



LUND UNIVERSITY

Modellering och simulering av datorstyrd svarv

Projektarbete i systemteknik våren 1980

Flote, Anders; Ingemansson, Ulf; Johansson, Gunnar; Marat, Sylwester; Obrant, Olof; Oleskog, Göran; Wolszcan, Janusz

1981

Document Version:

Förlagets slutgiltiga version

[Link to publication](#)

Citation for published version (APA):

Flote, A., Ingemansson, U., Johansson, G., Marat, S., Obrant, O., Oleskog, G., & Wolszcan, J. (1981). *Modellering och simulering av datorstyrd svarv: Projektarbete i systemteknik våren 1980*. (Technical Reports TFRT-7219). Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology (LTH).

Total number of authors:

7

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

MODELLERING OCH SIMULERING AV DATORSTYRD SVARV

PROJEKTARBETE I SYSTEMTEKNIK VÅREN 1980

ANDERS FLOTE
ULF INGEMANSSON
GUNNAR JOHANSSON
SYLWESTER MARAT
OLOF OBRANT
GÖRAN OLESKOG
JANSZ WOLSZCZAN

INSTITUTIONEN FÖR REGLERTEKNIK
LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA
JUNI 1981

Modellering och simulering av datorstyrd svarv

Projektarbete i Systemteknik våren 1980

Anders Flote

Ulf Ingemansson

Gunnar Johansson

Sylwester Marat

Olof Obrant

Göran Oleskog

Janusz Wolszczan

Handledare: Lars Pernebo

Institutionen för Reglerteknik

Lunds Tekniska Högskola

LUND INSTITUTE OF TECHNOLOGY DEPARTMENT OF AUTOMATIC CONTROL Box 725 S 220 07 Lund 7 Sweden		Document name Internal report	
		Date of issue June 1981	
		Document number CODEN: LUTFD2/(TFRT-7219)/1-30/(1981)	
Author(s) Anders Flote Olof Obrant Ulf Ingemansson Göran Oleskog Gunnar Johansson Janusz Wolszczan Sylwester Marat		Supervisor Lars Pernebo	
		Sponsoring organization	
Title and subtitle Projektarbete i Systemteknik våren 1980. Modellering och simulering av datorstyrd svarv. (Independent studies in Systems Engineering 1980. Modelling and simulations of a numerically controlled lathe).			
Abstract An independent study was performed in the undergraduate course of Systems Engineering (Reglerteknik - Systemteknik) during spring 1980. The company S.M.T.-Pullmax in Västerås was visited and data about numerically controlled lathes were obtained. A mathematical model for the lathe with control system was constructed. A number of computer simulations were performed to illustrate the model.			
Key words			
Classification system and/or index terms (if any)			
Supplementary bibliographical information			
ISSN and key title			ISBN
Language Swedish	Number of pages 30	Recipient's notes	
Security classification			

DOKUMENTDATABLAD 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.

1. Inledning

Orsak till studiebesök på SMT-Pullmax i Västerås.

I ämnet systemteknik, reglerteknik fortsättningskurs för maskintekniker på tekniska högskolan i Lund, ingår ett obligatoriskt projektarbete. Vi, som läste kursen på våren 1980, beslöt att göra ett studiebesök på SMT-Pullmax och sedan göra något arbete i anknytning till besöket.

Företaget

SMT-Pullmax såldes av VOLVO i slutet av 1960-talet till Statsföretag. Företaget tillverkade då manuellt styrda svarvar, huvudsakligen till VOLVO-koncernen. Ett viktigt steg för SMT var när de beslöt att utveckla en egen dator till svarvarna. Idag tillverkar de hela enheten, både svarv och dator, själva.

Studiebesöket

En kort genomgång inledde studiebesöket. Företagets historia och utveckling gick igenom. De olika produkterna presenterades och deras möjligheter och begränsningar förklarades. Sedan följde en rundvandring. De olika avdelningarna visades och vi fick se sammansättning av svarvar och datorer. Efter lunch följde en genomgång av reglertekniska problem. En teknisk beskrivning av svarven lämnades. Begränsningar och problem nämndes, bl. a. hur man skall få svarven att ställa in sig på ett bestämt läge snabbast möjligt eller följa en bestämd bana t. ex. en rät linje eller en cirkel.

När vi kom hem valde vi att simulera en svarv på Reglertekniks dator.

Projektuppgiften

Ett blockschema för positionsservot till en automatiskt styrd svarv visas i figur 1. Vertygssliden förflyttas m.h.a. en skruv, som, via en remdrift, drivs av en likströmsmotor. Motoraxelns vinkelhastighet $\dot{\theta}$ mäts m.h.a. en tachometer och slidens läge Z mäts med en digital lägesgivare monterad på skruvaxeln. Lägesgivarens upplösning är $1 \mu\text{m}$. Spänningen U till motorn bestäms av en analog PI-regulator och vinkelhastighetsbörvärdet $\dot{\theta}_0$ till denna bestäms av en digital P-regulator. P-regulatorn är implementerad i en dator med samplingstiden 4 ms .

Med utgångspunkt från fysikaliska samband gjordes en matematisk modell för positionsservot. Systemet delades därvid upp i fyra delsystem: motorn med verktygsslid, lägesgivaren, den digitala regulatorn samt den analoga regulatorn. Vart och ett av delsystemen beskrevs med hjälp av simuleringsspråket SIMNON (se Elmqvist (1973)) och simulerades var för sig. Därefter kopplades de ihop via ett s.k. "connecting system" och hela positionsservot simulerades.

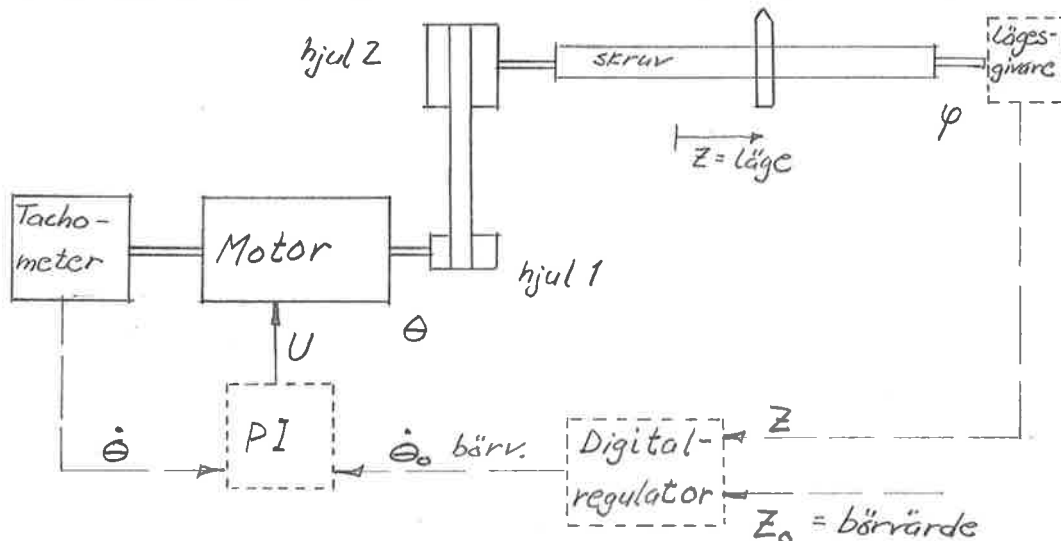
Systemet simulerades för olika värden på regulatorparametrarna och vi försökte finna så bra värden som möjligt. Härvid betraktades tre olika driftsfall. I det första fallet skall sliden hållas stilla i ett givet läge. Om den av någon anledning hamnat i fel läge, skall den snabbt svänga tillbaka till det önskade läget. Systemet skall med andra ord ha ett så bra stegsvar som möjligt för små steg i referensläget Z_0 . I det andra fallet skall sliden kunna följa en cirkel i två dimensioner. Detta innebär att den i en dimension måste kunna följa en sinuskurva i Z_0 . I det tredje fallet, slutligen, skall sliden kunna accelereras så snabbt som möjligt upp till en given hastighet. Den skall hålla denna hastighet en stund för att sedan bromsas och stanna i ett givet läge. Härvid tillåts endast en mycket liten översläng ($2 \mu\text{m}$). I samtliga fall måste spänningen och strömmen i motorn hålla sig inom givna begränsningar.

2. Modellbygge

2.1 Modell för motor med verktygsslid

Vår uppgift var att bygga en modell av motor med last och tachometer. Insignal är U och utsignaler är φ och $\dot{\Theta}$, där $\varphi = 0.5 \cdot \Theta$ dvs. skruvens vinkelläge.

Svarvens motor verktygshållare och styrsystem, enl. fig nedan.



Figur 1

Den elektriska motorn beskrivs av ekv 1.

$$\ddot{\Theta} + \frac{R}{L} \dot{\Theta} + \frac{K^2}{JL} \Theta = \frac{K}{JL} U + \frac{1}{J} \dot{M} + \frac{R}{JL} M \quad (1)$$

Θ = vridningsvinkel

U = pålagd spänning

M = friktionsmoment

$J = J_m + J_{\text{hjul1}} + J_{\text{hjul2}} + J_{\text{skruv}}$ dvs. J_{tot}

K = proportionalitetskonstant mellan ström och moment
(moment = $K \cdot$ strömstyrka)

R = ankarlindningens resistans

L = " inductans

Ur motorns datablad erhålls :

$$J_m = 0.0033 \text{ kg m}^2 \quad (\text{för motor och tachometer})$$

$$K = 0.59 \text{ Nm/A}$$

$$R = 0.92 \text{ Ohm}$$

$$L = 5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

Utförda beräkningar gav: $J = 0.00478 \text{ kg m}^2$

$$J_{\text{hjul1}} = 0.0002225 \text{ kg m}^2 \quad \text{gjutjärn, } d = 54 \text{ mm.}$$

$$J_{\text{hjul2}} = 0.000871 \text{ kg m}^2 \quad \text{aluminium, } d = 108 \text{ mm.}$$

$$J_{\text{skruv}} = 0.001645 \text{ kg m}^2 \quad \text{stål, } d = 38 \text{ mm.}$$

Med hänsyn till att hjul2 och skruven endast roterar med halva motorns varvtal, skall endast $0.5(J_{\text{hjul2}} + J_{\text{skruv}})$ tagas med vid beräkningen av J_{tot} föregående sida.

Verktygssliden betraktas som viktlös.

Friktionsmomentet uppskattas till 1.2 Nm och är motriktat $\dot{\theta}$.

Vi skriver om ekv 1 på tillståndsform. Först mult med J/K ty annars blir $K/(JL)$, dvs konstanten framför U , för stor.

$$\left[K/(JL) \approx 25000 \text{ medan } 1/L \text{ endast är } 200, \Rightarrow \text{mindre der } X1 \right]$$

$$\left(\frac{J}{K} \ddot{\theta} - \frac{1}{K} \dot{M} \right) + \frac{R}{L} \left(\frac{J}{K} \dot{\theta} - \frac{1}{K} M \right) + \frac{K}{L} \theta = \frac{1}{L} U$$

NU kan vi införa tillståndsvariablerna :

$$X1 = \frac{J}{K} \dot{\theta} - \frac{1}{K} M$$

$$X2 = \dot{\theta}$$

$$X3 = \theta$$

Då kan ekv 1 skrivas:

$$\dot{X1} + \frac{R}{L} X1 + \frac{K}{L} X2 = \frac{1}{L} U$$

Systemets tillståndsekvationer blir då:

$$\text{Der } X1 = \frac{1}{L} (U - R X1 - K X2)$$

$$\text{Der } X2 = \ddot{\theta} = \frac{K}{J} (X1 + \frac{1}{K} M)$$

$$\text{Der } X3 = \dot{\theta} = X2$$

Vi kan nu skriva ett kontinuerligt system för motor med last och tachometer. Vi utnyttjar kommandospråket SIMNON.

```

CONTINUOUS SYSTEM MOT
INPUT U
OUTPUT Y F I Z
STATE X1 X2 X3
DER DX1 DX2 DX3
OUTPUT
Y=X2
F=X3/2
Z=F/200/3.1415926
I=X1
DYNAMICS
M=-MM*SIGN(X2)
MOM=IF K*X1>MM THEN K*X1-MM ELSE IF K*X1<-MM THEN K*X1+MM ELSE 0
DX1=(U-R*X1-K*X2)/L
DX2=1/J*(IF ABS(X2)>EPS THEN K*X1+M ELSE MOM)
DX3=X2
K:0.59
R:0.92
L:0.005
J:0.00478
EPS:1.E-5
MM:1.2
END

```

För att testa detta system skrev vi ett connecting system som genererade ett spänningssteg. Denna spänning går till system MOT :s inputdel. Nu kan vi få system MOT :s outputstorheter uppritade som funktion av tiden på en bildskärm.

```

CONNECTING SYSTEM TEST
TIME T
U(MOT )= IF T<0.5 THEN 0 ELSE 1
END

```

2.2 Modell för lägesgivare och digital P-regulator

Diskret lägesgivare

Bakgrund: Lägesgivaren är direkt kopplad till skruven på svarven. Då skruven roterar ett tiotusendels varv skall lägesgivaren räkna fram en puls. Eftersom skruvens gångstigning är 1 cm/varv motsvarar en μm förflytning av verktygssliden en puls på lägesgivaren. Upp och nedräkning av pulser skall ske korrekt då vridningsvinkeln (φ) passerar 0.

Lösning: En modell av lägesgivaren görs i simuleringspråket SIMNON (se programlistan). Lägesgivaren har filnamnet GIV och är en kontinuerlig modell vilket innebär att in- och utsignaler inte är diskreta i tiden. Som insignal erhålles φ från motorn och som utsignal lämnas Z till P-regulatorn. Funktionen INT(arg.) i SIMNON avrundar det reela talet $10000 \cdot \varphi / 2\pi$ neråt till närmsta heltal och efter multiplikation med 10^{-6} erhåller man slidens läge i meter med upplösningen 1 μm . IF-satsen är till för att läget skall vara rätt nedräknat då φ byter tecken.

P-regulator

Bakgrund: Den digitala P-regulatorn skall producera ett börvärde för motorns vinkelhastighet en gång var 4:de millisekund som alltså är samplingsperioden. Insignal till P-reg. är dels var verktygssliden skall befinna sig vid nästa samplingstidpunkt och dels var den verkligen befinner sig vid denna samplingstidpunkten (från lägesgivaren). Det nyss föregående börvärdet sparas och en teoretisk vinkelhastighetsbörvärde erhålles genom algoritmen 400π (nästa börvärde - nuvarande börvärde) / 0.004 (400π är propotionalitetskonst. mellan slidhast. och vinkelhast. för motorn). Det behövs emellertid en korrektionsterm som utgör den egentliga återkopplade P-reg. Korrektionstermen har utseendet 400π (förstärkningsparameter (nuvarande börvärde - nuvarande ärvärde)). Modellen blir således

$$\dot{\theta}_0 = 400\pi [(z_0(t) - z_0(t-T)) / T + K_2(z_0(t-T) - z(t))].$$

Lösning: En modell av P-regulatorn görs i SIMNON (se programlistan). Regulatorn har filnamnet HAST och är diskret. Insignaler är som nämnts ärvärdet Z, börvärdet vid nästa tidpunkt ZO och utsignal TE som lämnas som vinkelhastighetsbörvärde till en PI-regulator. I modellen är infört ett tillstånd ZOB som är värdet av ZO vid föregående samplings-tidpunkt och alltså nuvarande börvärde. Termen VKOR är reglerfelet multiplicerat med en förstärkn. param. och VTER är det teoretiska vinkelhast. börvärdet. TE består sedan av summan av dessa bägge mult. med 400π . I satsen NZOB=ZO sparas ZO. För att bestäma reg. parametern K2 är det först lämpligt att ställa in PI-reg. så den följer ett steg i vinkelhast. byfsat (vid kaskadkoppling av regulatorer justerar man först den inre loopen). Det visade sig att val av stegstorlek för PI-reg. var av avgörande betydelse för värdet på dess parametrar. Vi valde ett steg på $2\pi/s$ vilket alltså innebär att motorn skall ändra sin vinkelhast med $2\pi/s$ var fjärde millisekund. Om man ser till vad det hela så småningom skall utmynna i, att följa en sinus, är detta steg alldeles för stort men vi vill ha en lite allmänare regulator som klarar kraftiga korrigeringar. Dessutom så skall vi se att P-reg. inställning är utslags-givande. Vi erhöll $TI=0.018$ och $K=3$. Vid inställande av P-reg. valde vi ett steg i läge som motsvarar 2π i vinkel och med K2 satt till 5 och justering av TI till 0.016 erhöll vi ett stegsvar med en μm översläng och en insvängningstid på 0.012 sek. (tid till utsignalen ligger mellan 19 och 21 μm , se diag. 5).

Eftersom en SIMNON-simulering går till på så sätt att tiden i datorn står stilla när beräkningar görs kommer P-reg. att ställa ut börvärdet på vinkelhast. oändligt snabbt. Emellertid så är det bara 3 additioner och 2 multiplikationer som skall göras och tidsåtgången för detta bör i ett verkligt fall vara liten jämte samplingsperioden.

```
CONTINUOUS SYSTEM GIV
INPUT F I
OUTPUT Z
OUTPUT
M=0.000001*INT(FI*10000/(2*3.1415926))
Z=IF F<0.0 THEN M-0.000001 ELSE M
END
```

```
-----
DISCRETE SYSTEM HAST
INPUT Z Z0
OUTPUT TE
STATE Z0B
NEW NZ0B
TIME T
TSAMP TS
OUTPUT
VKOR=K2*(Z0B-Z)
DIFF=Z0B-Z
DIFF2=10*(Z0B-Z)
DIFF3=1000*(Z0B-Z)
DIFF4=10000*(Z0B-Z)
VTER=(Z0-Z0B)/0.004
TE=K1*(C1*VTER+VKOR)
VTOT=TE/K1
DYNAMICS
NZ0B=Z0
K1:1256.6370
K2:100
C1:1
DT:0.004
TS=T+DT
END
```

2.3 Modell för analog PI-regulator

Tidskontinuerlig PI-regulator har för uppgift att reglera spänningen U hos svarsmotor vilken i sin tur åstadkommer att verktygssliden ska förflyttas.

Regulatorn reglerar på reglerfel mellan motorns vinkelhastighet $\dot{\theta}$ uppmätt med hjälp av tachometer och digitalt börvärde av denna vinkelhastighet $\dot{\theta}_0$ som är utsignal från digital P-regulator.

Regulatorns överförningsfunktion har följande utseende:

$$U = K \left[(\dot{\theta}_0 - \dot{\theta}) + I/TI \int (\dot{\theta}_0 - \dot{\theta}) dt \right]$$

Det finns möjlighet att variera regulatorns konstanter d.v.s. både K och TI

Maximal tillåten utsignal, spänning U , begränsas till 120V.

Det är en säkerhetsåtgärd för att inte förstöra motorn.

Vid första simuleringar valdes renodlad PI regulatorn med begränsning på maximal utsignal $U_{max} = 120$ v.

Programlista till den ursprungliga PI regulatorn ser på följande sätt ut:

DTHRF--referensvinkelhastighet
DTH - vinkelhastighet

```
CONTINUOUS SYSTEM CPIR
INPUT DTHRF DTH
OUTPUT U
STATE I
DER DI
OUTPUT
E=DTHRF-DTH
P=KPI*E
U=IF P+I>UMAX THEN UMAX ELSE IF P+I<UMIN THEN UMIN ELSE P+I
DYNAMICS
DI=KPI*E/TI
TI:0.016
KPI:3
UMAX:120
UMIN:-120
END
```

3. Simulering

3.1 Stegsvär

Vår uppgift var att finna lämpliga värden på proportionalitetskonstanten K och integrationstiden TI i PI-regulatorn samt proportionalitetskonstanten K2 i den digitala regulatorn så att Z snabbt ställer in sig i önskat konstant läge om det ursprungligen ligger något fel.

Nu får vi givetvis utnyttja de andra gruppernas delsystem med vårt speciella connecting system enl. nedan.

```
CONNECTING SYSTEM SVA
TIME T
DTH(CPIR )=Y(MOT )
FI(GIV )=FI(MOT )
Z(HAST )=Z(GIV )
ZO(HAST )=IF T<1 THEN 0 ELSE K
DTHRF(CPIR )=TE(HAST )
U(MOT )=U(CPIR )
K:5
END
```

Vår tanke var att först ställa in K och TI för PI-reg. För detta ändamål konstruerade vi ett särskilt connecting system vilket skickade in ett steg till PI-reg. Vi kopplade således bort digitalreg. och lägesgivare.

```
CONNECTING SYSTEM STEP
TIME T
DTH(CPIR ) = Y(MOT )
DTHRF(CPIR ) = IF T<1.0 THEN 0 ELSE D
U(MOT ) = U(CPIR )
D: 10
END
```

Det visade sig att vi fick ett mycket snyggt stegsvär för $K = 0.1$ och $TI = 0.004$, d.v.s. stor integrerande del och låg prop. förstärkning.

Då hela systemet simulerades med dessa värden blev stegsvaret dåligt med stora överslängar. Detta berodde troligtvis på den stora integrerande delen i PI-regulatorn.

Istället satte vi TI till 0.01 och provade systematiskt ut värden på K och K2 .

Minst översläng fick vi för $K = 3.0$ och $K2 = 90$. Denna blev $1.3 \mu\text{m}$ för ett steg på $5 \mu\text{m}$.

Om den integrerande delen helt togs bort d.v.s. TI sattes högt (10^6) erhöles en väl dämpad kurva utan översläng.

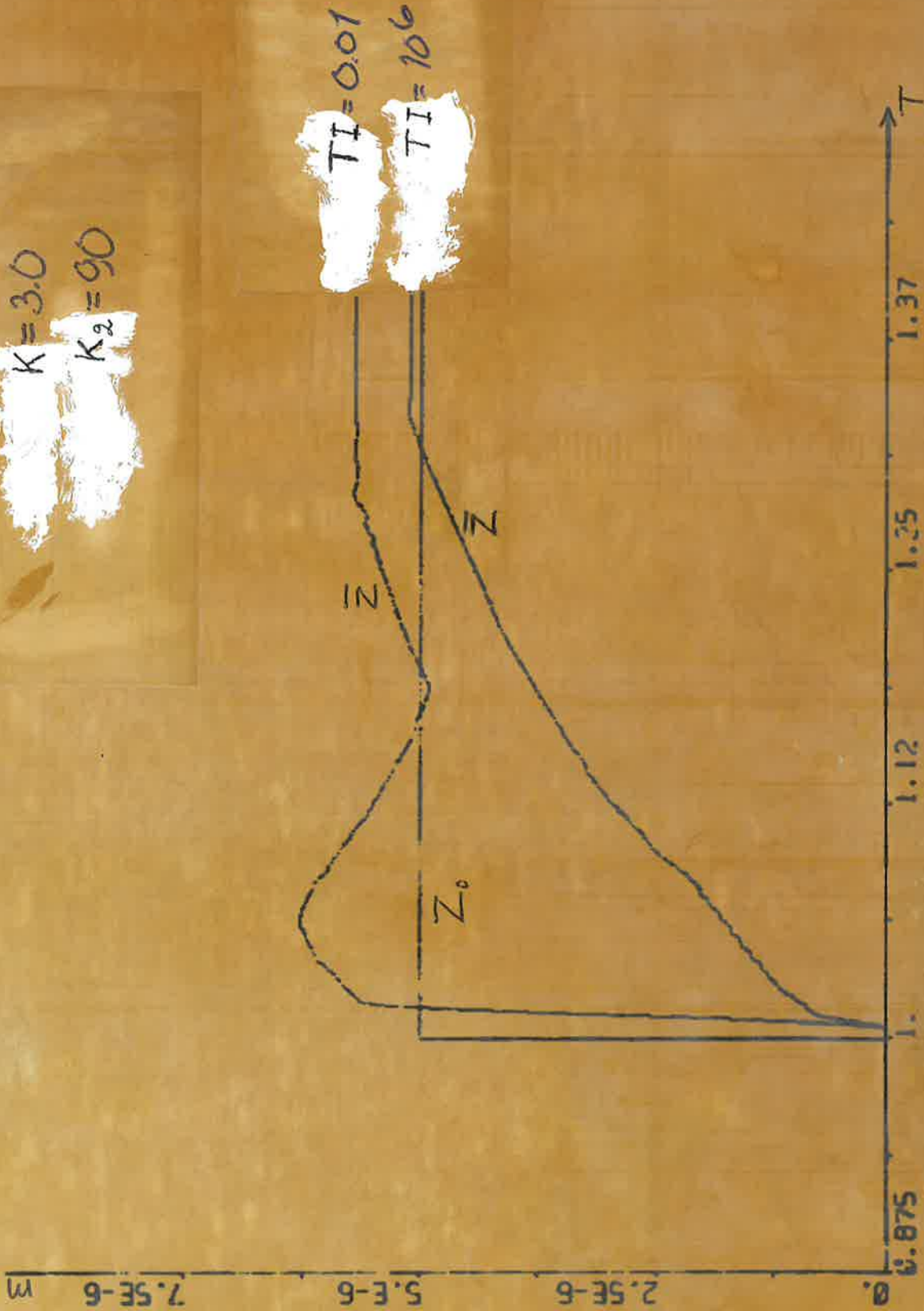
Vidare togs kurvor på ström och spänning som funk av tiden för samma steg alltså $5 \mu\text{m}$.

Kurvor se fig. bilaga.

arm.

Z(MOT) anger verktygets verkliga läge. Lägesgivaren har en upplösning på en μm detta medför att de stationära felen, vilka är mindre än en μm , ej kan detekteras och korrigeras.

PLOT Z (NOT 3 ZELHAST 3)

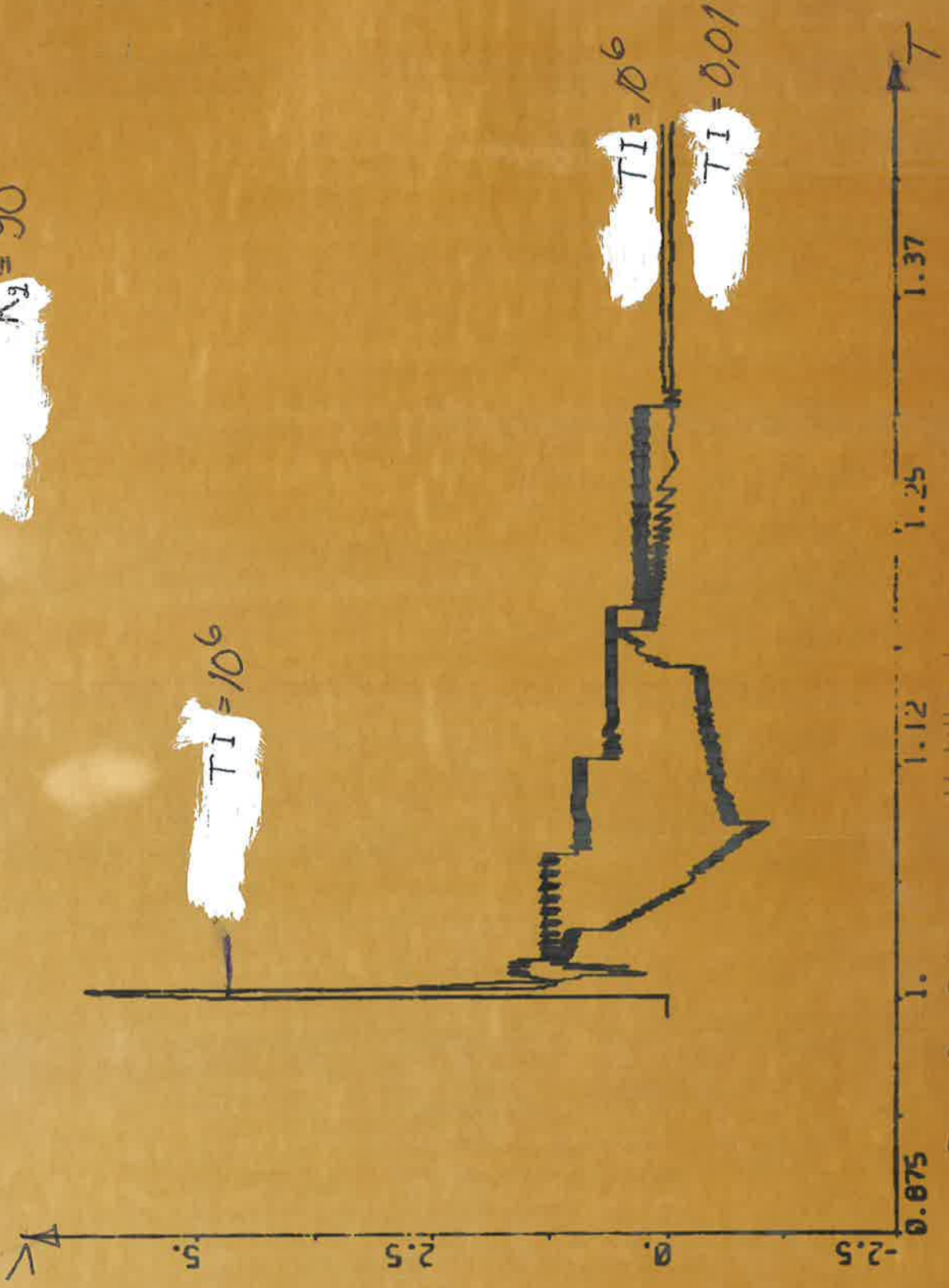


Figur 2. \bar{Z} = Slidens verkliga läge (ej utsignal från lägesgivaren)
 K och TI är förstärkning och integrationstid i PI-regulatorn. K_2 är förstärkning i P-reg.

PLOT UCHOT J

$K = 3.0$

$K_g = 90$



Figur 3. Spänningen U till motorn

PLOT 1 (NOT 1)

$K_1 = 3.0$

$K_2 = 90$



Figur 4. Strömmen genom motorn

3.2 Simulering av att följa en sinusfunktion

Som nämndes tidigare så är egentligen avsikten med uppgiften att verktygssliden skall följa en cirkel. Inskränker man sig till att istället reproducera en sinusvåg motsvarar det ena koordinaten i cirkeln och verktygssliden kommer således att utföra en odämpad harmonisk svängnings rörelse. Maxhastigheten hos sliden skall vara så stor som 0.02 m/s och speciellt skall värdet på styrspänningen till motorn från PI-reg. och strömen i motorns ankarlindning undersökas. Max. tillåten spänning och ström antas vara 120 volt resp. 13 ampere. Simulering gjordes för sinus med olika amplitud, bla. 50 mm och 5 mm.

Följa sinus-våg med amplituden 5 mm

Om man ser till motsvarigheten i två dimensioner d.v.s att att följa en cirkel och slidhastigheten är 20 mm i sekunden så innebär det att $20/2 \cdot 5 \cdot \pi = 0.64$ hela cirkelrörelser skall svarvas på en sek. Det är kanske nästan en orealistisk svarvningsoperation. I diag. 6 så är kurvan plottad och där avser ZOB börvärde och Z(HAST) (eftersom Z här tas i HAST, som är en diskret modell, kommer Z att vara konstant i varje samplingsintervall precis som ZOB) är värde. DIFF3 visar differansen mellan ZOB-Z multiplicerad med en faktor 1000. Som vi ser uppgår DIFF3 till max. 2.5 μm under större delen av rörelsen med undantag av vändlägena där en utmärkande spik på 11 μm uppträder. Vid $T=1.6(1.571)$ är hastigheten som störst och sliden skall bromsas. P.g.a. av tröghetsmomentet hos svänghjul och skruv kommer ärvärdet att ligga före börvärdet under inbromsningen och den kraftiga toppen efter en fjärdedels period (strax efter) beror på att sliden fortsätter lite för långt och inte hinner komma igång, på grund av friktion och tröghet, när ZOB vänder. Omedelbart efter halva perioden är sliden ifatt igen och förloppet upprepas med negativa lägen. Om vi ser i ström, spänningskurvan (se diag. 7 där ZOB4 är inlagd som ref.)

observerar vi att spänningen och framför allt strömmen gör ett steg i vändlägena. Det beror på att slidens hastighetsförändring skall vara störst i vändlägena. I ytterläget i första halvperioden skall sliden ta fart i negativ lägesriktning och ström och spänning sätts därför negativa och eftersvänger på grund av den hastiga förändringen. Motsvarande inträffar vid det andra vändläget. De uppsatta max. värdena klaras med god marginal. $I_{max.} = 7$ A vid vändläget och $U_{max.} = 16$ V vid nollgenomgången. För att $I_{max.}$ skall överskridas krävs antagligen att cirklar med en mikroskopisk radie skall ritas.

Följa sinus-våg med amplituden 50 mm

Motsvarighet i två dimensioner är att $20/2 \cdot 50 \cdot \pi = 0.064$ varv per sekund skall svarvas eller att ett varv skall ta 15.7 sek. och det motsvarar nog mer ett verkligt fall. Om vi ser i diag. 8 är här differansen $DIFF4(10000(ZOB-Z))$ mindre framför allt i vändlägena och uppgår till strax över $5 \mu m$. Om man undersöker hastighetsförändringen d.v.s accelerationen $-wR$ är den en faktor 10 mindre här och inbromsningen blir inte så kraftig och sliden hinner bättre med börvärdet. Slutligen kan sägas att om $K2$ i P-reg. väljs till 125 blir felet i vändläget ännu mindre men ström och spänning blir något slängigare. Vid $K2=130$ blir systemet instabilt och ärvärdet svänger kraftigt kring börvärdet.

TILLÄGG: Vi fann att den ursprungliga inställningen av $K2$ i P-reg. var på tok för liten. Med $K2=5$ som vi erhöll från stegsvaren erhöll vi ett max.fel uppgående till $40 \mu m$ i vändlägena och $20-30 \mu m$ under resten av perioden. Vi ökade $K2$ kraftigt och stannade för 100. $K2$ motsvarar således $2/5$ av faktorn framför VTER ($1/\text{samplingsperioden} = 1/0.004$)

PLOT 24 Z04

Inställning av P-reg

steg = 20 mm

K = 3

K2 = 5

T1 = 0,016 s 0,018

T1 = 0,018 + + +

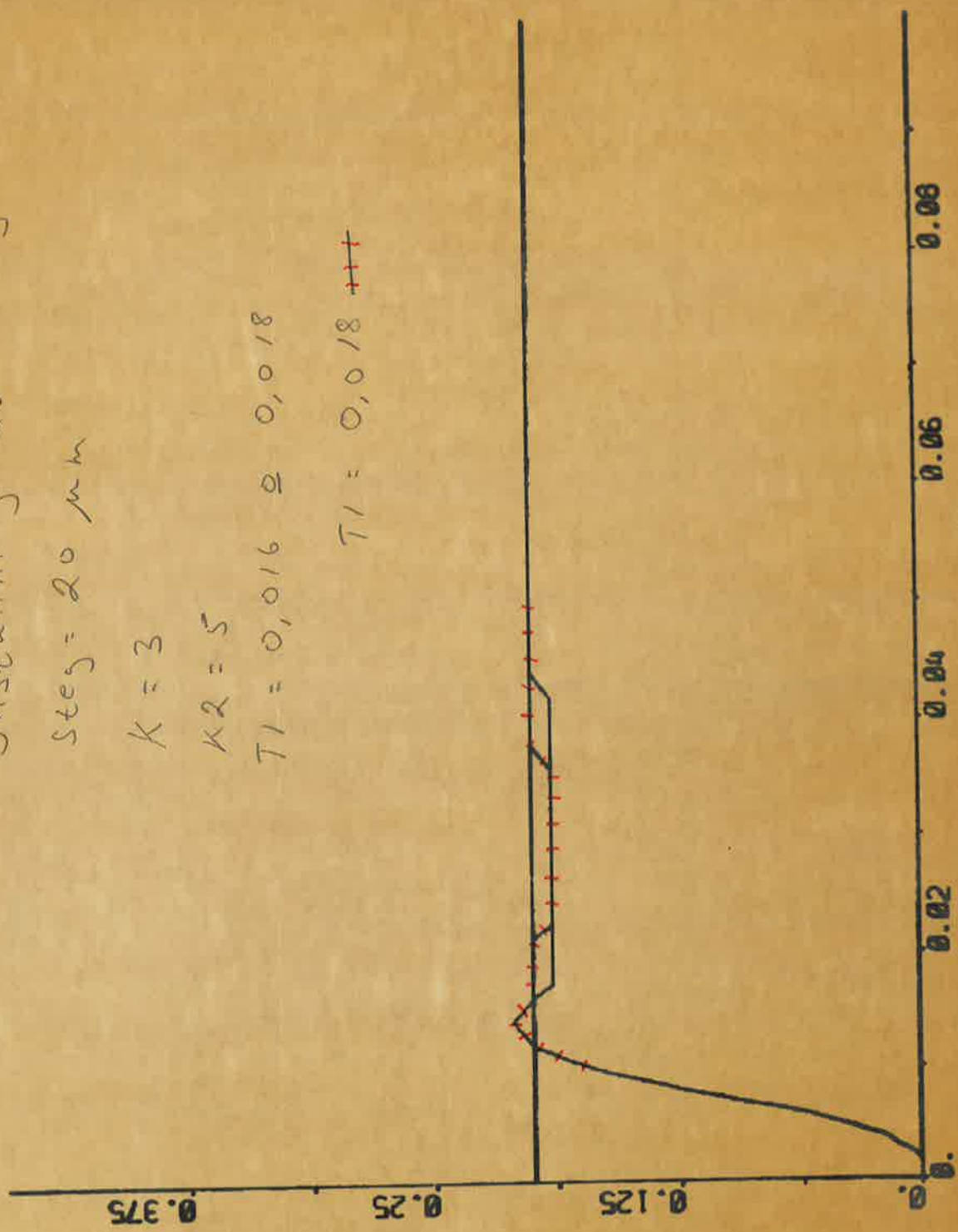


Diagram 5. Slidens läge vid steg i Z0

PLOT 208 ZINASTO DIFF3

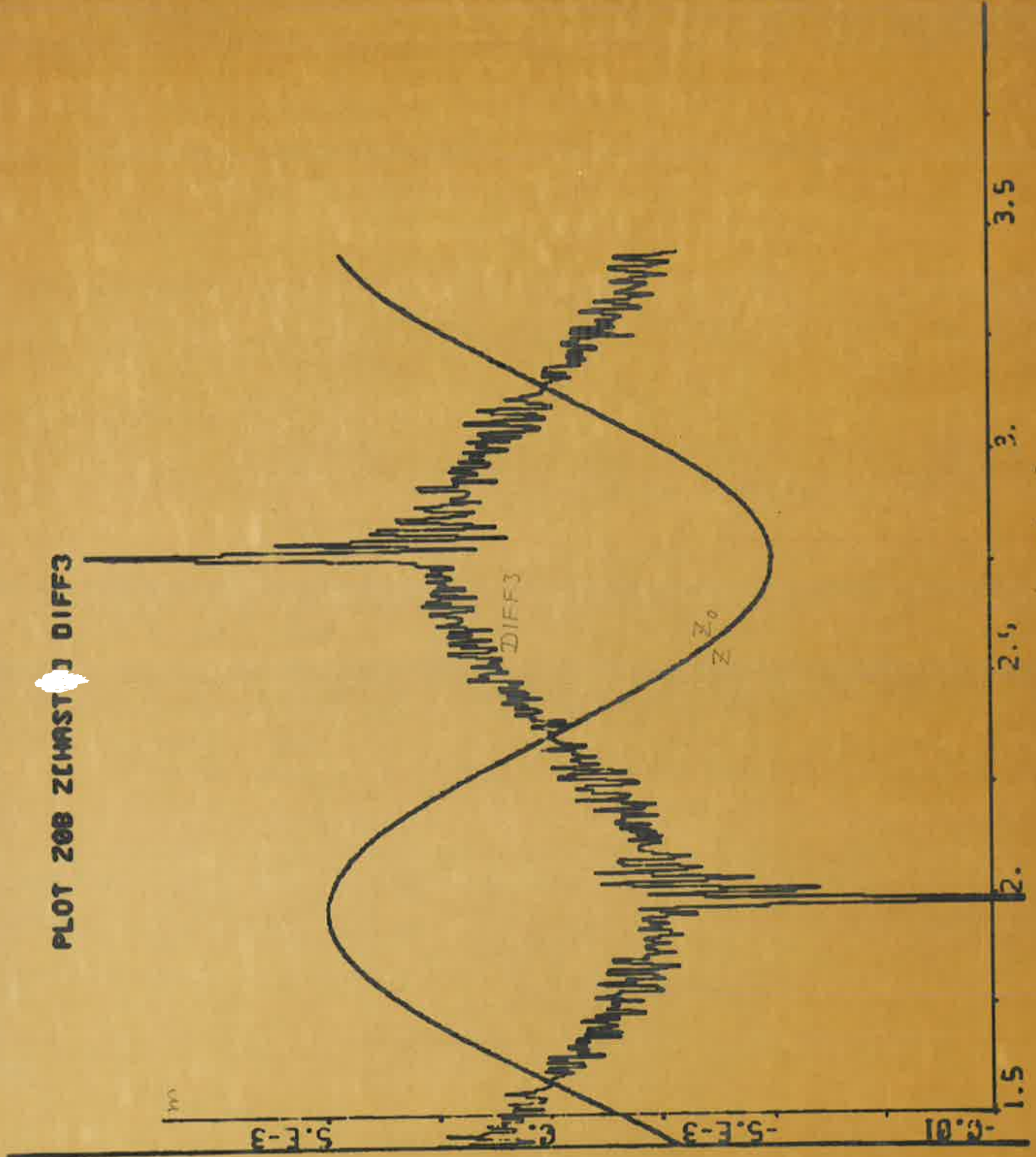


Diagram 6. $R = 0,005 m$, $DIFF3 = (Z_0 - Z) \cdot 10^3$

PLOT I (NOT) UENOT) Z064

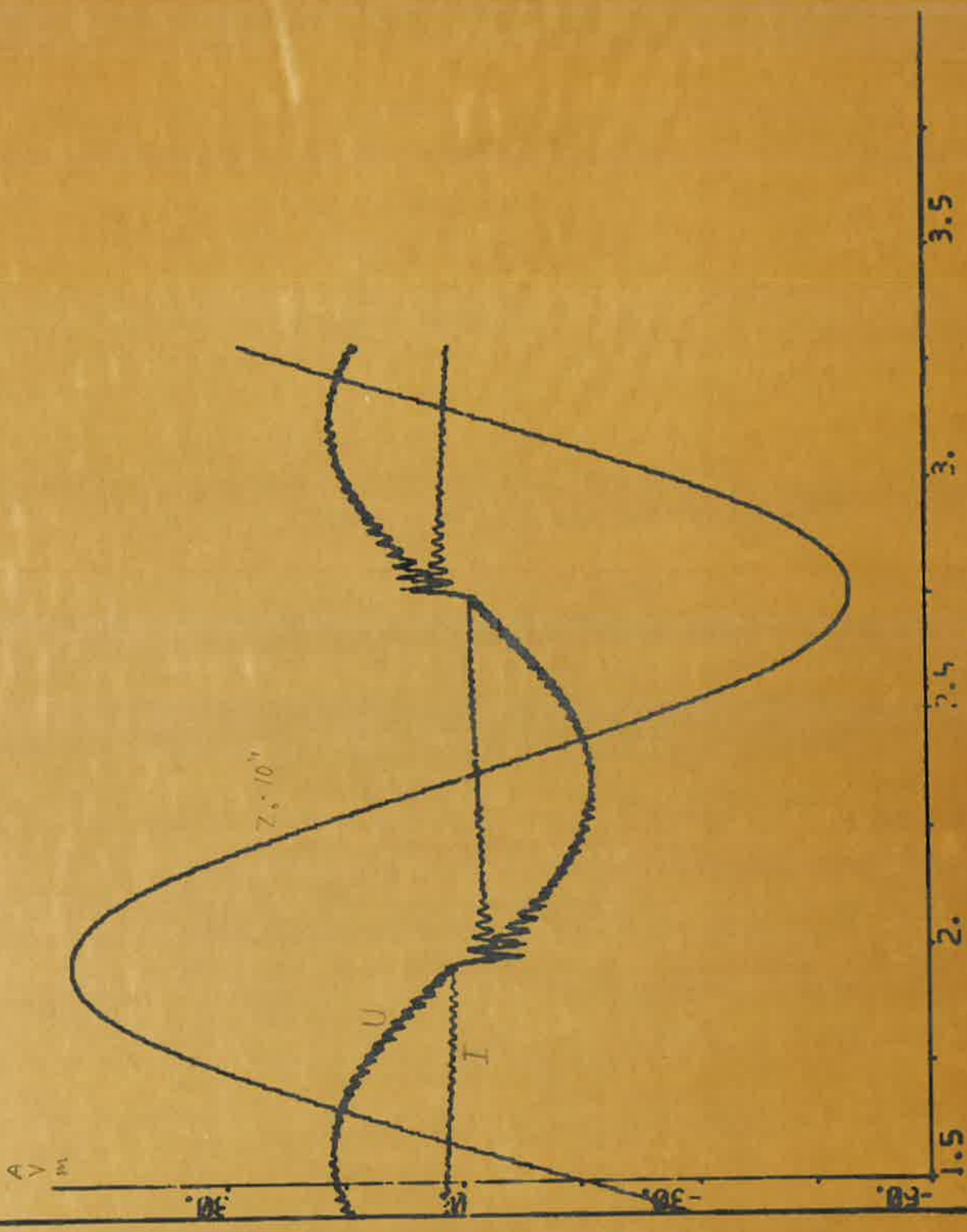
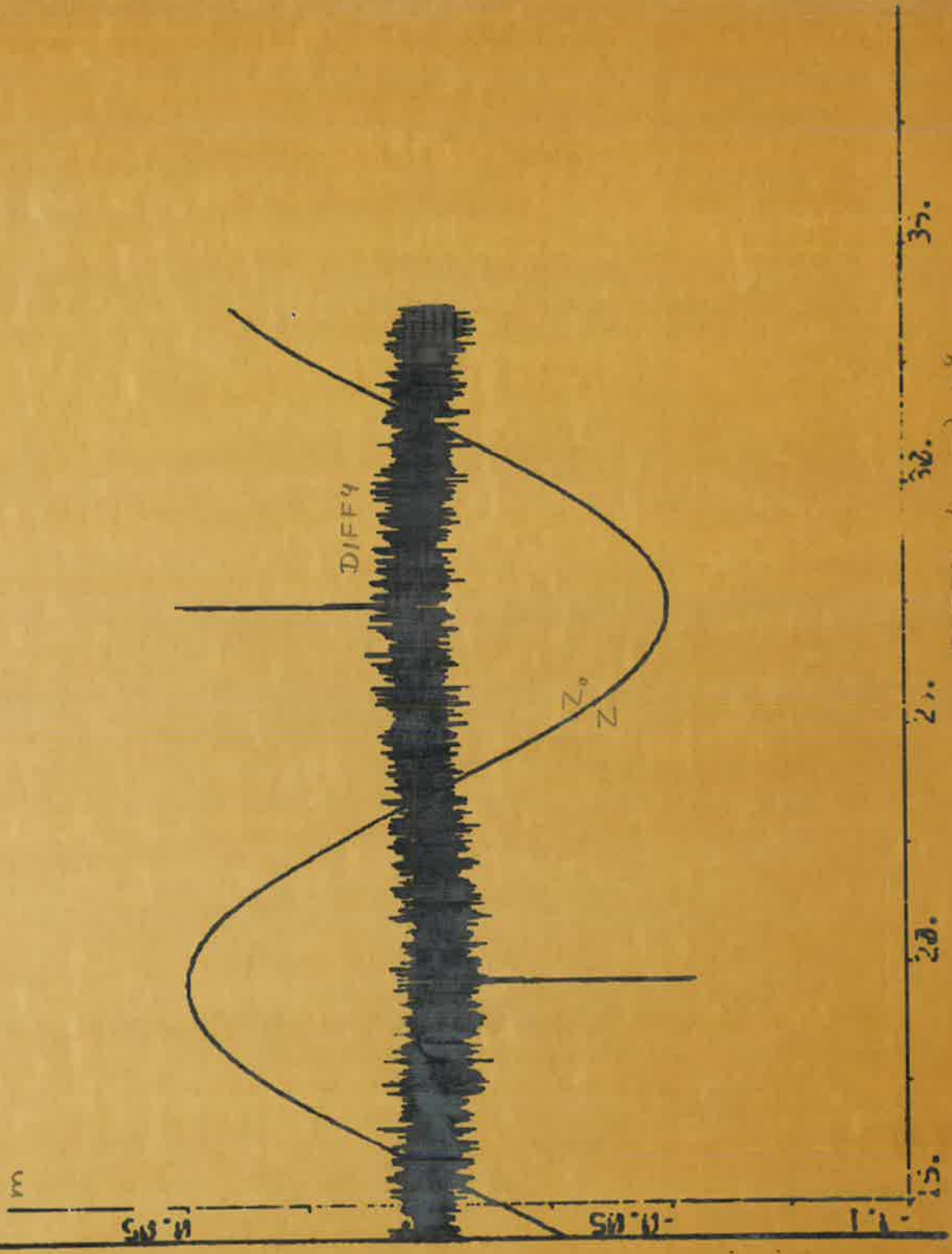


Diagram 7. $R=0.005m$

PLOT ZOB Z[HAST]] DIFF4



15. 20. 25. 30. 35.
 Diagram 8. $R = 0,05m$ $DIFF4 = (Z_0 - Z) \cdot 10^4$

PLOT I [MOT2] U [MOT2] Z08M

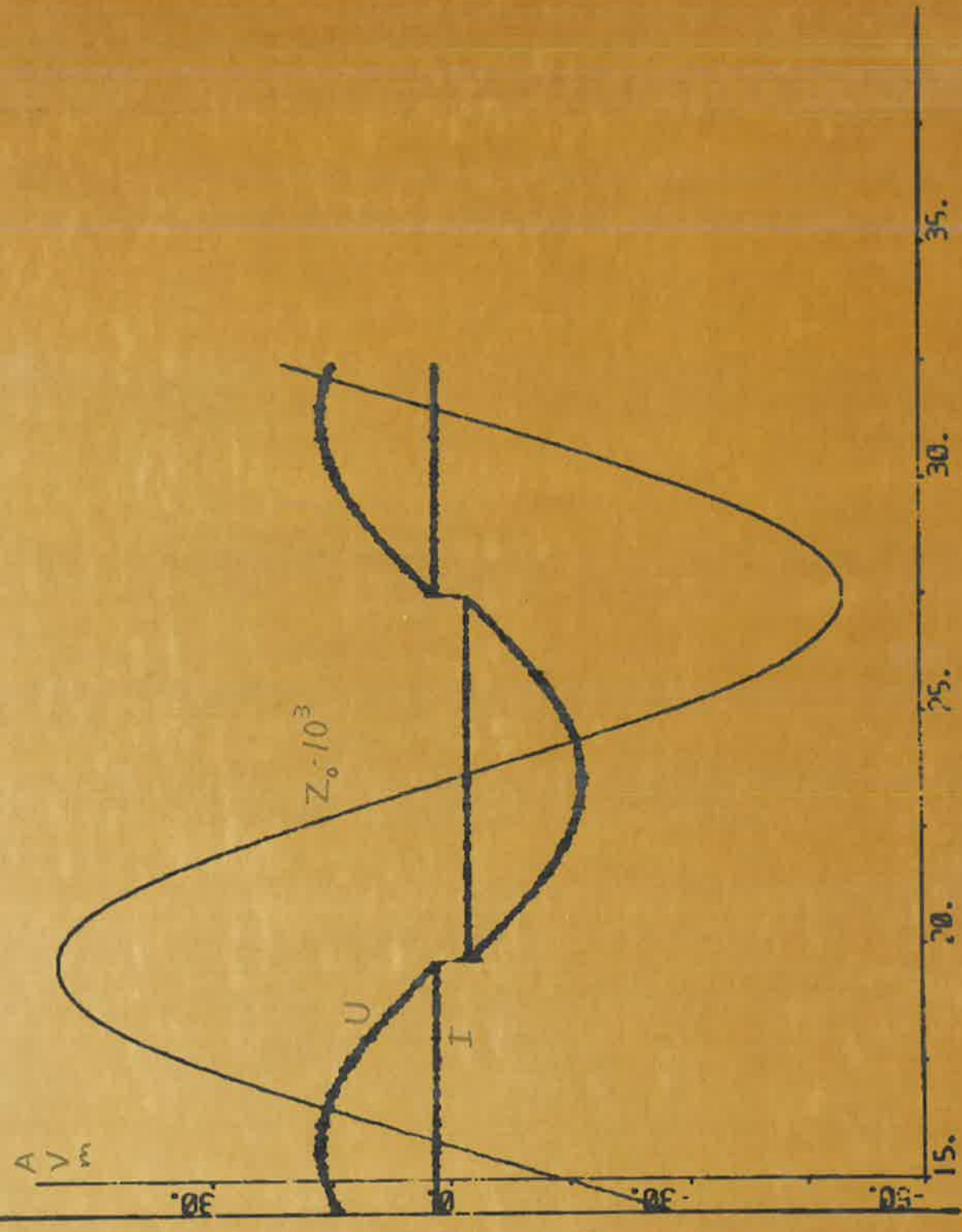


Diagram 9. $R = 0,05 m$

3.3 Simulering av acceleration och retardation

Simuleringen av systemet skall göras på följande sätt. Starta verktygssliden från stillastående läge, accelereras (konstant) så snabbt som möjligt till $\dot{Z}=0.02$ m/sec. Därefter hålls hastigheten konstant en viss tid för att sedan retarderas (konstant) så att sliden stannar i en given punkt Z_1 . Det tillåts maximalt 0.002 mm översläng från 1 läget. Strömmen får aldrig överstiga $I=13$ A.

BESTÄMMING AV LÄGE- OCH HASTIGHETSKURVA

Med hjälp av sistnämnda förutsättningar är det bäst att åstadkomma följande Z-kurva (fig. 10)

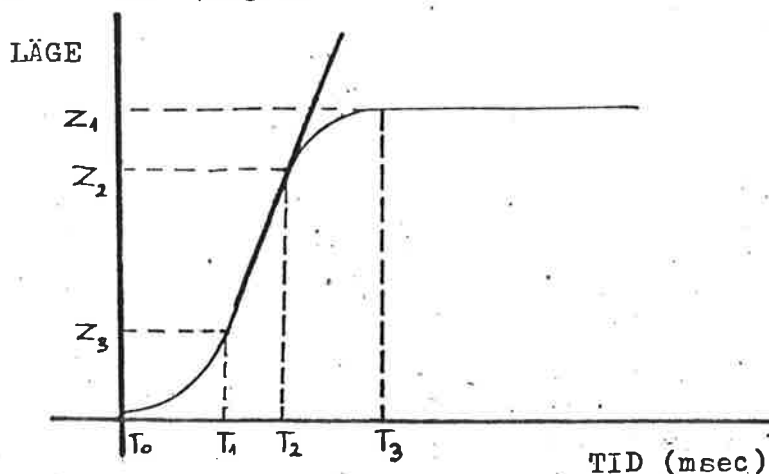


fig. 10

Parabelns krökning bestäms av strömbegränsningen (13 A). Efter derivering fås följande hastighetkurva (fig. 11). Därför att insignal till P-regulator är digital så i verkligheten fås annorlunda utseende på både läge- och hastighetkurvan se fig. 12 och fig. 13.

Digital signal på Z_0 , börvärde för slidens läge, ändras var 4-de msec alltså med sådan frekvens som systemets samplingstid. Tyvärr går det inte att ändra börvärdet Z_0 oftare. Det har vissa följder vilka kommer att redovisas senare. Vid bestämning av Z-kurva uppdelades denna på tre intervall och löstes med hjälp av väldigt enkla matematiska ekvationer med hänsyn till strömmens begränsning. I början ändras lägets referensvärde enligt formel för parabel $Z=A(T-T_0)^2$. Efteråt enligt rät linje $Z=(Z_2-Z_3)/(T_2-T_1)(T-T_1)+Z_3$ och till slut med samma men symmetriskt omvänd parabel $Z=Z_1-A(T_3-T)^2$ (se programlista på nästa sida).

SIMULERING AV SYSTEM

Efter systemets sammanknytning börjades simulering av processen med inkopplad vanlig PI-regulatorn. Resultaten var verkligen mycket dåliga.

Vid små K2 och stora TI var systemet mycket långsamt. För ett utvalt värde motsvarande hastigheten $\dot{Z}=0.003\text{m/sec}$ kan man välja små förstärkningar och uppnå ganska hyfsat resultat men generellt kan de utvalda parametrarna inte tillämpas. Vid stora K2 börjar systemet pendla. Det största problemet var att inte få översläng större än 0.002 mm och samtidigt att koppla ur strömmen när sliden förflyttades till referensläge. För detta ändamål implementerades i PI-regulatorn en villkorlig dödzon-regulator. Det innebär att om både börvärde på skruvens vinkelhastighet $\dot{\theta}_0$ och den verkliga vinkelhastigheten $\dot{\theta}$ närmar sig noll samt reglerfelet är mindre än 0.002 mm då nullställes spänningen U eller med andra ord urkopplas PI-regulatorn.

Efter många försök justerades PI-regulatorns parametrar på följande konstanter:

K2=100

TI=0.01

se fig.14

REGULATOR PI

Program

```

CONTINUOUS SYSTEM CPIR
INPUT DTHRF DTH ERZMI
OUTPUT U
STATE I
DER DI
OUTPUT
E=DTHRF-DTH
P=KPI*E
U1=IF P+I>UMAX THEN UMAX ELSE IF P+I<UMIN THEN UMIN ELSE P+I
A=ABS(DTHRF)
B=ABS(DTH)
FLAG=IF A<EPSPI AND B<EPSPI THEN 1 ELSE 0
U=IF FLAG>0 AND ABS(ERZMI)<2 THEN 0 ELSE U1
DYNAMICS
DI=KPI*E/TI
TI:0.01
KPI:30
UMAX:120
UMIN:- 120
EPSPI:0.1
END

```

Med hjälp av den här regulatorn uppnåddes relativt litet reglerfel bara tack vare stora proportionella delar i båda regulatorer d.v.s.P. och PI. Men det orsakade samtidigt mycket stora pendlingar i både spänningen och strömmen vid början av varje samplingsperiod. fig.15 Fenomenet skulle ha kunnats undvika om samplingstiden förkortades.

Programlista till simulering av lägeskurvan
 T-samplingstid (insignal)
 ZREF-lägets referensvärde (utsignal)

```

CONTINUOUS SYSTEM PRAMP
INPUT T
OUTPUT ZREF
S=SIGN(Z-ZO)
DZ=ABS(Z-ZO)
T11=DZ1/A/2
Z11=T11*DZ1/2
Z1=IF DZ>2*Z11 THEN Z11 ELSE DZ/2
T1=IF DZ>2*Z11 THEN T11 ELSE SQRT(Z1/A)
T2=T1+(DZ-2*Z1)/DZ1
T3=T2+T1
V=A*T*T*S+ZO
X=(A*T1+T1+DZ1*(T-T1))*S+ZO
Y=(DZ-A*(T3-T)*(T3-T))*S+ZO
W=DZ*S+ZO
ZREF=IF T<T1 THEN V ELSE IF T<T2 THEN X ELSE IF T<T3 THEN Y ELSE W
DZ1:0.02
A:0.215
ZO:0
Z:60.001
END

```

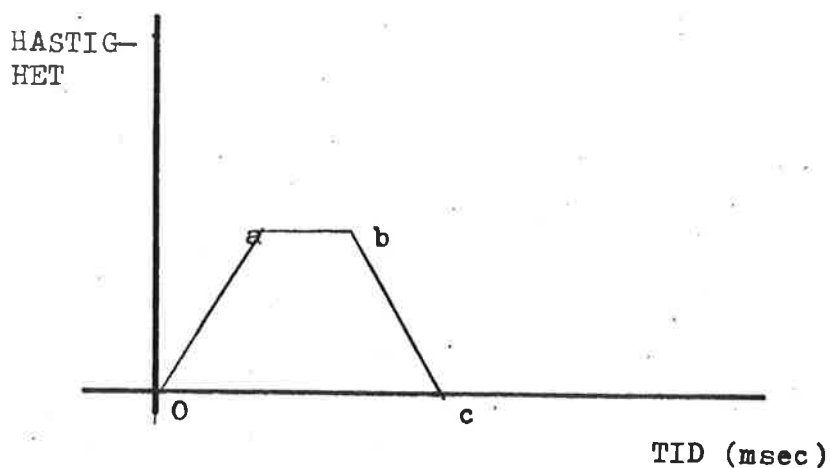


fig.//Hastighetkurva
 konstant acceleration och retardation
 linje Oa resp. bc

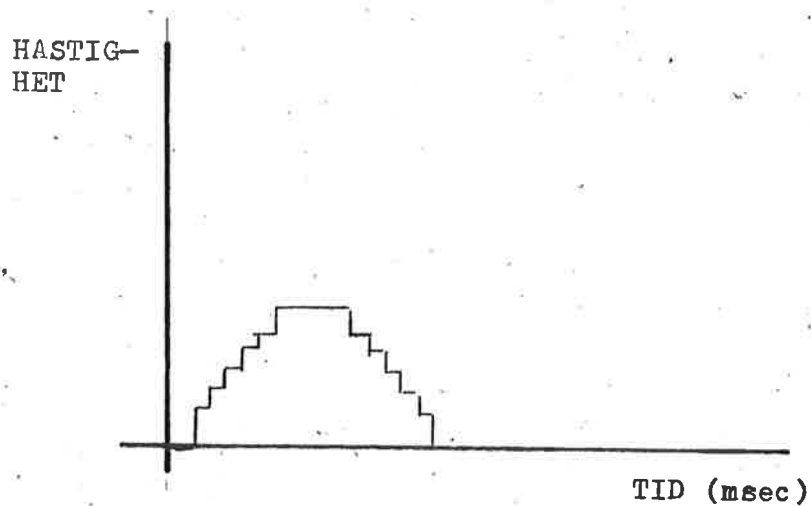


fig. 2 hastighetkurva i verkligheten
nytt hastighetsbörvärde ändras vid
varje samplinstid

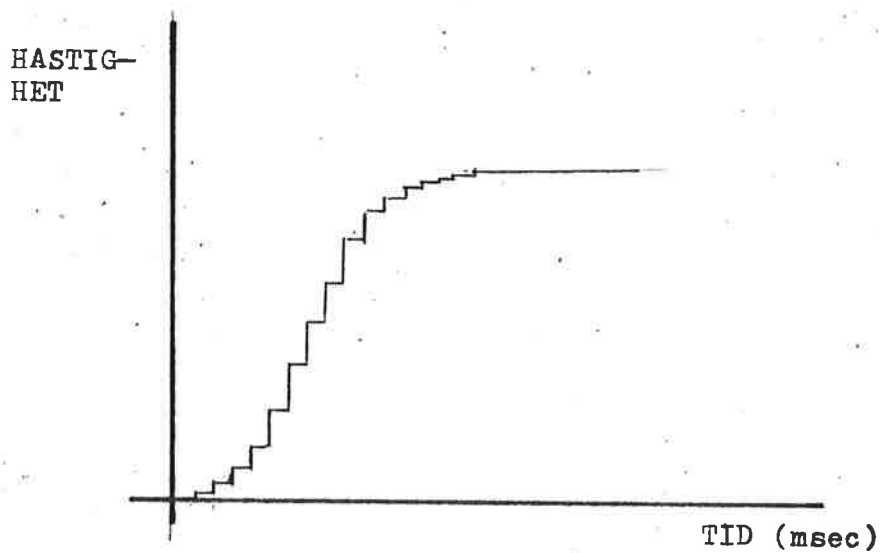


fig. 3 samplad Z_0 kurvan

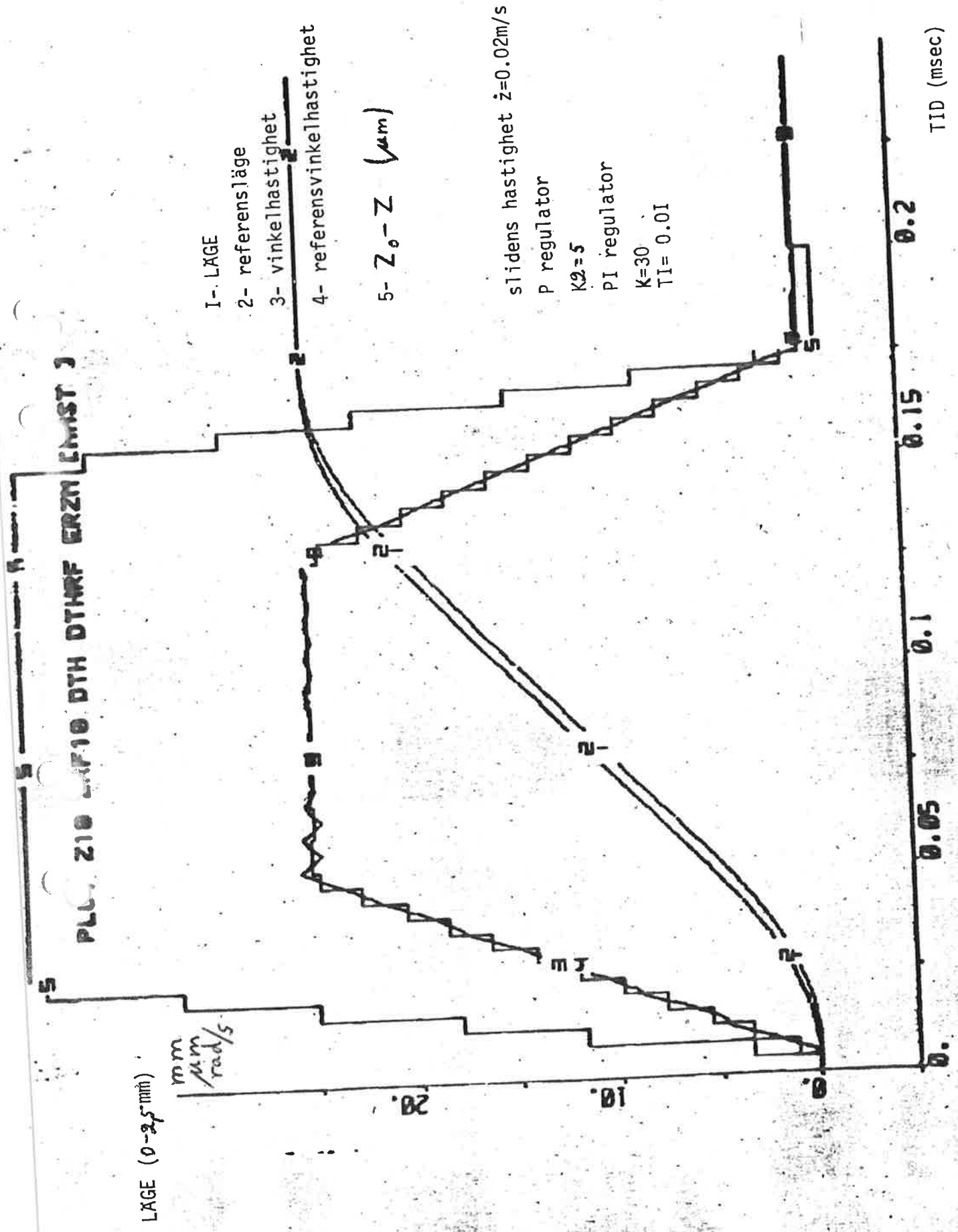
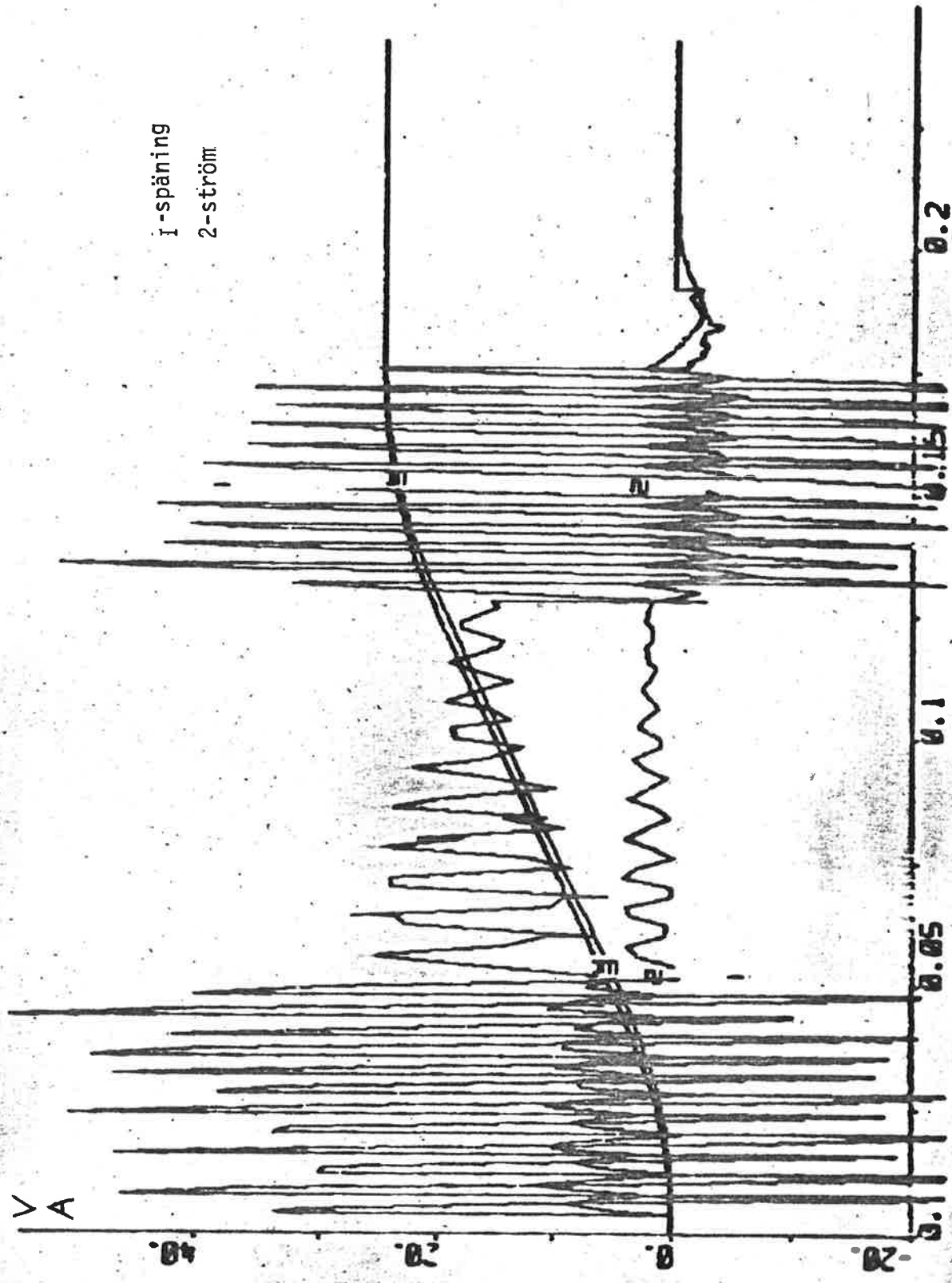


Figure 14

PLOT UEMOT 1 ICNOT 3 Z10 ZRF10



TID

Figur 15

5. Referens

Elmqvist H (1975): Simnon - User's manual. Report TFRT-3091, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden.