Syntes av servosystem

Åström, Karl Johan

1980

Document Version:
Förlagets slutgiltiga version

Link to publication

Citation for published version (APA):
Åström, K. J. (1980). *Syntes av servosystem*. (Technical Reports TFRT-7197). Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology (LTH).

Total number of authors:
1

LUND UNIVERSITY

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

CODEN:LUTFD2/(TFRT-7197)/1-049/(1981)

SYNTES AV SERVOSYSTEM

K J ÅSTRÖM

INSTITUTIONEN FÖR REGLERTEKNIK
LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA

SEPTEMBER 1980

LUND INSTITUTE OF TECHNOLOGY
DEPARTMENT OF AUTOMATIC CONTROL
Box 725
S 220 07 Lund 7 Sweden

Document name
INTERNAL REPORT

Date of issue
September 1980

Document number
CODEN:LUTFD2/(TFRT-7197)/0-049/(1981)

Author(s)
K J Åström

Supervisor

Sponsoring organization

Title and subtitle
Syntes av Servosystem

(Design of Servosystems)

Abstract

A technique for designing servos and observers based on polynomial manipulation is given for systems with known parameters. An adaptive version of the design technique is also presented. The material is based on a lecture given at Royal Institute of Technology.

Key words

Classification system and/or index terms (if any)

Supplementary bibliographical information

ISSN and key title

ISBN

Language
Swedish

Number of pages
49

Security classification

Recipient's notes

DOKUMENTDATABLAD RT 3/81

SYNTES AV SERVOSYSTEM

1. SERVOPROBLEMET

2. LÖSNING I - TILLSTÅNDSVARIABEL MODELLER

3. LÖSNING II - ALGEBRAISK SYSTEMTEORI

4. SJÄLVINSTÄLLANDE SERVO I - EXPLICIT IDENTIFIERING

5. SJÄLVINSTÄLLANDE SERVO II - IMPLICIT IDENTIFIERING

6. EXEMPEL

SYNTES AV SAMPLADE SYSTEM III
SERVOPROBLEMET

1. INLEDNING

FORMULERING AV SERVOPROBLEMET
SPECIFIKATIONER

2. NAGRA ENKLA OBSERVATIONER ANGAENDE PROBLEMET

TOLKNING AV POLER OCH NOLLSTÄLLEN
GRUNDPRINCIPER FÖR ATT GÖRA BRA SERVON
SYNTES AV FRAMKOPPLING
FUNDAMENTALA BEGRÄNSNINGAR

3. SYNTES AV SERVO UTGAENDE FRAN INTERNA BESKRIVNINGAR

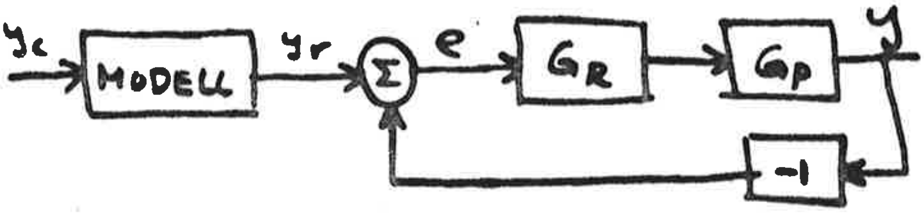
OLIKA SÄTT ATT INFÖRA REFERENSSIGNALER I
REGULATORER MED TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING

4. SYNTES AV SERVO UTGAENDE FRAN EXTERNA BESKRIVNINGAR

PROBLEMFORMULERING
LÖSNING MISO REGULATORN
DEAD-BEAT STRATEGIN
TOLKNING AV RESULTATET
EXEMPEL
NÄR KAN PROCESSENS NOLLSTÄLLEN FÖRKORTAS ?

EXEMPEL 2 "STANDARDKONFIGURATIONEN"

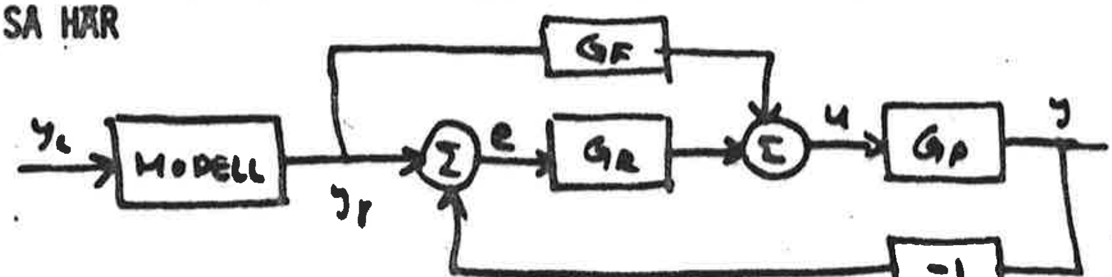
DET ÄR VANLIGT ATT KOMMANDOSIGNALEN INFÖRS GENOM ATT BILDA FELET $E=Y_R-Y$ OCH ATERKOPPLA FRAN FELSIGNALEN



I DETTA FALL BLIR ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FRAN REFERENS-SIGNAL TILL UTSIGNAL

$$\frac{Y}{Y_r} = \frac{G_R G_P}{1 + G_R G_P}$$

DET SLUTNA SYSTEMETS NOLLSTÄLLEN BESTAR SALEDES AV PROCESSENS NOLLSTÄLLEN OCH REGULATORNS NOLLSTÄLLEN. I VISSA FALL FINNS INGEN ANNAN MÖJLIGHET OM ENDAST REGLERFELET MÄTES. OM BADE REFERENSVÄRDET OCH UTSIGNALEN MÄTES ERHALLES STÖRRE FRIHET OM REFERENSVÄRDET INFÖRS SA HÄR



ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FRAN REFERENSSIGNAL TILL UTSIGNAL ÄR

$$\frac{Y}{Y_r} = \frac{(G_R + G_F)\, G_P}{1 + G_R G_P}$$

PROCESSENS NOLLSTÄLLEN FINNS SALEDES ALLTID MED MEN DE ÖVRIGA KAN VÄLJAS FRITT

TOLKNING AV POLER OCH NOLLSTÄLLEN

POLER = SYSTEMETS EGENFREKVENSER ÅTERSPEGLAR INTERNA KOPPLINGAR I SYSTEMET

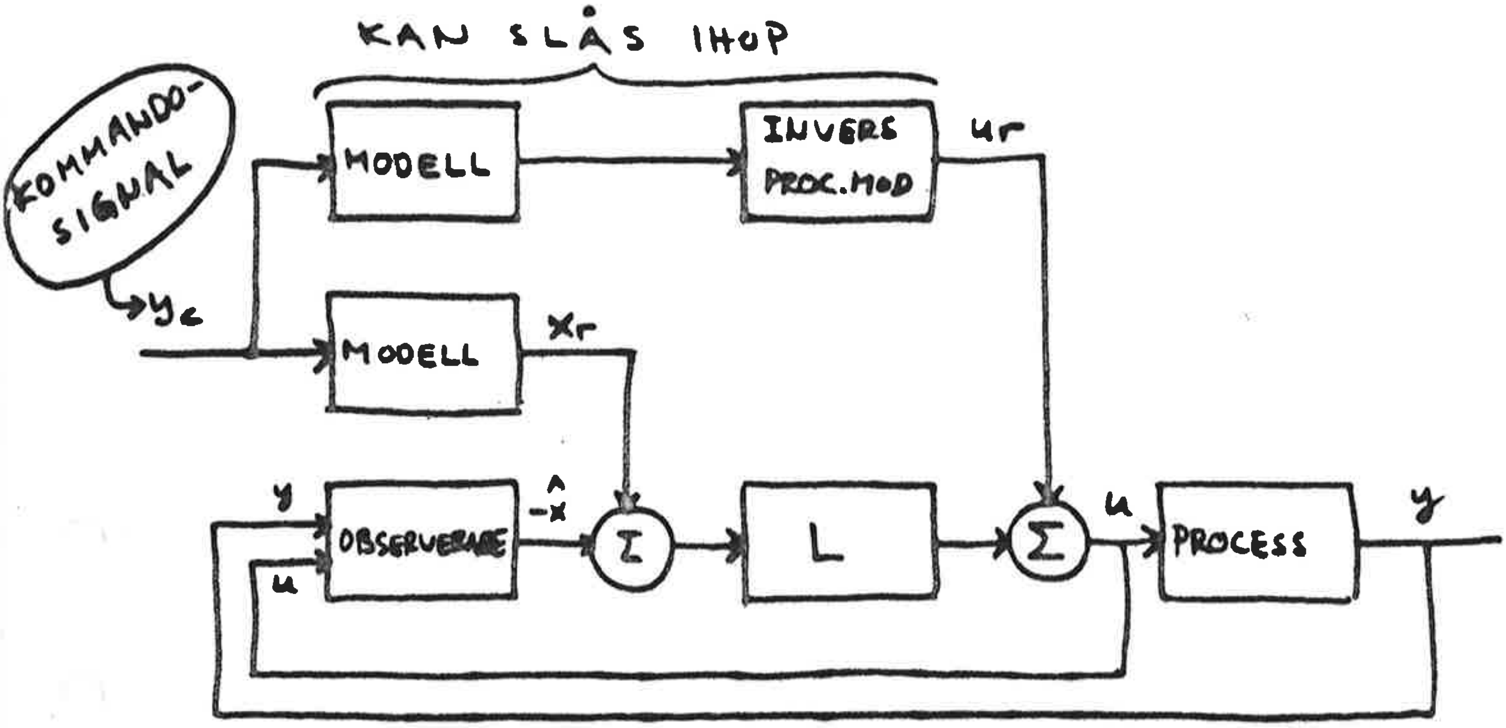
NOLLSTÄLLEN - ÅTERSPEGLAR HUR SYSTEMET ÄR KOPPLAT TILL OMGIVNINGEN

GRUNDPRINCIP FÖR ATT GÖRA ETT BRA SERVO

ÅTERKOPPLA SYSTEMET SÅ ATT INVERKAN AV STÖRNINGAR (YTTRE STÖRNINGAR, MÄTFEL OCH VARIATIONER I PROCESS-MODELLEN) BEGRÄNSAS. SYNTES AV REGULATOR, MANIPULATION MED POLER.

INFÖR SEDAN I SYSTEMET SIGNALER SOM GENERERAS FRÅN KOMMANDOSIGNALEN SÅ ATT SYSTEMET REAGERAR PÅ ÖNSKAT SÄTT VID FÖRÄNDRINGAR I KOMMANDOSIGNALEN. SYNTES AV FRAMKOPPLING. MANIPULATION MED NOLLSTÄLLEN.

HUR KOMMANDOSIGNALER INFÖRS I SYSTEM MED TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING I



OBSERVERA ATT OBSERVERARE, ÅTERKOPPLING OCH MODELLER KAN ÄNDRAS OBEROENDE AV VARANDRA!

REGULATOR (TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING MED OBSERVERARE)

$$\hat{x}(t+1) = \Phi\hat{x}(t) + \Gamma u(t) + K[y(t) - C\hat{x}(t)]$$

$$u(t) = L[x_r(t) - \hat{x}(t)] + u_r(t)$$

ALTERNATIVT

$$\hat{x}(t+1) = [\Phi - \Gamma L - KC]\hat{x}(t) + Ky(t) + \Gamma[u_r(t) + Lx_r(t)]$$

$$u(t) = -L\hat{x}(t) + [u_r + Lx_r(t)]$$

SLUTNA SYSTEMET (EXAKT OBSERVERARE!)

$$x(t+1) = [\Phi - \Gamma L]x(t) + \Gamma L\tilde{x}(t) + \Gamma[u_r(t) + Lx_r(t)]$$

$$\tilde{x}(t+1) = [\Phi - KC]\tilde{x}(t)$$

TILLSTÅNDEN $\tilde{x}$ EJ STYRBARA FRÅN $u_r + Lx_r$

REFERENSSIGNALERNA EXCITERAR EJ OBSERVERAREN!

DET SLUTNA SYSTEMET BESKRIVS AV

$$x(t+1) = [\Phi - \Gamma L]x(t) + \Gamma L \tilde{x}(t) + \Gamma \underbrace{[u_r(t) + L x_r(t)]}$$

$$\tilde{x}(t+1) = [\Phi - KC]\tilde{x}(t)$$

SYSTEMET HAR SÅLEDES ORNINGSTALET $2n$

DET SLUTNA SYSTEMETS POLER GES AV

$$\det[zI - \Phi + \Gamma L] = 0$$ "ÅTERKOPPLADE SYSTEMETS POLER"

$$\det[zI - \Phi + KC] = 0$$ "OBSERVERAR POLERNA"

ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FRÅN SIGNALEN $u_r + L x_r$ TILL UTSIGNALEN GES AV

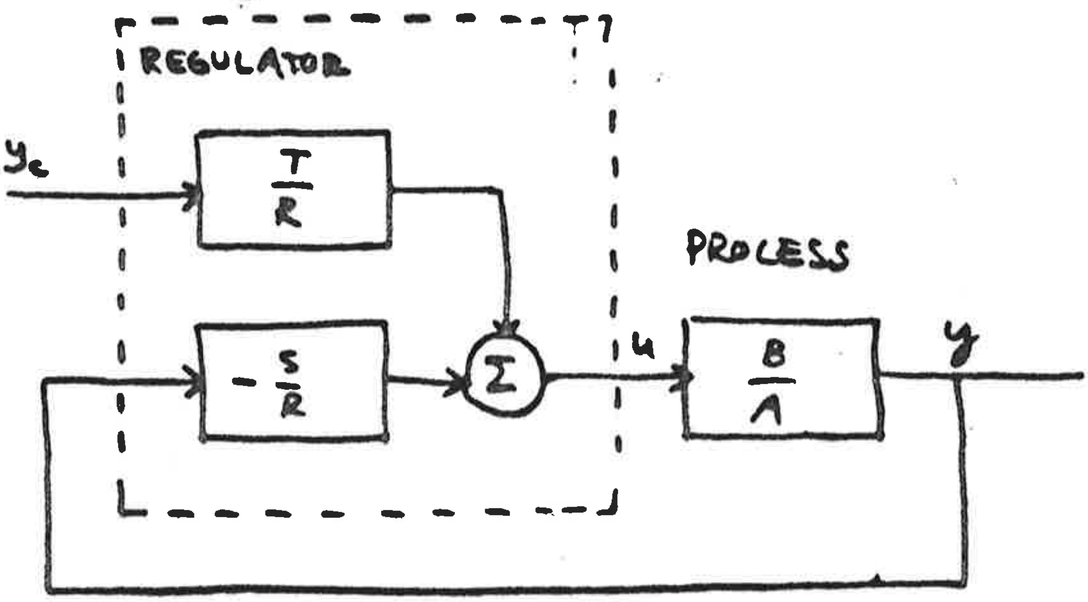
$$G(z) = C[zI - \Phi + \Gamma L]^{-1}\Gamma$$

DENNA ÖVERFÖRINGSFUNKTION HAR POLER I RÖTTERNA TILL

$$\det[zI - \Phi + \Gamma L] = 0$$

DESS NOLLSTÄLLEN ÄR LIKA MED PROCESSENS NOLLSTÄLLEN

EN REGULATOR MED TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING OCH REKONSTRUKTION KAN ALLTID SKRIVAS SÅ HÄR



REGULATOR

$$Ru = Ty_c - Sy$$

PROCESS

$$Ay = Bu$$

SLUTNA SYSTEMET

$$ARy = RAy = RBu = BRu = BTy_c - BSy$$

$$y = \frac{BT}{AR+BS} y_c \equiv \frac{Q}{P} y_c$$

BESTÄM R, S OCH T SÅ ATT

$$\frac{BT}{AR+BS} = \frac{Q}{P}$$

!

BETRAKTA

$$\frac{BT}{AR+BS} = \frac{Q}{P}$$

I TYPISKA FALL ÄR $\deg A = \deg P$

DET MÅSTE DÅ FINNAS FAKTORER I VÄNSTERLEDET SOM KAN FÖRKORTAS. ENLIGT ANALYSEN I AVSNITT 3 KAN DEN FAKTOR T SOM FÖRKORTAS TOLKAS SOM OBSERVERARPOLYNOMET!

INFÖR $T = T_1 T_2$, T_1 OBSERVERARPOLYNOM

$$\Rightarrow \quad AR+BS = PT_1, \quad Q = BT_2$$

PROCEDUR

1. GIVET Q, P OCH T_1
2. LÖS R OCH S UR EKVATIONEN
   $AR+BS = PT_1$
3. BERÄKNA $T_2 = Q/B$ — GÅR ALLTID TY Q DELAR B
4. REGULATORN ÄR
   $Ru = Ty_c - Sy$

KOMMENTARER TILL EKVATIONEN

(1) $AX + BY = C$

POLYNOM OCH HELTAL ÄR ALGEBRAISK EKVIVALENTA

ADDITION

MULTIPLIKATION

DIVISION MED REST

BELOPP ≡ GRADTAL

RESONERA MED HELTAL (MER BEKANT)

EKVATIONEN DIOFANTISK HAR MÅNGA LÖSNINGAR!

OM

$$AX_1 + BY_1 = 0$$

SÅ GÄLLER T. EX

$$A[X + DX_1] + B[Y + DY_1] = C$$

PROBLEM (ALGEBRAISK SYSTEMTEORI)

NÄR KAN EKVATIONEN

$$AR + BS = PT_1$$

LÖSAS MED AVSEENDE PÅ R & S?

SVAR:

OM A OCH B SAKNAR GEMENSAMMA FAKTORER!

DET FINNS MÅNGA LÖSNINGAR T.EX EN SÅ ATT

$$\text{GRAD } S < \text{GRAD } A$$

SE REGLERTEORI SATS 5.2 SID 263!

NÄR ÄR LÖSNINGEN KAUSAL?

$$\text{GRAD } R \geq \text{GRAD } S$$

OM GRAD P = GRAD A SÅ ÄR LÖSNINGEN KAUSAL OM

LUENBERGER
CALMAN
ETC?

$$\text{GRAD } T_1 \geqslant \text{GRAD } B < \text{GRAD } A$$

EXEMPEL 1:

$3x + 2y = 0$

x	0	2	4	...	-2	-4	...
y	0	-3	-6		3	6	

DET FINNS ENDAST EN LÖSNING OM VI KRÄVER ~~|x| < 2~~ $0 \le x < 2$ ELLER ~~|y| < 3~~ $0 \le y < 3$

EXEMPEL 2:

$6x + 4y = 0$

SAMMA LÖSNINGAR SOM I EXEMPEL 1

RESULTAT:

EKVATIONEN

$$AX + BY = 0$$

HAR LÖSNINGEN $X = Y = 0$ OM

A & B SAKNAR GEMENSAMMA FAKTORER

~~|x| < |A|~~ $0 \le x < |A|$ ELLER ~~|y| < |B|~~ $0 \le y < |B|$

EN TOLKNING AV REGULATORN

PROCESS : $\quad Ay = Bu$

ÖNSKAT : $\quad Py = Qy_c$

REGULATOR: $\quad Ru = Ty_c - Sy$

SAMBAND: $\quad AR + BS = PT_1$

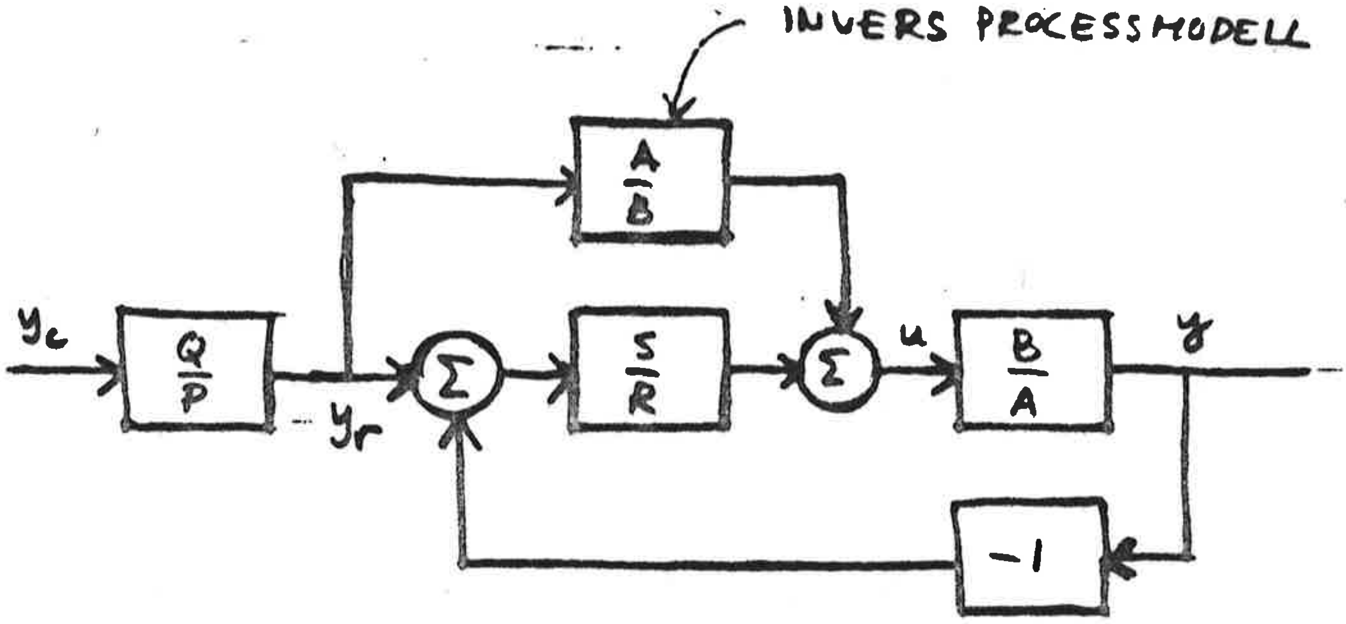
$$BT_2 = Q \quad , \quad T = T_1 T_2$$

ANALYS

$$\frac{T_1}{R} = \frac{A}{P} + \frac{BS}{PR}$$

$$\frac{T}{R} = \frac{T_1T_2}{R} = \frac{T_2A}{P} + \frac{BT_2S}{PR} = \frac{A\overbrace{BT_2}^{Q}}{BP} + \frac{\overbrace{BT_2}^{Q}S}{PR}$$

$$u = \frac{T}{R}y_c - \frac{S}{R}y = \frac{A}{B}\cdot\frac{Q}{P}y_c + \frac{S}{R}\left[\frac{Q}{P}y_c - y\right]$$



OBS DÅ B DELAR Q HAR MAN INGA PROBLEM ATT REALISERA REGULATORN ÄVEN OM B INSTABIL!

POLYNOMSYNTES

JFR KJÅ REGLERTEORI SID 260 – 270

PROBLEM:

GIVET EN PROCESS MED ÖVERFÖRINGS-FUNKTIONEN

$$G_p(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$$

BESTÄM EN REGULATOR SÅ ATT DET SLUTNA SYSTEMET FÅR ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN

$$G = \frac{Q(z)}{P(z)}$$

NÄR GÅR PROBLEMET LÖSA?

- B DELAR Q

  PROCESSENS NOLLSTÄLLEN KAN EJ ELIMINERAS MER OM DETTA SEDAN!

- DEG A – DEG B ≤ DEG P – DEG Q

  KAUSALITET!

EXEMPEL (DUBBELINTEGRATORN)

PROCESSENS ÖVERFÖRINGSFUNKTION

$$\frac{B}{A} = \frac{T_s^2}{2}\,\frac{z+1}{(z-1)^2}, \qquad A = z^2 - 2z + 1, \quad B = \frac{T_s^2}{2}(z+1)$$

ÖNSKAD ÖVERFÖRINGSFUNKTION

$$\frac{Q}{P} = \frac{1+p_1+p_2}{2} \cdot \frac{z+1}{z^2+p_1 z+p_2}$$

REGULATOR

$$Ru = Ty_c - Sy$$

VILLKOR

$$AR + BS = PT_1$$

$$QT_1 = BT_1T_2 \Rightarrow T_2 = \frac{1+p_1+p_2}{T_s^2}$$

VÄLJ OBSERVERARPOLYNOMET $T_1 = z$

$$(z^2-2z+1)(z+r_1) + \frac{T_s^2}{2}(z+1)(s_0 z + s_1) =$$

$$= z^3 + p_1 z^2 + p_2 z$$

$$z^2: \quad -2 + r_1 + s_0\frac{T_s^2}{2} = p_1$$

$$z^1: \quad 1 - 2r_1 + s_1\frac{T_s^2}{2} + s_0\frac{T_s^2}{2} = p_2$$

$$z^0: \quad r_1 + s_1\frac{T_s^2}{2} = 0 \quad \Rightarrow \quad s_1\frac{T_s^2}{2} = -r_1$$

$$\begin{cases} r_1 = \frac{1}{4}[3+p_1-p_2] \\ s_0 = \frac{1}{2T_s^2}[5+3p_1+p_2] \\ s_1 = -\frac{1}{2T_s^2}[3+p_1-p_2] \end{cases}$$

STYRLAGEN BLIR SÅLEDES

$$u(t) = t_0 y_c(t) - s_0 y(t) - s_1 y(t-T_s) - r_1 u(t-T_s)$$

$$t_0 = \frac{1+p_1+p_2}{T_s^2}$$

$$r_1 = \frac{1}{4}[3+p_1-p_2]$$

$$s_0 = \frac{1}{2T_s^2}[5+3p_1+p_2]$$

$$s_1 = -\frac{1}{2T_s^2}[3+p_1-p_2]$$

SPECIAL FALL 1 DEAD BEAT STRATEGIN

$$p_1 = p_2 = 0$$

SPECIALFALL 2

$$p_1 = -2e^{-\zeta\omega T_s}\cos \omega T_s\sqrt{1-\zeta^2}$$

$$p_2 = e^{-2\zeta\omega T_s}$$

EXEMPEL KRÄV LÖSNINGSTID 6S

KLARAS MED DB $T_s = 3$ s

ELLER $\omega = 1$, $\zeta = 0.5$, $0 \leq T_s \leq 1$

DEADBEAT STRATEGIN

$$Ru = Ty_c - Sy$$

$$R = z + r_1 \,, \quad T = t_0 z$$

$$S = s_0 z + s_1$$

$$r_1 = \frac{3}{4} \,, \quad t_0 = \frac{1}{T_s^2} \,, \quad s_0 = \frac{5}{2T_s^2} \,, \quad s_1 = -\frac{3}{2T_s^2}$$

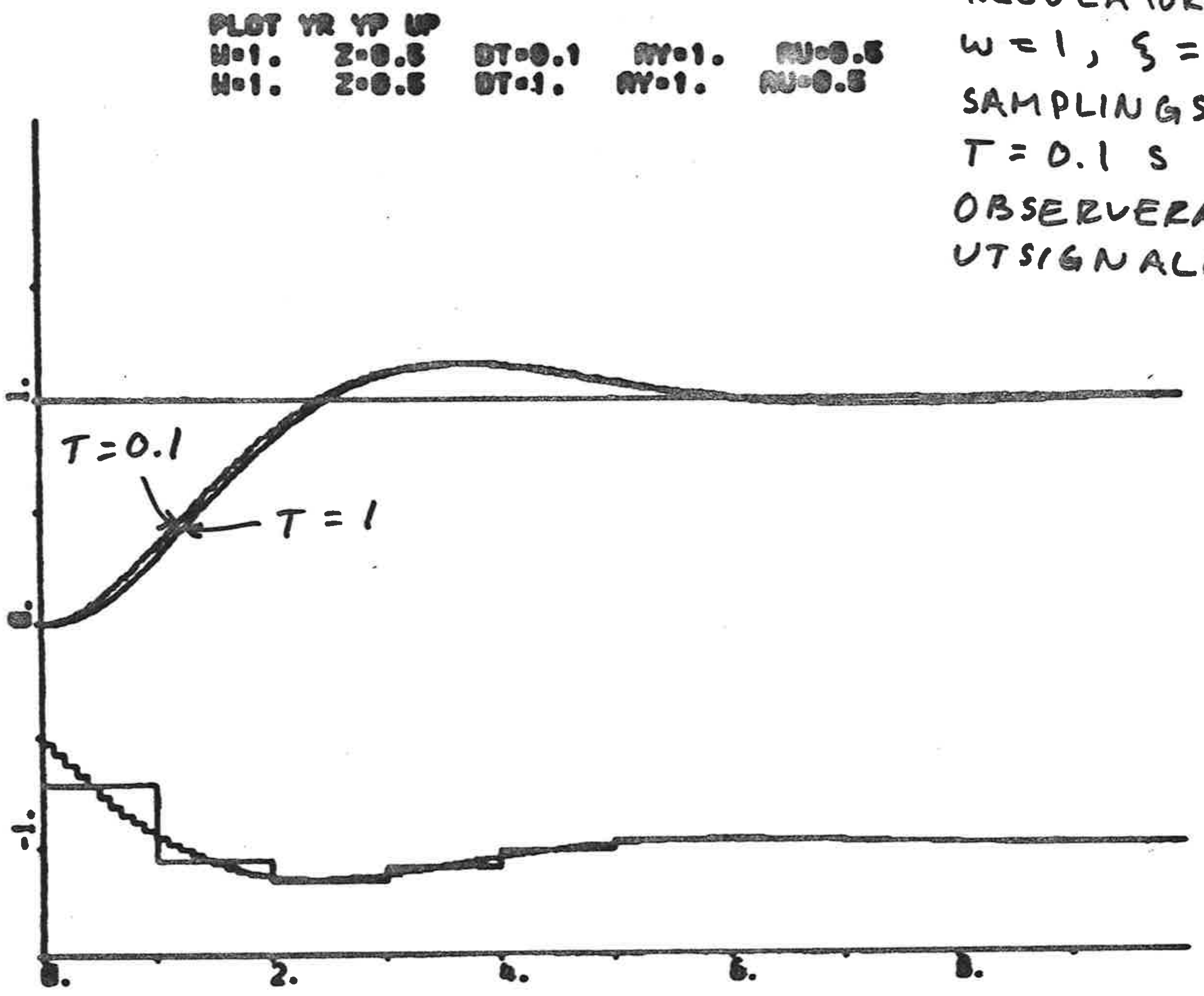
$$u(t) = \frac{1}{T_s^2} y_c(t) - \frac{5}{2T_s^2} y(t) + \frac{3}{2T_s^2} y(t-T_s) - \frac{3}{4} u(t-T_s)$$

$$u(t) = \frac{1}{T_s^2} y_c(t) - \frac{1}{T_s^2} y(t) - \frac{3}{2T_s} \frac{y(t) - y(t-T_s)}{T_s} - \frac{3}{4} u(t-T_s)$$

JÄMFÖR MED TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING

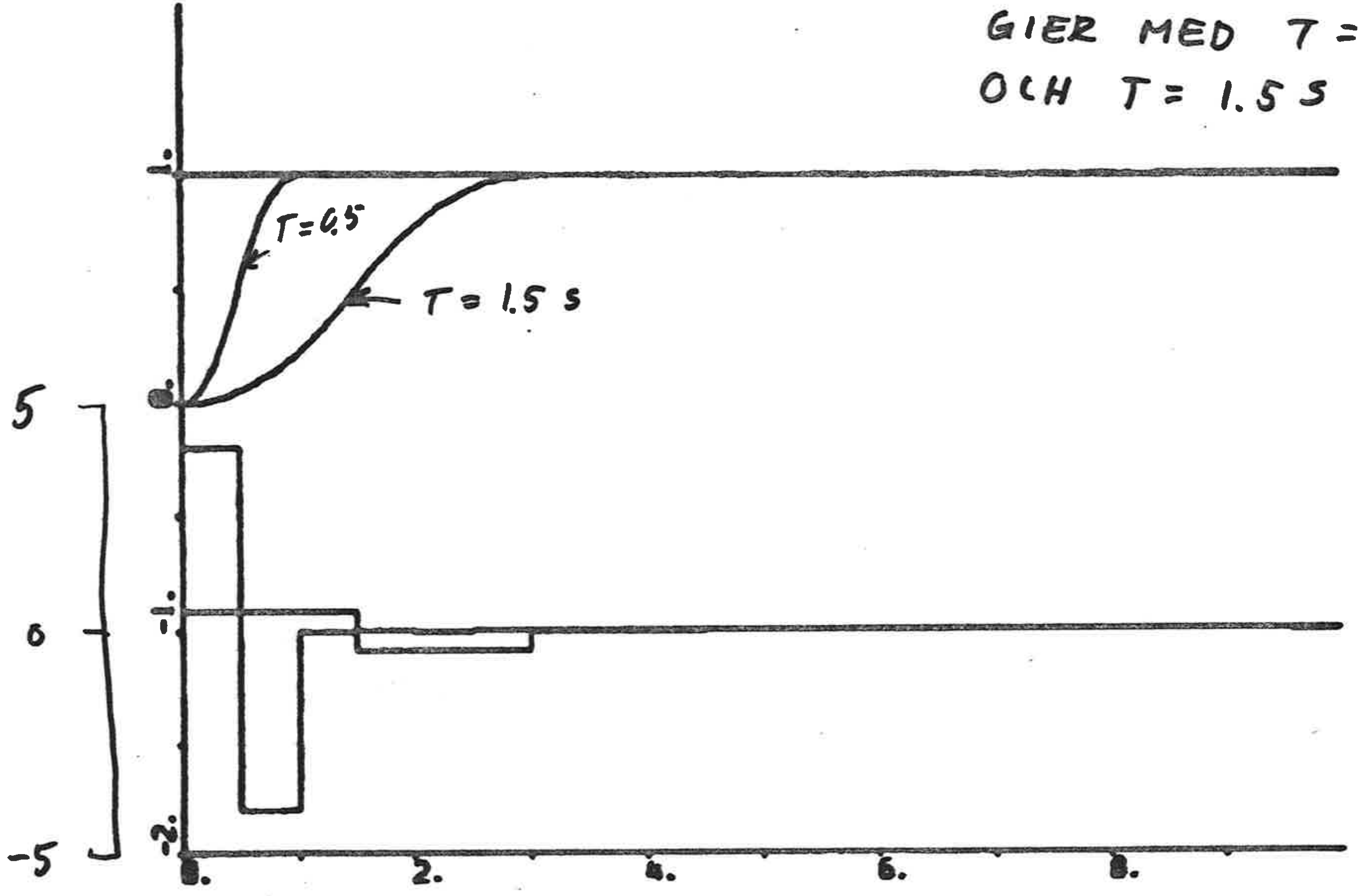
$$u(t) = \frac{1}{T_s^2} y_c(t) - \frac{1}{T_s^2} y(t) - \frac{3}{2T_s} x_2(t)$$

FIGUREN VISAR REGULATORER MED $\omega = 1$, $\zeta = 0.5$ OCH SAMPLINGSPERIODER $T = 0.1$ s OCH $T = 1$ s. OBSERVERA HUR LIKA UTSIGNALERNA ÄR.



PLOT YR YP UP
DT=0.5 AY=1. AU=0.2
DT=1.5

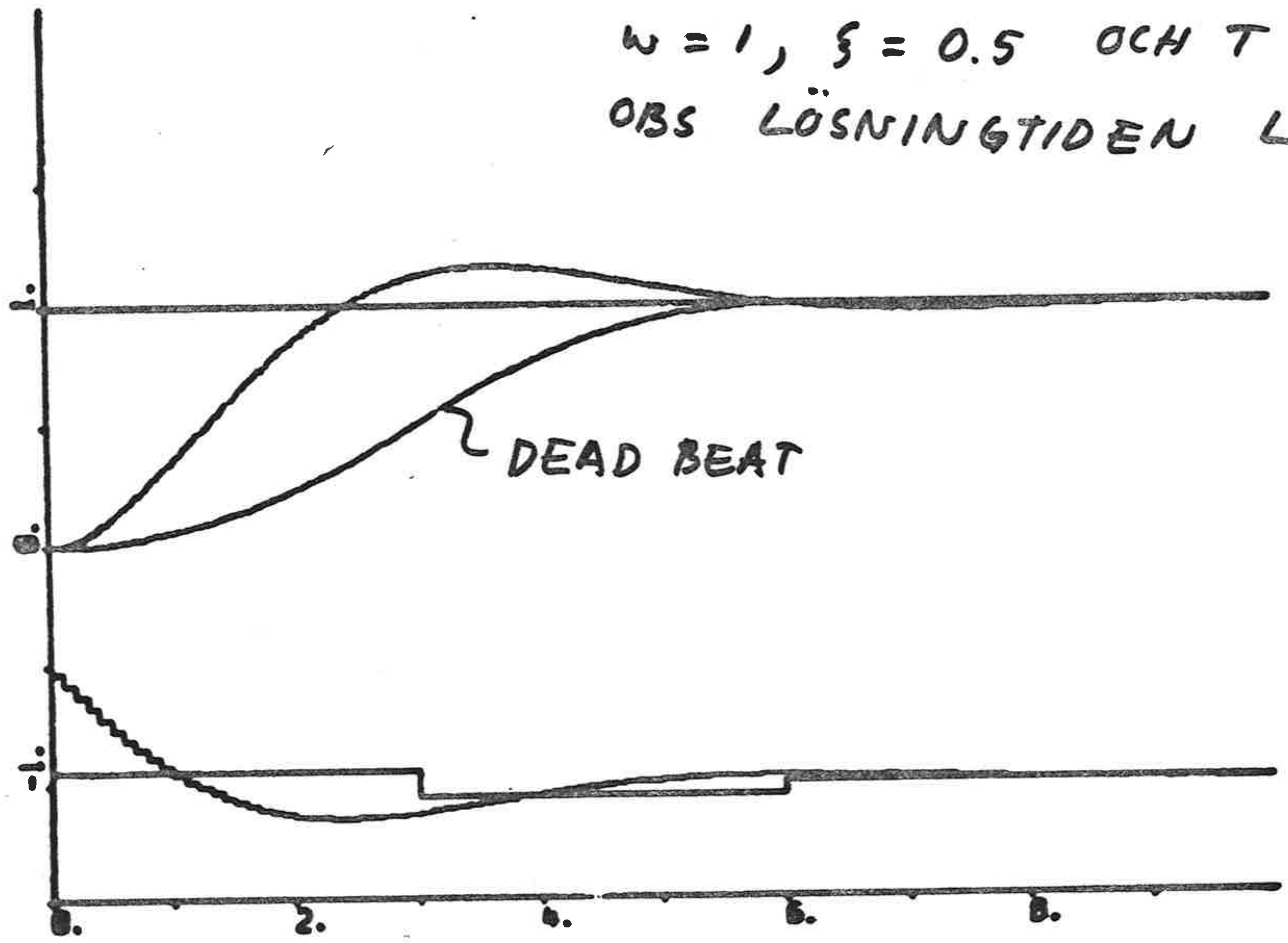
FIGUREN VISAR Y OCH
Y FOR DEAD-BEAT STRATE-
GIER MED T = 0.5 S
OCH T = 1.5 S



PLOT YR YP UP

FIGUREN VISAR Y OCH U FÖR DEADBEAT T = 3s OCH EN POLPLACERINGS REGULATOR MED ω = 1, ξ = 0.5 OCH T = 0.1s

OBS LÖSNINGTIDEN LIKA



EXEMPEL 3:

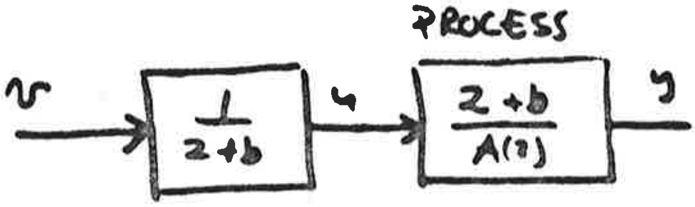
$$3x + 2y = 1$$

x	1	3	5	$\dots$	-1	-3
y	-1	-4	-7		2	4

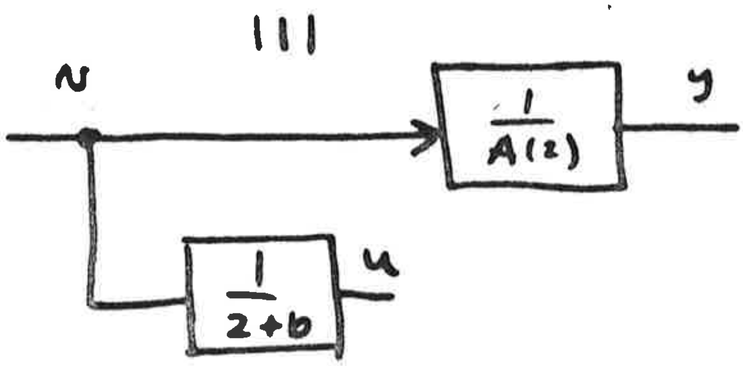
LSG 1 $\quad 0 \leq x \leq 2$

LSG 2 $\quad 0 \leq y < 3$

KAN PROCESSENS NOLLSTÄLLEN ELIMINERAS GENOM FÖRKORTNING?



KALMANS UPPDELNING:



ELIMINERING AV ETT NOLLSTÄLLE GER ALLTSÅ UPPHOV TILL EN MOD SOM EJ ÄR OBSERVERBAR FRÅN y!

OM $|b|>1$ KOMMER SÅLEDES u ATT VÄXA UTAN GRÄNS. DEN VÄXANDE MODEN ELIMINERAS AV NOLLSTÄLLET. SÅ INGET MÄRKS I UTSIGNALEN I SAMPLINGSPERIODERNA

EXEMPEL

BETRAKTA

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u$$

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

MED $T = 1$ ERHÅLLES

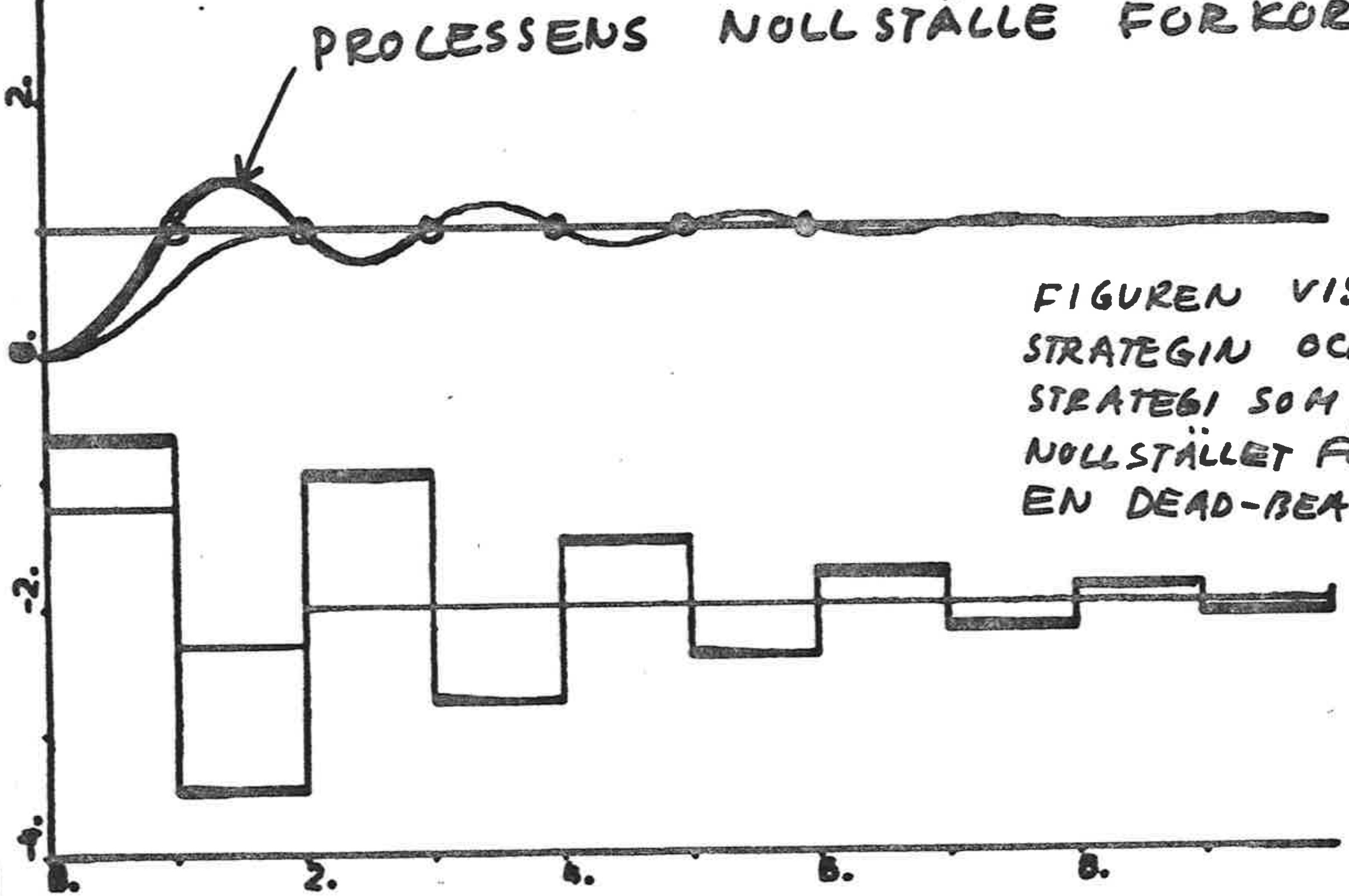
$$H(z) = \frac{0.37z + 0.26}{(z-1)(z-0.37)}$$

POLPLACERINGSSTRATEGIER KAN RÄKNAS UT SOM TIDIGARE. (SE RÄKNEÖVNINGARNA) JÄMFÖR DESSA MED DE STRATEGIER SOM ERHÅLLES OM MAN FÖRST FÖRKORTAR BORT NOLLSTÄLLET!

PLOT YR YP UP   AU: 0.5

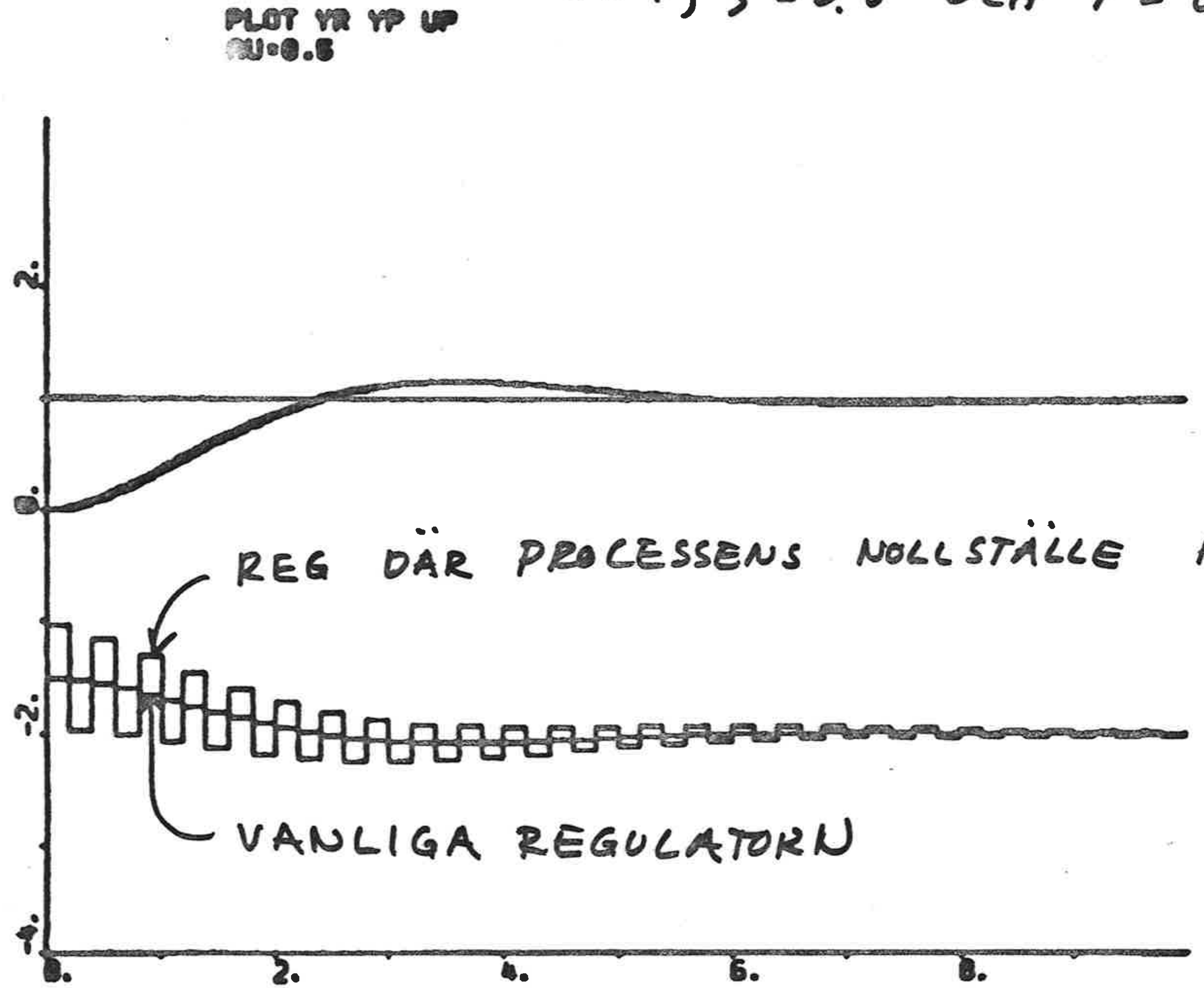
$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u$$

$$H(z) = \frac{0.37z + 0.26}{(z-1)(z-0.37)}$$

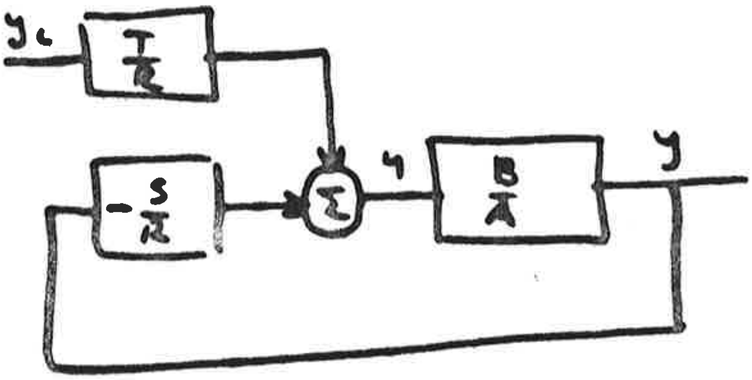


FIGUREN VISAR DEADBEAT STRATEGIN OCH DEN STRATEGI SOM ERHÅLLS DÅ NOLLSTÄLLET FÖRKORTAS OCH EN DEAD-BEAT BERÄKNAS

POLPLACERINGS REGULATOR MED
$\omega = 1$, $\zeta = 0.5$ OCH $T = 0.2$ S.



BETRAKTA



$$\frac{BT}{AR+BS} = \frac{Q}{P}$$

ANTAG ATT B OCH Q EJ HAR GEMENSAMMA FAKTORER?

B MÅSTE DÅ DELA R

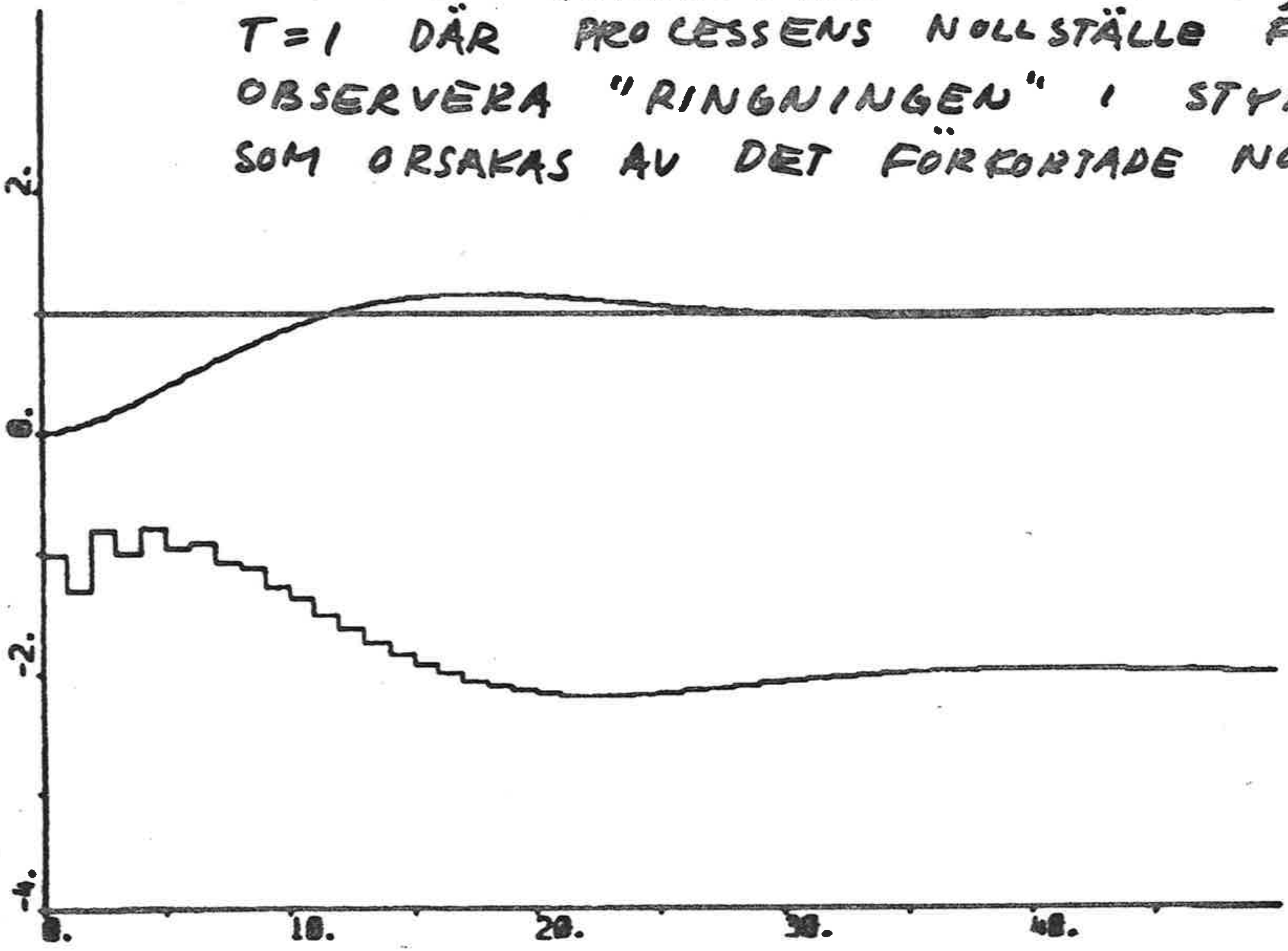
$$R = BR_1$$

$$\frac{T}{AR_1 + S} = \frac{Q}{P} \quad , \quad T = QT_1$$

$$\begin{cases} AR_1 + S = PT_1 \\ T = QT_1 \end{cases}$$

PLOT YR YP UP
H=0.2 Z=0.5 DT=1. RU=10. B1=0.3679 B2=0.2642

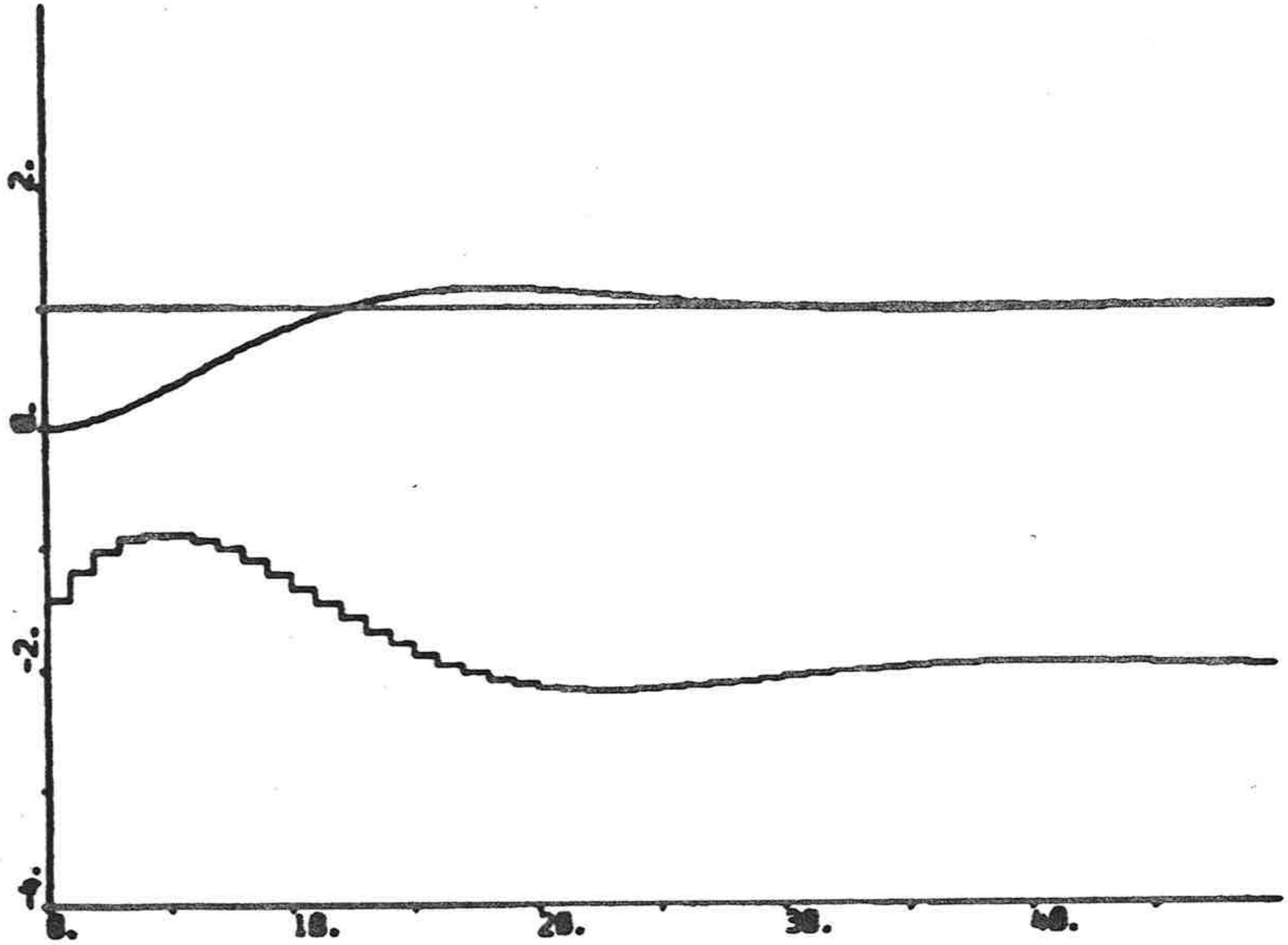
POLPLACERINGSREGULATOR MED $\omega = 0.2$, $\xi = 0.5$
T=1 DÄR PROCESSENS NOLLSTÄLLE FÖRKORTATS.
OBSERVERA "RINGNINGEN" I STYRSIGNALEN
SOM ORSAKAS AV DET FÖRKORTADE NOLLSTÄLLET



VANLIG POLPLACERINGSREGULATOR

MED $\omega = 0.1$, $\xi = 0.5$, $T = 1.$

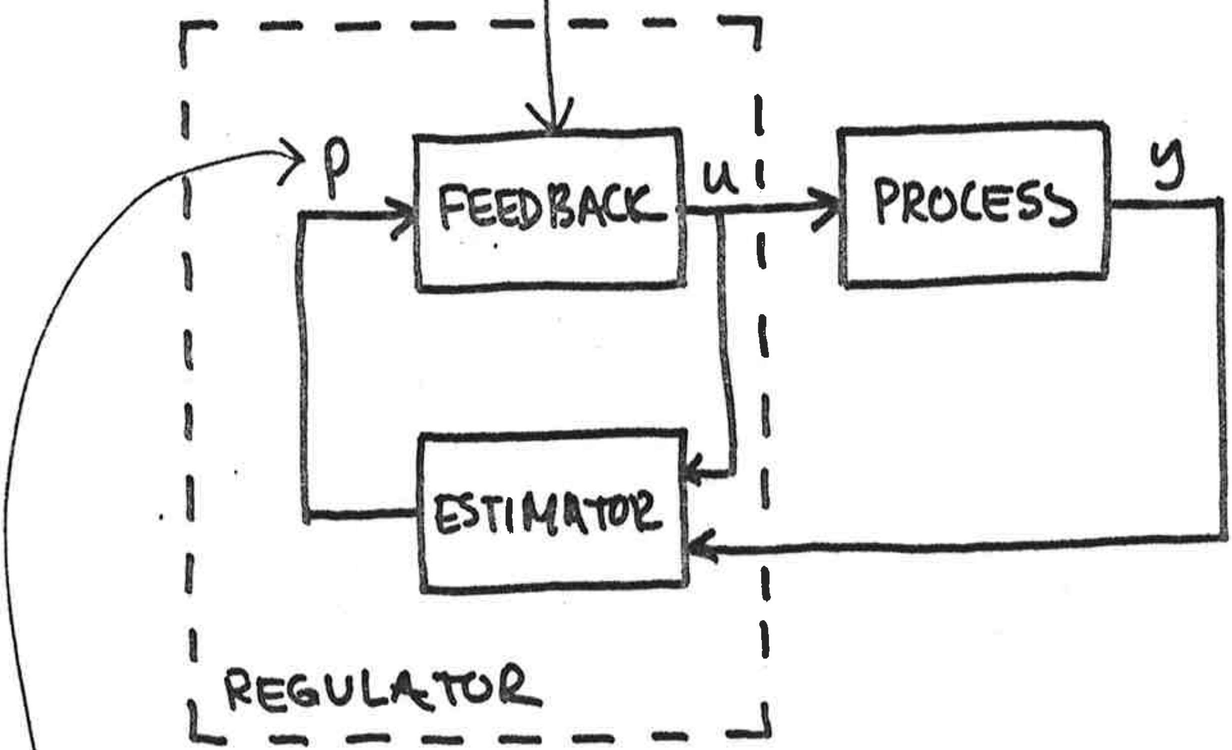
PLOT YR YP UP
W=0.2 Z=0.5 DT=1. AU=10. B1=0.3879 B2=0.2042



STOCHASTIC CONTROL

"STATE" = ORDINARY PROCESS STATE
+ ALL UNKNOWN PARAMETERS

$u = f(t, p)$ THIS FUNCTION CAN BE PRECOMPUTED INCLUDES CAUTION & PROBING (DUAL CONTROL)



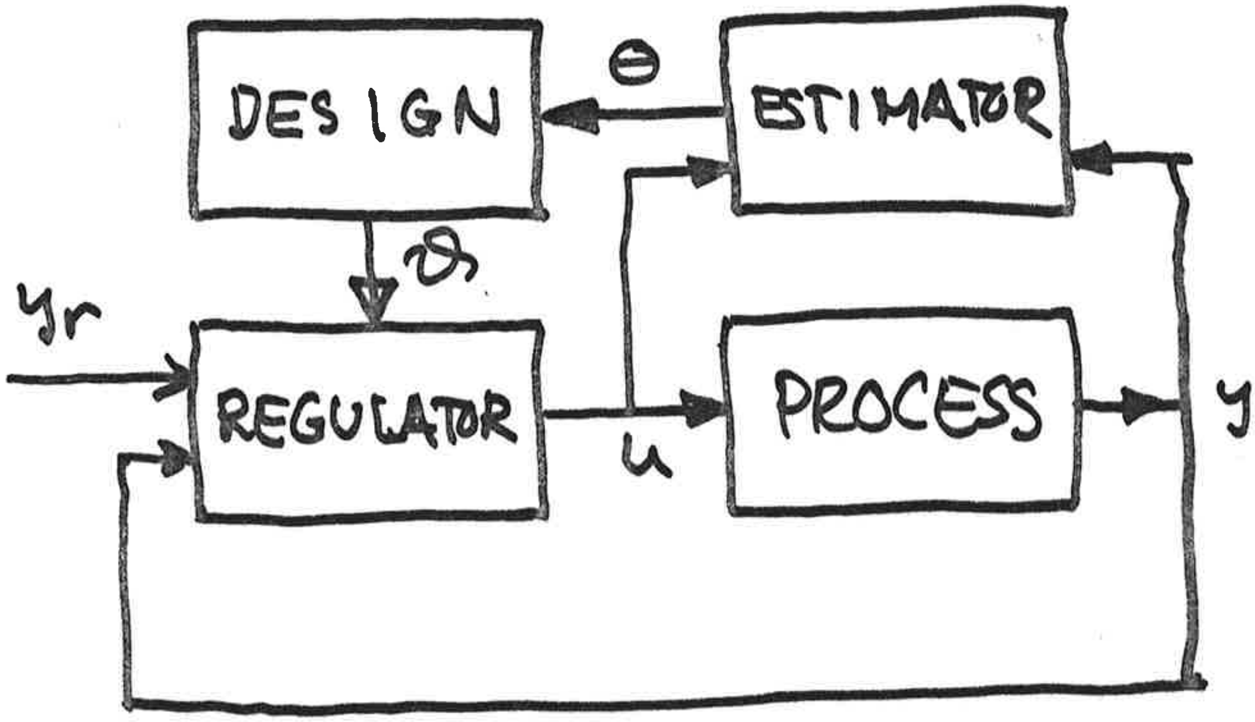
"HYPERSTATE" = CONDITIONAL DISTRIBUTION OF "STATE" GIVEN ALL PAST DATA

$$p_{t+1} = F_{t+1}(p_t, u_t, y_{t+1})$$

FUNDAMENTAL IDEA OF SELF-TUNING REGULATORS

- USE STOCHASTIC CONTROL REGULATOR STRUCTURE
- APPROXIMATE CONDITIONAL DISTRIBUTION p WITH MEAN VALUE
- EFFECTS OF CAUTION & PROBING ARE NOT OBTAINED I.E. CERTAINTY EQUIVALENCE
- CAUTION (HEDGING) IS EASY TO ADD MOST ESTIMATORS GIVE UNCERTAINTY.
- APPROXIMATIVE PROBING CAN ALSO BE ADDED

BASIC CONFIGURATION
EXPLICITE ALGORITHM



- TWO COMPONENTS
  - PARAMETER ESTIMATOR
  - CONTROLLER DESIGN

RELATIONS TO DESIGN OF KNOWN SYSTEMS

PARAMETER ESTIMATION

LEAST SQUARES

$$Ay_t = Bu_{t-1}$$

$$\theta = [\hat{a}_1 \ldots \hat{a}_n \hat{b}_1 \ldots \hat{b}_m]^T$$

$$\varphi(t) = [-y_{t-1} \ldots -y_{t-n}\ u_{t-1} \ldots u_{t-n}]^T$$

$$\theta_t = \theta_{t-1} + P_t \varphi_t \varepsilon_t$$

$$\varepsilon_t = y_t - \theta_{t-1}^T \varphi_t$$

$$P_t = \frac{1}{\lambda}\left\{P_{t-1} - P_{t-1}\varphi_t[\sigma^2 + \varphi_t^T P_{t-1}\varphi_t]^{-1}\varphi_t^T P_{t-1}\right\}$$

- SQUARE ROOT ALGORITHMS
- FAST ALGORITHMS

ALTERNATIVES

ELS
GLS
2LS
RML
EXTENDED KALMAN FILTER

SELF-TUNING ALGORITHMS BASED ON ESTIMATION OF AN <u>EXPLICIT</u> PROCESS MODEL (MRAS INDIRECT METHODS)

STEP 1 ESTIMATE PARAMETERS IN PROCESS MODEL

$$Ay = Bu$$

STEP 2 APPLY POLE-PLACEMENT DESIGN

STEP 3 CALCULATE CONTROL SIGNAL FROM

$$Ru = Ty_r - Sy$$

<u>EXPLICITE</u> ALGORITHM <u>NO</u> PROCESS ZEROS CANCELED

ESTIMATED MODEL: $Ay = Bu$

DESIRED RESPONSE: $Py_r = Bu_r$

REGULATOR: $Ru = Ty_r - Sy$

$$\frac{BT}{AR+BS} = \frac{B}{P}$$

$$\Rightarrow \quad AR + BS = PT$$

- ESTIMATE PARAMETERS IN

  $$Ay = Bu$$

- SOLVE

  $$AR + BS = PT$$

- COMPUTE CONTROL FROM

  $$Ru = Ty_r - Sy$$

EXAMPLES

- ILLUSTRATE PROPERTIES OF ALGORITHMS
- CONSEQUENCES OF CANCELLATIONS
- SIMPLE MODELS USEFUL

EXAMPLE 1

$$y_t - 1.54y_{t-1} + 0.7y_{t-2} = u_{t-1} + 1.1u_{t-2}$$

$$\frac{Q}{P} = \frac{0.1225}{z^2 - 1.44z + 0.5625}$$

PROCESS POLES: $0.75 \pm i\,0.37$

DESIRED POLES: $0.72 \pm i\,0.21$

EXPLICIT 4 PARAMETERS

IMPLICIT 6 PARAMETERS

NOTICE $B(z) = z + 1.1$

$Q(z) = \text{CONST}$

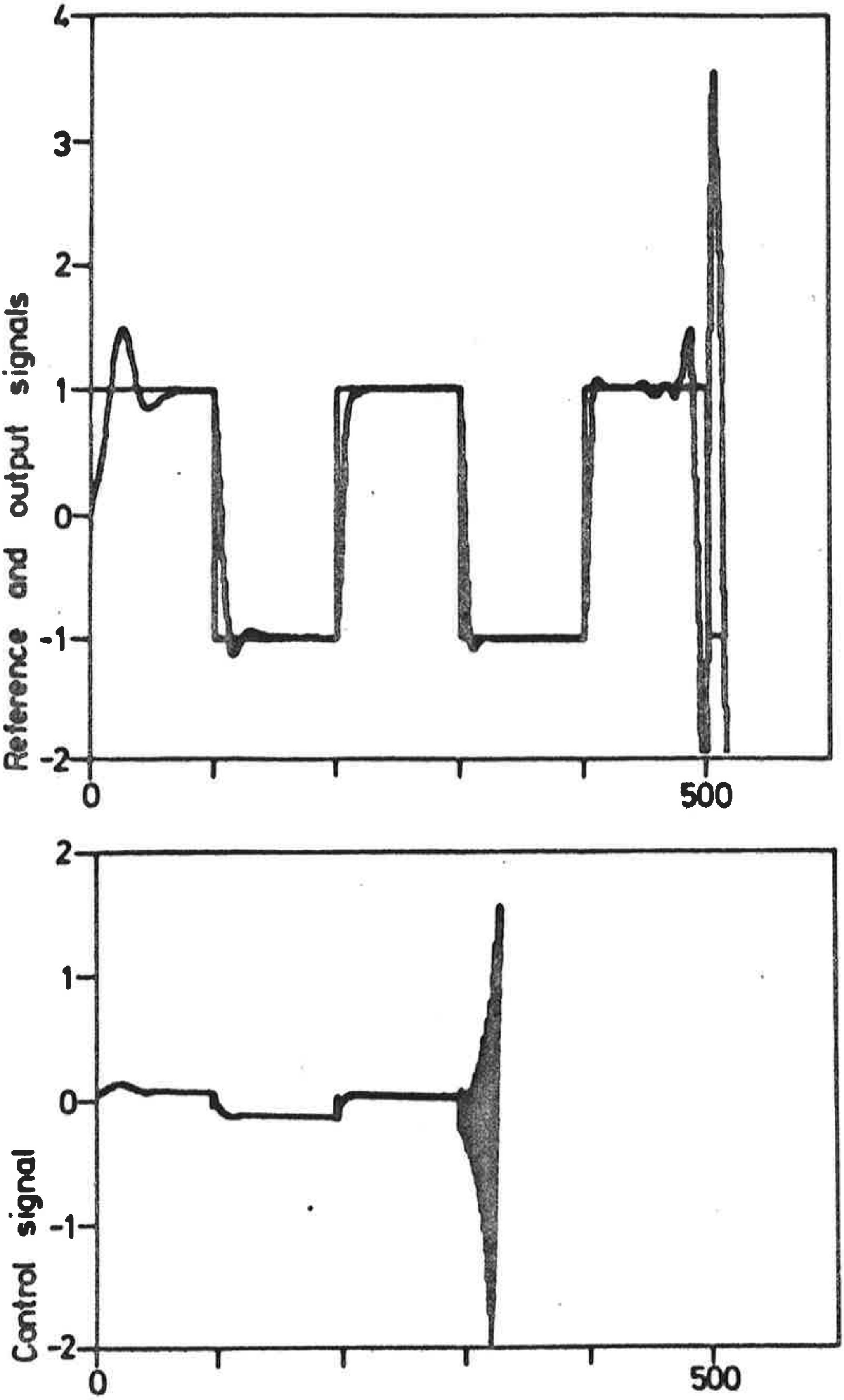


Figure 6.10. Command signal y_r, output y, and control signal u when the non-minimum phase system (6.2) is controlled by the algorithm I1 based on cancellation of the process zeros.

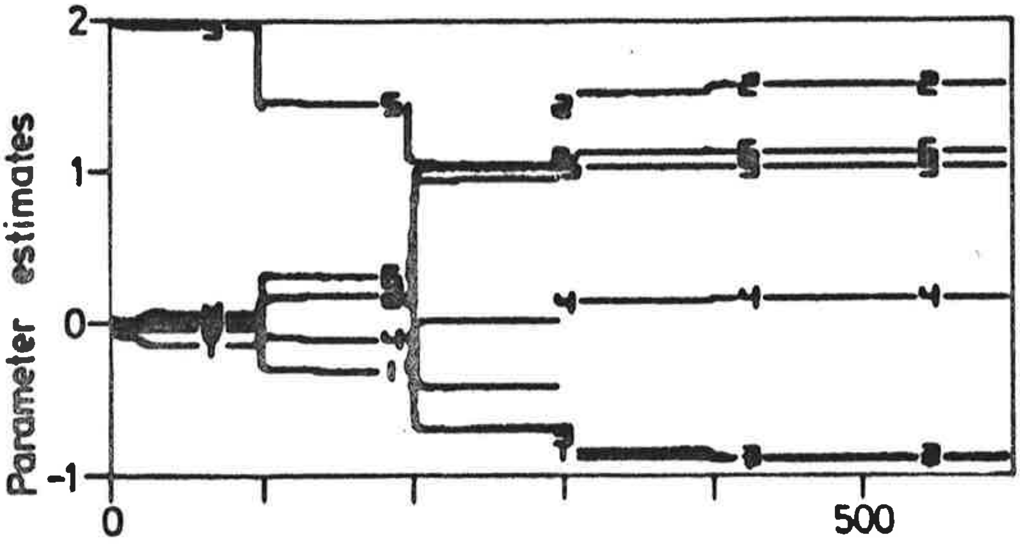


Figure 6.11. Parameter estimates obtained when the system (6.2) is controll⋯ with the adaptive algorithm I1.

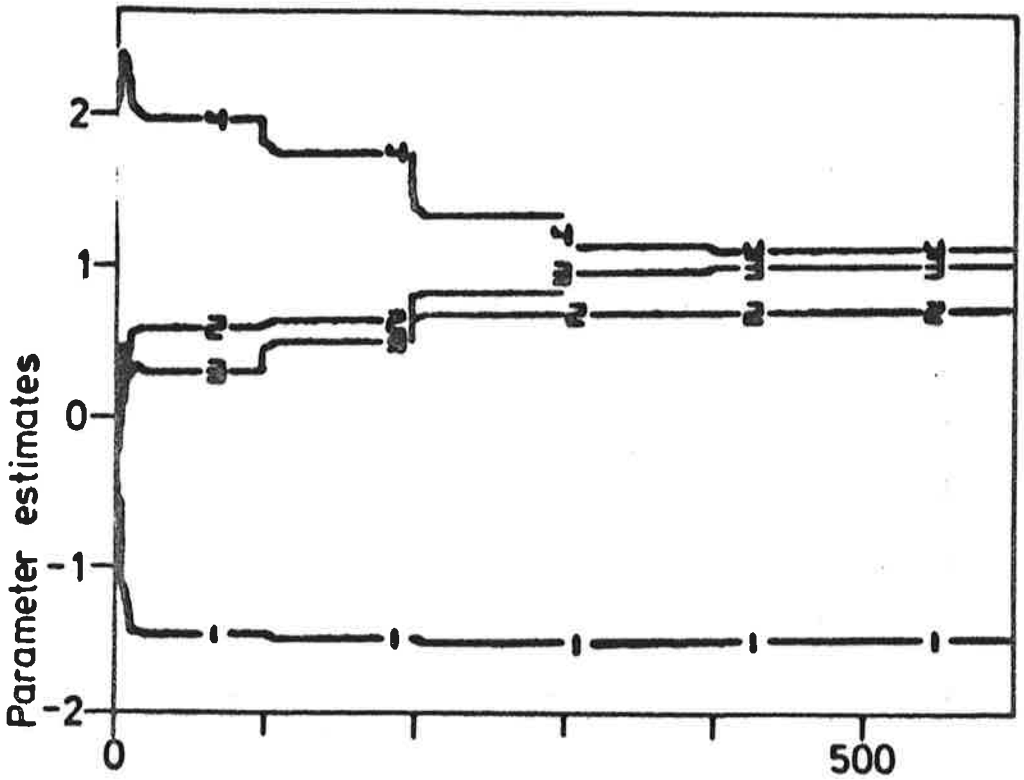


Figure 6.13. Parameter estimates obtained when the system (6.2) is controlled by the algorithm E2.

EXAMPLE 2

SAME AS EX 1 BUT
SPECIFY THAT Q = B
WHATEVER B MAY BE!

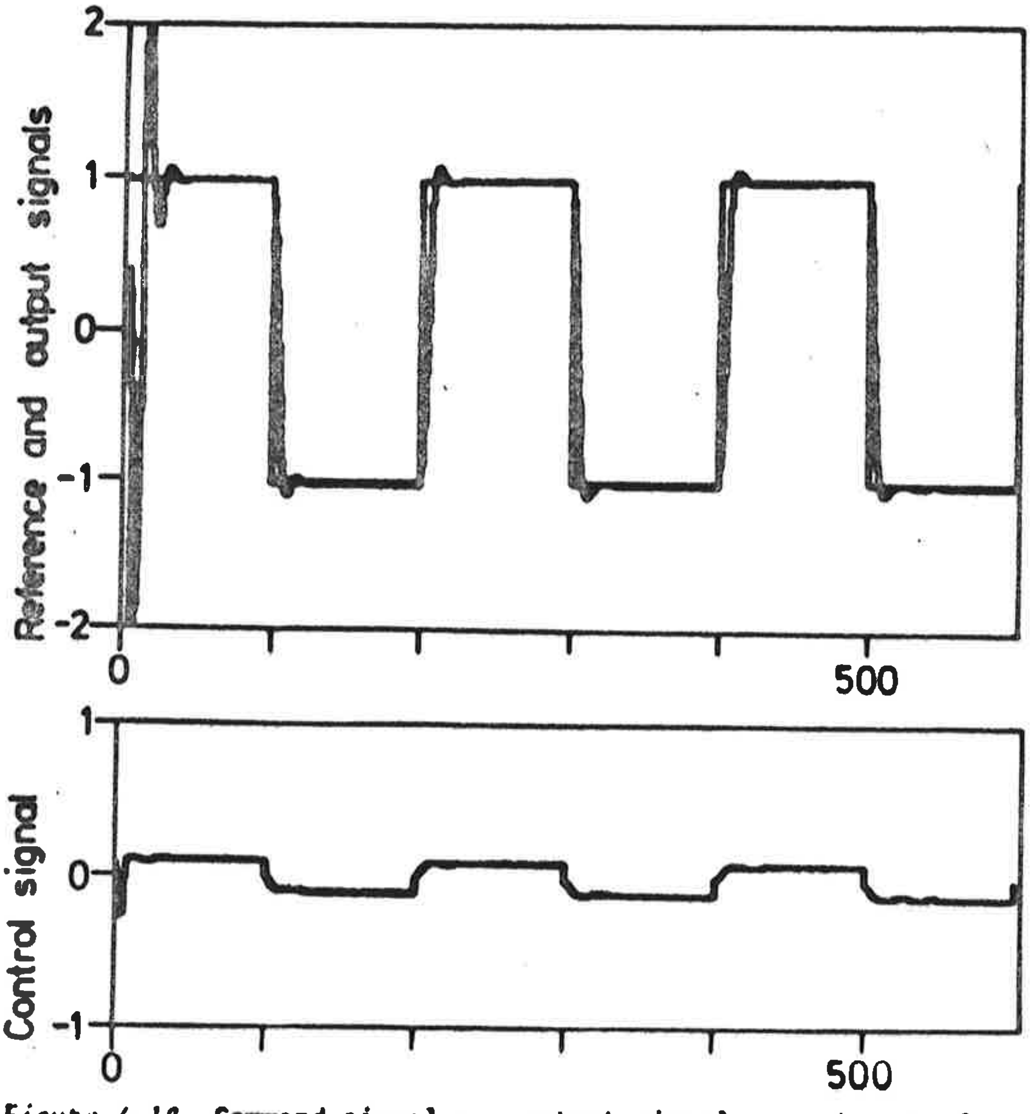


Figure 6.12. Command signal y_r, output signal y, and control signal u when the system (6.2) is controlled by the algorithm E2.

EXAMPLE 3

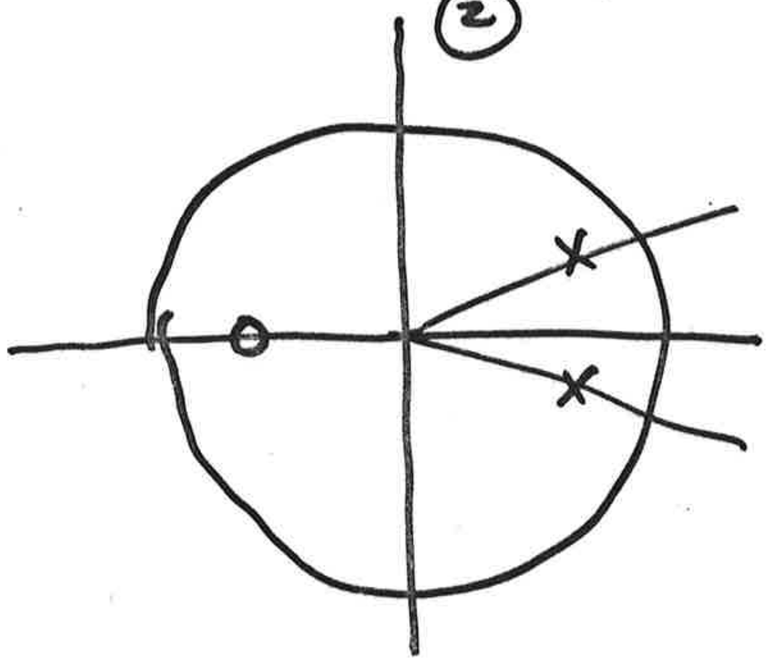
$$G(s) = \frac{0.864}{(s+0.36)(s+1.2)}$$

$T_s = 1$

$$H(z) = \frac{0.26z + 0.16}{z^2 - z + 0.21}$$

DESIRED POLES

$$z_{1,2} = 0.72 \pm i\,0.21 = .75 \angle 16^\circ$$



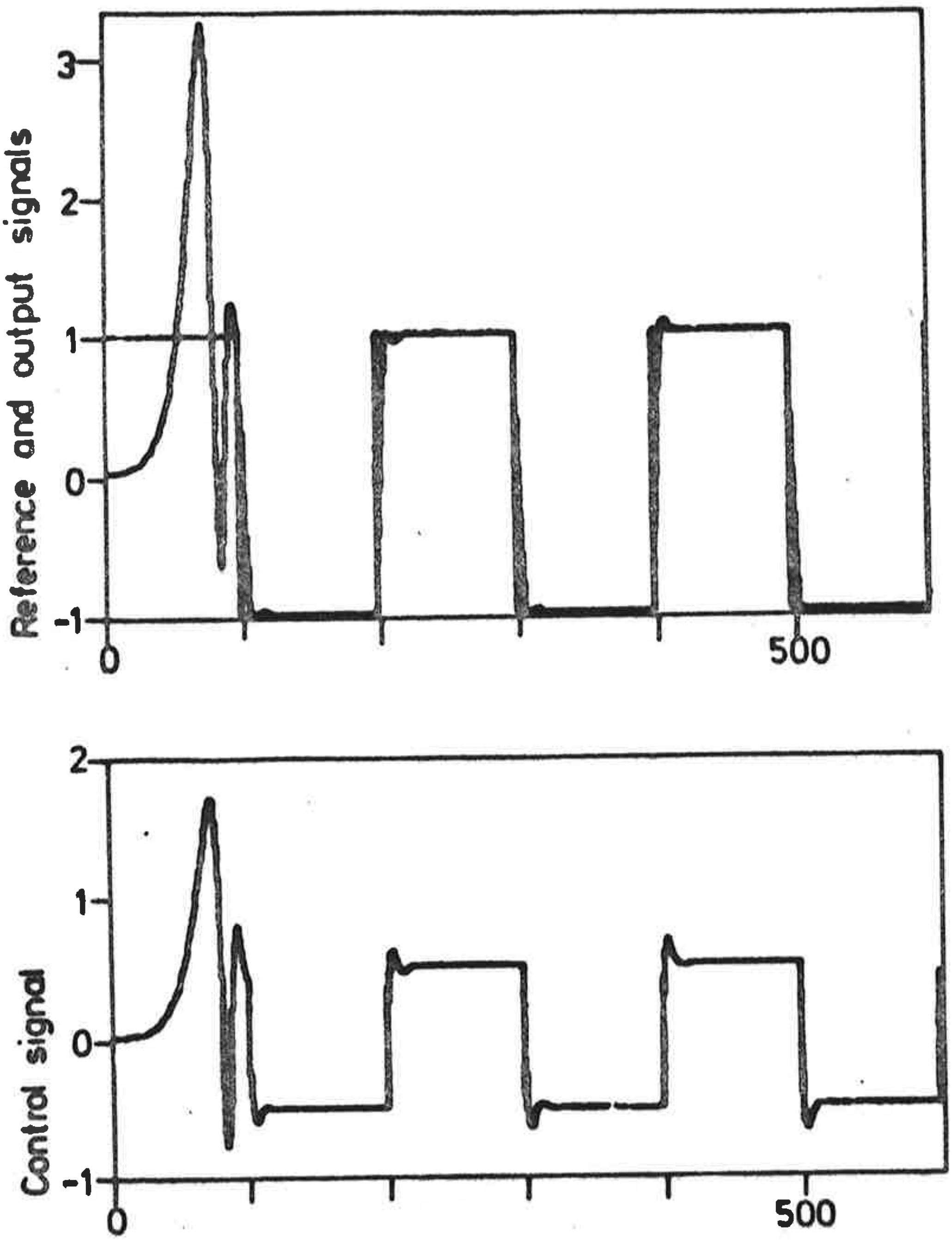


Figure 6.14. Command signal y_r, output signal y, and control signal u when the system (6.3) is controlled by the algorithm II with P and T given by (6.5) and (6.6).

IMPLICITE ALL ZEROS CANCELLED

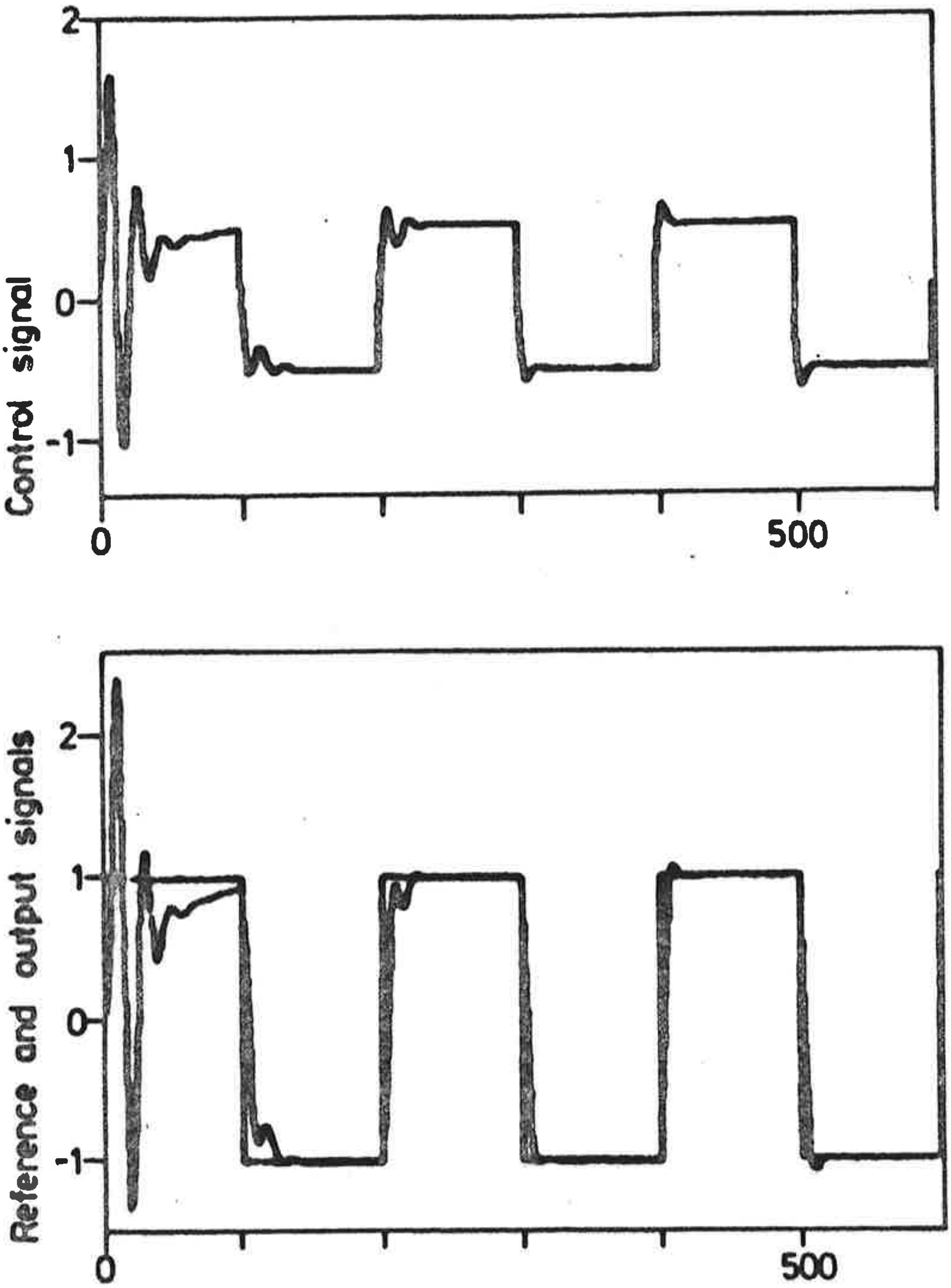
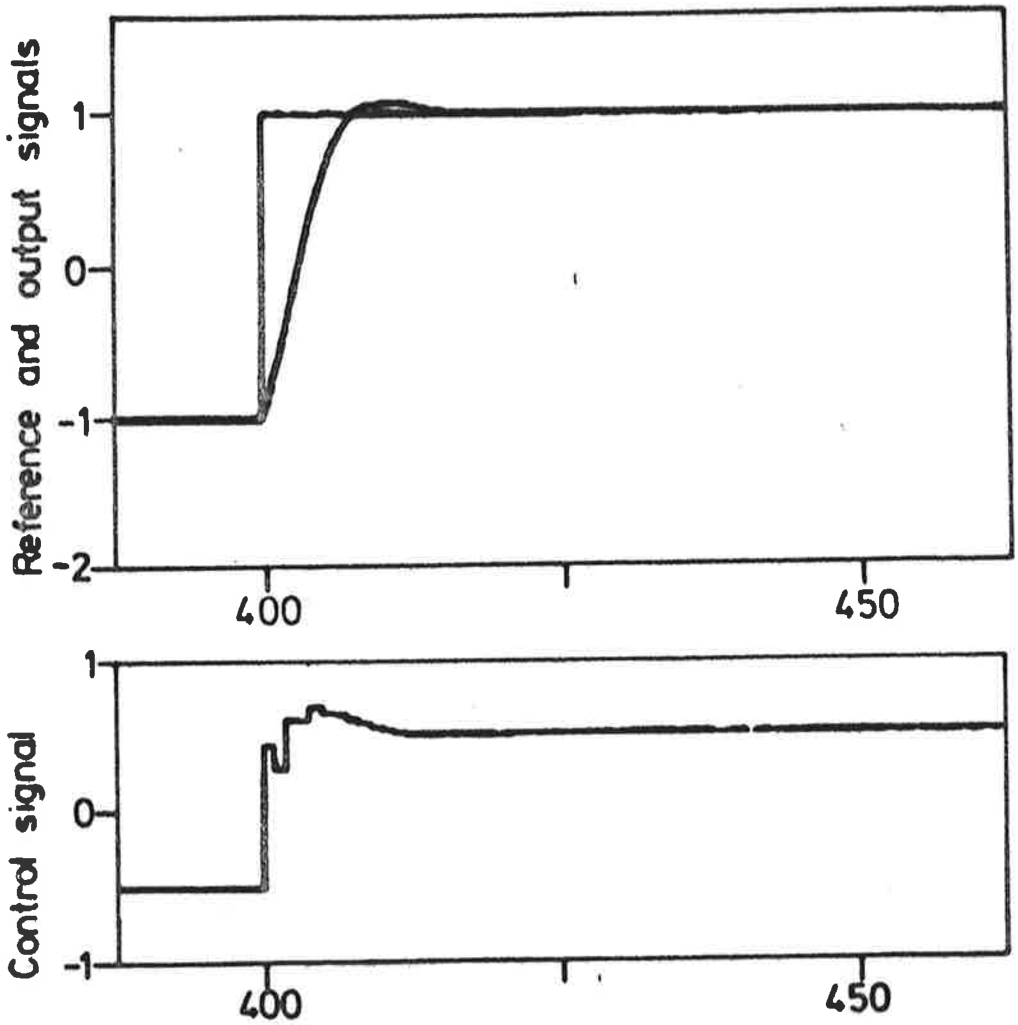


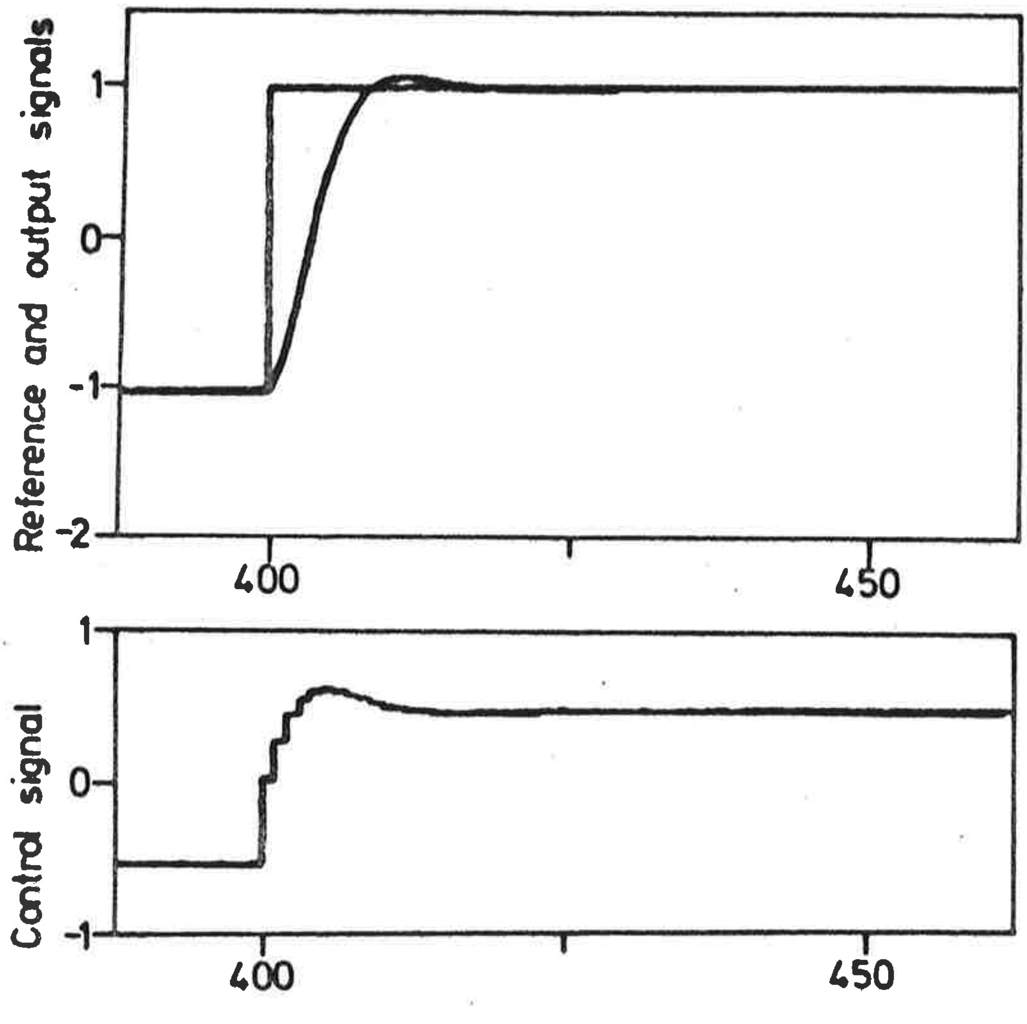
Figure 6.16. Command signal y_r, output signal y, and control signal u obtained when the system (6.3) is controlled by the algorithm E2 with P and T given by (6.5) and (6.6).

EXPLICITE NO ZEROS
CANCELLED

THE ZERO IS CANCELLED



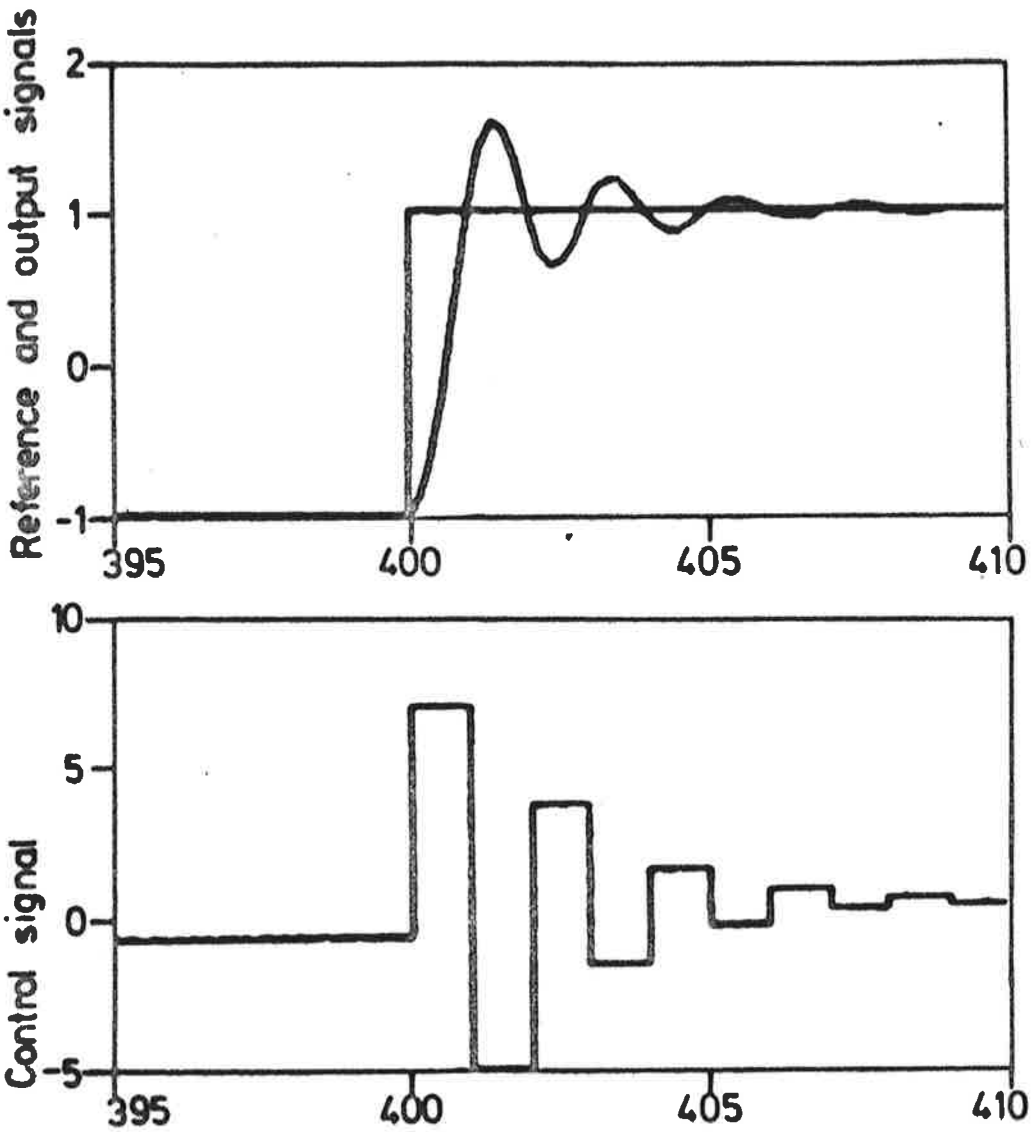
THE ZERO IS NOT CANCELLED



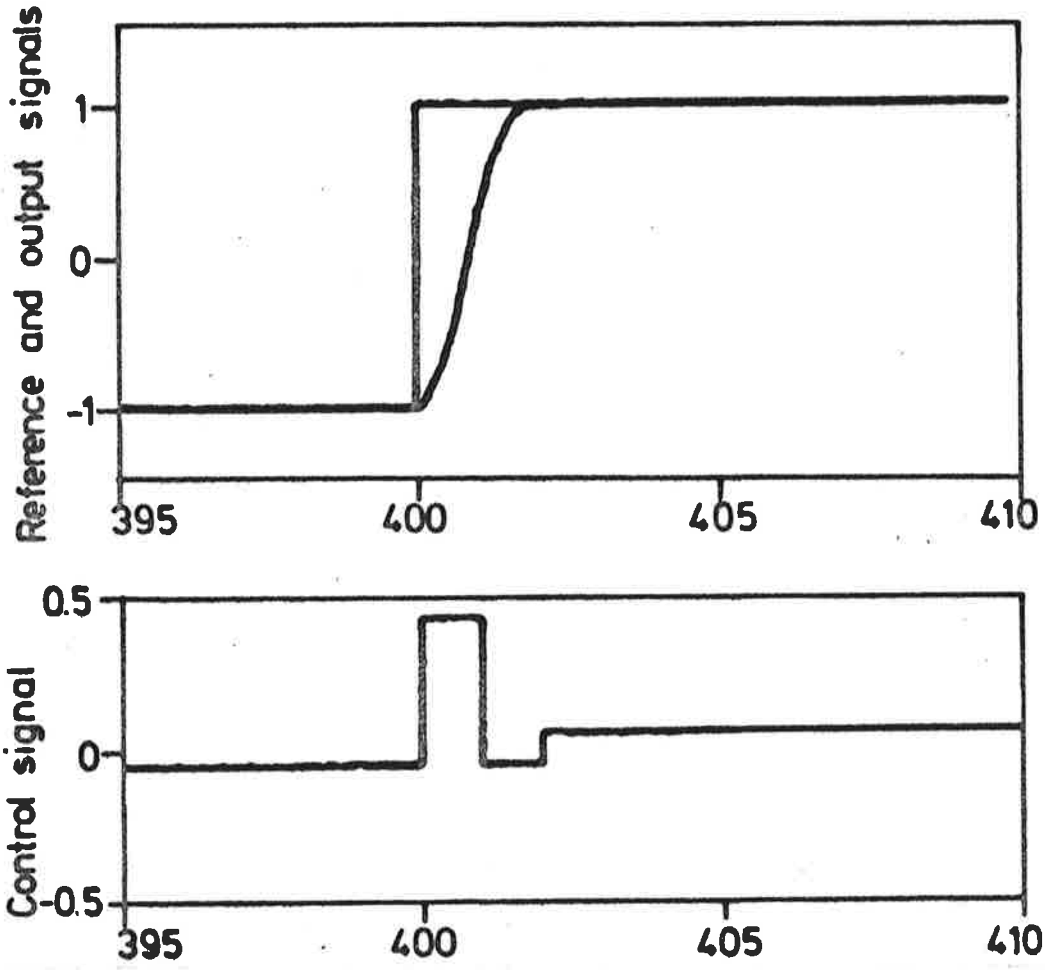
EXAMPLE 4

SAME AS EX 3 BUT REQUIRE NOW THAT

$$P(z) = z^2$$



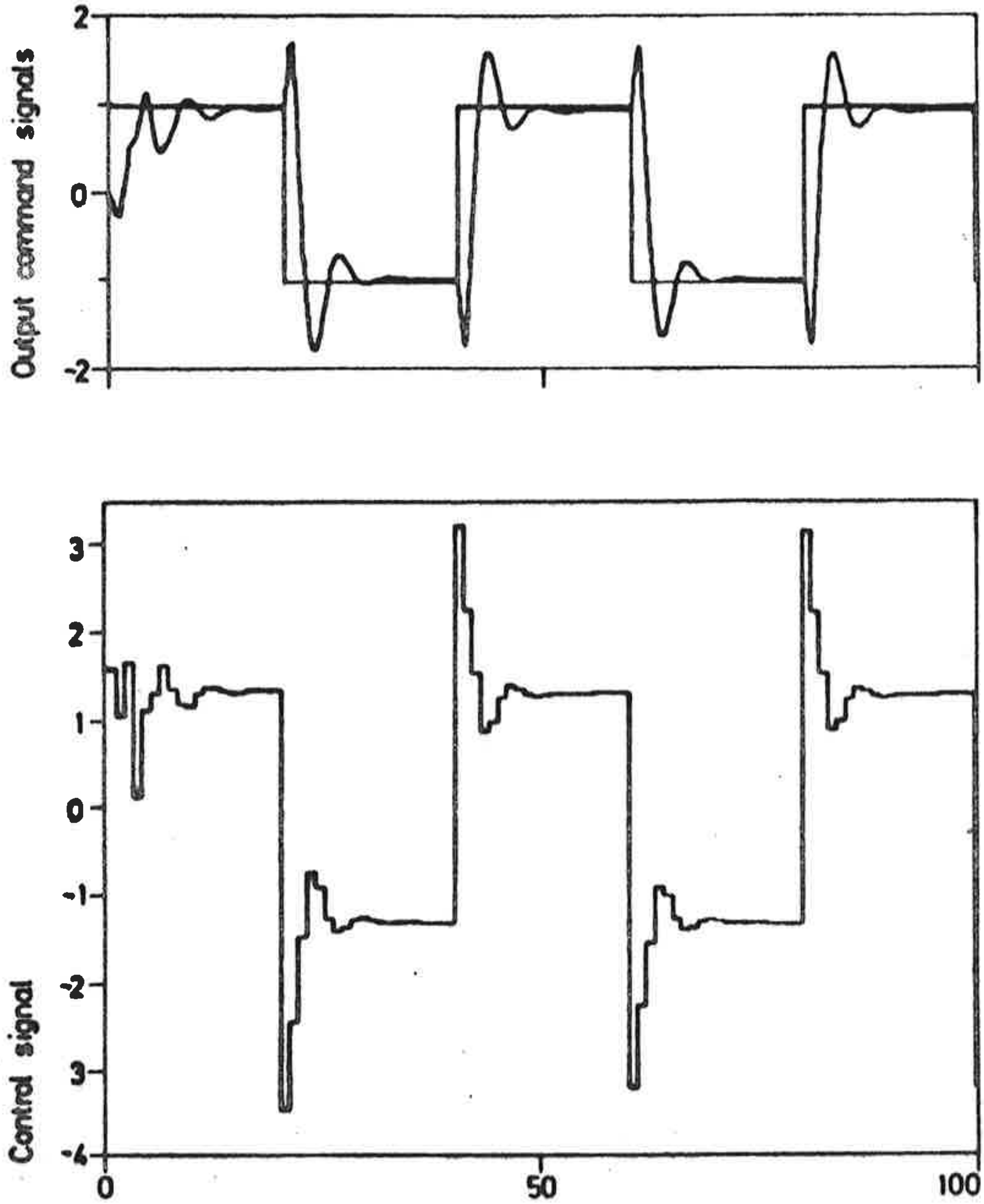
Reference and output signals
2
1
0
-1
395
400
405
410
Control signal
10
5
0
-5
395
400
405
410



Reference and output signals
1
0
-1
395
400
405
410
Control signal
0.5
0
-0.5
395
400
405
410

FIXED
~~FLUIDIZED~~ BED CHEMICAL REACTOR

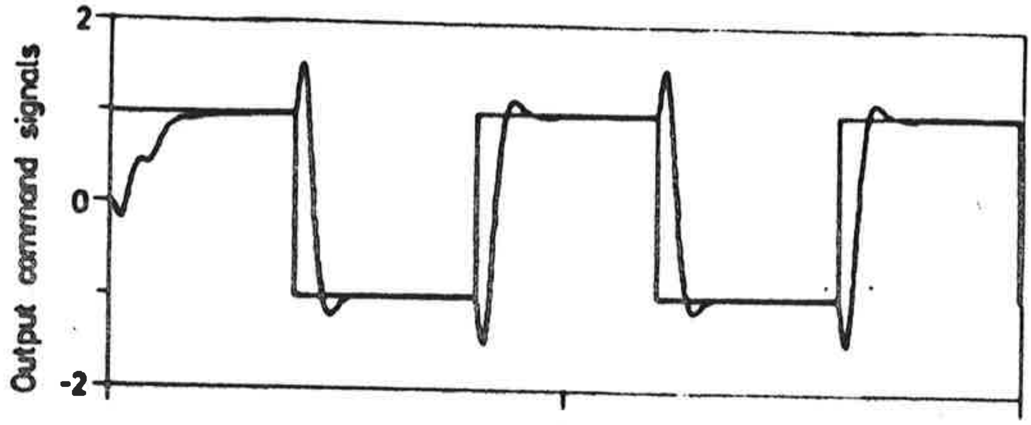
- NONLINEAR MODEL
- LINEAR 14th ORDER STATE MODEL
- OBSERVER + STATE FEEDBACK

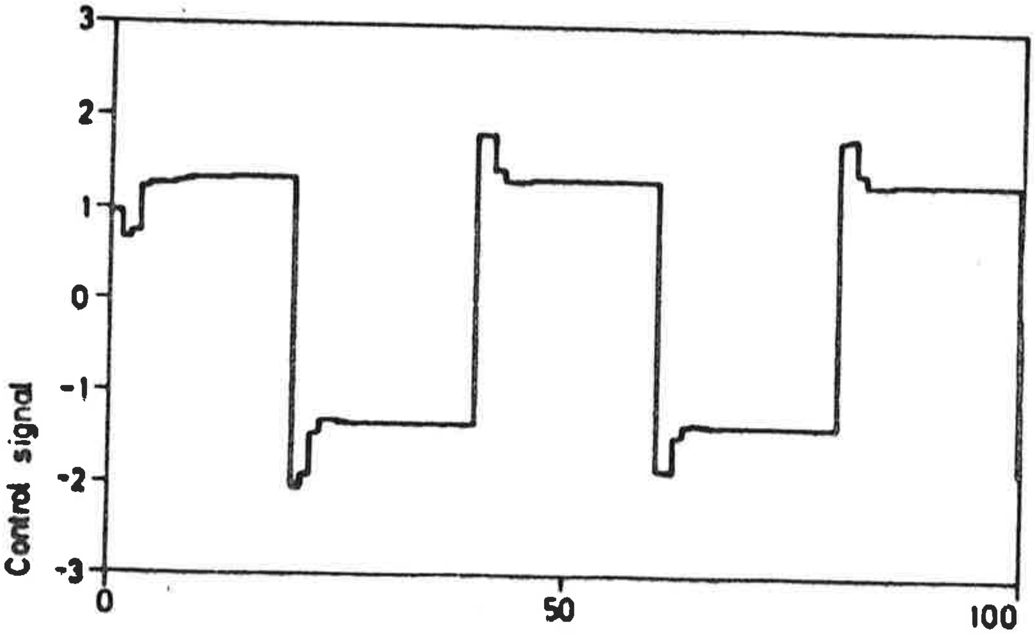


$$y_t + a_1 y_{t-1} = b_1 u_{t-1} + b_2 u_{t-2}$$

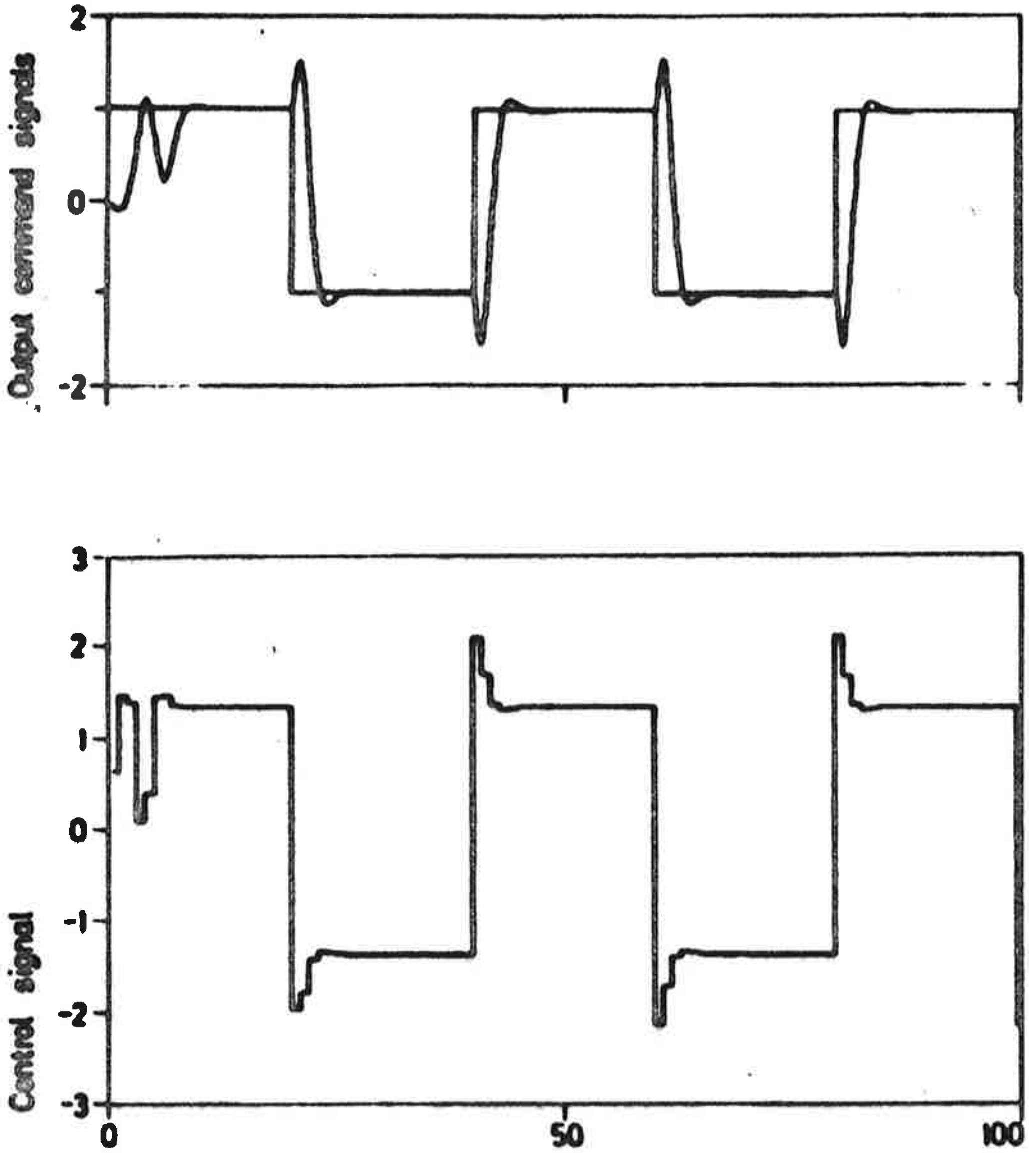
$$y_t + a_1 y_{t-1} = b_1 u_{t-1}$$

UNSTABLE





$$y_t + a_1 y_{t-1} = b_1 u_{t-1} + b_2 u_{t-2} + b_3 u_{t-3}$$



$$y_t + a_1 y_{t-1} + a_2 y_{t-2} =$$

$$b_1 u_{t-1} + b_2 u_{t-2} + b_3 u_{t-3}$$