare en led, t ex att man tillåter vridning kring den nedersta punkten av roboten.



Man får då ovanstående figur att utgå ifrån och den leder till nedanstående ekvationer för att beskriva läge.

$$x = (-L \cos \alpha + L \cos(\beta - \alpha)) \cos \delta$$

$$y = (-L \cos \alpha + L \cos(\beta - \alpha)) \sin \delta$$

$$z = L \sin \alpha + L \sin(\beta - \alpha)$$

Följande utgångs ekvationer fås för hastigheten.

$$\dot{x} = (-\dot{\delta} \sin \delta (-\cos \alpha + \cos(\beta - \alpha)) + \cos \delta (\dot{\alpha} \sin \alpha - (\dot{\beta} - \dot{\alpha}) \sin(\beta - \alpha))) L$$

$$\dot{y} = \dot{\delta} \cos \delta (-\cos \alpha + \cos(\beta - \alpha)) + \sin \delta (\dot{\alpha} \sin \alpha - (\dot{\beta} - \dot{\alpha}) \sin(\beta - \alpha)) L$$

$$\dot{z} = (\dot{\alpha} \cos \alpha + (\dot{\beta} - \dot{\alpha}) \cos(\beta - \alpha)) L$$

Med detta får man sedan gå till väga på samma sätt som i det två dimensionella fallet.

Den främsta fördelen med vårt system, som vi ser, är att man skulle kunna underlätta in programeringen av önskad väg för användaren. För detta behövs troligtvis att man i förväg lägger in ett antal kurvtyper i en databas t ex cirkelbågar, elipser etc., dessa skall då användaren enkelt kunna ta fram och då enbart behöva lägga in startpunkt, slutpunkt och t ex radie. Detta skall då ge en mycket exakt följning av den önskade linjen.

Övriga fördelar

- * Tar mindre minnes utrymme än de system som nu används. Vilket ger möjlighet till körning i långa sekvenser.
- * Man kan i högre grad använda sig av off-line programering vilket medför större utnyttjande grad på de kapitalkrävande robotarna.

En av de största nackdelarna med det system vi har tittat på är de stora problem man får med att hitta matematiska modeller för de önskade rörelsebanorna.

Övriga nackdelar

- * Långa ekvationer med flera trigonometriska uttryck vilka kräver lång CPU-tid.
- * Problem med att definera och hitta gränsövergångarna mellan ekvationerna.
- * Svårt att korrigera rörelser när man trimmar in en sekvens, nya ekvationer skall tas fram för varje ändrad bana.
- * Programet kan troligtvis inte flyttas mellan olika robotar eftersom de referenspunkter som används skiljer sig mellan olika uppställningar.

När man tittar på ovanstående för- och nackdelar ter det sig troligt man i kommande system kommer att använda en kombination av det system vi har tittat på och de system som används nu.

PROJEKT ARBETE

SYSTEMTEKNIK

VEKA ROBOTARMAR

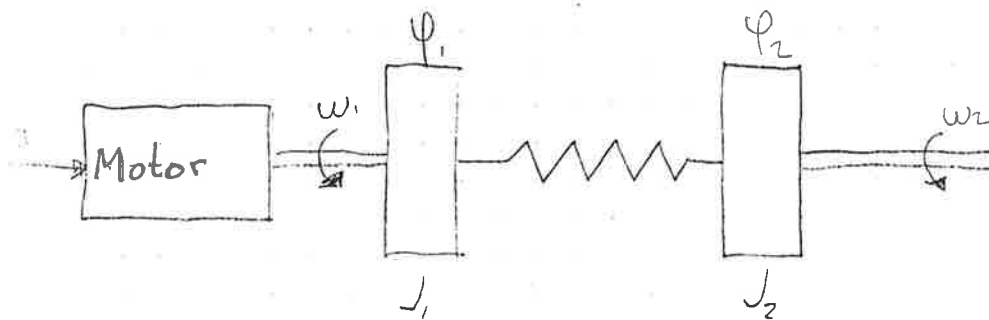
UTFÖRT AV:

PETER MARBE

HÅKAN MÖLLER

Vi har här valt att studera problem med veka robotarmar. Problem uppstår vid start och stopp vid förflyttning av robotarm. Armen vill gärna svänga till lite grad på grund av dess vikt.

Systemet som sådant kan beskrivas av två stycken massor förbundna med varandra med hjälp av en fjäder. Den första massan drivs via en stel axel av en motor (se fig).



Rörelseekvationen för systemet blir

$$\begin{cases} J_1 \ddot{\phi}_1 = k(\phi_2 - \phi_1) + d(\dot{\phi}_2 - \dot{\phi}_1) + k_I \cdot u + \gamma \\ J_2 \ddot{\phi}_2 = k(\phi_1 - \phi_2) + d(\dot{\phi}_1 - \dot{\phi}_2) \end{cases}$$

där

k = fjäderkonstant

d = dämpningskonstant

ϕ = vinkel

$\dot{\phi}$ = vinkelhastighet = ω

J = masströghet

u = insignal till motorn

γ = störmoment

$$\ddot{\varphi}_1 = \frac{1}{J_1} \{ k(\varphi_2 - \varphi_1) + d(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_1) + k_2 u + v \}$$

$$\ddot{\varphi}_2 = \frac{1}{J_2} \{ k(\varphi_1 - \varphi_2) + d(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2) \}$$

Inför tillstånden

$$x_1 = \varphi_1 - \varphi_2$$

$$x_2 = \frac{\omega_1}{\omega_0} =$$

$$x_3 = \frac{\omega_2}{\omega_0}$$

$$\text{där } \omega_0 = \sqrt{\frac{k(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$$

$$\Rightarrow \frac{dx_1}{dt} = \omega_1 - \omega_2$$

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{\ddot{\varphi}_1}{\omega_0} = \frac{1}{J_1 \omega_0} \{ k(\varphi_2 - \varphi_1) + d(\dot{\varphi}_2 - \dot{\varphi}_1) + k_2 u + v \}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{\ddot{\varphi}_2}{\omega_0} = \frac{1}{J_2 \omega_0} \{ k(\varphi_1 - \varphi_2) + d(\dot{\varphi}_1 - \dot{\varphi}_2) \}$$

$$\frac{k}{J_2 \omega_0} (\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{J_1}{J_1 + J_2} (\varphi_1 - \varphi_2) \frac{k(J_1 + J_2)}{J_1 J_2} \cdot \frac{1}{\omega_0} = \frac{J_1 (\varphi_1 - \varphi_2) \omega_0}{J_1 + J_2}$$

Pss blir

$$\frac{k}{J_1 \omega_0} (\varphi_2 - \varphi_1) = \frac{J_2 (\varphi_2 - \varphi_1) \omega_0}{J_1 + J_2}$$

$$\Rightarrow \frac{dx_2}{dt} = - \frac{J_2 (\varphi_1 - \varphi_2) \omega_0}{J_1 + J_2} + \frac{d}{J \omega_0} (\omega_1 - \omega_2) + \frac{k_2}{J_1 \omega_0} u + \frac{v}{J_1 \omega_0}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{J_1}{J_1 + J_2} (\varphi_1 - \varphi_2) - \frac{d}{J_2 \omega_1} (\omega_1 - \omega_2)$$

1 matris-lem!

$$\frac{dx}{dt} = \omega_0 \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ \alpha_1 & -\beta_1 & \beta_1 \\ \alpha_2 & \beta_2 & -\beta_2 \end{bmatrix}}_A x + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \gamma \\ 0 \end{bmatrix}}_B u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \delta \\ 0 \end{bmatrix}}_V$$

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_C x \quad \text{d\u00e5 man m\u00e4ter } u_2$$

om man m\u00e4ter u_1 , s\u00e4lled blir

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x$$

$$\text{d\u00e5r } \alpha_2 = \frac{J_1}{J_1 + J_2} \quad \alpha_1 = \alpha_2 - 1$$

$$\beta_1 = \frac{d}{J_1 \omega_0}$$

$$\beta_2 = \frac{d}{J_2 \omega_0}$$

$$\gamma = \frac{k_I}{J_1 \omega_0}$$

$$\delta = \frac{1}{J_1 \omega_0}$$

\u00c5verf\u00f6ringsfunktionen blir

$$G(s) = C \{sI - A\}^{-1} B$$

$$(sI - A) = \begin{bmatrix} s & -w_0 & w_0 \\ -\alpha_1 w_0 & s + \beta_1 w_0 & -\beta_1 w_0 \\ -\alpha_2 w_0 & -\beta_2 w_0 & s + \beta_2 w_0 \end{bmatrix}$$

$$[sI - A]^{-1} =$$

$$\frac{1}{\det[sI - A]} \begin{bmatrix} (s + \beta_1 w_0)(s + \beta_2 w_0) - \beta_1 \beta_2 w_0^2 & w_0(s + \beta_2 w_0) - \beta_2 w_0 & \beta_1 w_0^2 - w_0(s + \beta_1 w_0) \\ \alpha_1 w_0(s + \beta_2 w_0) + \alpha_2 \beta_1 w_0^2 & s(s + \beta_2 w_0) + \alpha_2 w_0^2 & s\beta_1 w_0 - \alpha_1 w_0^2 \\ w_0^2 \alpha_1 \beta_2 + \alpha_2 w_0(s + \beta_1 w_0) & s\beta_2 w_0 + \alpha_2 w_0^2 & s(s + \beta_1 w_0) - \alpha_1 w_0^2 \end{bmatrix}$$

$$C[sI - A]^{-1} =$$

1) da $C = [0 \ 0 \ w_0]$

$$\frac{1}{\det A} \left[w_0^2 (\alpha_1 \beta_2 w_0 + \alpha_2 (s + \beta_1)) \quad w_0^2 (s\beta_2 + \alpha_2 w_0) \quad w_0 [s(s + \beta_1 w_0) - \alpha_1 w_0^2] \right]$$

2) da $C = [0 \ w_0 \ 0]$

$$\frac{1}{\det[sI - A]} \left[w_0^2 ((s + \beta_2 w_0) - \beta_2 w_0) \quad w_0 (s(s + \beta_2 w_0) + \alpha_2 w_0^2) \quad w_0^2 [s\beta_2 + \alpha_2 w_0] \right]$$

$$\det(sI - A) = s^3 + s^2(\beta_1 w_0 + \beta_2 w_0) + s w_0^2 (\alpha_2 - \alpha_1)$$

1) da $C = [0 \ 0 \ w_0]$ blir

$$G(s) = \frac{\cancel{w_0^2} (s\beta_2 + \alpha_2 w_0)}{s^3 + s^2(\beta_1 w_0 + \beta_2 w_0) + s w_0^2}$$

2) da $C = [0 \ w_0 \ 0]$ blir

$$G(s) = \frac{\cancel{w_0} (s(s + \beta_2 w_0) + \alpha_2 w_0)}{s^3 + s^2(\beta_1 + \beta_2) w_0 + s w_0^2}$$

(-23)

$$\text{S\u00e4lles } J_1 = 10/9 \quad J_2 = 10$$

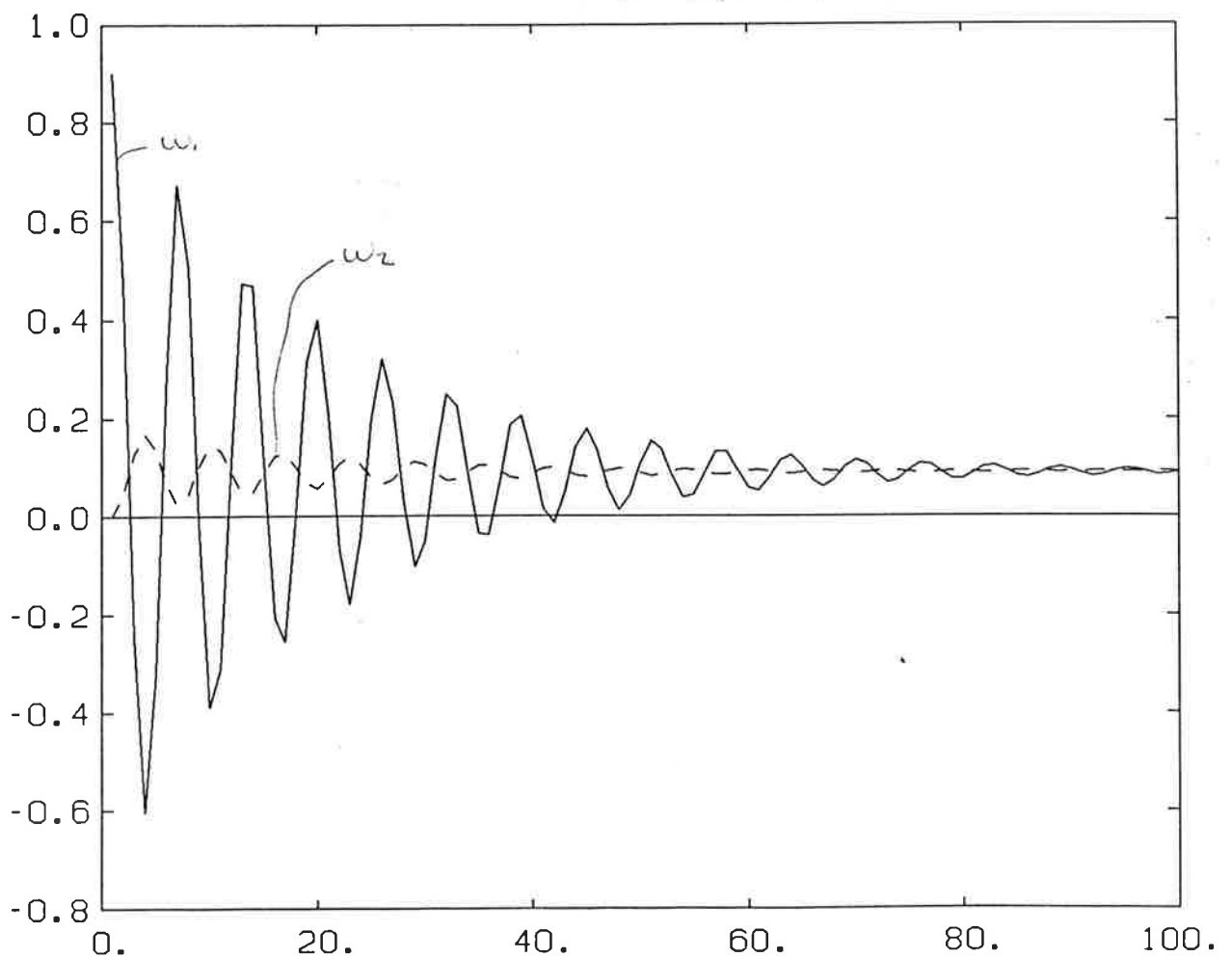
$$k_1 = 1 \quad k_2 = 1$$

$$d = 0.1$$

f\u00f6r man ett system med svagt d\u00e4mpade poler, dvs poler n\u00e4ra enhetscirkeln

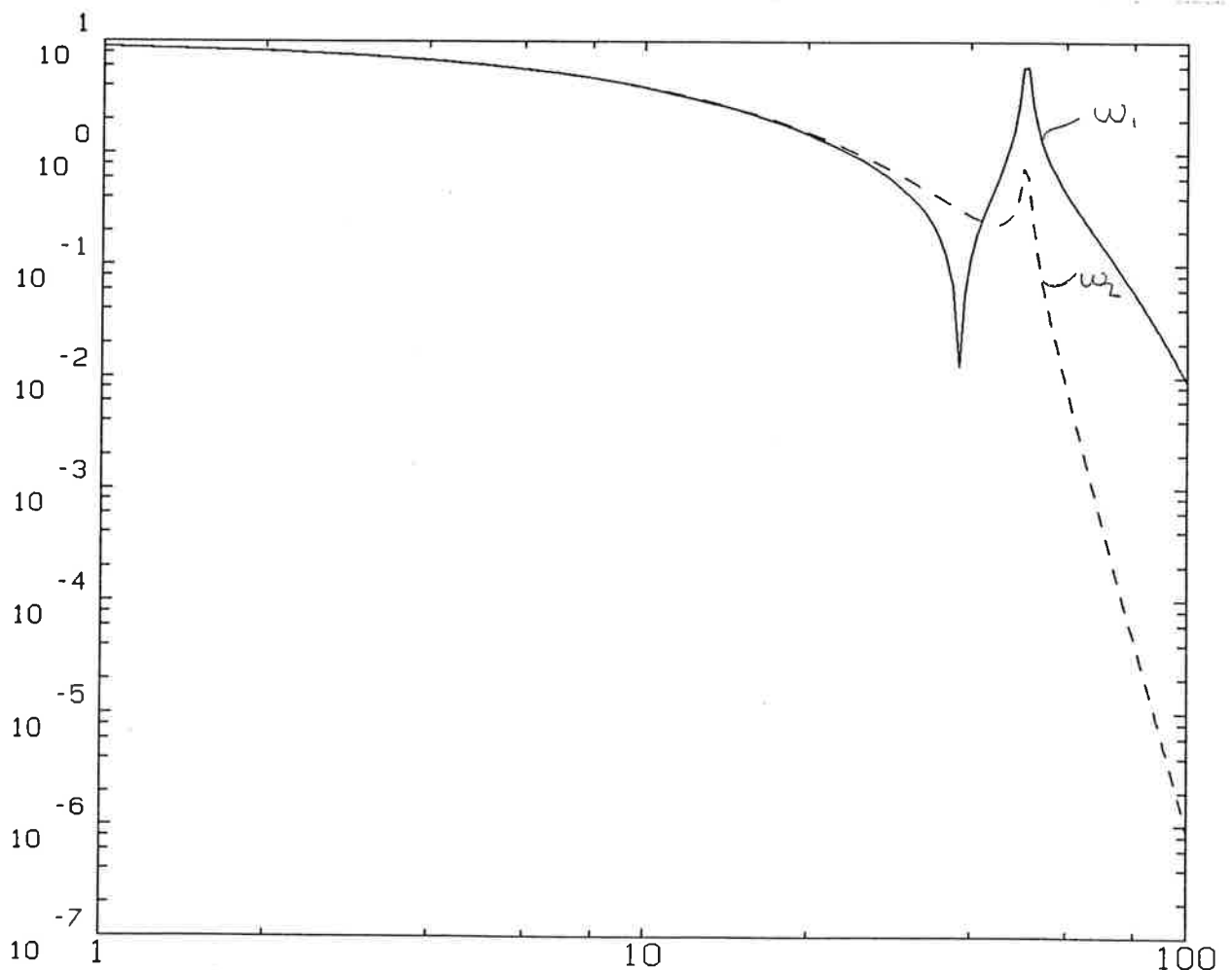
Systemet f\u00e4r ett nollst\u00e4lle i -10 ,
ett polst\u00e4lle i 0 , ett polst\u00e4lle i $-0,05 + 0,999i$
och ett i $-0,05 - 0,999i$.

D\u00e5 man ser p\u00e5 impulsvarret f\u00f6r givna v\u00e4rden
och studerar det, dels d\u00e5 man m\u00e4ter
p\u00e5 w_2 och dels p\u00e5 w_1 , finner man att
systemet sv\u00e4nger kraftigare d\u00e5 man m\u00e4ter w_1 .

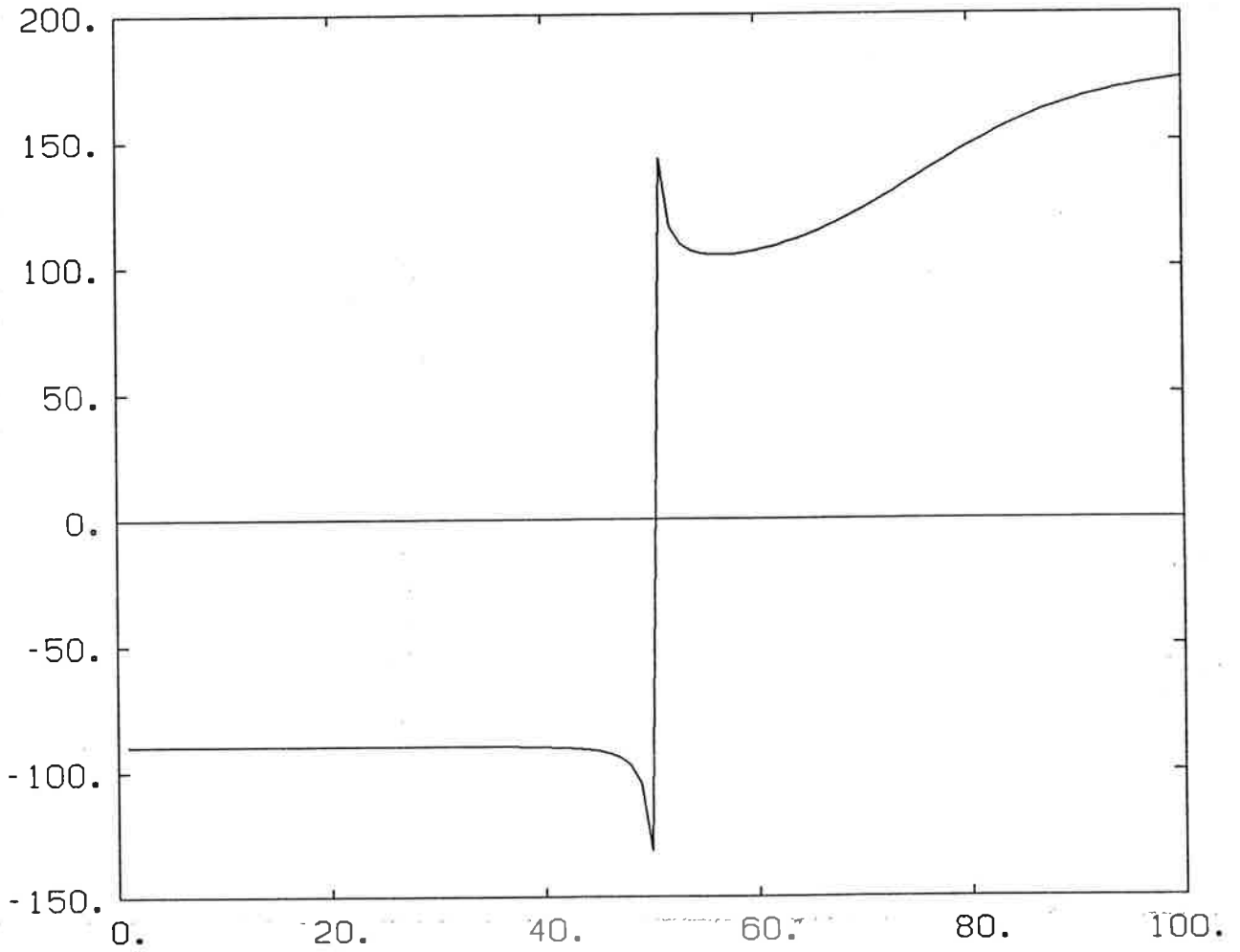


Det svagt dämpade systemet har dämpningen $\zeta = 0,5$ och egen frekvensen $\omega_n = 1 \text{ rad/s}$.

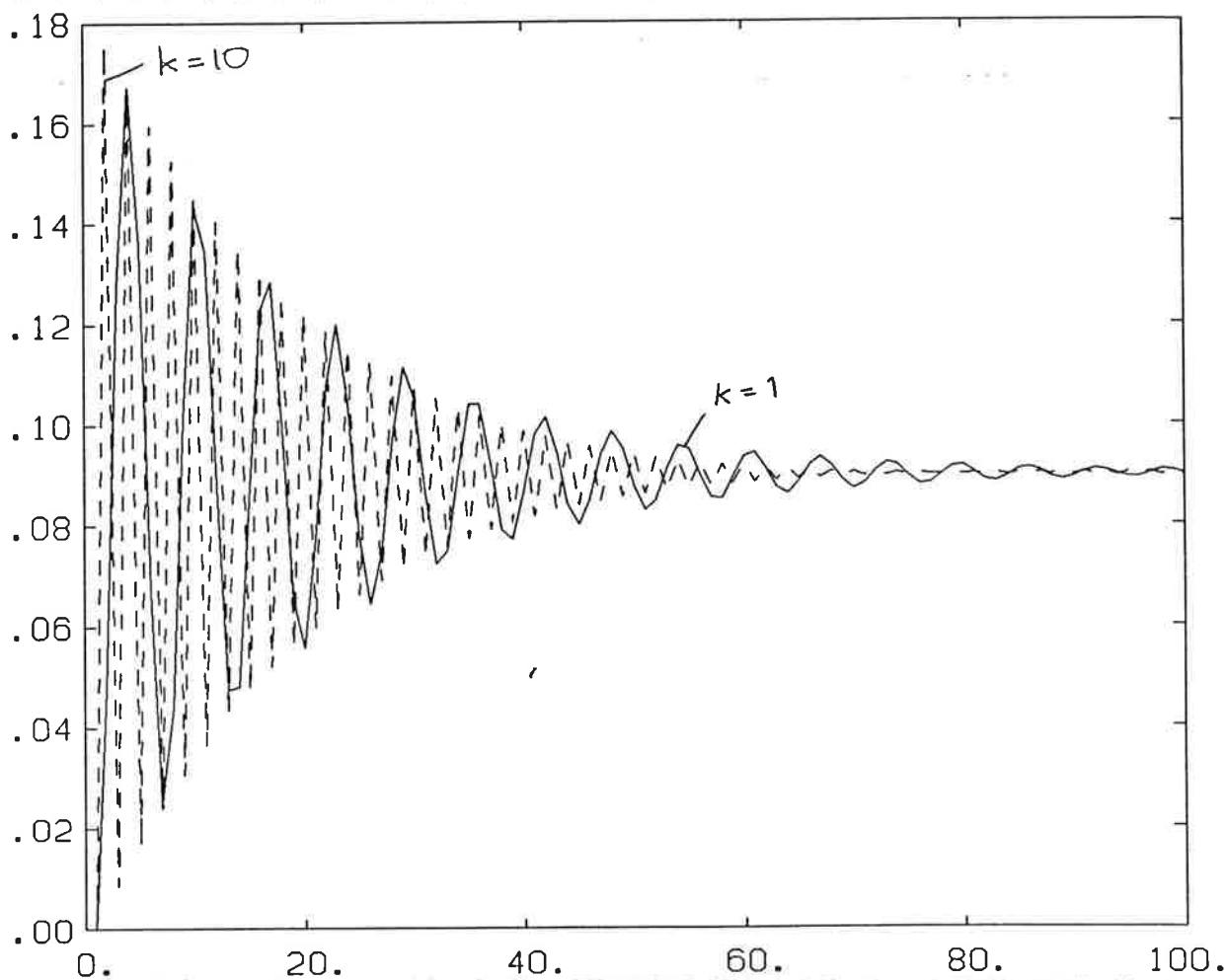
I Bode diagrammet nedan ser man att där är en nock i slutändan på kurvan. Nocken är betydligt kraftigare då vi mäter på ω_1



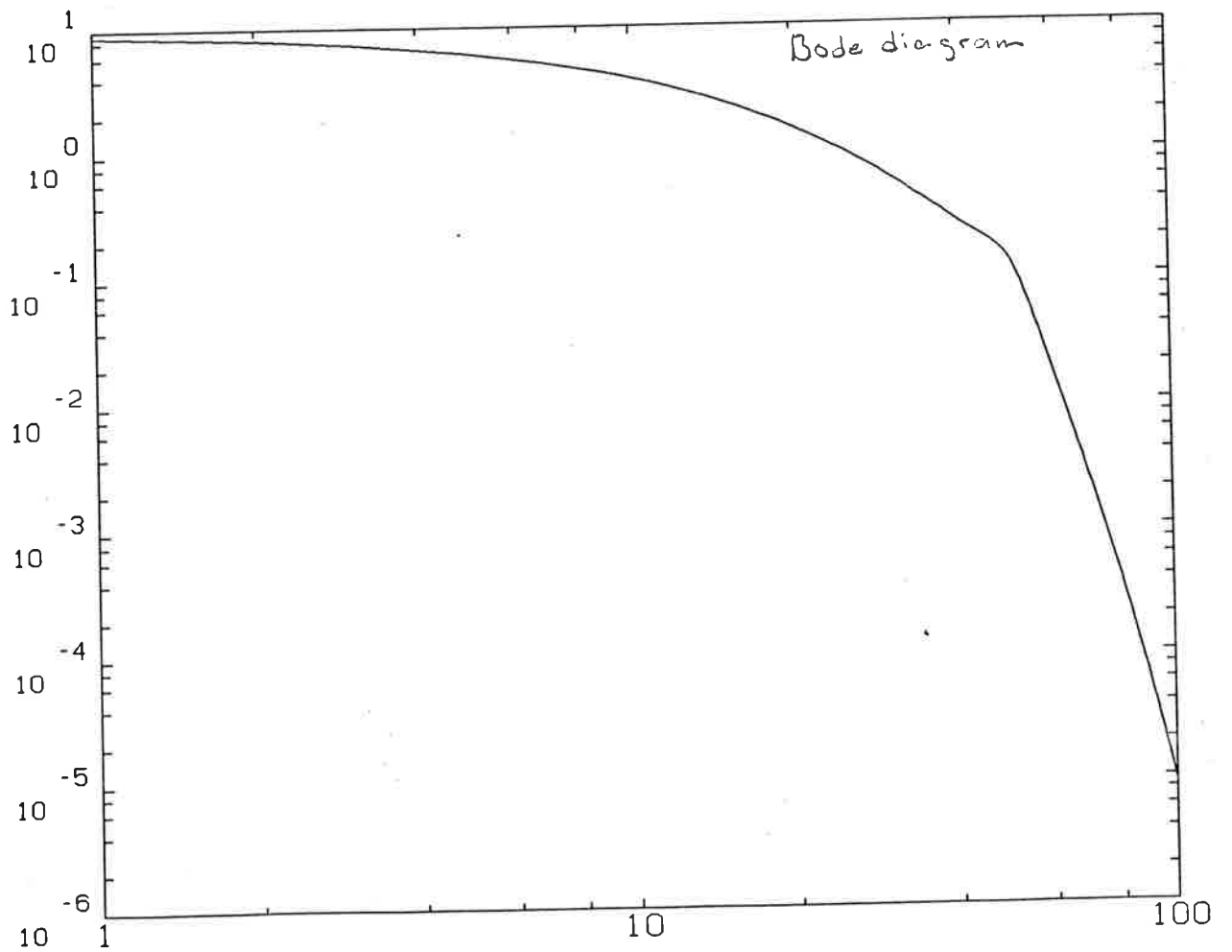
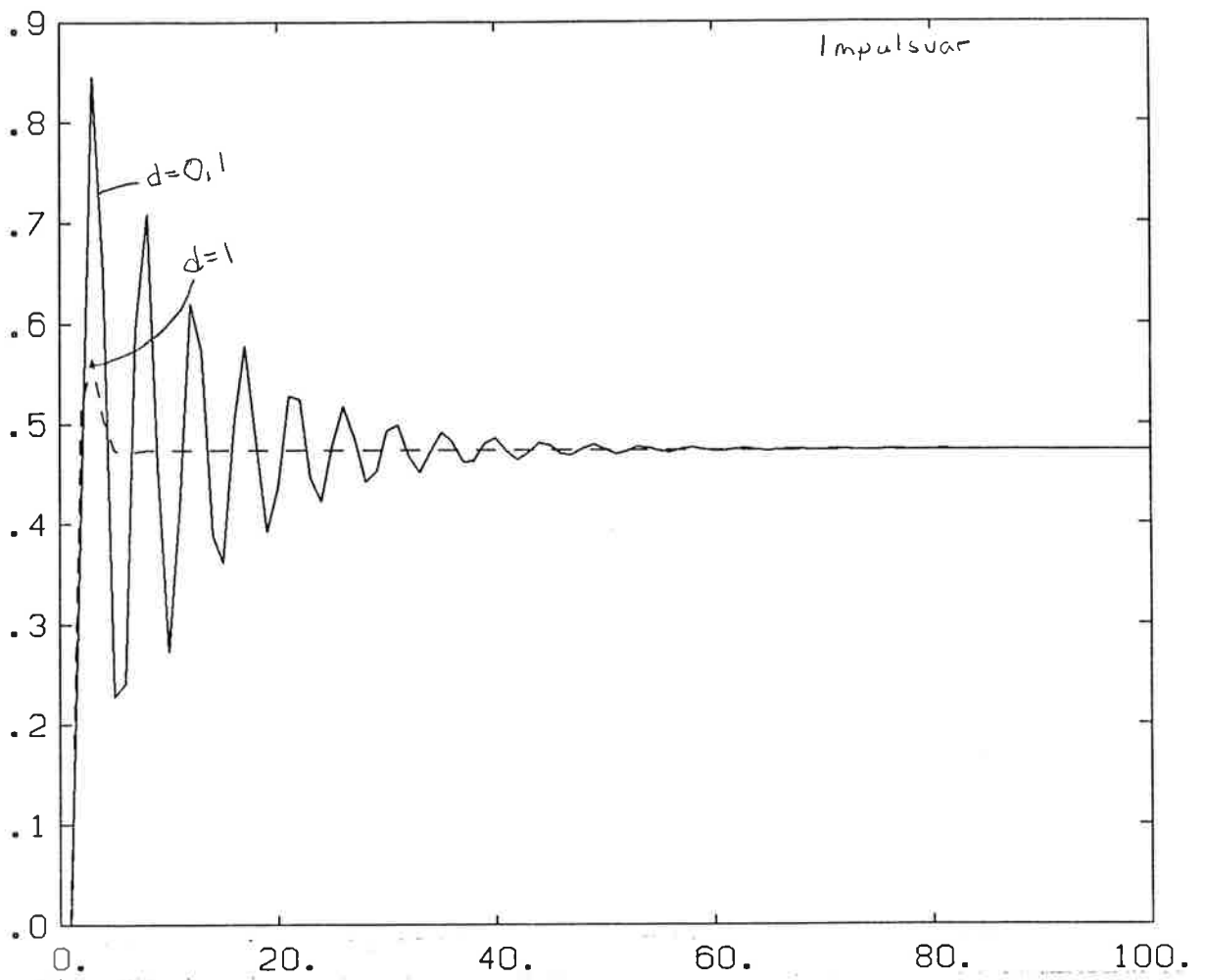
fasen ser ut på följande sätt.



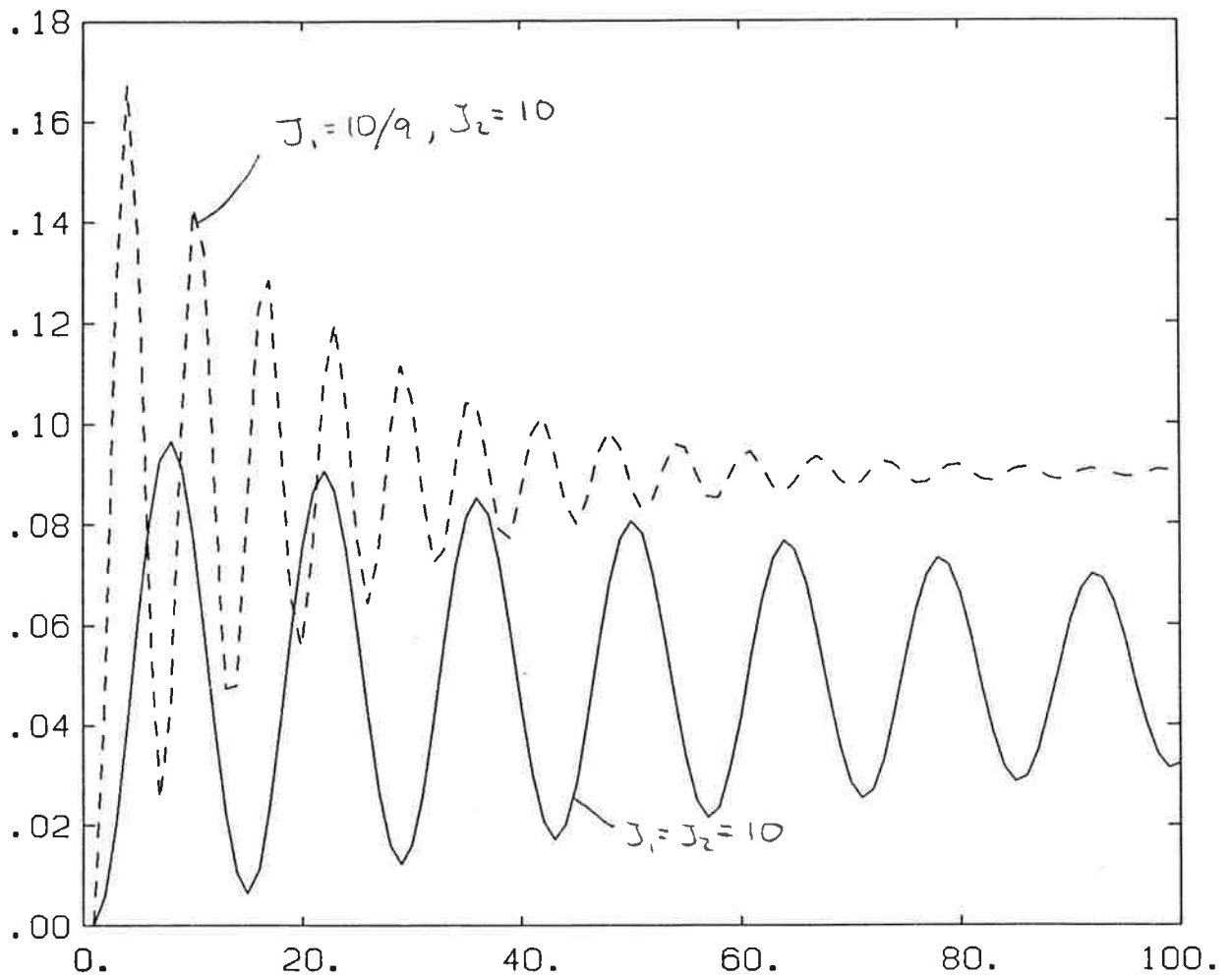
Då vi fortsätter att mäta på ω_z och varierar fjäderkonstanten, märks det att axeln slår fram och tillbaka för höga värden på fjäderkonstanten.



Om man vidare ändrar på dämpningskonstanten λ till 1 istället för 0.1, då försvängningarna ut fortare, dessutom blir den första svängningen ej så kraftig. (se fig nästa sida)



Ändrar man på J_1 eller J_2 kommer också impulssvaret att ändras. Sätter man t.ex. $J_1 = J_2 = 10$ kommer det ta längre tid innan slängarna dör ut, vinkel felet lägger sig dock på en lägre nivå.



För att bli av med de kraftiga slängarna inkopplas ett andra ordningens filter av typen

$$G_1 = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\zeta\omega_f s + \omega_f^2}$$

Detta medför en total överföringsfunktion, då $\zeta = 0,7$

$$G_{\text{tot}} = \frac{(\gamma\omega_0\beta_2 s + \gamma\omega_0^2\alpha_2)\omega_f^2}{s(s^2 + s\omega_0(\beta_1 + \beta_2) - \omega_0^2)(s^2 + 1,4\omega_f s + \omega_f^2)}$$

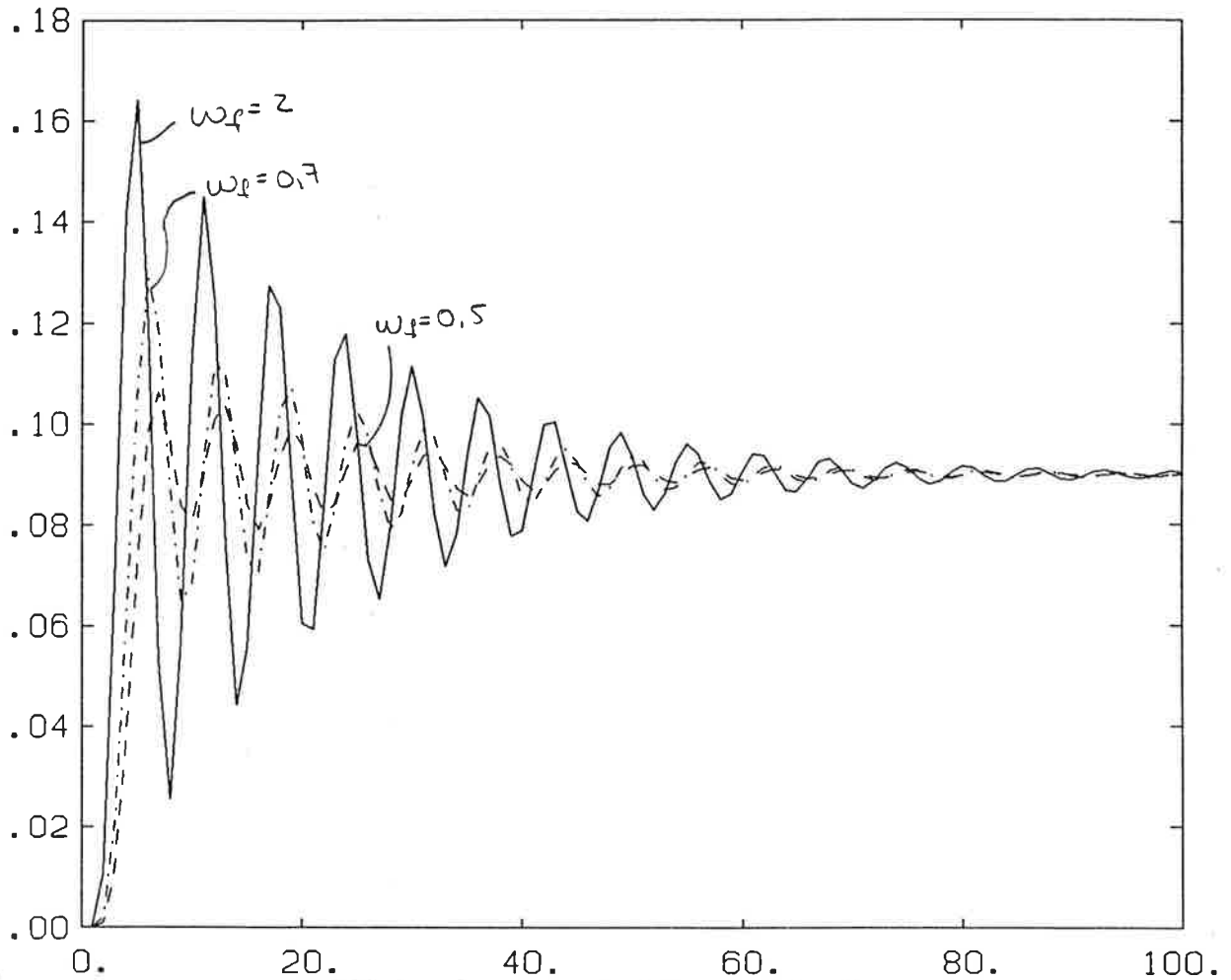
$$G_{\text{tot}} = \frac{\overbrace{\gamma\omega_0\beta_2\omega_f^2}^{b_4} s + \overbrace{\gamma\omega_0^2\alpha_2\omega_f^2}^{b_5}}{s^5 + \underbrace{s^4(1,4\omega_f + \omega_0(\beta_1 + \beta_2))}_{a_3} + \underbrace{s^3(\omega_f^2 + \omega_0(\beta_1 + \beta_2)\omega_f - 1,4\omega_0^2)}_{a_2} + \underbrace{s^2(\omega_0\omega_f^2(\beta_1 + \beta_2) + 1,4\omega_f\omega_0^2)}_{a_1} + \underbrace{s(\omega_0^2\omega_f^2)}_{a_4}}$$

Överföringsfunktionen kan skrivas om till en observerbar tillståndsekvation

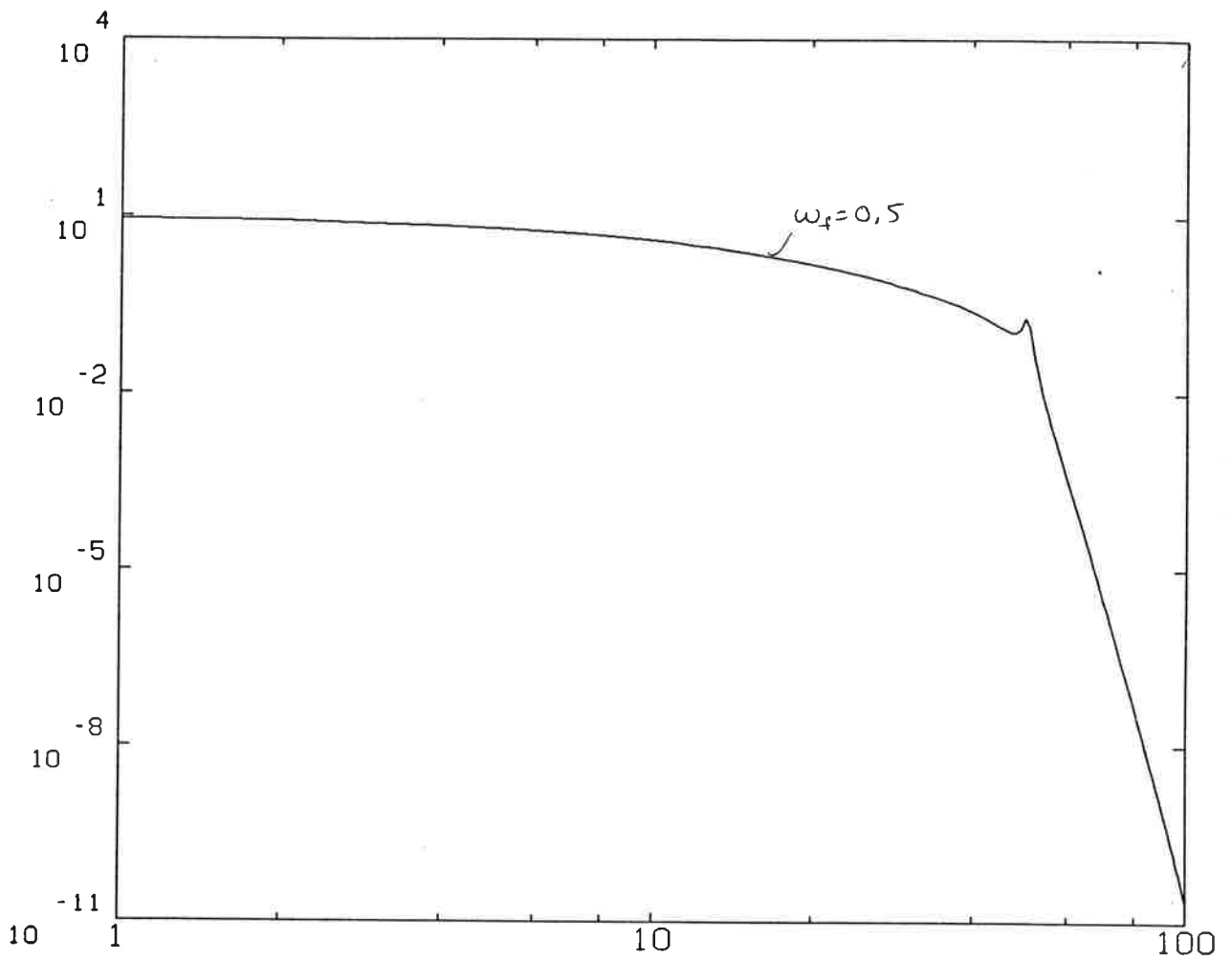
$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_3 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_4 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_4 \\ b_5 \end{bmatrix} u$$

$$y = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] x$$

Då vi varierar ω_f och ser på impulsvariet ser vi att slängarna är kraftigast för $\omega_f = 2$.
sätter man $\omega_f = 0,5$ blir slängarna betydligt mindre



Bode diagrammen för följande utseende



Vårt fortsatta examensarbete kommer att bestå i att placera polerna enligt den metod som står beskriven i Computer Controlled Systems kap 10. Vi kommer att analysera vad olika polplaceringar kommer att innebära för systemet

Undersökning av regulatorer för
reglering av process med kraftigt
varierande mass tröghetsmoment

Utfört (5%) av:

Anders Nilsson M81

Kjell Petersson M81

Handledare:

(95% av arbetet)

Rolf Johansson

Datum:

Lund 850515

Innan vi går vidare med rapporten ber vi att
från våra intresserade läsare och (framförallt)
rapportskrivarna framföra vårt varma tack
till handledaren Rolf Johansson, utan vars
hjälp och idéer undertecknade ej hade
kunnat utföra detta projekt.

Kjell Peters

Anders Olsson

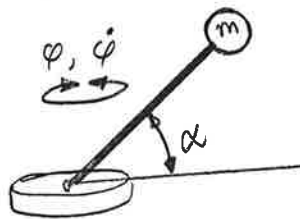
Inne hålls förteckning

sid

- Sammanfattning 1
- Resten 2

Sammanfattning

I denna rapport har undersökts olika sätt att lösa servoproblemet för processer med kraftigt varierande tröghetsmoment. Den simulerade processen kan tänkas vara en robot, där armens rörelse orsakar variation i tröghetsmomentet. Variationen är i storleksordning 100.



Adaptiv reglering av såväl Gain-Scheduling typ som modell-referens-metoden har undersökts.

Dubbla reglerloopar har använts, en för hastighet och en för läge.

I hastighetsloopen är en konstant (hög) förstärkning att föredraga, då den eliminerar motorns dynamik till stor del.

I lägesloopen bör en PID-regulator användas.

En konstant inställd regulator reglerar hjälpligt upp till $\frac{J_{\max}}{J_{\min}} \approx 20$. Vid större variationer krävs en adaptiv regulator.

Ett annat sätt att få ned variationen i
tröghetsmoment, är att förse motorns
utgående axel med en växellåda.

Är växellådans utväxling N kommer

motorn att "känna av" tröghetsmomentet

$\frac{1}{N^2} J$. Används då en överdimensionerad

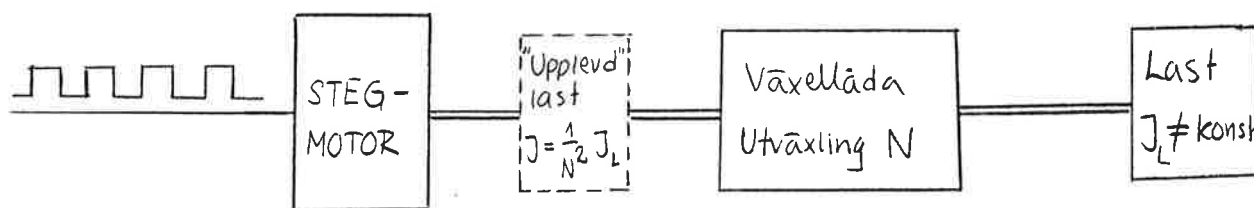
motor (vilket är vanligt i dagens robotar bla)

inverterar variationen i J ej märkbart.

ÖVERDIMENSIONERADE STEGMOTORER

Om en tillräckligt "stark" stegmotor används och man aldrig överbelastar densamma eller överskrider maximalt tillåten acceleration, kan (rent principiellt sett) behovet av reglering helt bortfalla.

Genom att ha kontroll över pulsningen till motorn vet man samtidigt dess position. Ett sätt att få en tillräckligt "stark" stegmotor är att försä den med en växellåda. Om växellådan har utväxling N minskar tröghetsmomentet av lasten "sett" från motorn proportionellt mot $\frac{1}{N^2}$.



Denna typ av styrning används (outtagligen) inte alls i praktiken för robotar, då det är svårt att garantera motorns följsamhet. Dessutom bör, som bekant, ett styrt tillstånd alltid mätas, vilket är lätt just i detta fall.

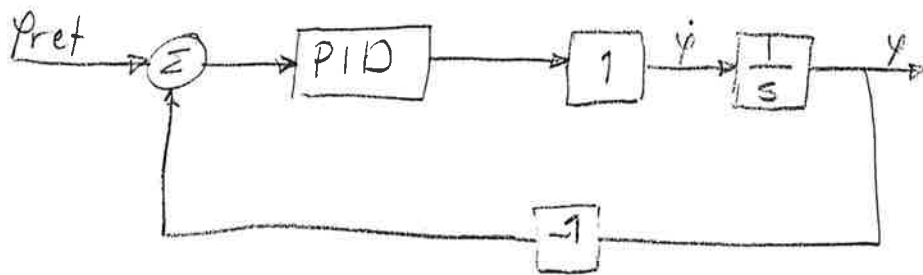
PID-reglering

Motorn med variabelt tröghetsmoment regleras med en inre och en yttre loop.

I inner loopen finns en P-regulator.

Om man återkopplar hårt så försvinner dynamiken i motorn och vi får överföringsfunktionen för den återkopplade kretsen $G \approx 1$.

I dessa sammanhang visade det sig att det räcker med förstärkningen $K_p \approx 10$ för att få antaga $G = 1$. Vi får då följande system:



Utläret visar att någon ändring av PID-parametrarna i regulatorn ej är nödvändigt efter det att man ställt in regulatorn en gång. Någon adaptiv regulator eller dess variant är då ej nödvändig.

nu till verkligheten.

Om någon adaptiv regulator ej skulle vara nödvändig med för detta att vårt projekt skulle avslutas här. Detta skulle ur arbetssynpunkt vara orättvist mot övriga projekt i kursen.

Enligt lagen om alla lärares djävlighet och illdådiga baktanke kan så ej vara fallet. Vår slutledningsförmåga (≈ 0) säger oss att en adaptiv regulator måste ingå i systemet.

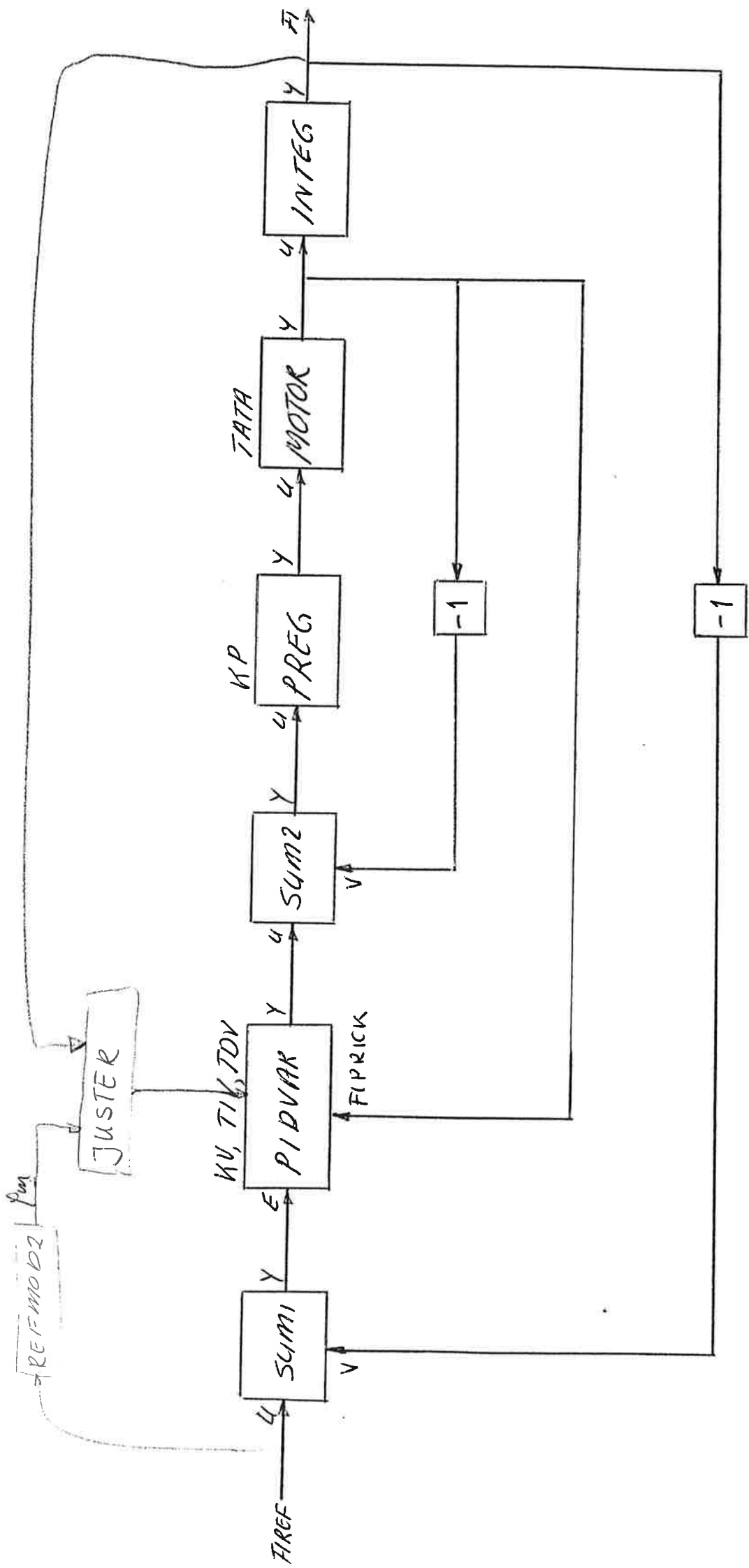
Således:

Vi har gällt tillvägagång på två sätt:
dels justera parametern k_i i inre regulatorloopen, dels justera parametern k_o i yttre regulatorloopen.

Vidare har vi för uppskattning av parametern k använt en tabellmetod "Gain Scheduling" dels en adaptiv regulator "MRAS".

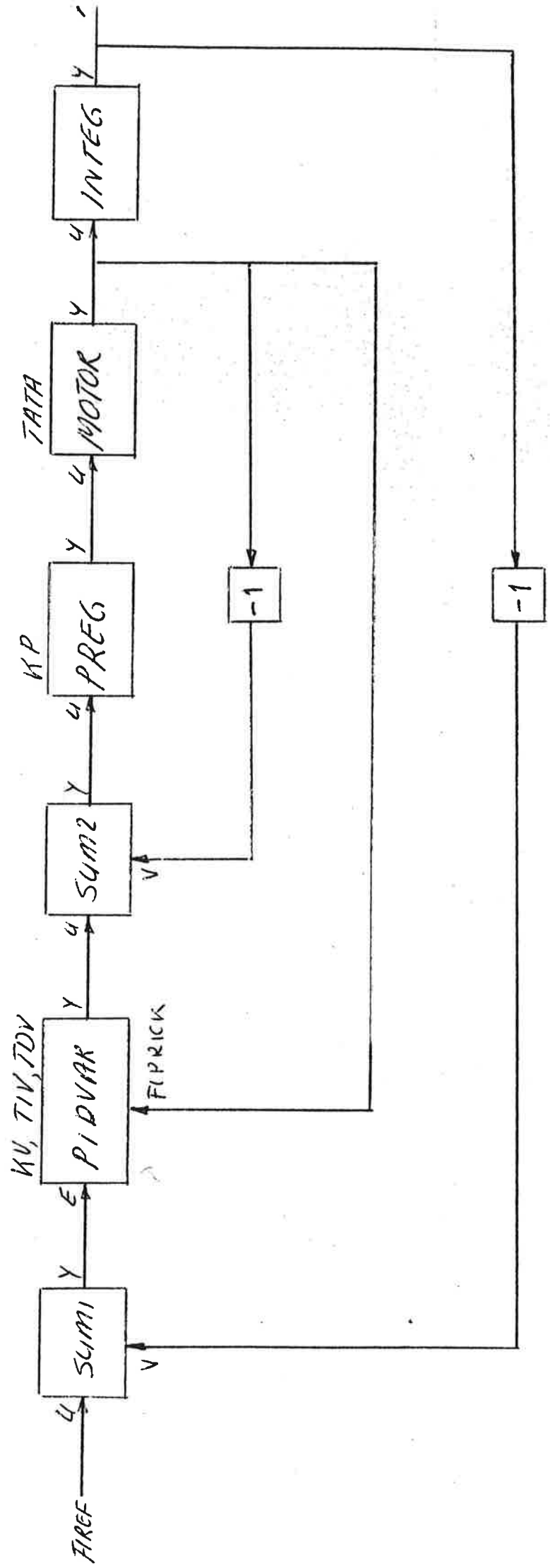
koppling för adaptiv reglering

RES PREG



RES PREG Kopping for Gain Scheduling

RESCHAP2 TATA



Här behandlas först justering av förstärkningsparameter i ytterloopen med hög förstärkning i innerloopen:

Tabellmetod:

Det visade sig att samma inställning på den yttre regulatorn och med förstärkningen $K_i = 10$ ger samma stegsvar vid såväl stort som litet masströghetsmoment på motorn.

Det som skiljer sig markant är insignalen till motorn, styrsignalen är mycket ryckig då vi har lågt tröghetsmoment på motorn.

Den adaptiva regulatorn behandlas enligt

$$\text{"MIT"-regeln dvs } \frac{d\theta}{dt} = k \cdot e \cdot \text{grade}$$

där θ = regulatorns variabla parametrar

e = reglerfelet

k = konstant

I vårt fall har vi bara en variabel parameter K_v .

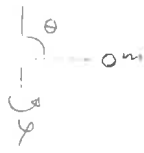
Vi får att $K_v = k \cdot e \cdot y_m$ där

y_m = utsignalen från antagen referensmodell.

I följande diagram visas stegsvar och insignaler till motorn vid olika mass-tröghetsmoment för adaptiv reglering resp. vid PID-reglering.

Därefter följer program för körning i SIMNON för adaptiv regulator resp PID-reglering.

$$\theta = 90^\circ$$



J = stort

$$K_I = 10$$

$$K_y = 1,5$$

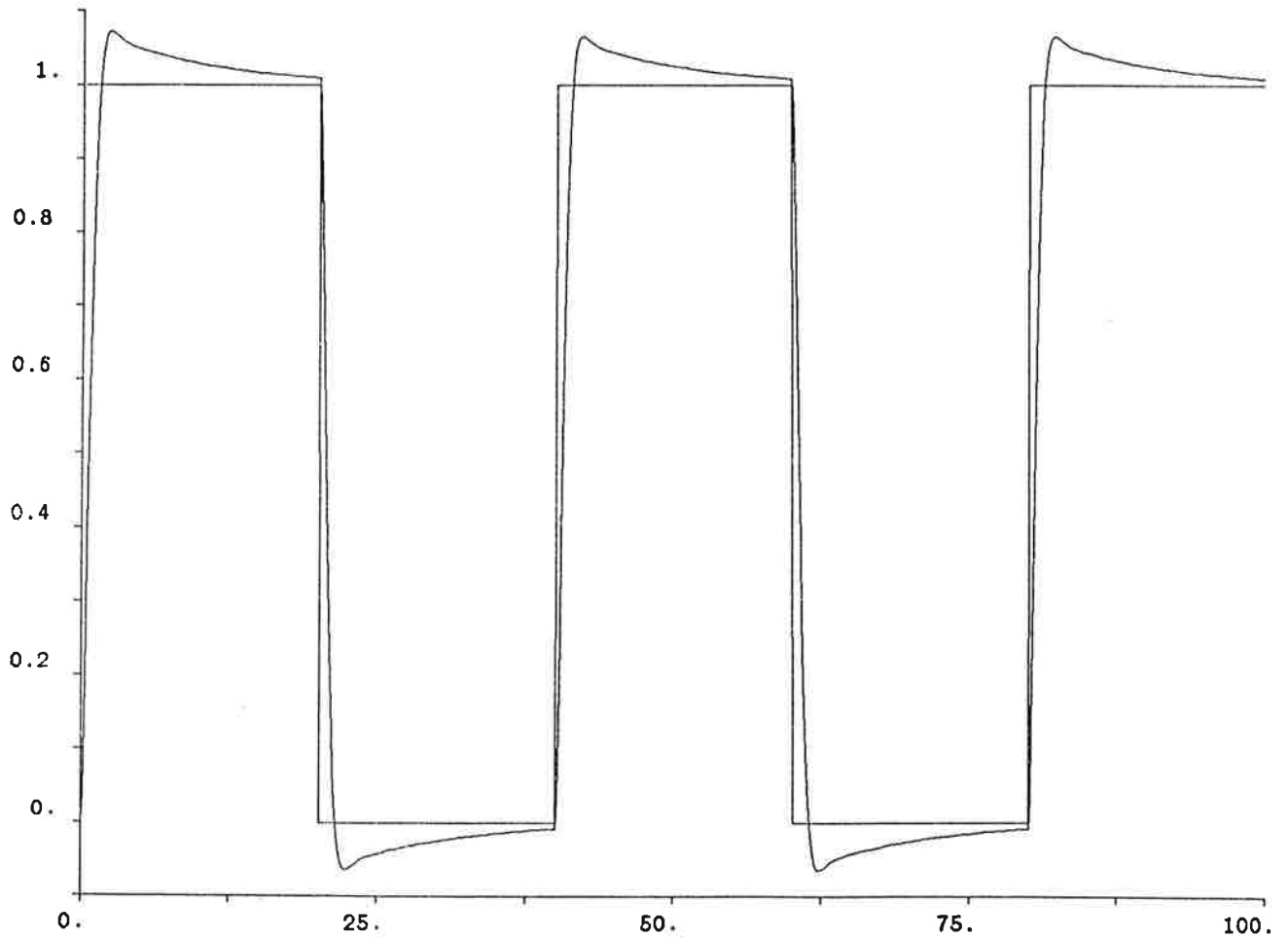
$$T_I = 10$$

$$T_D = 0$$

Diagrammet visar stegsvaret från motorn.

05.14 - 19:28:30 nr: 2

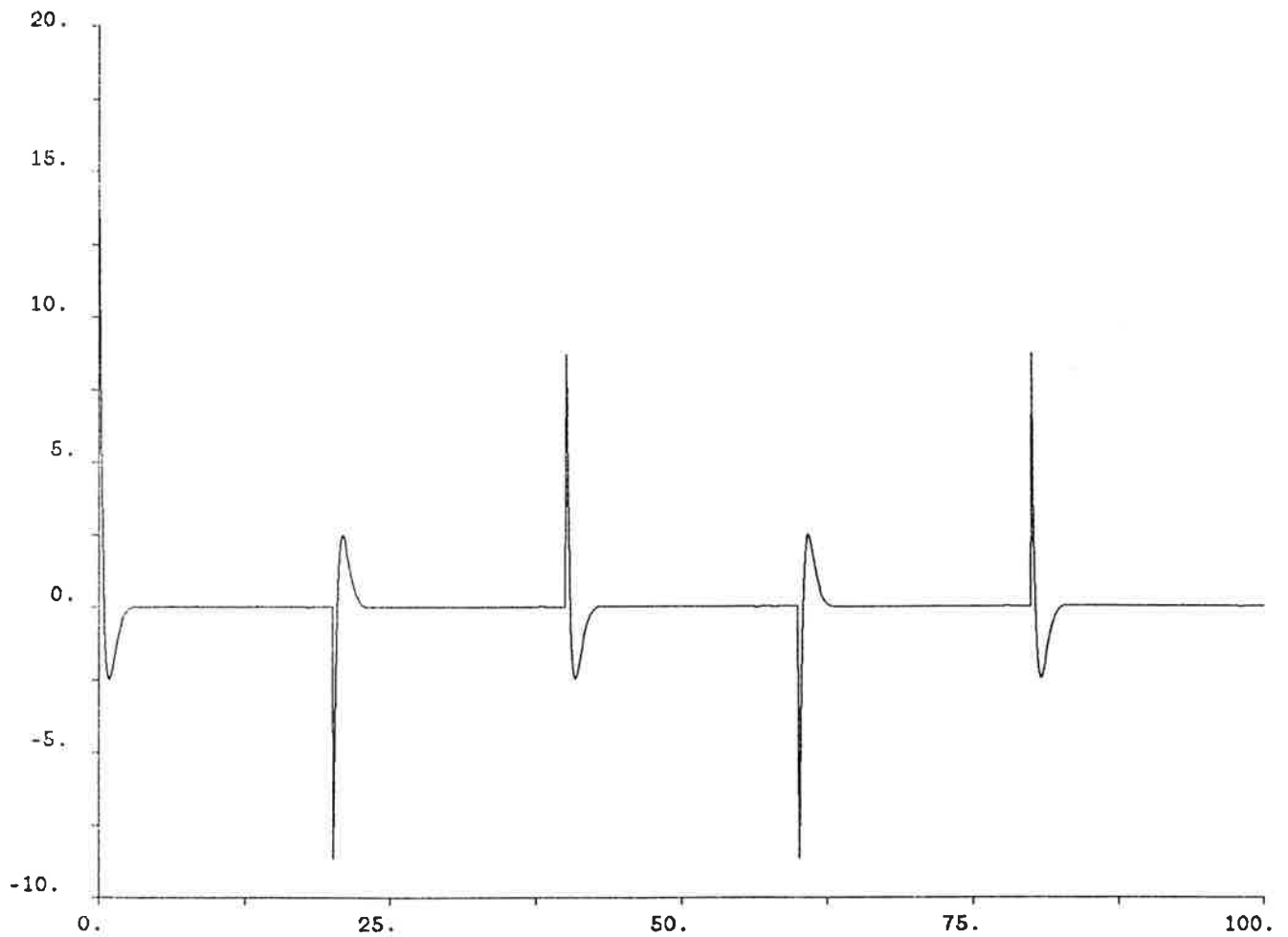
HCOPI



$$\theta = 90^\circ$$

Diagrammet visar insignalen till motorn vid pålagt stegsvar.

05.14 - 19:28:02 nr: 1
HCOPY



$$\theta = 0^\circ \quad J = \text{litet}$$

$$K_I = 10$$

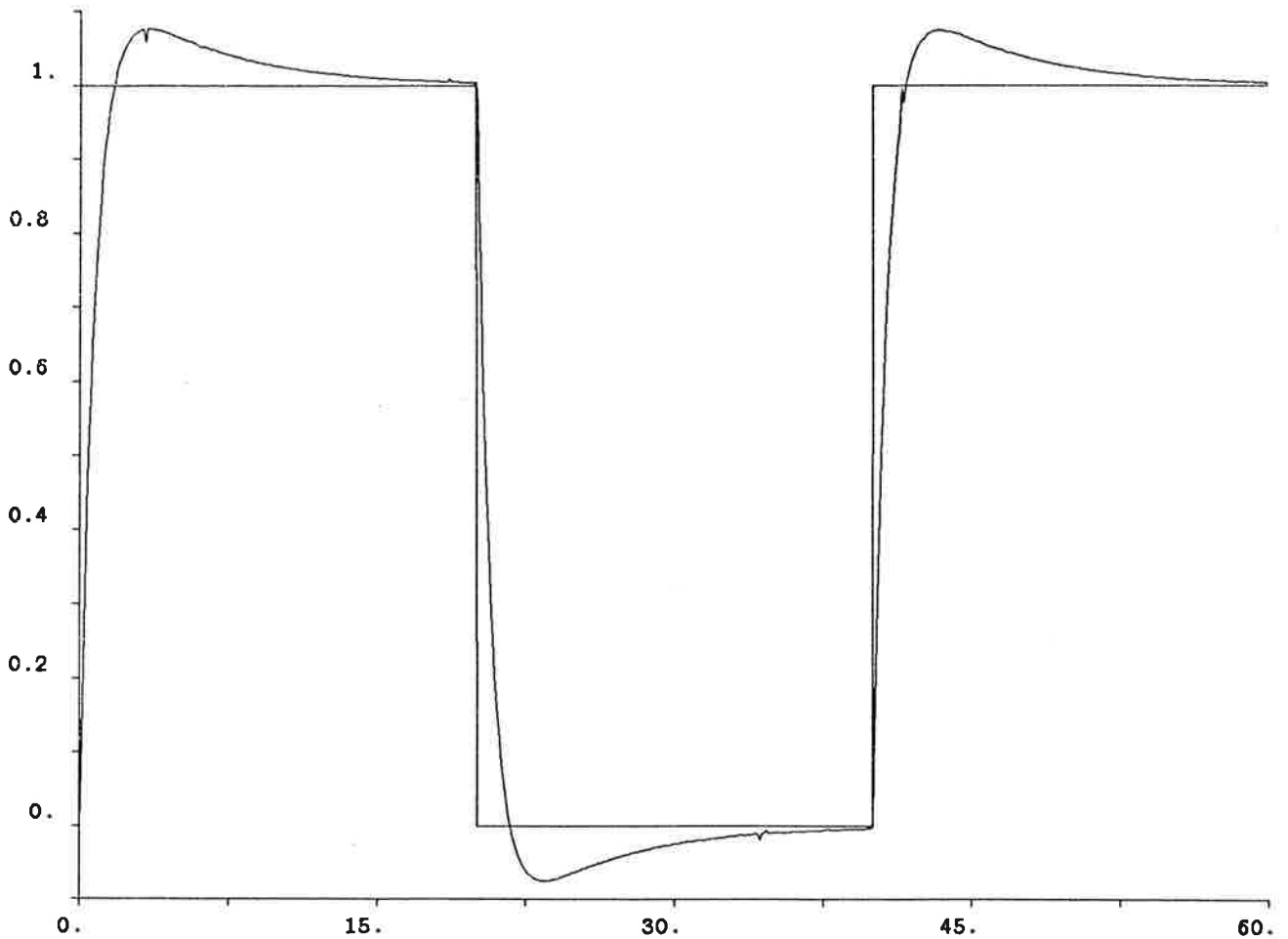
$$K_y = 1,5$$

$$T_I = 70$$

$$T_0 = 0$$

Diagrammet visar stegsvaret från motorn

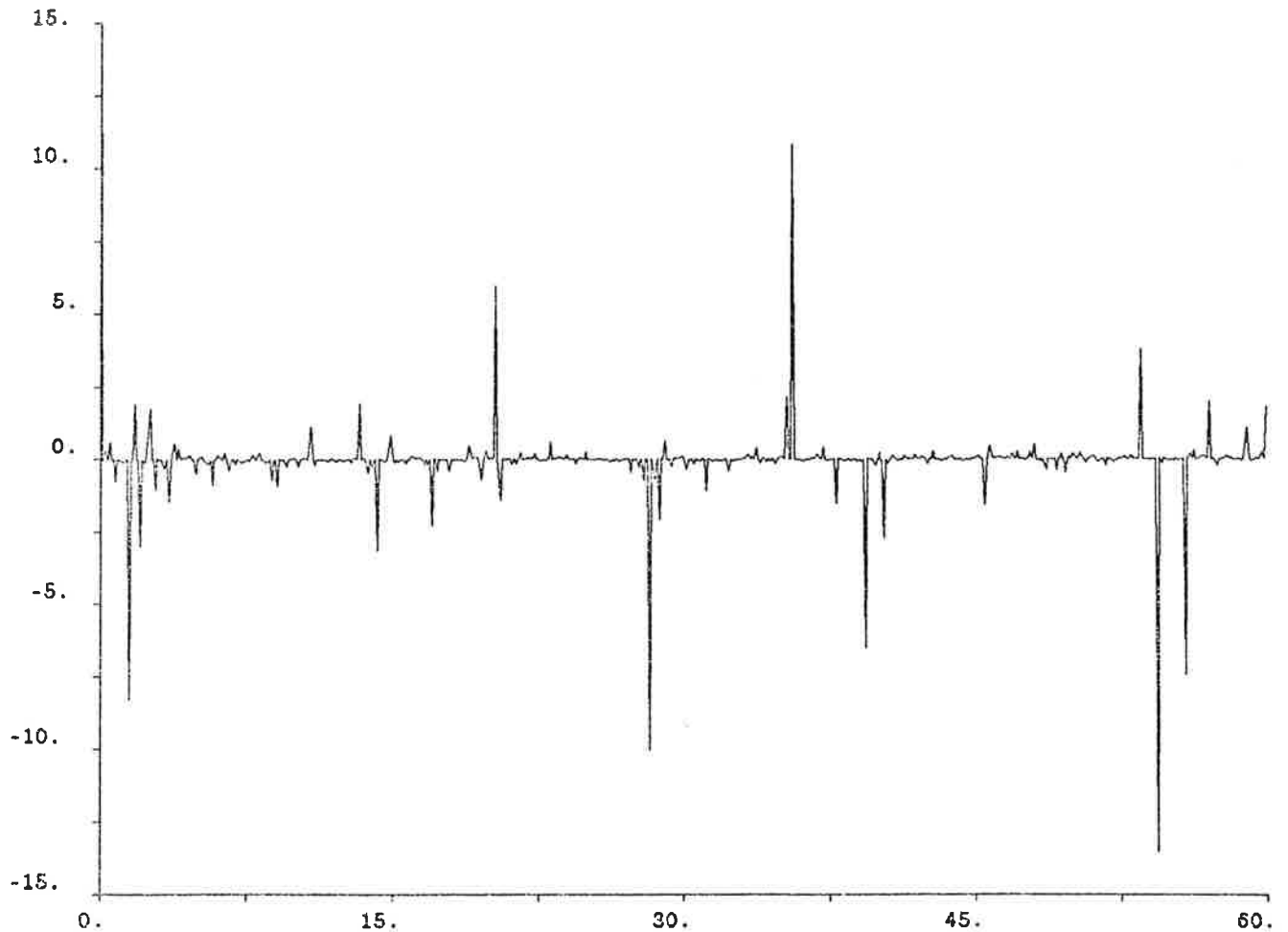
05.05.14 - 19:22:53 nr: 2
HCOFY



$\theta = 0^\circ$

Diagrammet visar insignalen till motorn vid
pålagt stegsvar

05.05.14 - 19:21:18 nr: 1
HCOFY



5. Simulation & Model Analysis

DETER - Deterministic Simulation
DSIM - Simulation with noise
FILT - Compute a filter system
RANPA - Compute a system with random coefficients
RESID - Compute residuals with statistical tests
SPTRF - Compute the frequency response of a transfer function

6. Identification

LS - Least Squares identification
ML - Maximum Likelihood identification
SQR - Least Squares data reduction
STRUC - Least Squares structure definition

7. Miscellaneous

DELET - Delete a file
FHEAD - Inspect and change file parameters
FTEST - Check existence of a file
TURN - Change program switch settings

8. Alphabetical Command List

Identifiering

Av de insamlade mätdata ska nu framtagas en matematisk modell för processen. Först skall man bestämma sig för vilken typ av modell man skall använda. Man kan ha parametriska eller icke parametriska modeller.

Parametriska modeller:

- t.ex.:
 - linjära modeller
 - olinjära — —
 - n-dimensionella modeller på tillståndsform.

Om vi har följande systemmodell

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

gäller det att skatta parametrarna i matriserna A , B och C .

Icke parametriska modeller:

- t.ex.
 - Korrelationsanalys
 - Spektralanalys

Korrelationsanalys: Genom att beräkna insignalens autokorrelationsfunktion $R_u(k)$ och korskorrelationsfunktion $R_{yu}(k)$ kan systemets impulsvar lösas ur följande:

$$R_{yu}(k) = \sum_{h=0}^{\infty} h(k) R_u(t-h)$$

Spektralanalys: Beräkna korspektrum mellan ut- och insignal $\phi_{yu}(\omega)$ och spektrum för insignal $\phi_u(\omega)$. Överföringsfunktionen förs ut

$$H(e^{i\omega}) = \phi_{yu}(\omega) / \phi_u(\omega)$$

Identifiering av hypotermienhet

För denna identifiering har använts programpaketet IDPAC. IDPAC ger möjlighet att beräkna en mängd olika funktioner av sina mätserier. I bilaga 1 ges en översikt av kommandona och dess innebörd.

Jag har valt att använda parametrisk modell, vilket kan göras antingen med Minsta-kvadratmetoden (LS) eller Maximum-likelihood-metoden (ML)

Då man inte vet hur brus och störningar ser ut i sina mätserier, kan LS-metoden ge grova felskattningar då den tar stor hänsyn till kraftigt avvikande mätvärde. Dessa mätdata kanske berodde på t.ex. mätfel. LS-metoden passar därför bäst som kurvpassning.

ML-metoden har däremot inte dessa egenskaper utan ger en bättre systemanpassning. Därför har jag valt att använda ML-skattning.

Vid ML-skattning användes följande modell:

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

där

A, B och C är polynom i bakått-operatoren q^{-1} .

Sista termen är en skattning av felet (brus).

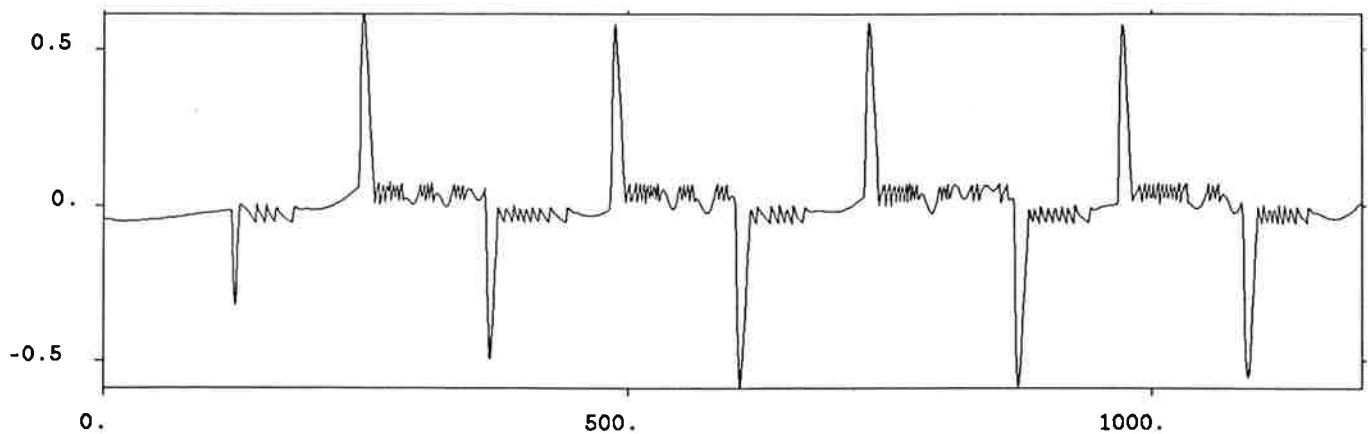
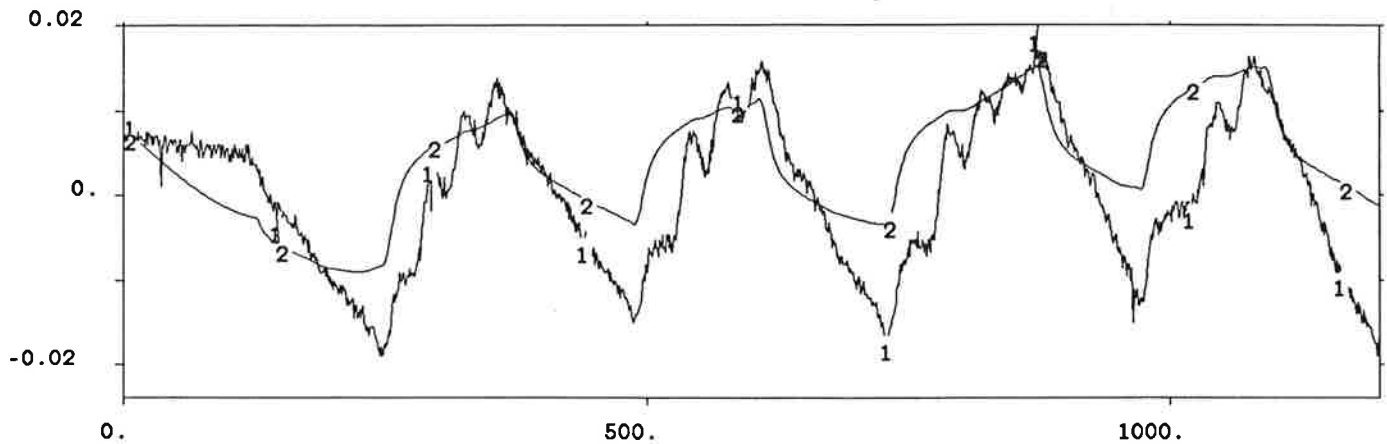
För att man hitta en bra modell får man man prova olika modellordningar och tittar då på hur förlustfunktioner artar sig vid växande ordningstal. För de olika ordningstalen kan man studera olika funktioner, bl.a. följande:

- Residualer; autokorrelation
korskorrelation med insignal
- Utsignal för modell med "verklig" insignal
och jämföra med "verklig" utsignal.
- Spektrum för; residualer
insignal
utsignal
:

Misstänker man att det förekommer tidsfördröjningar provas att göra ett olika antal förskjutningar i samplingssteg.

Det jag har funnit ge bäst resultat är en modell av andra ordningen och tidsförskjutning två steg. (1s.). Nedan ses i övre figuren modellens utsignal (2) och den registrerade utsignalen (1), nedre figuren är insignal till systemet.

plot (1200) wrks2(2) y2s2/wrks2(1)
85.05.30 - 19:12:30



Alternativ identifiering

Med hjälp av felsignal och utsignal kan referenssignalen till systemet beräknas. Av detta kan en ny identifiering göras enligt samma procedur som tidigare. Nu får man en modell som innehåller både systemet och regulator. Regulatorn är känd och kan uttryckas i tidsdiskret form.

$$u(t) = K_R \left[1 + \frac{1}{T_i} - q^{-1} \right] / [1 - q^{-1}]$$

(PI-regulator, D-delen var noll)

Av detta kan systemet beräknas

$$H_0 = \frac{1}{K_R} \cdot q^{-2} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}$$

Beräkning av lämpliga regulatorparametrar.

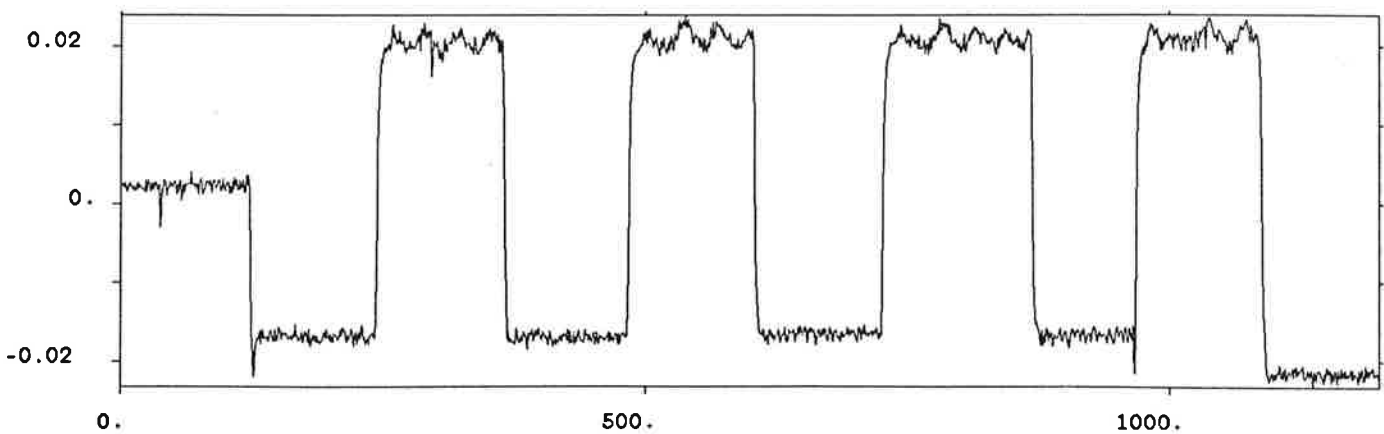
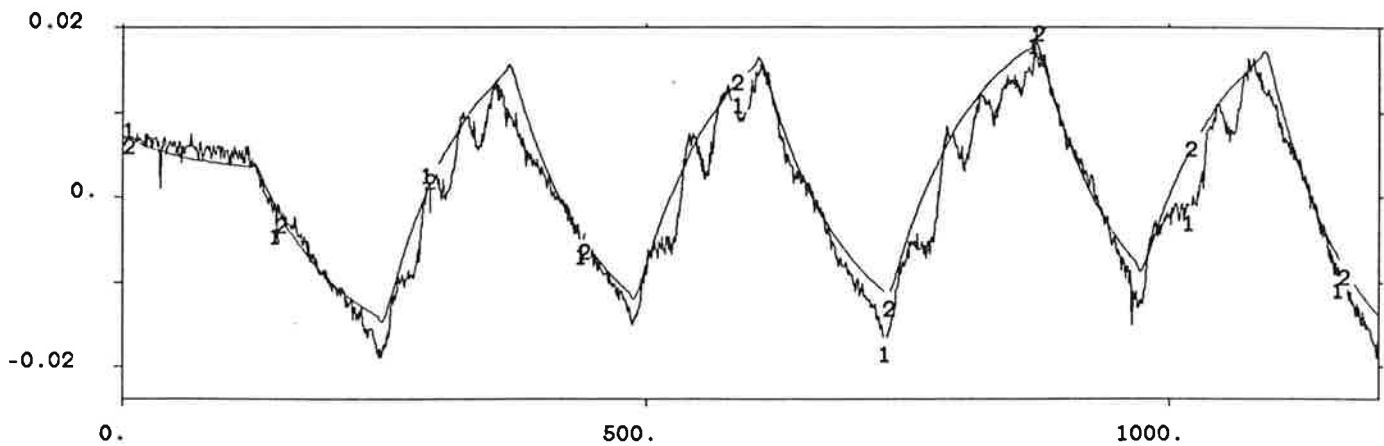
Vi kan nu sätta dit "den riktiga" regulatorn.



Systemet kan nu simuleras i SIMNON. Genom att variera regulatorparametrarna kan om möjligt önskade egenskaper erhållas.

Nedan ses ett bättre resultat då identifiering gjorts mellan referenssignal och utsignal. Övre figuren visar modellens utsignal (2) och den registrerade utsignalen (1). Nedre figuren visar insignalen.

plot (1200) uwrkt(2) yuc/uc
85.05.31 - 16:31:37



Commands Available in Idpac

The following is a structured list of the commands available in Idpac, together with a short indication of their use.

1. Input & Output

CONV - Conversion of data into internal standard form
EDIT - Symbolic text editor
FORMAT - Conversion of data into symbolic (external) form
LIST - Output of data on user readable form
MOVE - Moving data in the data base

2. Graphic Output

BODE - Draw curves in a diagram with logarithmic scales
HCOPY - Take a hard copy of the last graphic output
PLMAG - Draw a magnified plot and allow changes
PLOT - Draw curves with linear scales

3. Time Series Operations

ACOF - Compute autocorrelation functions
CCOF - Compute crosscorrelation functions
CONC - Concatenate time series
CUT - Extract a part of a time series
INSI - Generate time series
PICK - Pick equidistant time points
SCLOP - Do scalar operations on a time series
SLIDE - Introduce relative delays between time series
STAT - Compute some statistical numbers
TREND - Remove a trend
VECOP - Do vector operations on a time series

4. Frequency Response Operations

ASPEC - Compute an auto spectrum
CSPEC - Compute a cross spectrum
DFT - Discrete Fourier Transform
FROP - Operate on frequency responses
IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform

$\theta = 90^\circ$ $J = \text{start}$

Adaptiv reglering av K_y

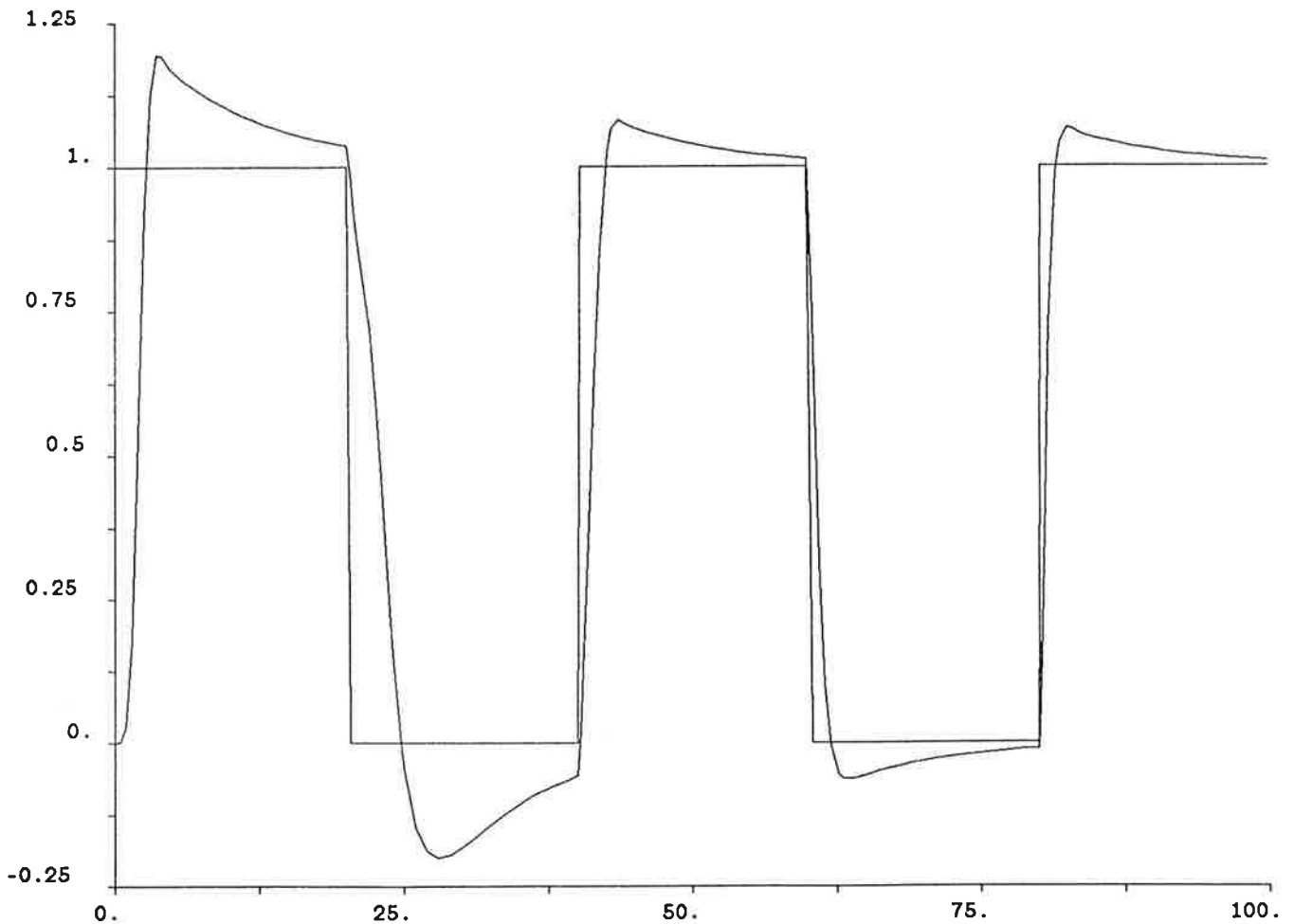
$K_I = 10$

$T_{IV} = 10$ (yttre loop)

$T_{DV} = 0$ (- " -)

Stegsvar från motorn

05.14 - 19:51:34 nr: 1
HCOFY



$\theta = 90^\circ$ $\gamma = \text{start}$

Adaptiv reglering av K_y

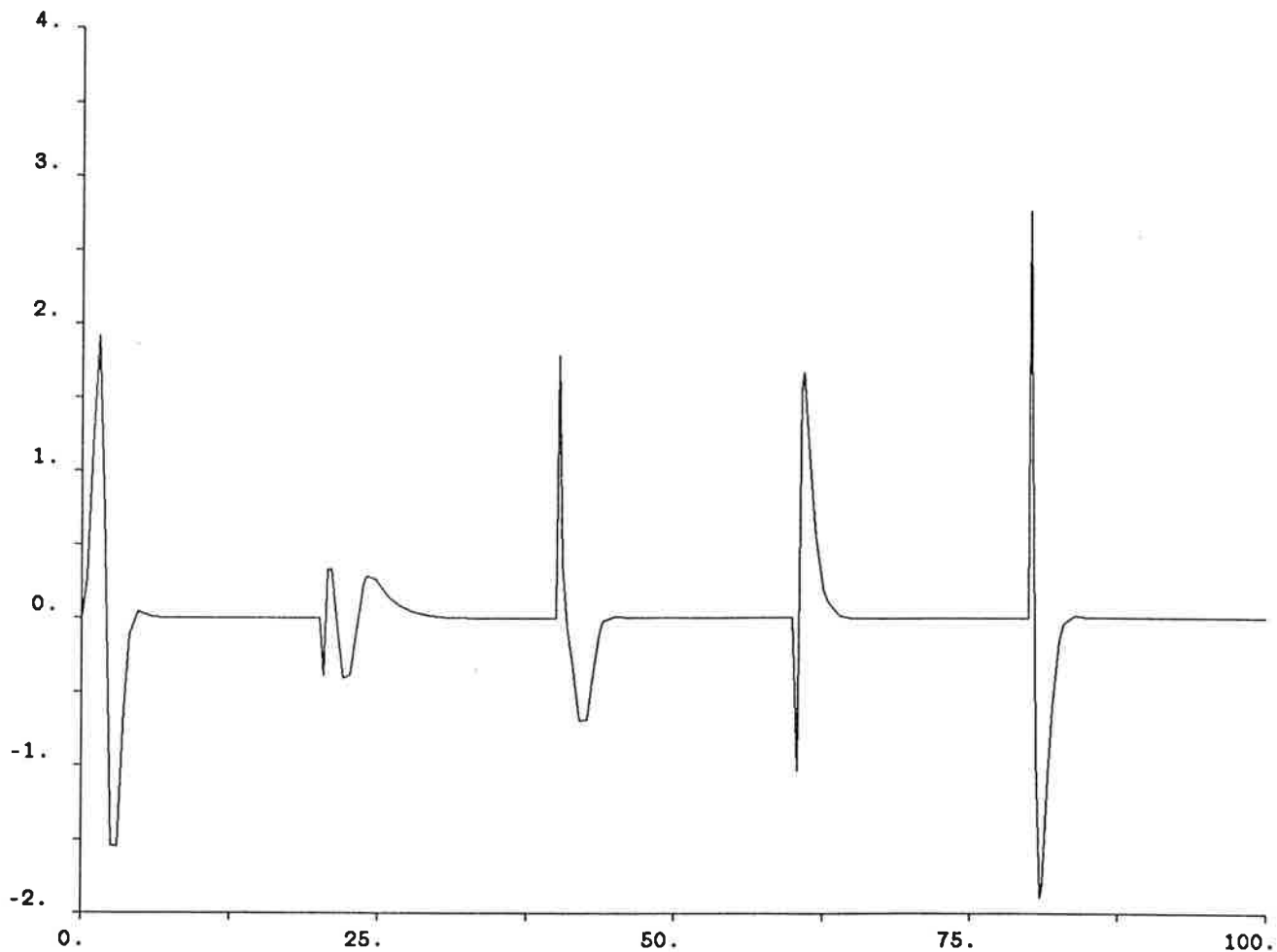
$$K_I = 10$$

$$T_{IV} = 10$$

$$T_{DV} = 0$$

Insignal till motor vid pålagt stegövar

05.05.14 - 19:57:50 nr: 4
HCDPY



$\theta = 0^\circ$ $J = \text{litet}$

Adaptiv reglering av K_y

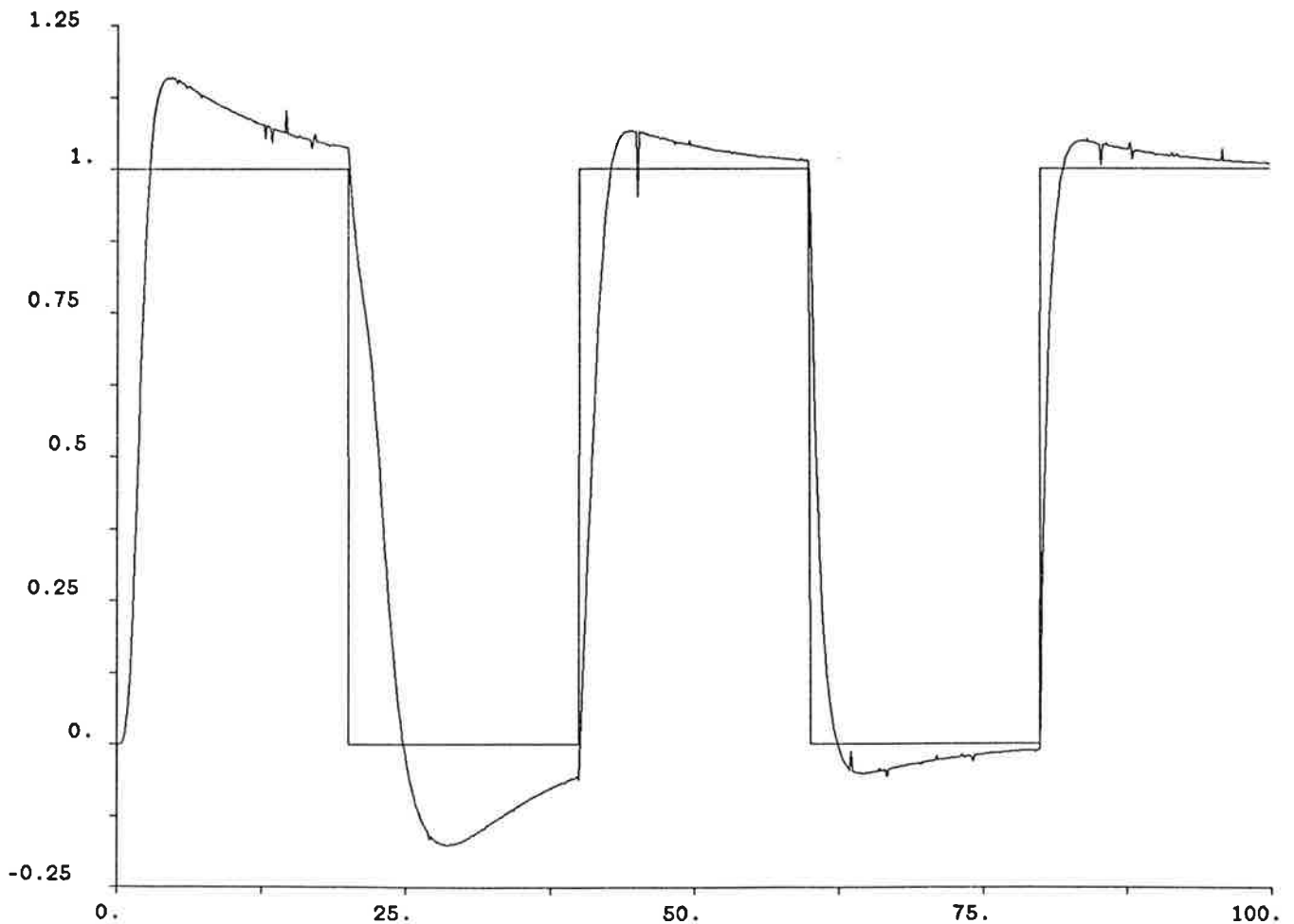
$$K_I = 10$$

$$T_{IV} = 10$$

$$T_{bv} = 0$$

Stegsvar från motorn

05.05.14 - 19:54:03 nr: 2
HCOPY



$\theta = 0^\circ$ $J = \text{litet}$

Adaptiv reglering av K_y

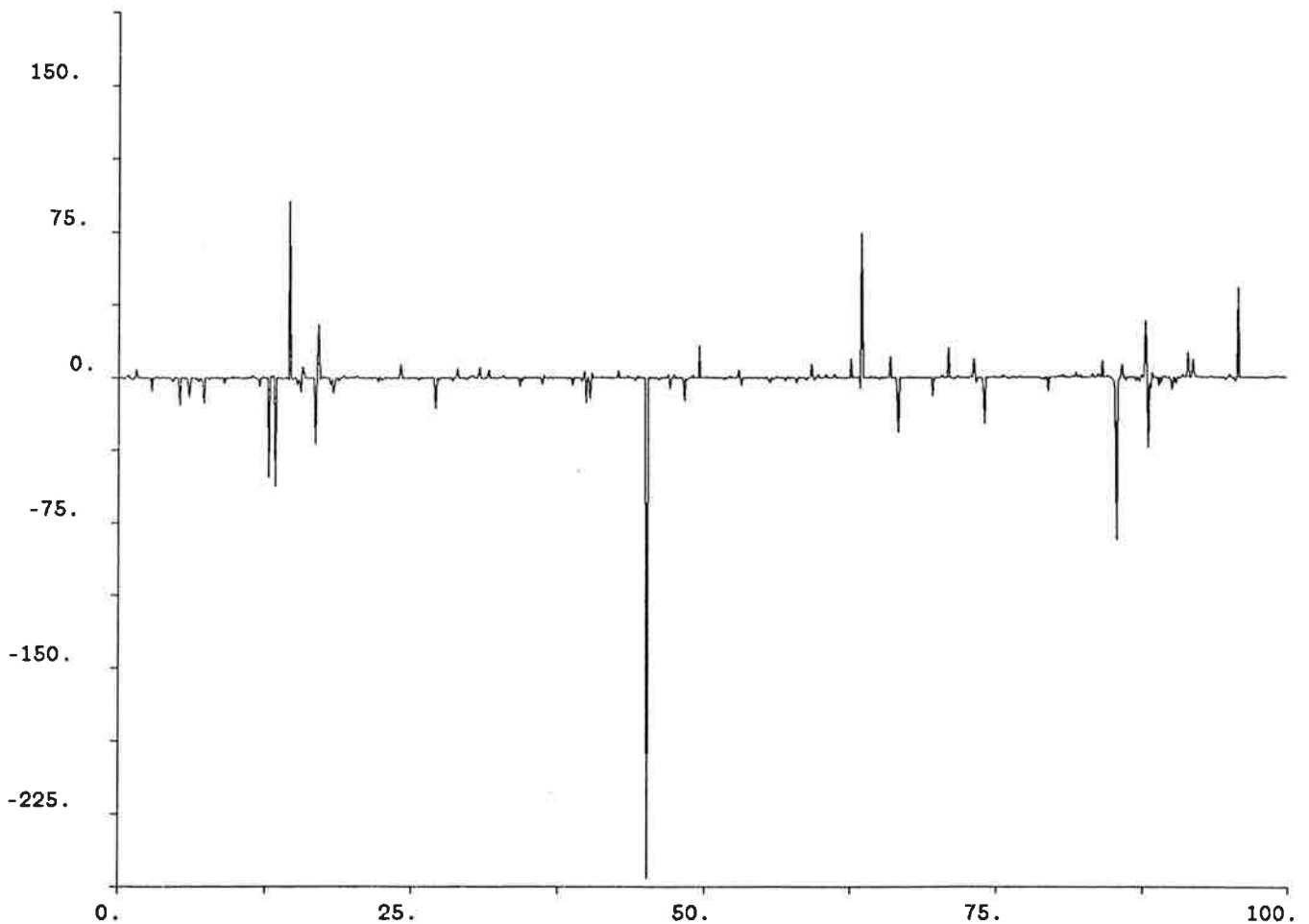
$$K_I = 10$$

$$T_{IV} = 10$$

$$T_{bv} = 0$$

Insignal till motorn vid pålagt stegsvan

05.14 - 19:55:00 nr: 3
HCOFY



$\theta = 0^\circ$ $J = \text{litet}$

Adaptiv reglering av K_I

Insignal till motor begränsad

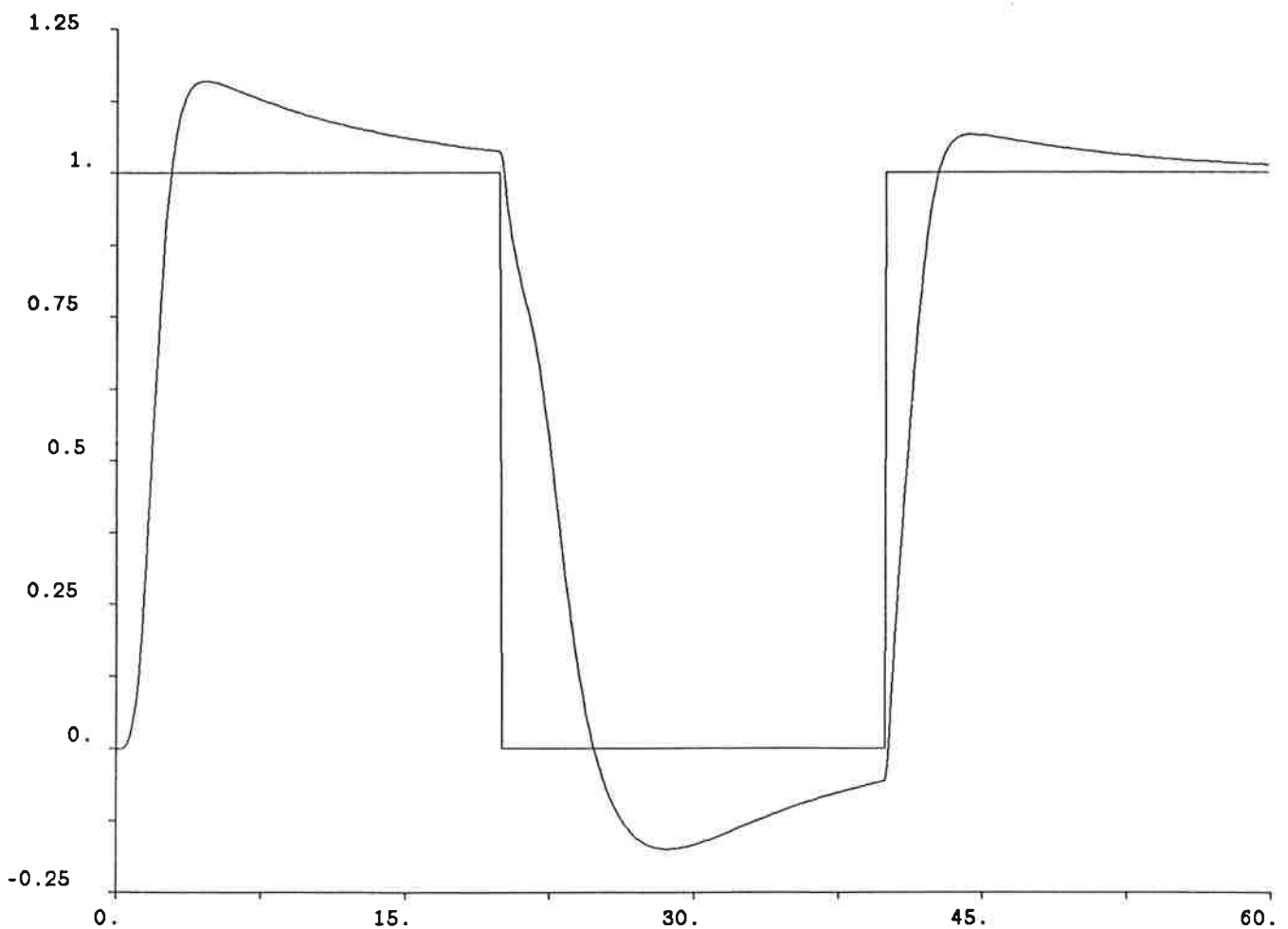
$$K_I = 10$$

$$T_{IU} = 10$$

$$T_{bv} = 0$$

steg svar från motor

.05.14 - 20:30:37 nr: 1
HCOFY



$\theta = 0^\circ$ $\zeta = \text{litet}$

Adaptiv reglering av K_y

Insignal till motor begränsad

$K_I = 10$

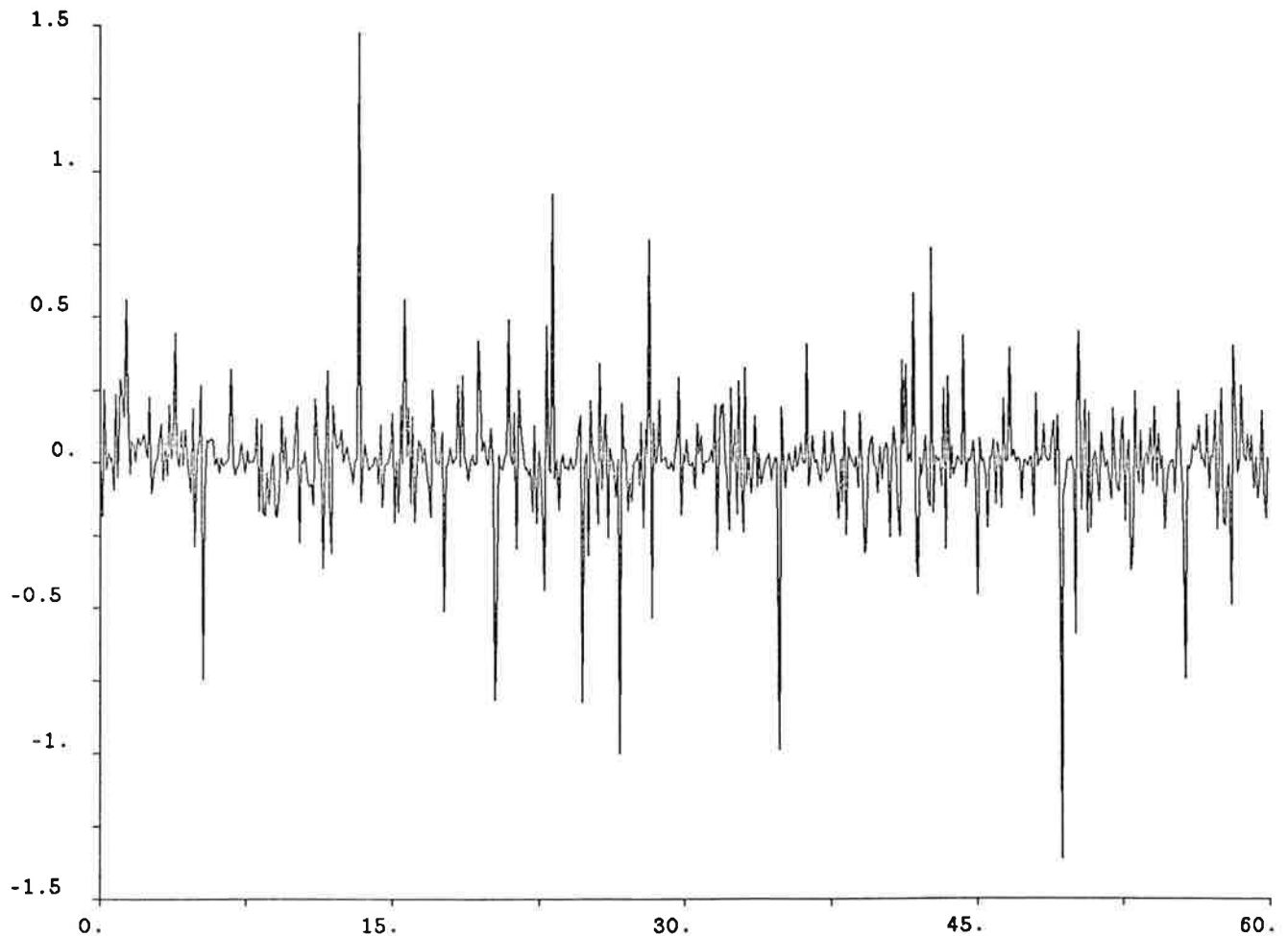
$T_{IV} = 10$

$T_{bv} = 0$

Insignal till motor vid pålagt stegsvär

05.05.14 - 20:31:19 nr: 2

HCOFY



Program för PID-reglering

```
DISCRETE SYSTEM FIREF
OUTPUT FIREFER
TIME T
TSAMP TS
TS=T+H
Y=MOD(TS,2*H)
FIREFER=IF Y<20 THEN -1 ELSE 1
H:20
END
```

```
-----
CONTINUOUS SYSTEM SUM1
INPUT U V
OUTPUT Y
Y=U+V
END
```

```
-----
CONTINUOUS SYSTEM PIDVAR
INPUT E FIPRICK 10
OUTPUT Y
STATE X
DER DX
DX=E
Y=KV/TIV*X+KV*E-KV*TDV*FIPRICK
TIV:10
TDV:10
END KV: 10
```

```
-----
CONTINUOUS SYSTEM SUM2
INPUT U V
OUTPUT Y
Y=U+V
END
```

```
-----
CONTINUOUS SYSTEM PREG
INPUT U
OUTPUT Y
Y=KP*U
KP:10
END
```

```
-----
CONTINUOUS SYSTEM MOTOR
INPUT U
OUTPUT Y
STATE X
DER DX
DX=-1/JO*X+U
Y=10.1/JO*X
JO=794.4*J
J=JM+JSTANG+JKLOT
JSTANG=MS*(RS2/2+(L*SIN(VINKEL))2/3)
```

```
JKLOT=MK*(2/5*RK↑2+((L+RK)*SIN(VINKEL))↑2)
VINKEL=TATA*PI/180
TATA:90
JM:0.0004714
MS:0.2
L:0.25
MK:0.35
RK:0.025
RS:0.003
PI:3.141592654
END
```

CONTINUOUS SYSTEM INTEG

```
INPUT U
OUTPUT Y
STATE X
DER DX
DX=U
Y=X
END
```

CONNECTING SYSTEM RESPREG2

```
U[SUM1]=FIREFER[FIREF]
V[SUM1]=-Y[INTEG]
E[PIDVAR]=Y[SUM1]
FIPRICK[PIDVAR]=Y[MOTOR]
U[SUM2]=Y[PIDVAR]
V[SUM2]=-Y[MOTOR]
U[INTEG]=Y[MOTOR]
FI=Y[INTEG]
U[PREG]=Y[SUM2]
U[MOTOR]=Y[PREG]
KV[PIDVAR]=KV[GSCHEP2]
END
```

Program för adaptiv reglering

```
DISCRETE SYSTEM FIREF
OUTPUT FIREFER
TIME T
TSAMP TS
TS=T+H
Y=MOD(TS,2*H)
FIREFER=IF Y<20 THEN -1 ELSE 1
H:20
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM SUM1
INPUT U V
OUTPUT Y
Y=U+V
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM PIDVAR
INPUT E FIPRICK KV
OUTPUT Y
STATE X
DER DX
DX=E
Y=KV/TIV*X+KV*E-KV*TDV*FIPRICK
TIV:1
TDV:1
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM SUM2
INPUT U V
OUTPUT Y
Y=U+V
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM PREG
INPUT U
OUTPUT Y
Y=KP*U
KP:1
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM MOTOR
INPUT U
OUTPUT Y
STATE X
DER DX
DX=-1/J0*X+U
Y=10.1/J0*X
J0=794.4*J
J=JM+JSTANG+JKLOT
JSTANG=MS*(RS↑2/2+(L*SIN(VINKEL))↑2/3)
```

```
JKLOT=MK*(2/5*RK↑2+((L+RK)*SIN(VINKEL))↑2)
VINKEL=TATA*PI/180
TATA:90
JM:0.0004714
MS:0.2
L:0.25
MK:0.35
RK:0.025
RS:0.003
PI:3.141592654
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM INTEG
INPUT U
OUTPUT Y
STATE X
DER DX
DX=U
Y=X
END
```

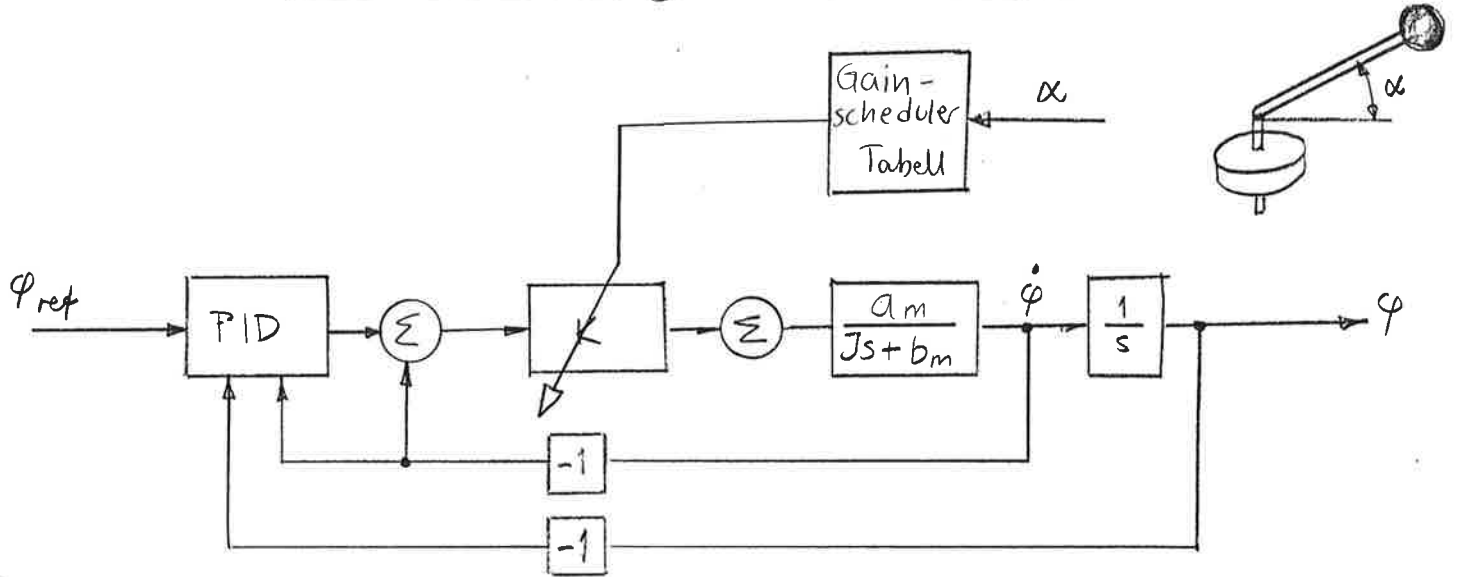
```
CONTINUOUS SYSTEM JUSTER
INPUT E FIMOD
OUTPUT KV
STATE X
DER DX
DX=-K1*E*FIMOD
KV=X
K1:1
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM SUM3
INPUT U V
OUTPUT E
E=U+V
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM REFMOD2
INPUT U
OUTPUT FIMOD
STATE X1 X2
DER DX1 DX2
DX1=-A1*X1-A2*X2+U
DX2=X1
FIMOD=B1*X1+B2*X2
A1:1
A2:1
B1:1
B2:1
END
```

```
CONNECTING SYSTEM RESPREG4
U[SUM1]=FIREFER[FIREF]
V[SUM1]=-Y[INTEG]
E[PIDVAR]=Y[SUM1]
FIPRICK[PIDVAR]=Y[MOTOR]
U[SUM2]=Y[PIDVAR]
V[SUM2]=-Y[MOTOR]
U[INTEG]=Y[MOTOR]
FI=Y[INTEG]
U[PREG]=Y[SUM2]
U[MOTOR]=Y[PREG]
U[REFMOD2]=FIREFER[FIREF]
U[SUM3]=FIMOD[REFMOD2]
V[SUM3]=-Y[INTEG]
E[JUSTER]=E[SUM3]
FIMOD[JUSTER]=FIMOD[REFMOD2]
KV[PIDVAR]=KV[JUSTER]
END
```


Gain-Scheduling på hastighetsloopen



Robotens tröghetsmoment J kan beräknas som funktion av α .

$$J = J_0 + J_z \cdot \cos^2 \alpha$$

Följande räkning visar att $\frac{K}{J} = \text{konst}$ ger en (ungefär) konstant dynamik åt systemet. ($a_m = b_m = 1$)

$$\varphi(s) = \frac{K \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d\right) \frac{1}{s(Js+1)}}{1 + K \left(1 + \frac{1}{s T_i} + s \cdot T_d\right) \frac{1}{s(Js+1)}} \varphi_{\text{ref}}(s) =$$

$$= \frac{K \left(1 + \frac{1}{s T_i} + s T_d\right)}{s(Js+1) + K \left(1 + \frac{1}{s T_i} + s \cdot T_d\right)} \varphi_{\text{ref}}(s) = \dots =$$

$$= \frac{\frac{K}{J} \left(\frac{1}{T_i} + s + s^2 T_d\right)}{s^3 + s^2 \frac{K}{J} \left(T_d + \frac{1}{K}\right) + s \frac{K}{J} + \frac{K}{J} \cdot \frac{1}{T_i}} \varphi_{\text{ref}}(s)$$

Endast termen $\frac{1}{K}$ i faktorn framför s^2 i nämnaren kommer att variera. Dock är K "stort" (storl. ordn 5), varför $\frac{1}{K}$ ej varierar speciellt mycket.

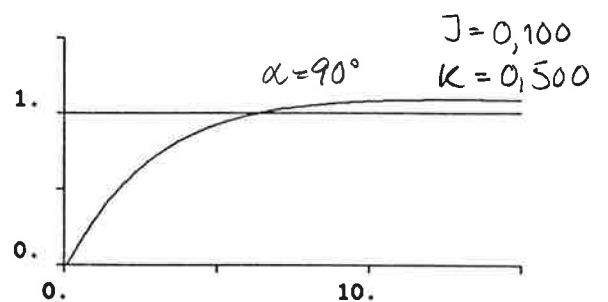
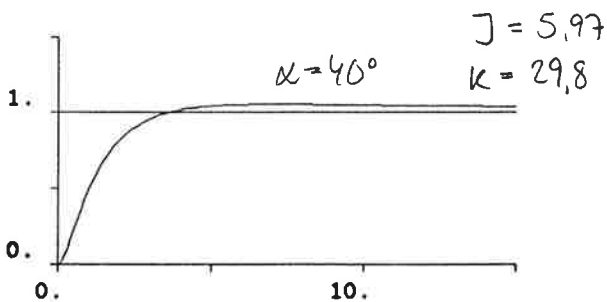
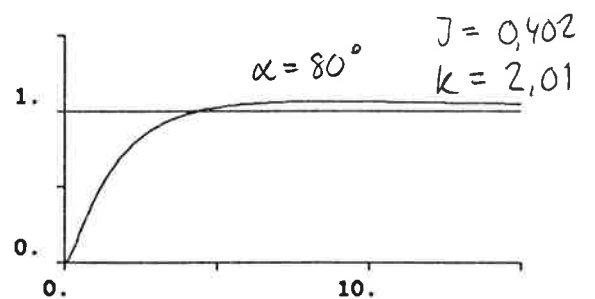
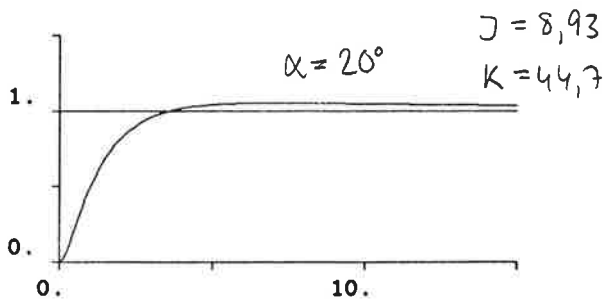
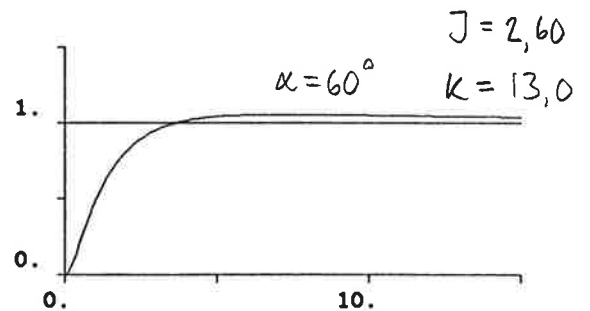
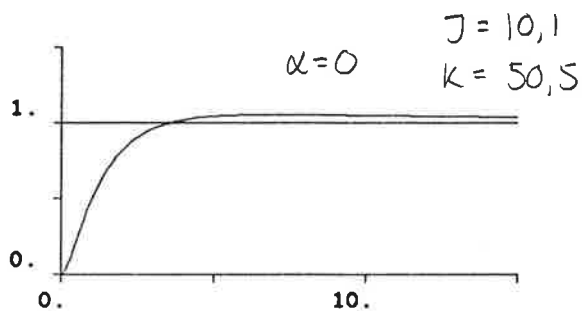
Gain-Scheduling på hastighetsloopen

P: $K_0 = 5$

PID: $K_1 = 3$ $TI = 20$ $TD = 1$

$$\frac{J_{\max}}{J_{\min}} = 100$$

04.29 - 21:34:10 nr: 1
HCOFY



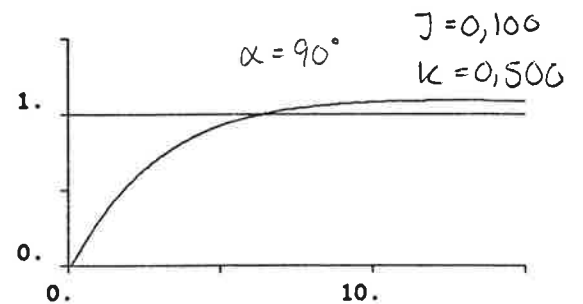
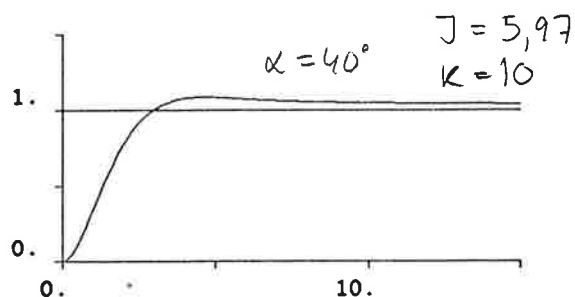
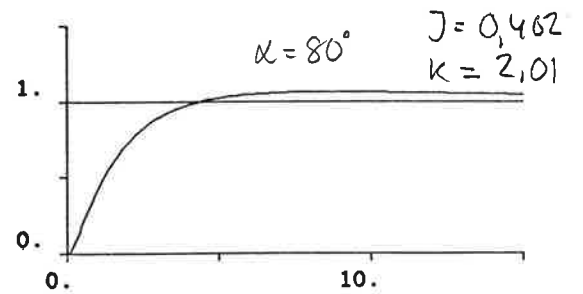
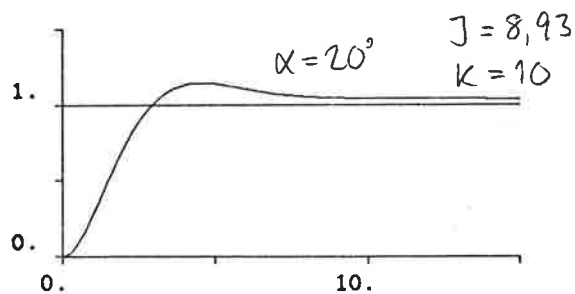
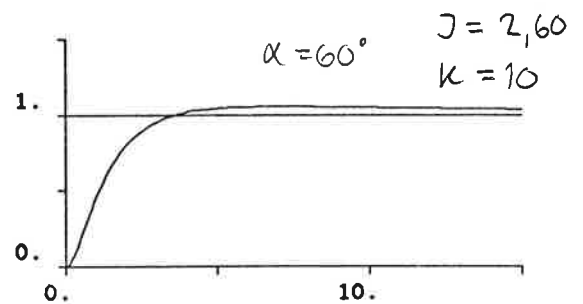
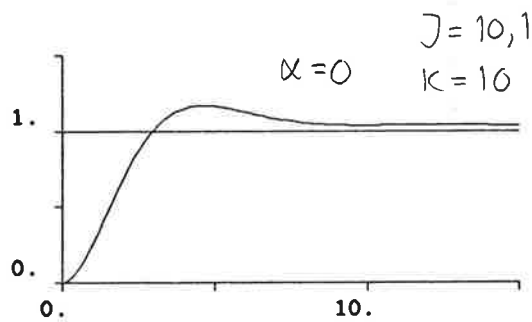
Gain-schedulern ger orimligt höga förstärkningar vid små α

... varför en bottnande förstärkning, såg $k_{max} = 10$,
 simulerades.

P: $K_0 = 5$ $K_{max} = 10$
 PID: $K_1 = 3$ $TI = 20$ $TD = 1$

$\frac{J_{max}}{J_{min}} = 100$

05.04.29 - 21:38:18 nr: 2
 HCOPI



Begränsningen i förstärkning påverkar som synes inte
 stigtiden nämnvärt, dock fås större översläng.

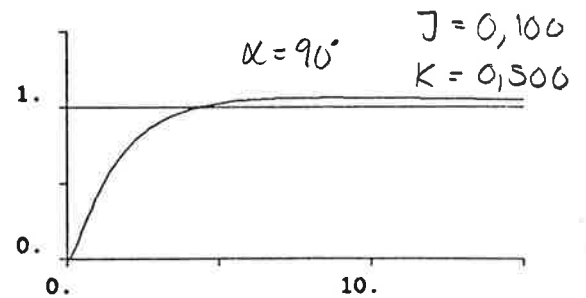
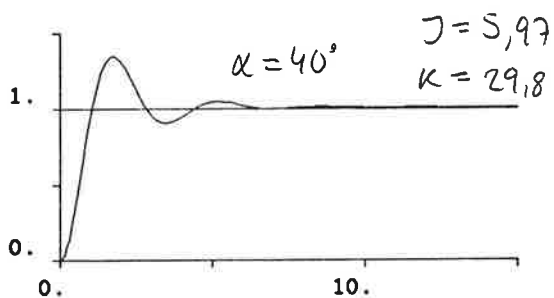
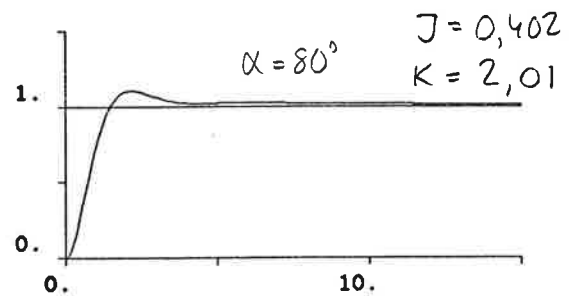
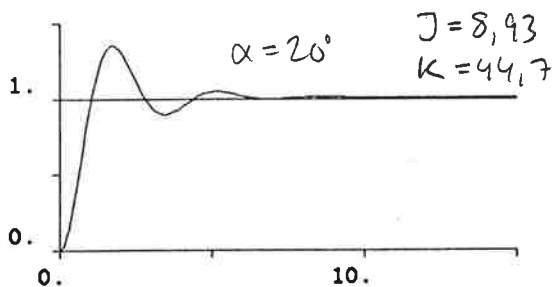
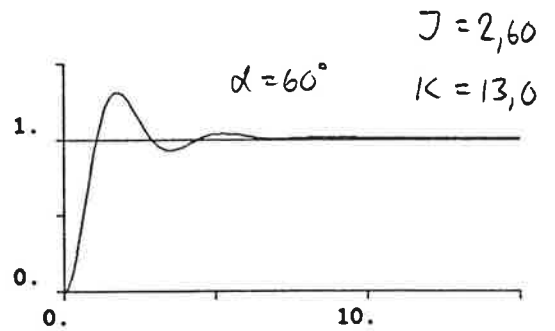
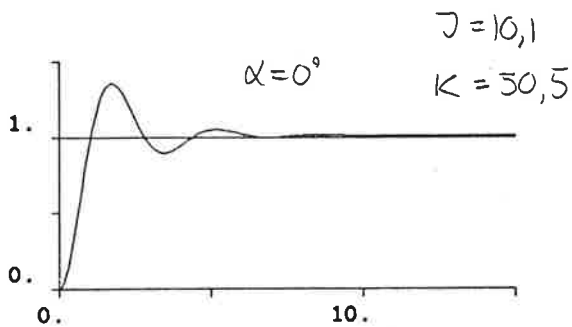
Simulering med yttre regulatorns D-del bortkopplad gjordes också. Resultatet är inte vad man kan kräva av ett servo.

P: $K_0 = 5$

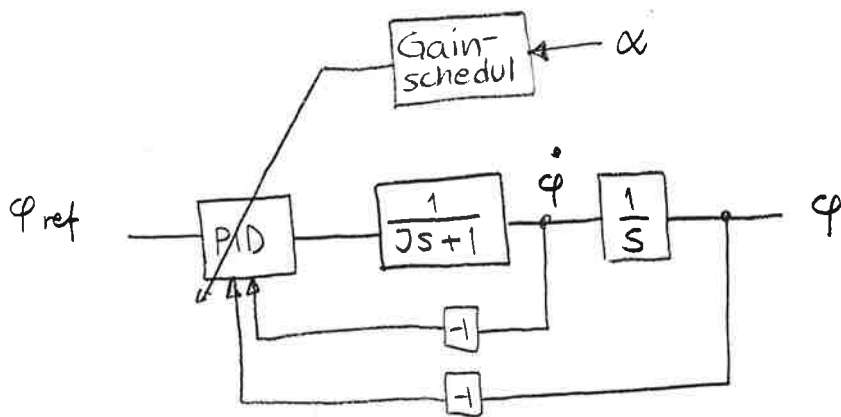
PID: $K_1 = 3$ $TI = 20$ $TD = 0$

$$\frac{J_{max}}{J_{min}} = 100$$

85.04.29 - 21:46:45 nr: 2
HCOFY



Även en simulering där hastighetsloopen utslöts har gjorts.

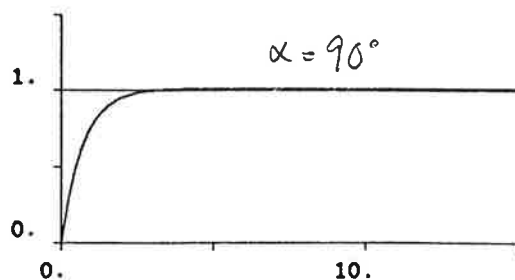
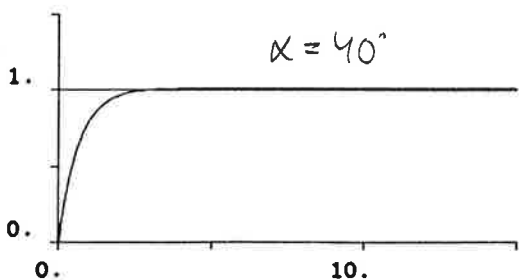
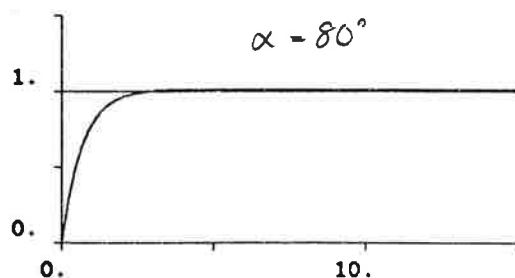
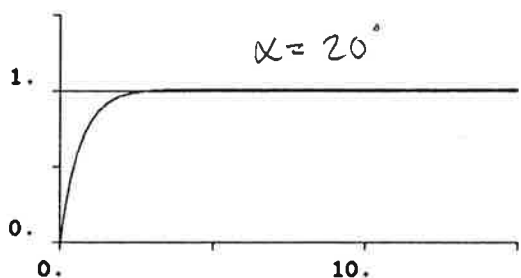
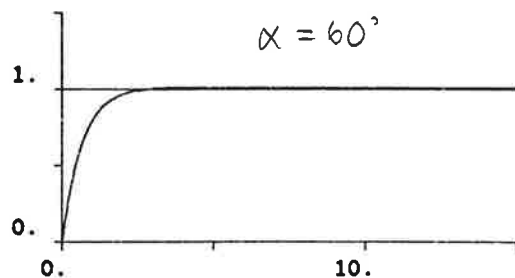
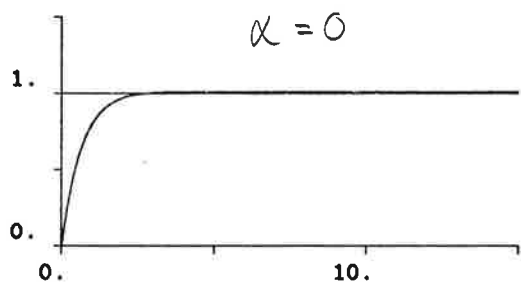


$k_0 = 10$
 $T_I = 50$
 $T_D = 0.6$

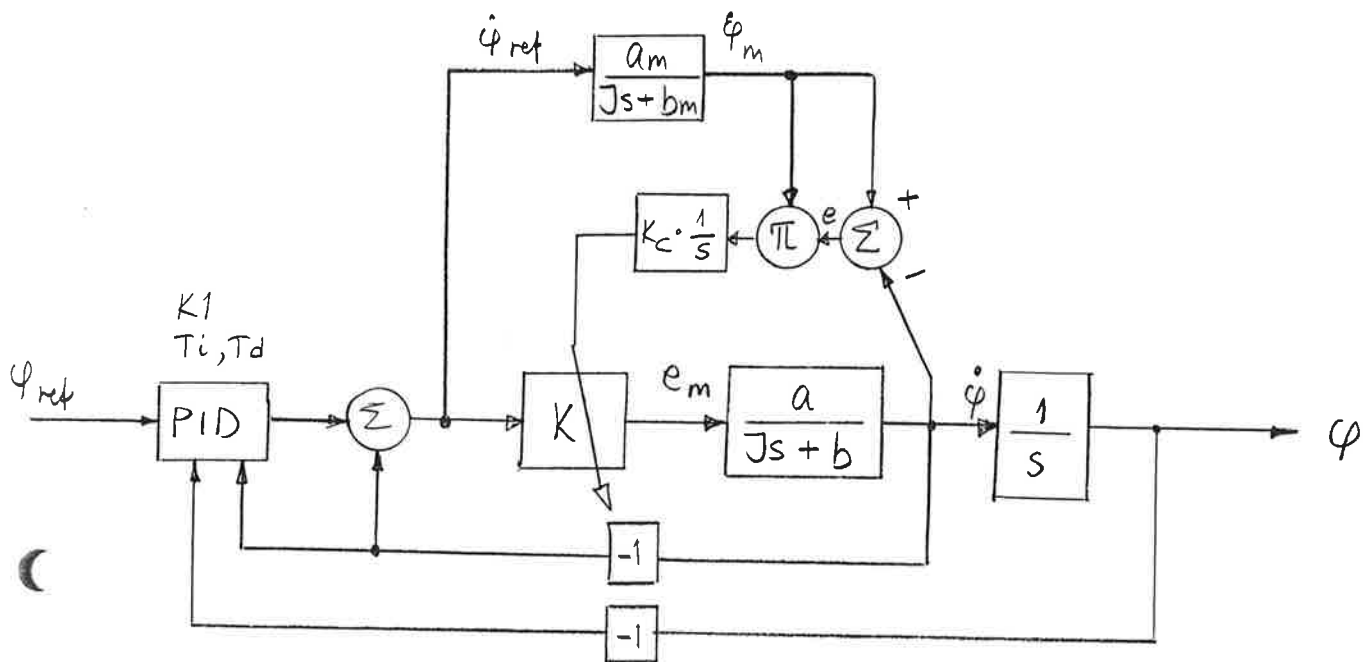
05.09 - 11:09:30 nr: 1
 HCOPY

OBS

$\frac{J_{max}}{J_{min}} = 20$. Större kvot gick ej att ha.



Adaptiv MRAS-reglering av hastighetsloopen



MIT-regeln:

$$\frac{\partial K}{\partial t} = -K_c \frac{\partial e}{\partial K} \cdot e$$

$$\text{där } e = \dot{\varphi}_m - \dot{\varphi} = \left(\frac{a_m}{Js + b_m} - \frac{K \cdot a}{Js + b} \right) \dot{\varphi}_{ref}$$

$$\Rightarrow \frac{\partial e}{\partial K} = -\frac{a}{Js + b} \cdot \dot{\varphi}_{ref} = -\dot{\varphi}_m$$

$$\therefore \frac{\partial K}{\partial t} = K_c \cdot \dot{\varphi}_m \cdot e$$

Samma grundläggande tanke som vid motsvarande Gain-Scheduling, att hålla kvoten $\frac{K}{J}$ konstant, tillämpades.

Resultaten visar att en konstant (hög) förstärkning i hastighetsloopen, för att "ta bort" motorns dynamik, lika gärna kan användas. Även här gäller att $\frac{J_{max}}{J_{min}} = 100$.

CONTINUOUS SYSTEM PIDTACH

"Simulation of an ordinary PID-regulator with tachometersignal.

INPUT UREFPID YPID DYPID KPID TIPID TDPID

OUTPUT UPID

STATE XO

DER DXO

UPID=KPID*((UREFPID-YPID)+XO/TIPID-DYPID*TDPID)

DXO=IF INTLIMIT<.5 THEN UREFPID-YPID ELSE DXOLIM

DXOLIM=IF ABS(UPID-UREFPID)>(1-LIMIT)*UREFPID THEN 0 ELSE UREFPID-YPID

LIMIT:.8

"Limit gives the starting point for the integrator.

INTLIMIT:0

"Intlimit is a logical variable. 1 means a delayed integrator, 0 a normal P

END

CONTINUOUS SYSTEM PREGU

"Simulation of an ordinary variable gain proportional regulator.

"Written by Anders Nilsson.

INPUT XP KP

OUTPUT UP

UP=XP*KP

END

CONTINUOUS SYSTEM MAXON

"Simulation of a servoengine MAXON-DC (Philips 4322 010 78013).

INPUT EM MS JMOTOR

OUTPUT RPM FI

STATE X1 X2

DER DX1 DX2

DX1=(EM-XONE)*KM*KM/JM/R+KM/JM*MS

DX2=XONE/KM

XONE=IF X1>X1MAX THEN X1MAX ELSE IF X1<-X1MAX THEN X1 ELSE -X1MAX

RPM=DX2

FI=X2

JM=JMOTOR+JOWN

JOWN=.0000214

KM:.094

R:7.8

X1MAX:40

END

CONTINUOUS SYSTEM MODEL

"Simulation of a model of the Philips engine used in the robot.

INPUT UREFMOD JMOD KMOD

OUTPUT UMOD

STATE X1

DER DX1

DX1=KM/JMOD/RMOD*(UREFMOD*KMOD-KM*X1)

UMOD=X1

KM:.094

RMOD:7.8

END

CONTINUOUS SYSTEM ADJUSTK

"Simulation of the adjusting link used in the MIT-rule.
INPUT DFIM E C
OUTPUT K
STATE X1
DER DX1
DX1=C*DFIM*E
K=X1
END

CONNECTING SYSTEM MIT

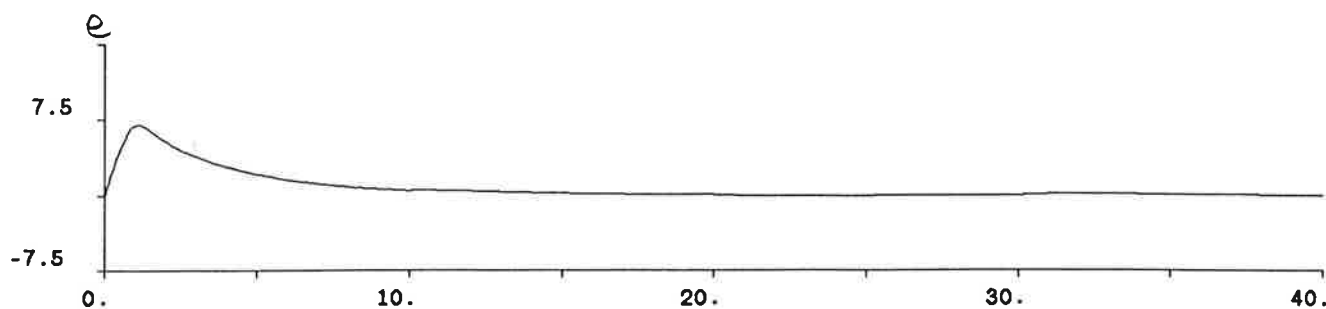
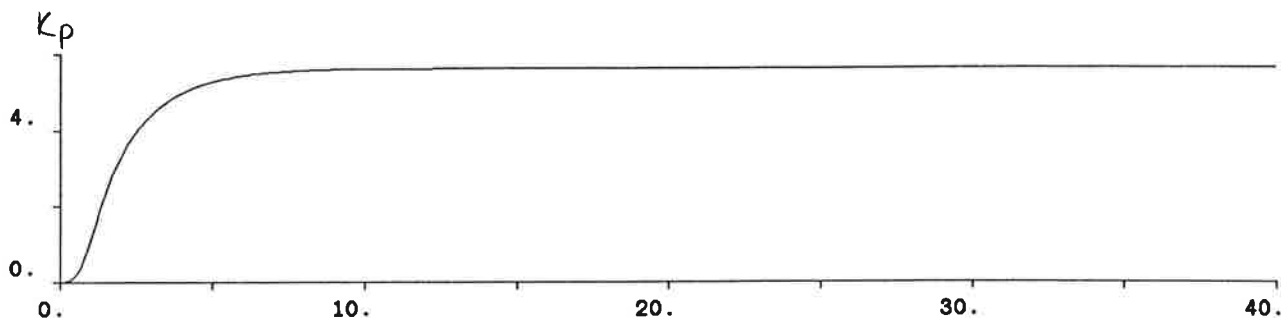
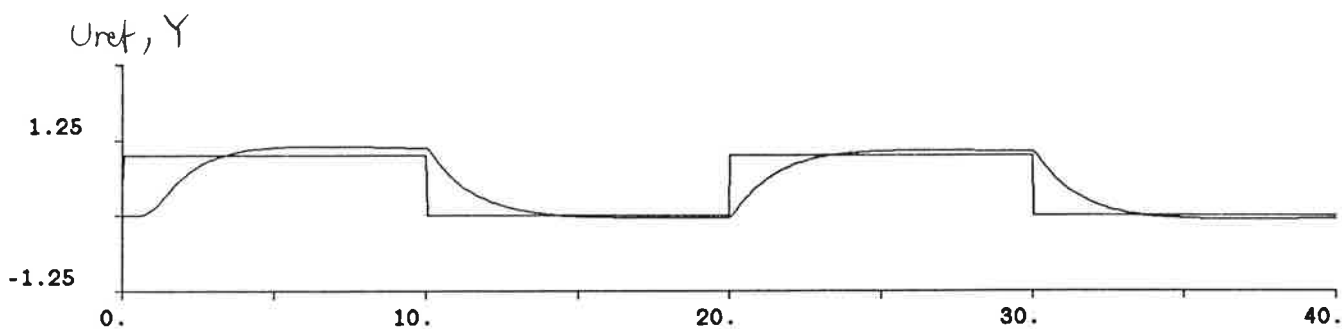
"Simulation of an adaptive regulator using the MIT-rule.

TIME TID
UREF=AMPL/2*SIGN(SIN(W*TID))+AMPL/2
AMPL:1
W:.3141592654
"Determination of the moment of inertia for a given angle alfa.
J=IF A<90 THEN JO+JZ*(COS(A*.01745329252))² ELSE JO
A:0
JO:.0004
JZ:.02
UREFPID[PIDTACH]=UREF
YPID[PIDTACH]=FI[MAXON]
DYPID[PIDTACH]=RPM[MAXON]
KPID[PIDTACH]=K1
K1:3
TIPID[PIDTACH]=TI
TI:10
TDPID[PIDTACH]=TD
TD:1
XP[PREGU]=UPID[PIDTACH]-RPM[MAXON]
KP[PREGU]=IF K[ADJUSTK]<KPMAX THEN K[ADJUSTK] ELSE KPMAX
KPMAX:100
EM[MAXON]=UP[PREGU]
MS[MAXON]=M
M:0
JMOTOR[MAXON]=J
Y=FI[MAXON]
UREFMOD[MODEL]=UPID[PIDTACH]-RPM[MAXON]
JMOD[MODEL]=JREF
"JREF is the specified J which places the pole in the desired point.
JREF:.0038
KMOD[MODEL]=K2
K2:5
DFIM[ADJUSTK]=UMOD[MODEL]
E[ADJUSTK]=UMOD[MODEL]-RPM[MAXON]
C[ADJUSTK]=KC
"KC is the factor in the MIT-rule.
KC:.5
END

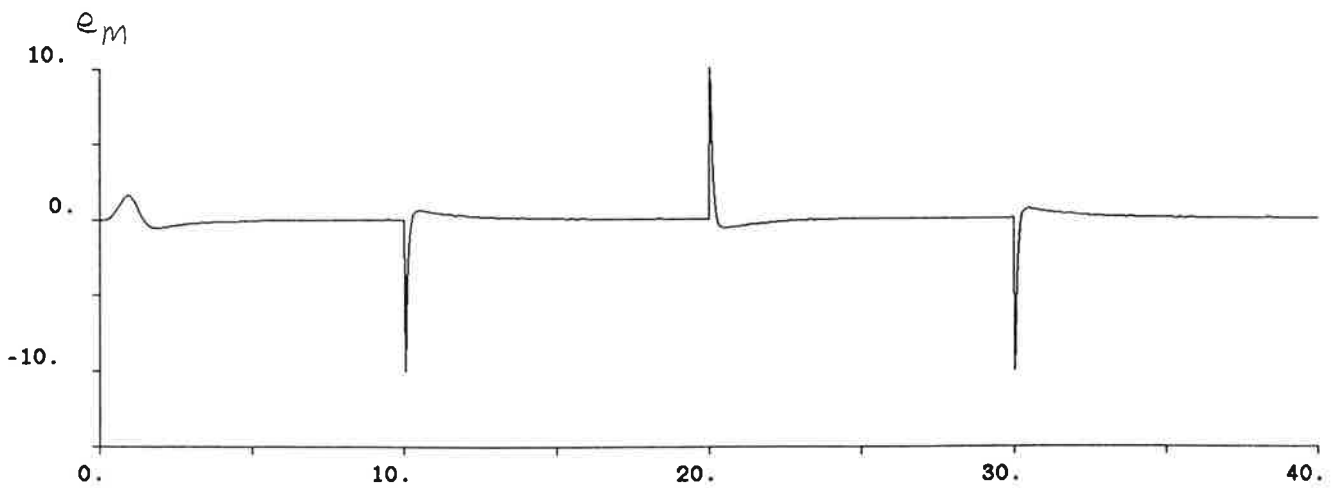
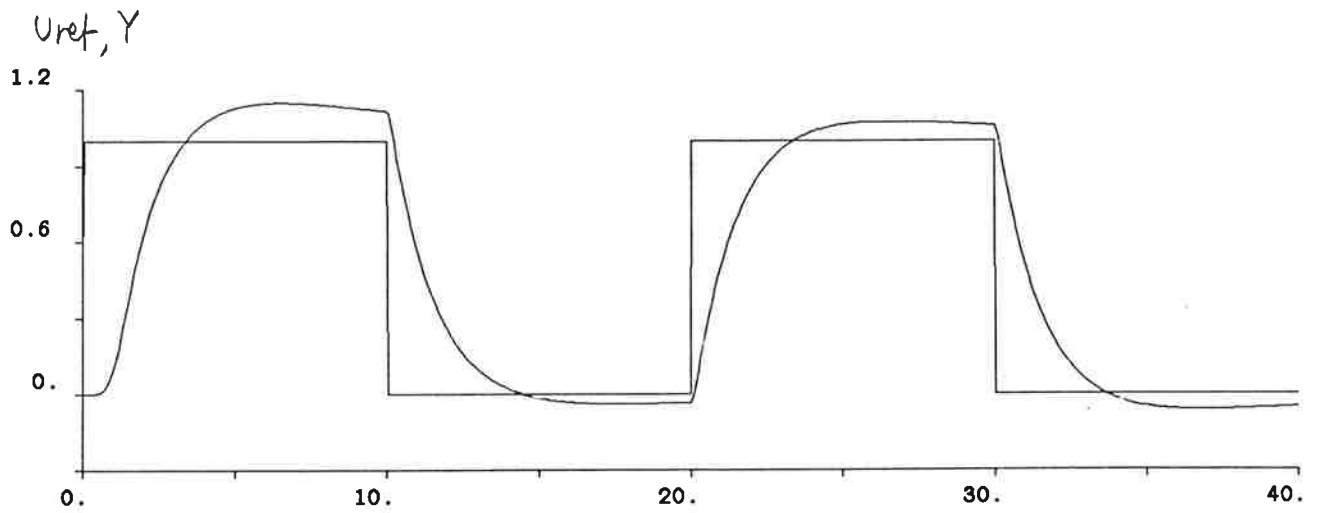
05.05.14 - 15:25:07 nr: 1

hcopy "MIT-regeln K1=3 TI=10 TD=1 K2=1 KC=.05 A=0 Plot: UREF,Y * KP * E

$$J = J_{max}$$



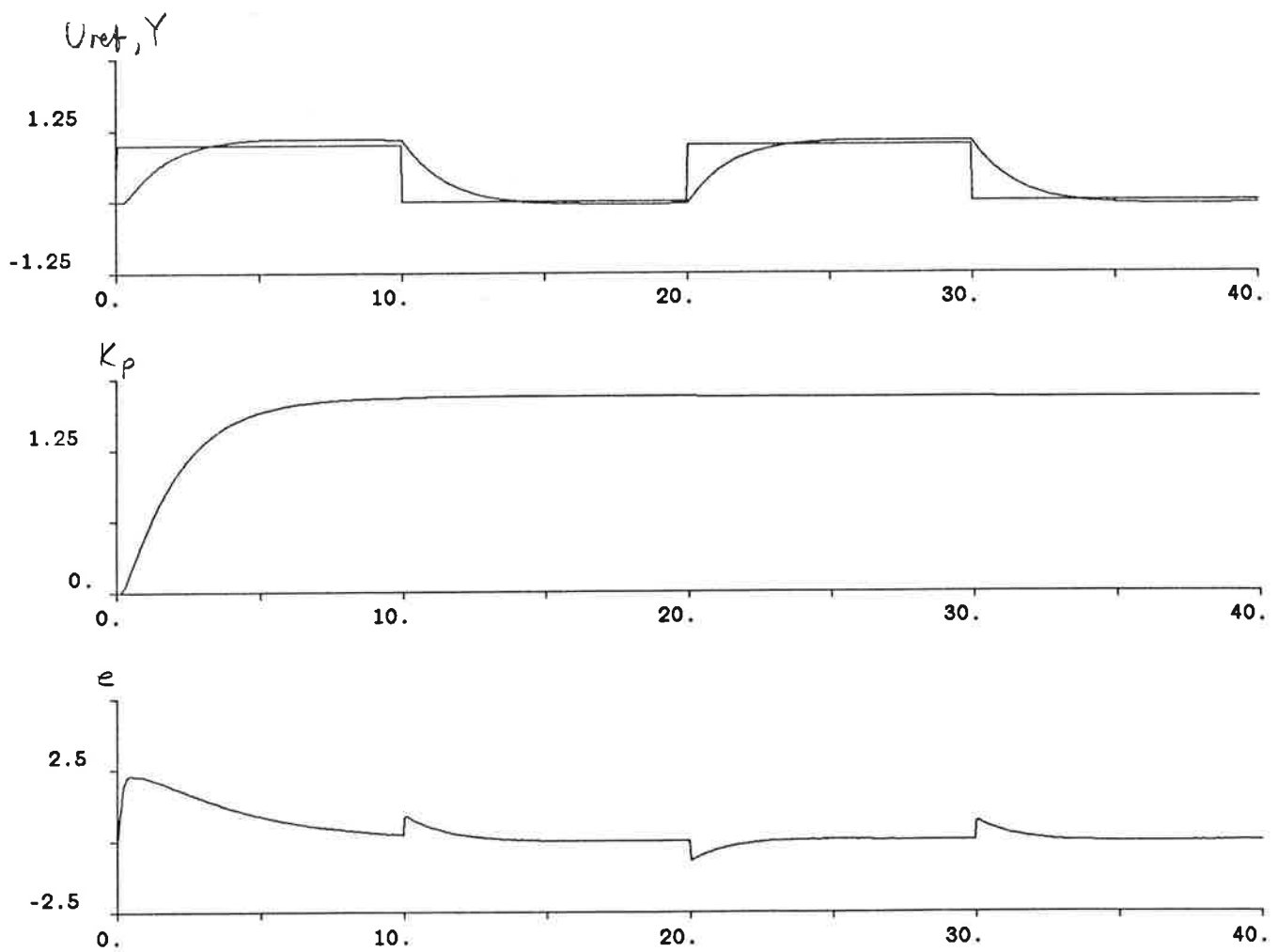
05.14 - 15:29:00 nr: 2
hcopy "MIT-regeln K1=3 TI=10 TD=1 K2=1 KC=.05 Plot: Uref,Y * EM



05.14 - 14:51:00 nr: 2

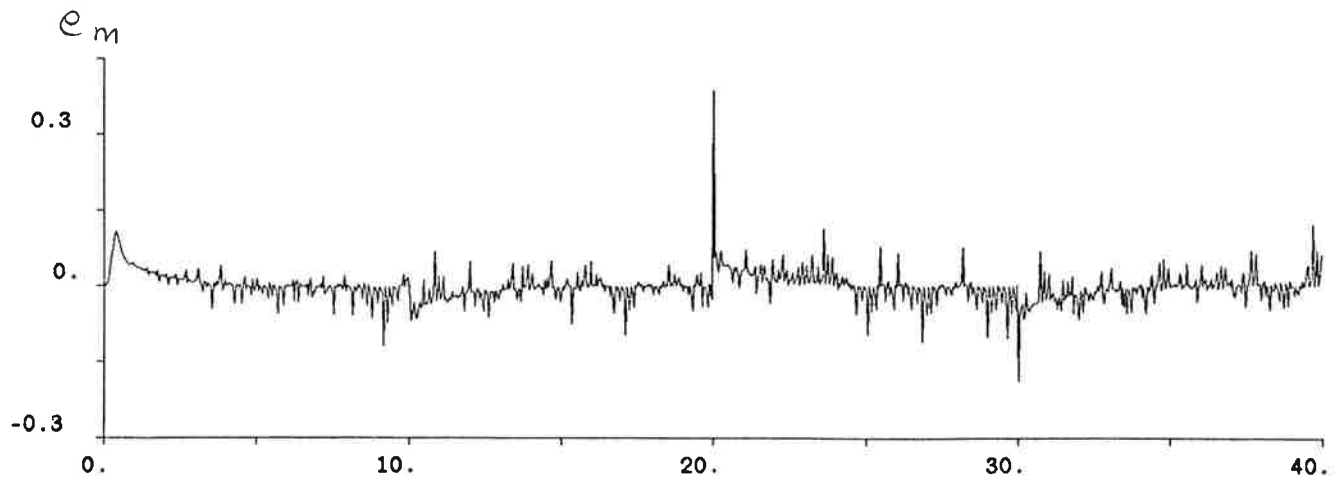
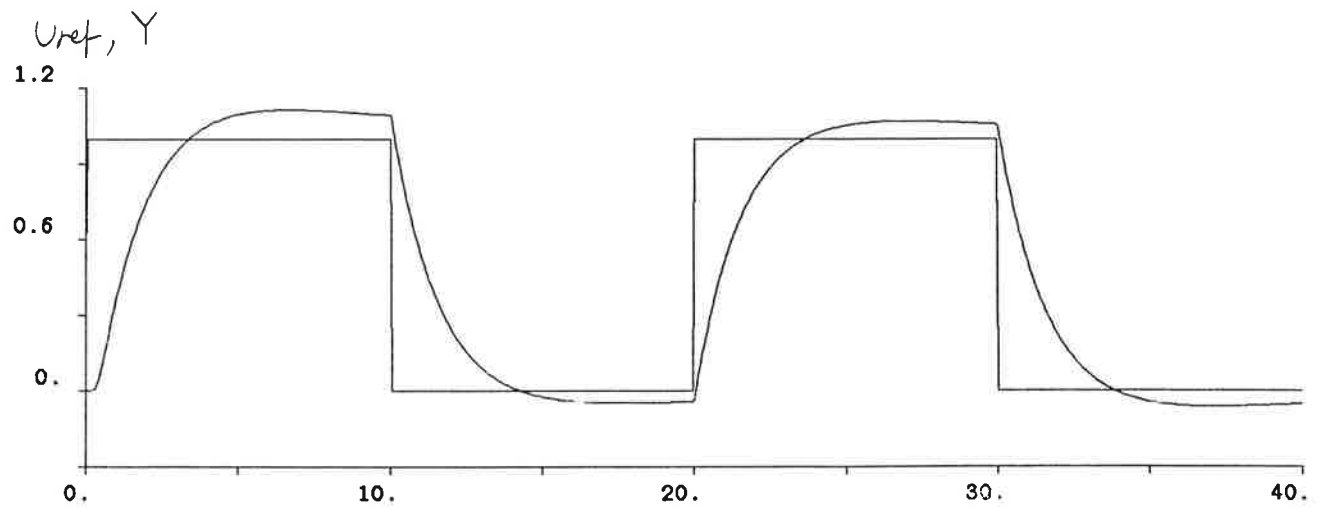
hcopy "MIT-regeln K1=3 TI=10 TD=1 K2=1 KC=.1 A=90 Plot: UREF,Y * KP * E

$J = J_{min}$



05.05.14 - 15:35:25 nr: 4

hcopy "MIT-regeln K1=3 TI=10 TD=1 K2=1 KC=.05 A=90 Plot: UREF,Y * EM



PROJEKT . SYSTEMTEKNIK

IDENTIFIERING

AV

HYPOTERMIEHET

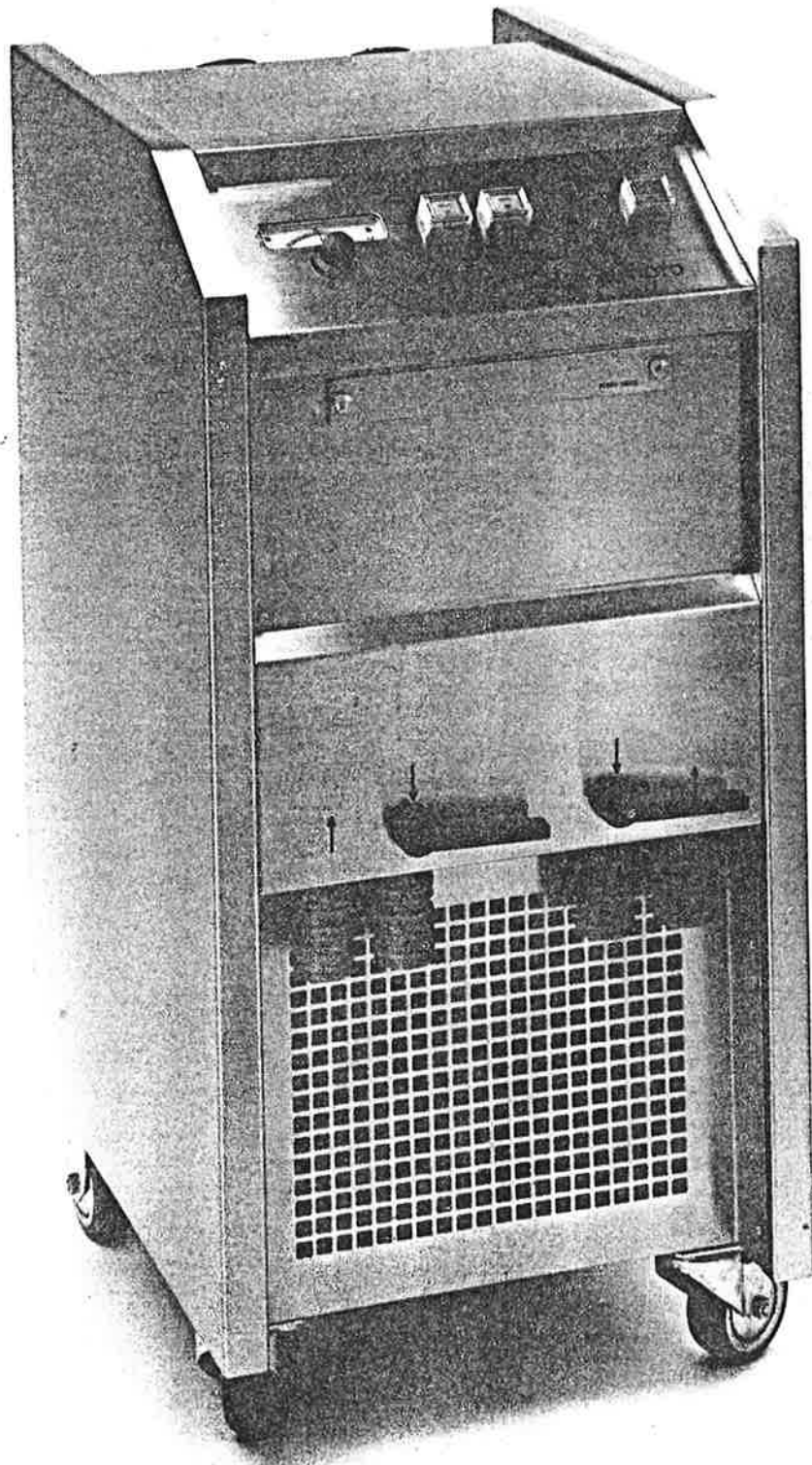
Utfört av : Mats Nilsson M31

Handledare : Rolf Johansson

Lund 85.05.15

Hyper-Hypothermia unit HYP 10-200

Operator's manual

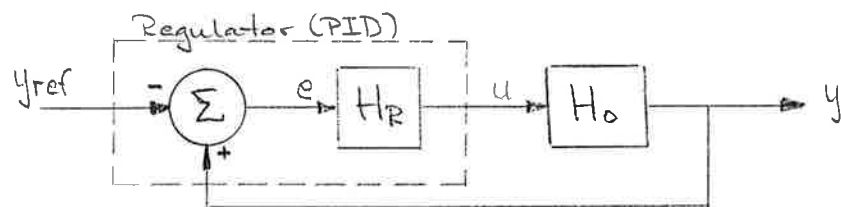


Kort beskrivning av Hypotermienhet

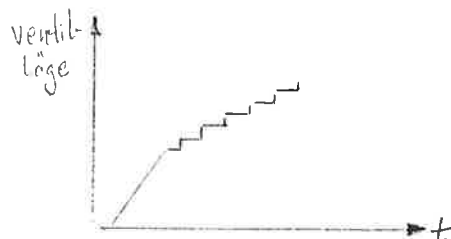
Då operationer utföres på t.ex. hjärtat ersättes detta och lungorna av en hjärt-lung-maskin. Denna maskin upprätthåller blodcirkulation och syretillförsel. Kroppstemperaturen på patienten sänks också, och detta sköts av hypotermienheten.

Hypotermienheten skall, via en värmväxlare, hålla konstant temperatur på patienten under operationen. Mediet som temperaturregleras i hypotermienheten är vatten. Hypotermienheten fungerar i princip enligt figur på nästa sida.

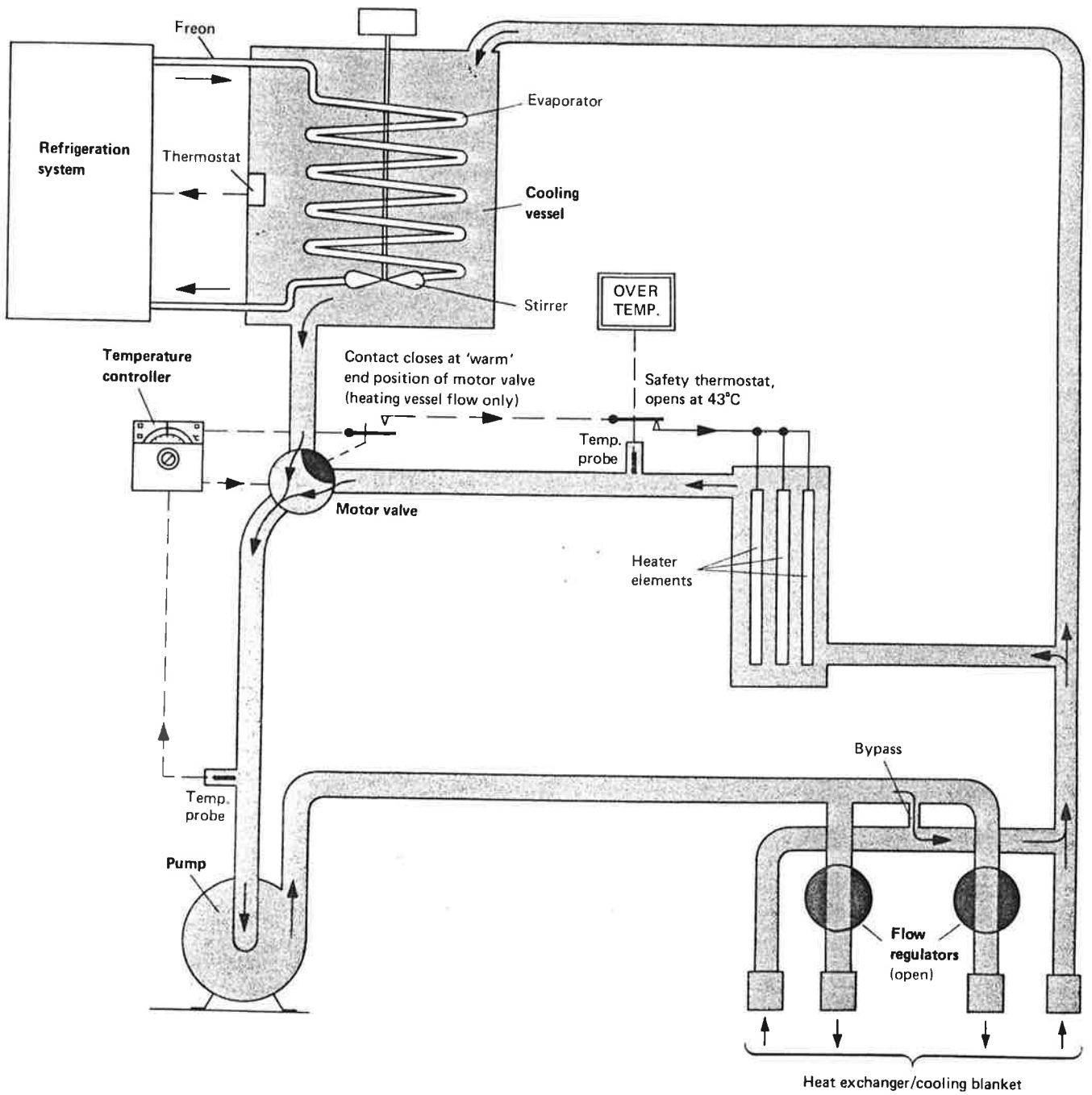
Hypotermienheten kan beskrivas i block-schema enligt nedanstående figur.



Då motorventilen når ändläge och värmingen krävs går regulatorns signal till värmeelementen som aktiveras. PID-regulatorn är en s.k. flerläges stegregulator. Den har två reländgångar vilka t.ex. kan styra en motorventil i vardera riktningen. Regulatorn pulsar sin utsignal och en ventil kan röra sig enligt nedan vid stegändring.

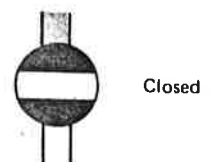
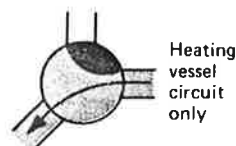
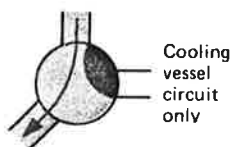
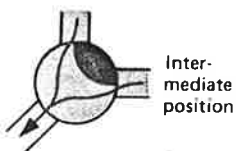


Exempel på
PI-regulator



Motor valve

Flow regulator



Insamling av mätdata

Då insamling av mätdata skall göras mäter man alla erforderliga storheter för kommande identifiering. Ofta kan mätproceduren vara omständlig med uppriggning av mätutrustning, dator för insamling av data och information m.m. Av detta skäl kan det vara bra att mäta så många signaler som möjligt även om man inte direkt ser någon användning av alla just då.

Vid val av samplingsfrekvensen bör man tänka igenom vilka frekvenser som kan vara av intresse. Frekvenser högre än halva samplingsfrekvensen kan som bekant ej urskiljas i mätserierna den s.k. aliaseffekten.

För min uppgift har följande signaler inspelats, med samplingsintervall 0.5 s.

Styrsignal,	u
Ärvärde (temp),	y
Felsignal,	e

Hur skall systemet påverkas?

För att undersöka ett systems dynamiska egenskaper kan olika metoder användas. Vilken som är bäst beror på processen, och möjligheter att påverka denna med önskade signaler.

Nedan några exempel.

Stegsvar: En ofta använd metod, där man gör en stegändring och registrerar utsignalen. Av detta kan man utläsa bl.a. tidskonstanter och tidsfördröjningar. Tillåter systemet att sättas i självsvängning kan Ziegler-Nichols-metod användas till att göra en inställning av PID-regulatorer.

Impulsvar: Detta är främst intressant för system med korta tidskonstanter. Ett trögt system hinner inte reagera på en kort signal. En impuls kan också vara svårt att realisera.

Frekvensanalys: En ren sinussignal användes som insignal. Utsignalen blir en sinussignal med samma frekvens. Amplituden blir en annan och en fasförskjutning uppstår. Följande utsignal mätes.

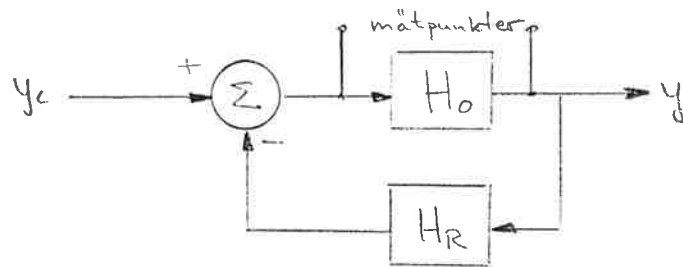
$$y(t) = u^0 |G(i\omega)| \cdot \sin[\omega t + \arg G(i\omega)] + \text{transienter}$$

där u^0 = insignalens amplitud

$G(i\omega)$ = systemets överföringsfunktion

Man väntar tills transienterna dött ut innan mätningar utföres. Experimentet utföres för ett antal olika frekvenser, varefter ett Bode-diagram kan upprättas.

Helst skall identifiering ske på det öppna systemet så att inga återkopplingar påverkar systemet. Är man inte observant och vi har en konfiguration enligt nedan, kan om y_c är konstant en identifiering göras av regulatorn (H_R) istället för processen (H_0).



För hypotermiexperimentet har jag använt stegsvar och "slumpmässig" variation av insignalen för att prova med olika frekvenser.