



LUND UNIVERSITY

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

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

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	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.

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. NÅGRA 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

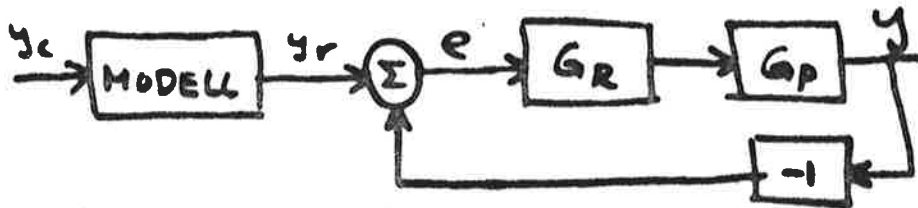
OLIKA SÄTT ATT INFÖRA REFERENSSIGNALER I
REGULATORER MED TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING

4. SYNTES AV SERVO UTGAENDE FRAN EXTERNA BESKRIVNINGAR

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

EXEMPEL 2 "STANDARDKONFIGURATIONEN"

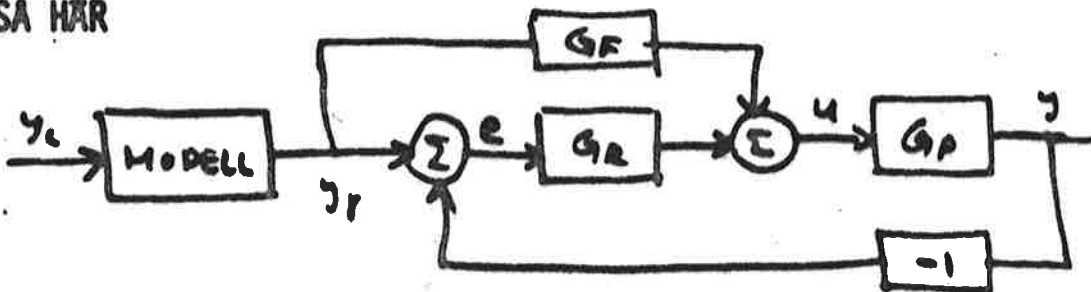
DET ÄR VANLIGT ATT KOMMANDOSIGNALEN INFÖRS GENOM ATT BILDA FELET $E = Y_R - Y$ OCH ÅTERKOPPLA FRÅN FELSIGNALEN



I DETTA FALL BLIR ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FRÅN REFERENS-SIGNAL TILL UTSIGNAL

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

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



ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FRÅN 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 VALJAS FRITT

TOLKNING AV POLER OCH NOLLSTÄLLEN

**POLER = SYSTEMETS EGENFREKVENSER ÅTERSPEGLAR INTERNA
KOPPLINGAR I SYSTEMET**

**NOLLSTÄLLEN - ÅTERSPEGLAR HUR SYSTEMET ÄR KOPPLAT TILL
OMGIVNINGEN**

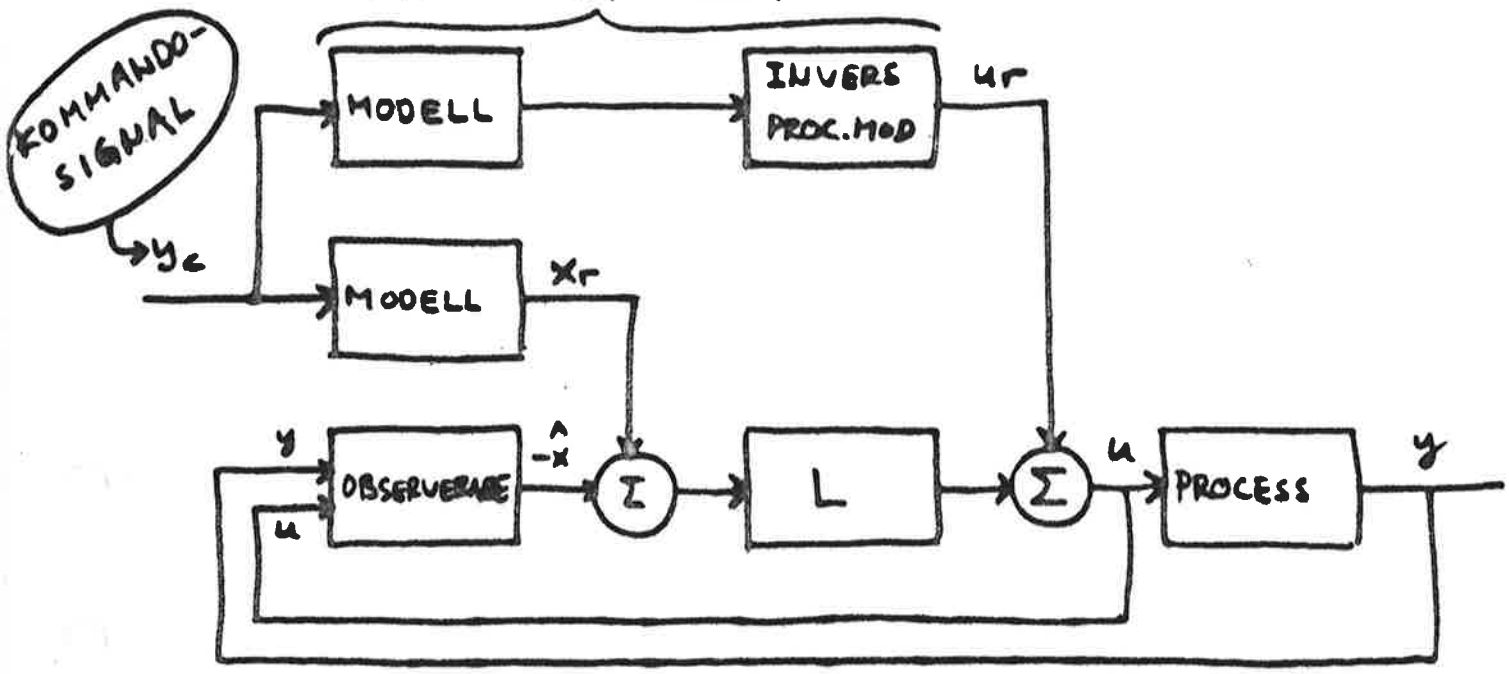
GRUNDPRINCIP FÖR ATT GÖRA ETT BRA SERVO

**ÅTERKOPPLA SYSTEMET SA 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 SA ATT SYSTEMET REAGERAR PÅ ÖNSKAT
SÄTT VID FÖRÄNDRINGAR I KOMMANDOSIGNALEN. SYNTES AV
FRÅNKOPPLING, MANIPULATION MED NOLLSTÄLLEN.**

HUR KOMMANDOSIGNALER INFÖRS I SYSTEM MED TILLSTÄNDSÅTERKOPPLING I

KAN SLÅS IHOP



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

REGULATOR (TILLSTÄNDSÅTERKOPPLING MED OBSERVERARE)

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

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

ALTERNATIVT

$$\hat{x}(t+1) = [\Phi - T L - K C] \hat{x}(t) + K y(t) + T [u_r(t) + L x_r(t)]$$

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

SLUTNA SYSTEMET (EXAKT OBSERVERARE?)

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

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

TILLSTÄNDEN \tilde{x} EJ STYRBARA FRÅN $u_r + L x_r$
 REFERENSSIGNALERNA EXCITERAR EJ OBSERVERAREN!

DET SLUTNA SYSTEMET BESKRIVS AV

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

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

SYSTEMET HAR SÅLEDES ÖRNINGSTALET 2n

DET SLUTNA SYSTEMETS POLER GES AV

$$\det [2I - \Phi + \Gamma L] = 0 \quad \text{"ÅTERKOPPLADE SYSTEMETS POLER"}$$

$$\det [2I - \Phi + KC] = 0 \quad \text{"OBSERVERAR POLERNA"}$$

ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN FRÅN SIGNALEN

$u_r + Lx_r$ TILL UTSIGNALEN GES AV

$$G(z) = C [2I - \Phi + \Gamma L]^{-1} \Gamma$$

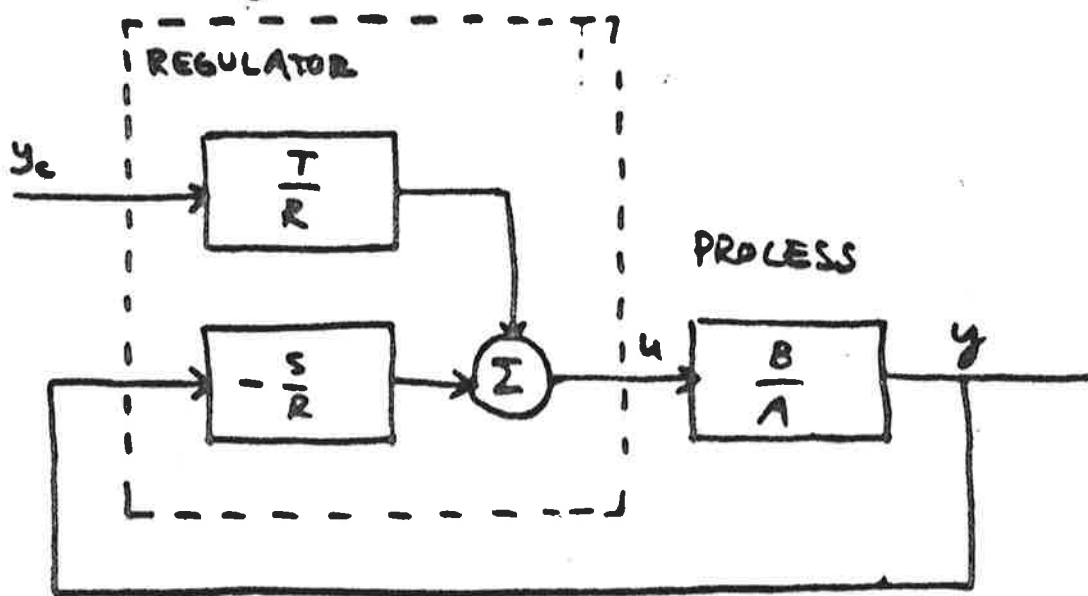
DENNA ÖVERFÖRINGSFUNKTION HAR

POLER I RÖTTERNA TILL

$$\det [2I - \Phi + \Gamma L] = 0$$

DESS NOLLSTÄLLEN ÄR LIKA MED PROCESSENS NOLLSTÄLLEN

EN REGULATOR MED TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING
 OCH REKONSTRUKTION KAN ALLTID SKRIVAS
 SÅ HÄR



REGULATOR

$$Ru = T y_c - s y$$

PROCESS

$$A y = B u$$

SLUTNA SYSTEMET

$$A R y = R A y = R B u = B R u = B T y_c - B s y$$

$$y = \frac{B T}{A R + B S} y_c \equiv \frac{Q}{P} y_c$$

BESTÄM R, S OCH T SÅ ATT

$$\frac{B T}{A R + B S} = \frac{Q}{P} \quad \nabla$$

BETRAKTA

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

I TYPISKA FALL ÄR $DEGA = DEG P$
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

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

PROLEDUR

1. GIVET Q , P OCH T_1
2. LÖS R OCH S UR EKVATIONEN

$$AR + BS = PT_1$$

3. BERÄKNA $T_2 = Q/B$

GÄR ALLTID

TYG DELAR B

4. REGULATORN ÄR

$$R_u = T_{yc} - S_y$$

KOMMENTARER TILL EKVATIONEN

$$(1) \quad AX + BY = C$$

POLYNOM OCH HELTAL ÄR
ALGEBRAISK EKUIVALENTA

· ADDITION

MULTIPLIKATION

DIVISION MED REST

BELÖDD \equiv 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

$$AR + BS = PT,$$

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 $\text{GRAD } P = \text{GRAD } A$ SÅ ÄR LÖSNINGEN
KAUSAL OM

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

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 ~~$|x| < 2$~~ ELLER

~~$|y| < 3$~~
 $0 \leq y < 3$

$0 \leq x < 2$

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

~~$|x| < |A|$~~ ELLER ~~$|y| < |B|$~~
 $0 \leq x < |A|$, $0 \leq y < |B|$

EN TOLKNING AV REGULATORN

PROCESS : $Ay = Bu$

ÖNSKAT : $Py = Qy_c$

REGULATOR: $Ru = Ty_c - Sy$

SAMBAND: $AR + BS = PT_1$

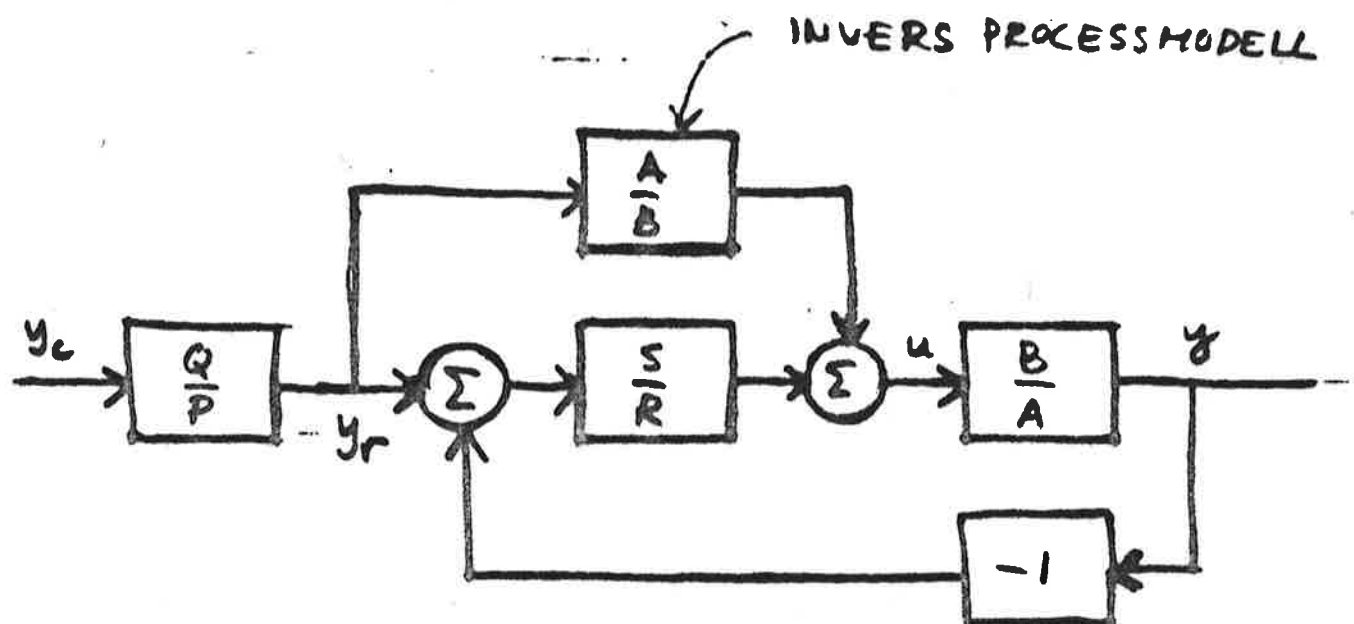
$BT_2 = Q$, $T = T_1 T_2$

ANALYS

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

$$\frac{T}{R} = \frac{T_1 T_2}{R} = \frac{T_2 A}{P} + \frac{BT_2 S}{PR} = \frac{\overbrace{ABT_2}^Q}{BP} + \frac{\overbrace{BT_2 S}^Q}{PR}$$

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



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

POLYNOMSYNTES

JFR KJÅ REGLELTEORI SID 260 - 270

PROBLEM:

GIVET EN PROCESS MED ÖVERFÖRINGS-
FUNKTIONEN

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

BESTÄM EN REGULATUR SÅ ATT
DET SLUTNA SYSTEMET FÅR
ÖVERFÖRINGSFUNKTIONEN

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

NÄR GÅR PROBLEMET LÖSA?

o B DELAR Q

PROCESSENS NOLLSTÄLLEN KAN EJ
ELIMINERAS MER OM DETTA SEDAN?

o DEG A - DEG B ~~≠~~ DEG P - DEG Q

KAUSALITET!

EXEMPEL (DUBBELINTEGRATORN)

PROCESSENS ÖVERFÖRINGSFUNKTION

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

ÖNSKAD ÖVERFÖRINGSFUNKTION

$$\frac{Q}{P} = \frac{1+p_1+p_2}{2} \cdot \frac{z+1}{z^2+p_1z+p_2}$$

REGULATOR

$$R_u = T y_c - S y$$

VILLKOR

$$A R + B S = P T_1$$

$$Q T_1 = B T_1 T_2 \Rightarrow T_2 = \frac{1+p_1+p_2}{T_s^2}$$

VÄLJ OBSERVERARPOLYNOMET $T_1 = z$

$$\begin{aligned} (z^2 - 2z + 1)(z + \gamma_1) + \frac{T_s^2}{2} (z+1)(s_0 z + s_1) &= \\ &= z^3 + p_1 z^2 + p_2 z \end{aligned}$$

$$z^2: -2 + \gamma_1 + s_0 \frac{T_s^2}{2} = p_1$$

$$z^1: 1 - 2\gamma_1 + s_1 \frac{T_s^2}{2} = p_2 \quad + s_0 \frac{T_s^2}{2}$$

$$z^0: \gamma_1 + s_1 \frac{T_s^2}{2} = 0 \quad \Rightarrow \quad s_1 \frac{T_s^2}{2} = -\gamma_1$$

$$\begin{cases} \gamma_1 = \frac{1}{4} [3 + p_1 - p_2] \\ s_0 = \frac{1}{2T_s^2} [5 + 3p_1 + p_2] \\ s_1 = -\frac{1}{2T_s^2} [3 + p_1 - p_2] \end{cases}$$

STYRLAGEN BLIR SÅLEDES

$$u(t) = t_0 y_c(t) - s_0 y(t) - s_1 y(t - T_s) - \Gamma_1 u(t - T_s)$$

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

$$\Gamma_1 = \frac{1}{4} [3 + p_1 - p_2]$$

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

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

SPECIAL FALL 1 DEAD BEAT STRATEGIN

$$p_1 = p_2 = 0$$

SPECIALFALL 2

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

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

EXEMPEL KRÄV LÖSNINGSTID 6S

KLARAS MED DB $T_s = 3s$

ELLER $\omega = 1$, $\xi = 0.5$, $10 \leq T_s \leq 1$

DEAD BEAT STRATEGI

$$Ru = Ty_c - Sy$$

$$R = 2 + r_1, \quad T = t_0 z$$

$$S = s_0 z + s_1$$

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

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

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

JÄMFÖR MED TILLSTÅNDSÅTERKOPPLING

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

FÖRUREN VISAR

REGULATORER MED

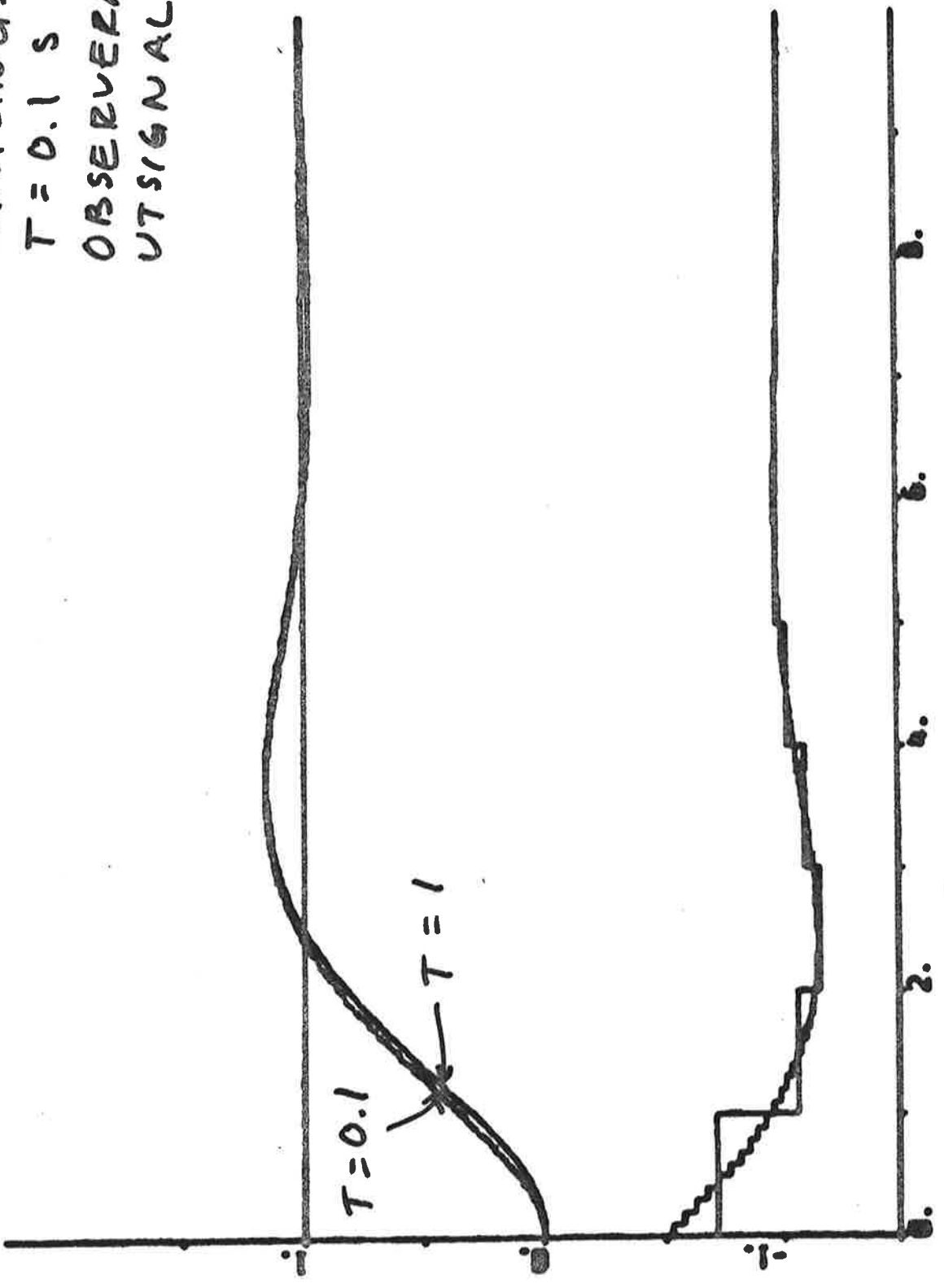
$w = 1$, $\xi = 0.5$ OCH

SAMPLINGSPERIODER

$T = 0.1$ S OCH $T = 1$ S.

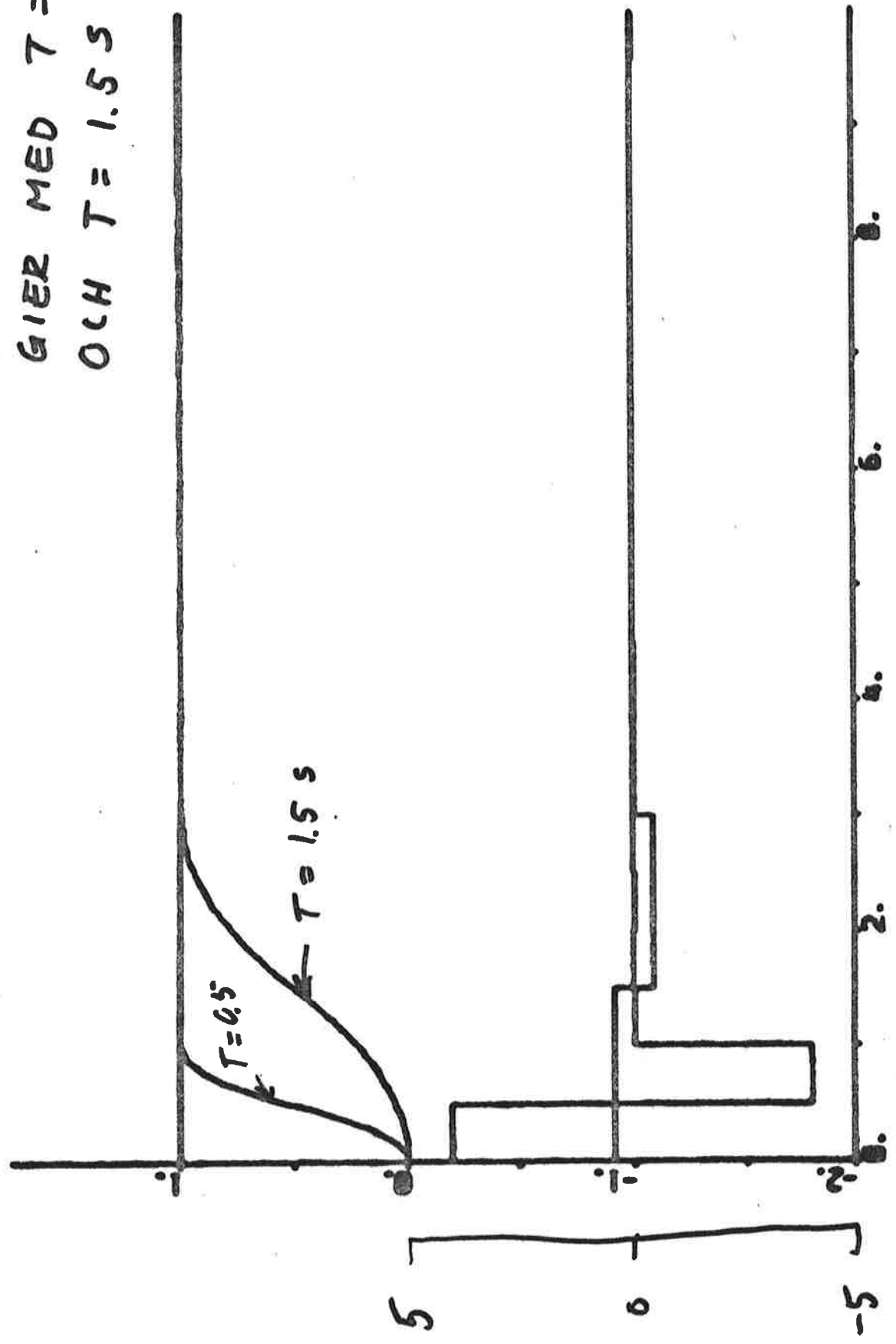
OBSERVERA HUR LIKA
UTSIGNALERNA ÄR.

PLOT YR YP UP
 W:1. Z:0.5 DT:0.1 NY:1. RW:0.5
 W:1. Z:0.5 DT:1. NY:1. RW:0.5



PLÖT YR YP UP
DT:0.5 NY:1. RW:0.2
DT:1.6

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



FIGUREN ISAR Y OCH U FOR

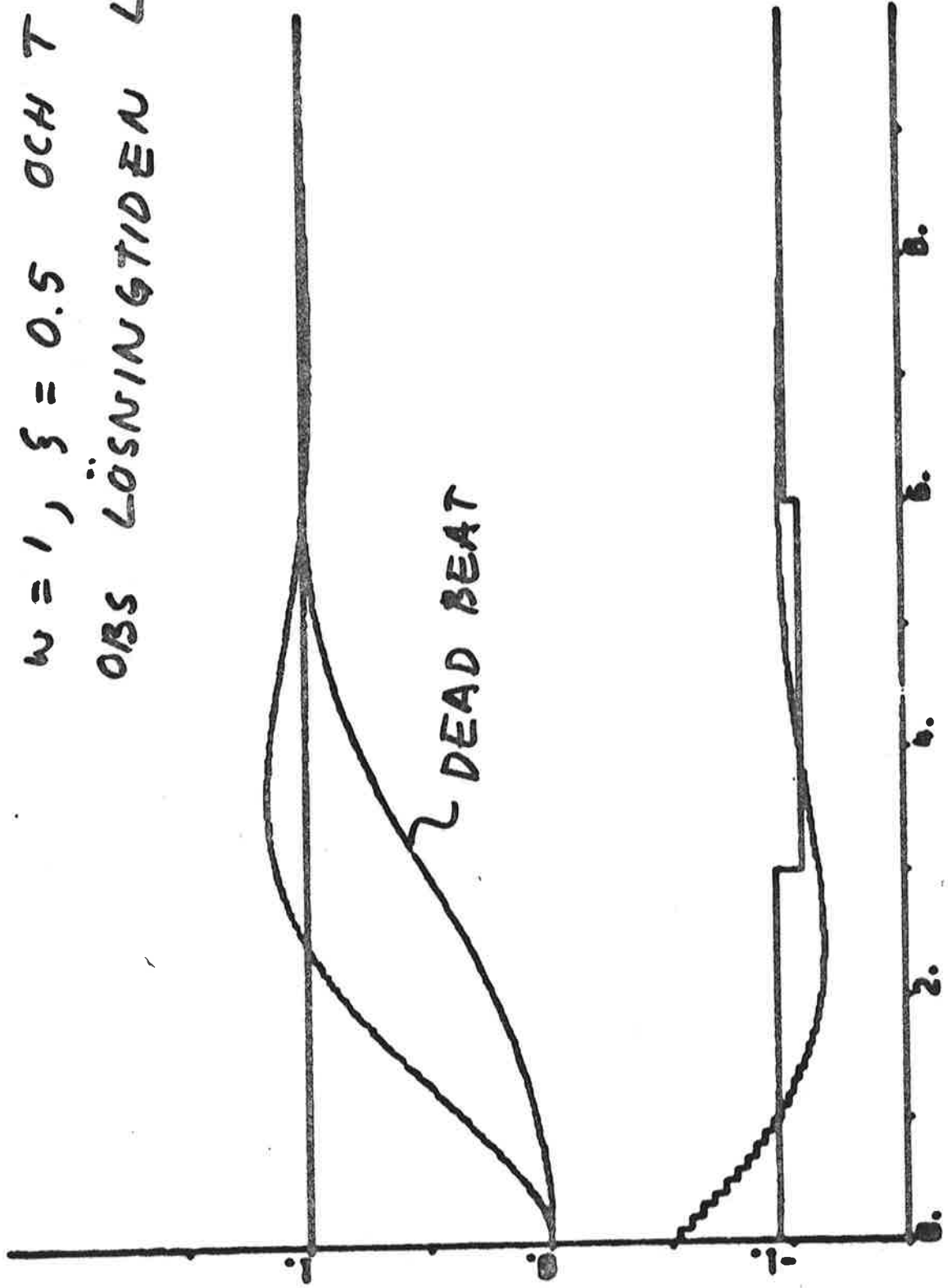
DEADBEAT $T = 3S$ OCH EN

POLPLACERINGS REGULATOR MED

$w = 1$, $\xi = 0.5$ OCH $T = 0.1S$

OBS LÖSNINGSTIDEN LIKA

PLÖT YR YR UP



EXEMPEL 3:

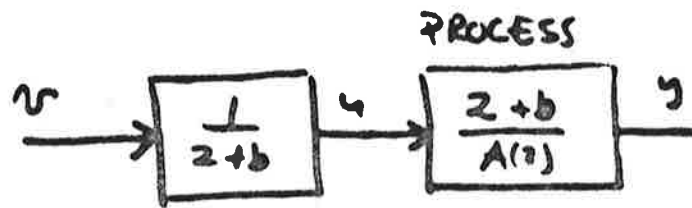
$$3x + 2y = 1$$

x	1	3	5	...	-1	-3
y	-1	-4	-7		2	4

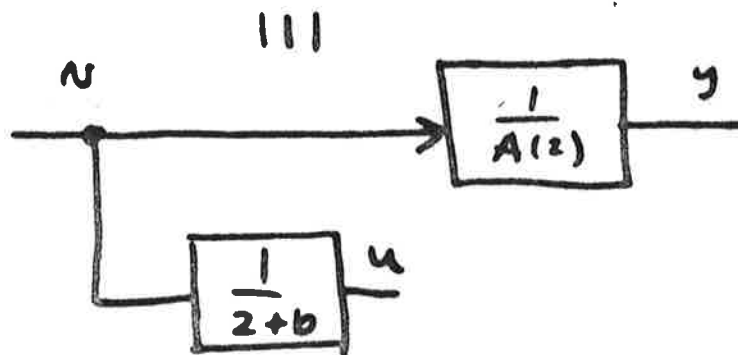
LSG 1 $0 \leq x \leq 2$

LSG 2 $0 \leq y < 3$

KAN PROCESSENS NOLLSTÄLLEN
ELIMINERAS GENOM FÖRKORTNING?



KALMANS UPPDELNING:



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

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

EXEMPEL

BETRAKTA

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

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

MED $T = 1$ ERHÅLLES

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

POLPLACERINGSSTRATEGIER KAN
RÄKNAS UT SOM TIDIGARE. (SE RÄKNE-
ÖVNINGARNA) JÄMFÖR DESSA MED
DE STRATEGIER SOM ERHÅLLES
OM MAN FÖRST FÖRKURTAR BORT
NOLLSTÄLLET !

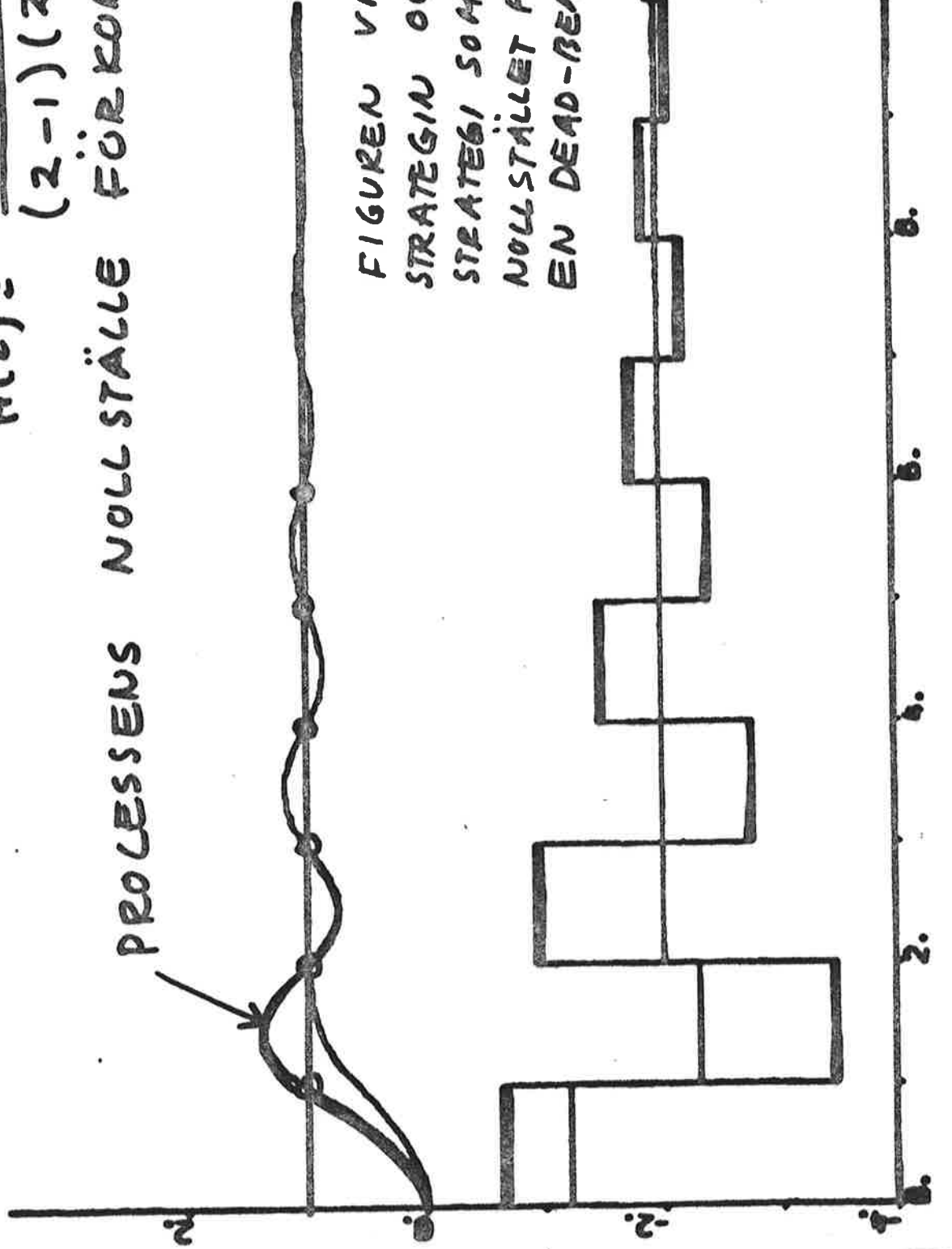
PLOT YR YR UP

Nu: 0.5

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

$$H(z) = \frac{0.372 + 0.26}{(z-1)(z-0.37)}$$

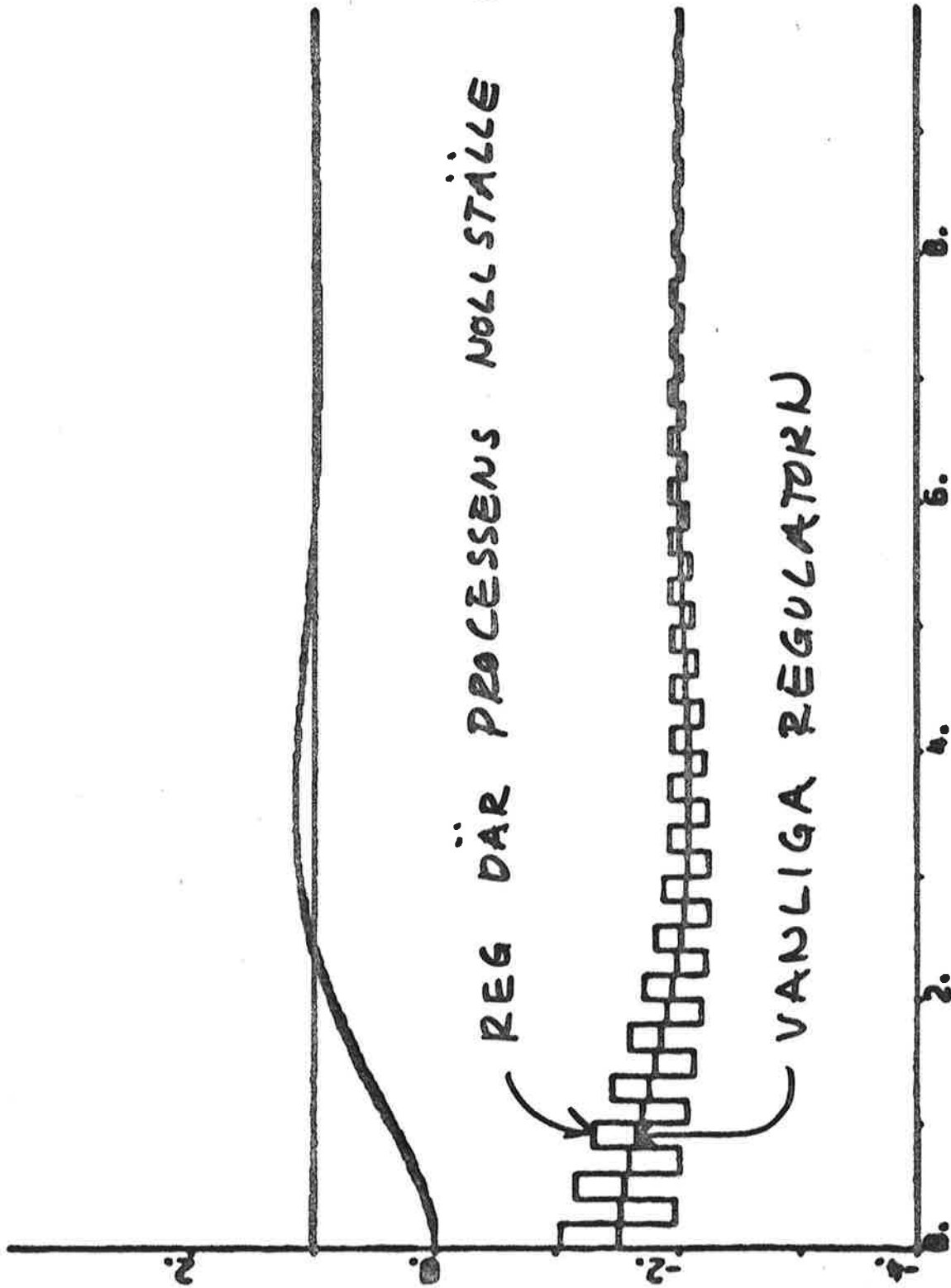
PROCESSENS NOLLSTÄLLE FÖRKORTAT.



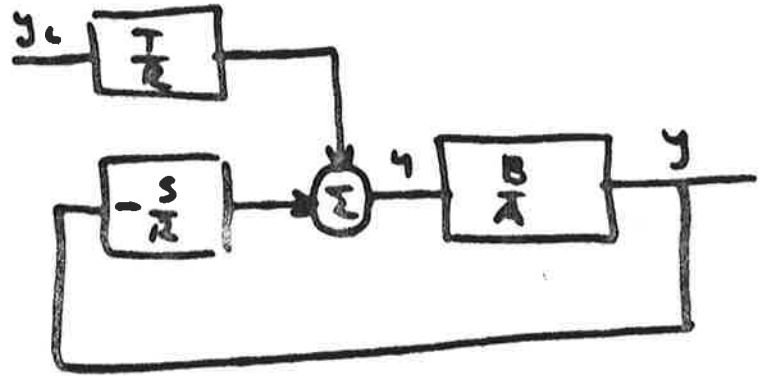
FIGUREN VISAR DEADBEAT STRATEGI OCH DEN STRATEGI SOM ERHÅLLS DÅ NOLLSTÄLLET FÖRFORTAS OCH EN DEAD-BEAT BERÄKNAS

POLPLACERINGENS REGULATOR MED
 $\omega = 1$, $\xi = 0.5$ OCH $T = 0.2$ S.

PLOT YR YP UP
AU:0.5



BETRAKTA



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

ANTAG ATT B OCH Q EJ HAR
GEMENSAMMA FAKTORER?

B MÅSTE DÅ DELA R

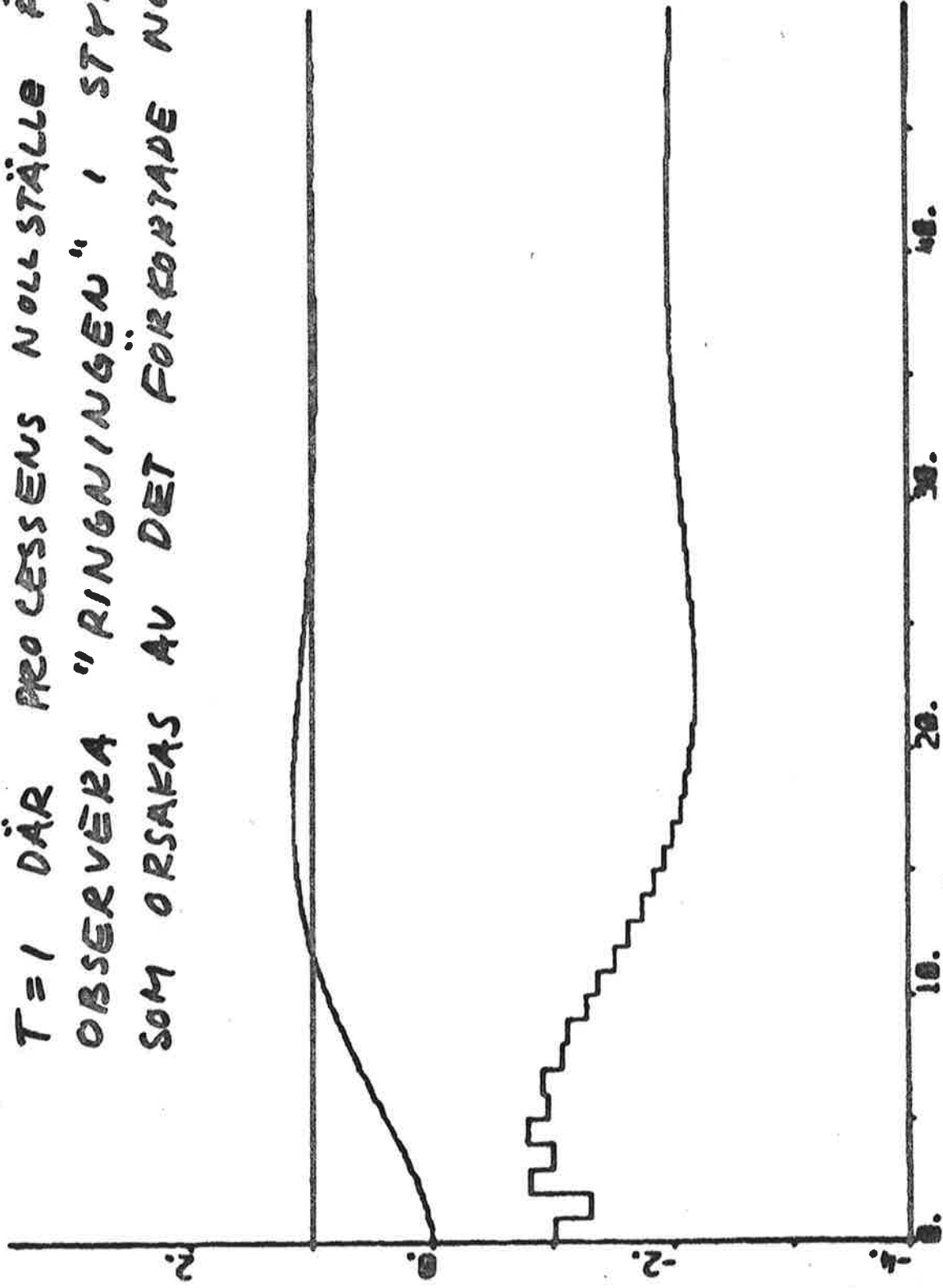
$$R = BR_1$$

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

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

PLOT YR YP UP
N=0.2 Z=0.5 DT=1. NU=10. D1=0.3070 D2=0.2042

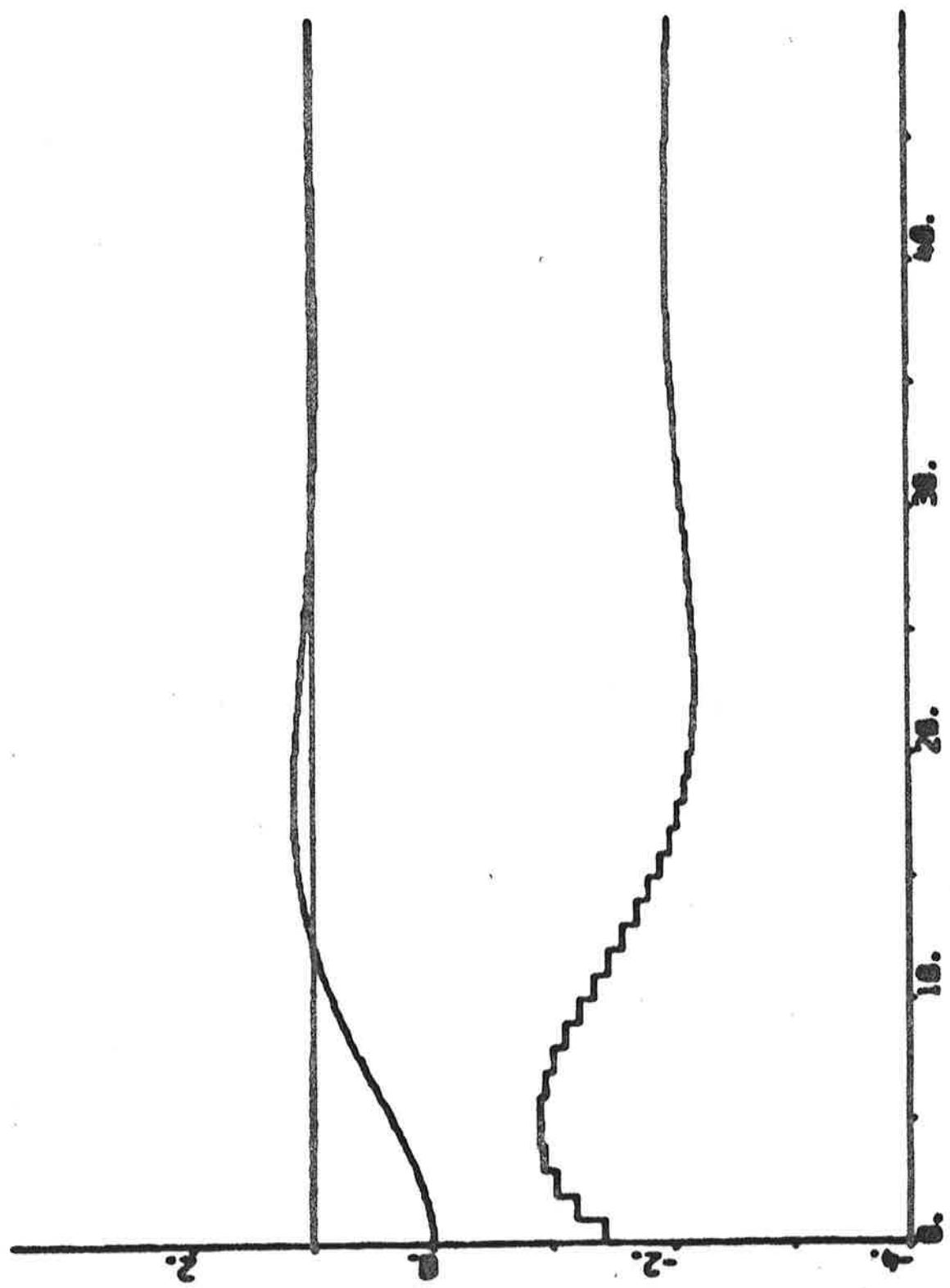
POLPLACERINGSGREGULATOR MED $w = 0.2$, $\xi = 0.5$
T=1 DÄR PROCESSENS NOLLSTÄLLE FÖRKORTATS.
OBSERVERA "RINGNINGEN" I STYRSIGNALEN
SOM ORSAKAS AV DET FÖRKORTADE NOLLSTÄLLET



VANLIG POLPLACERINGSREGULATOR

ME D $\omega = 0.1$, $\xi = 0.5$, $T = 1$.

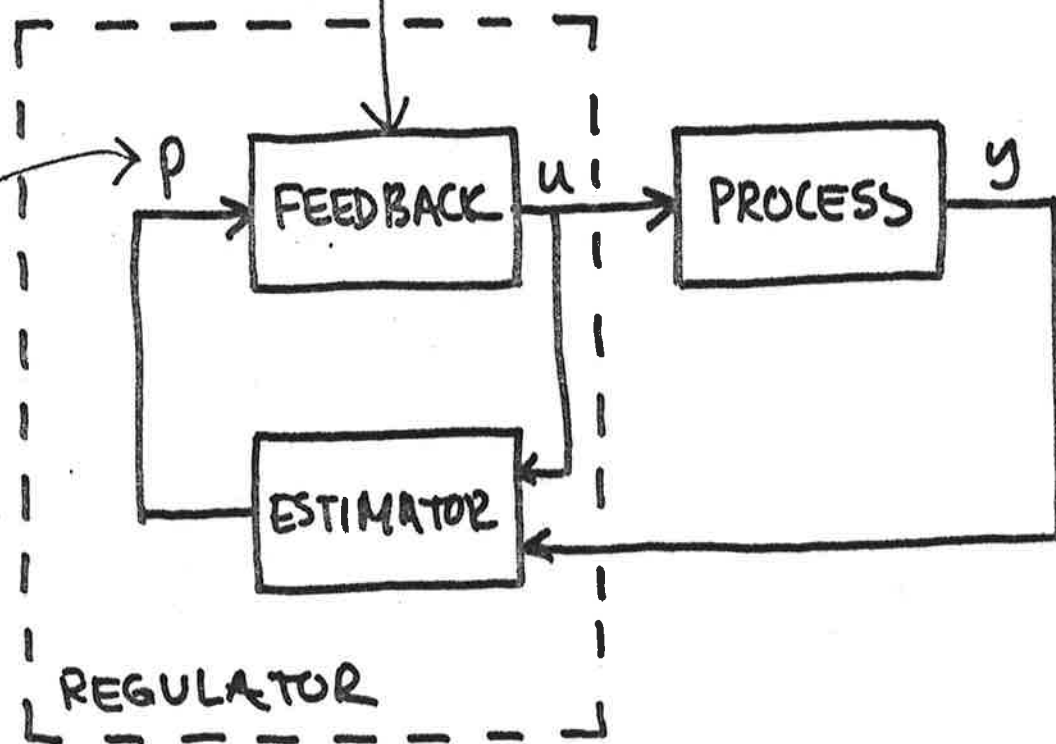
PLST YR YP UP
M=0.2 Z=0.5 DT=1. NU=10. D1=0.3070 R2=0.3042



STOCHASTIC CONTROL

"STATE" = ORDINARY PROCESS STATE
+ ALL UNKNOWN PARAMETERS

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



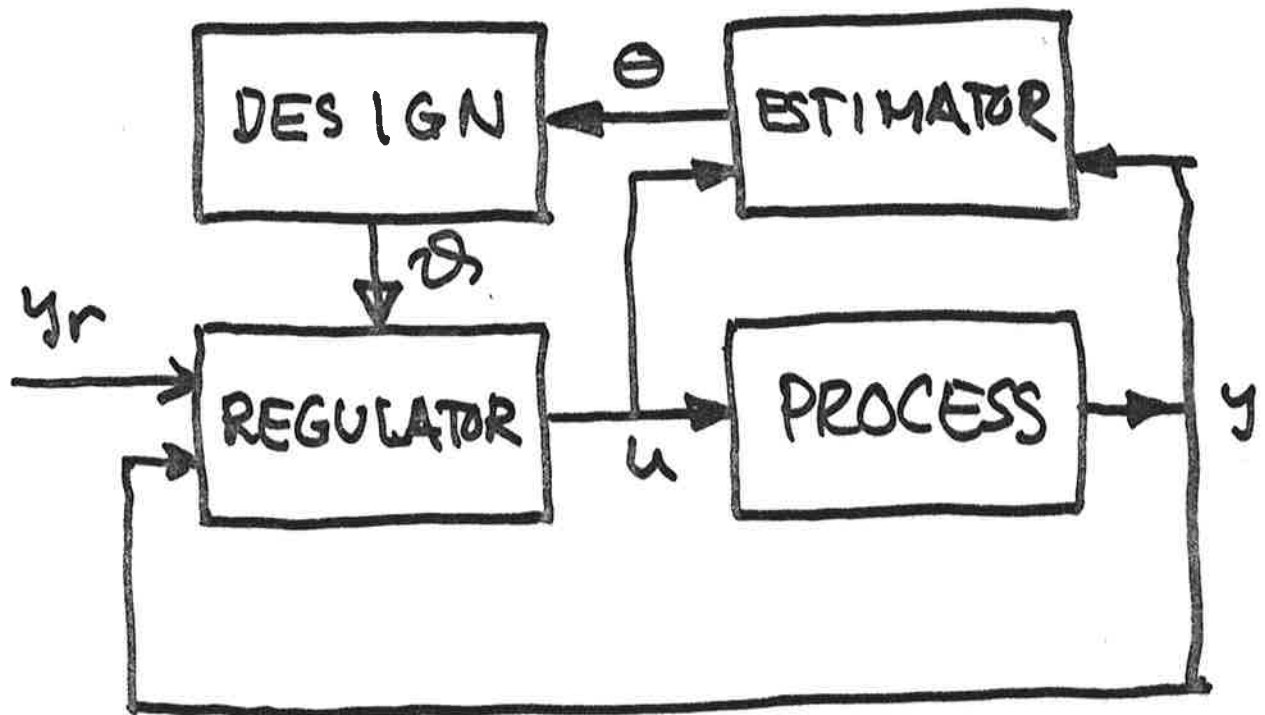
"HYPERSTATE" = CONDITIONAL DISTRIBUTION
OF "STATE" GIVEN ALL PAST DATA

$$P_{t+1} = F_{t+1}(P_t, u_t, y_{t+1})$$

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 UNCER-
TAINTY.
- ✿ APPROXIMATIVE PROBING CAN
ALSO BE ADDED

BASIC CONFIGURATION EXPLICIT ALGORITHM



- TWO COMPONENTS
 - PARAMETER ESTIMATOR
 - CONTROLLED DESIGN

RELATIONS TO DESIGN
OF KNOWN SYSTEMS

PARAMETER ESTIMATION

LEAST SQUARES

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

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

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

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

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

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

- SQUARE ROOT ALGORITHMS
- FAST ALGORITHMS

ALTERNATIVES

ELS

GLS

2LS

RML

EXTENDED KALMAN FILTER

SELF-TUNING ALGORITHMS
BASED ON ESTIMATION OF
AN EXPLICIT 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

$$Ru = Tyr - sy$$

EXPLICIT ALGORITHM NO

PROCESS ZEROS CANCELED

ESTIMATED MODEL: $Ay = Bu$

DESIRED RESPONSE: $Py_r = Bu_r$

REGULATOR: $Ru = Ty_r - Sy$

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

$$\Rightarrow AR + BS = PT$$

o ESTIMATE PARAMETERS IN

$$Ay = Bu$$

o SOLVE

$$AR + BS = PT$$

o 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 $B(z) = z + 1.1$

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

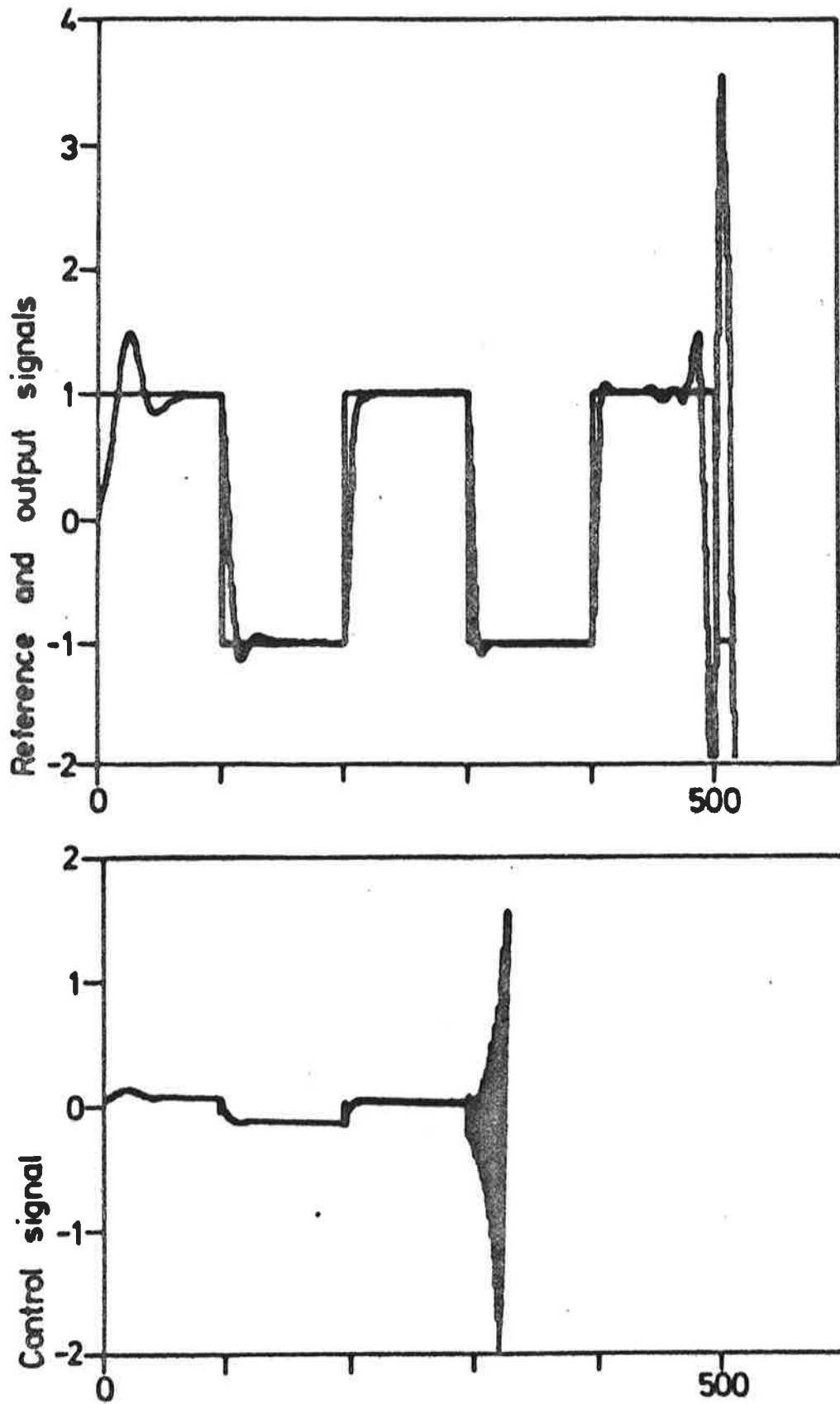


Figure 6.10. Command signal y_r , output y , and control signal u when the non-minimum phase system (6.2) is controlled by the algorithm I1 based on cancellation of the process zeros.

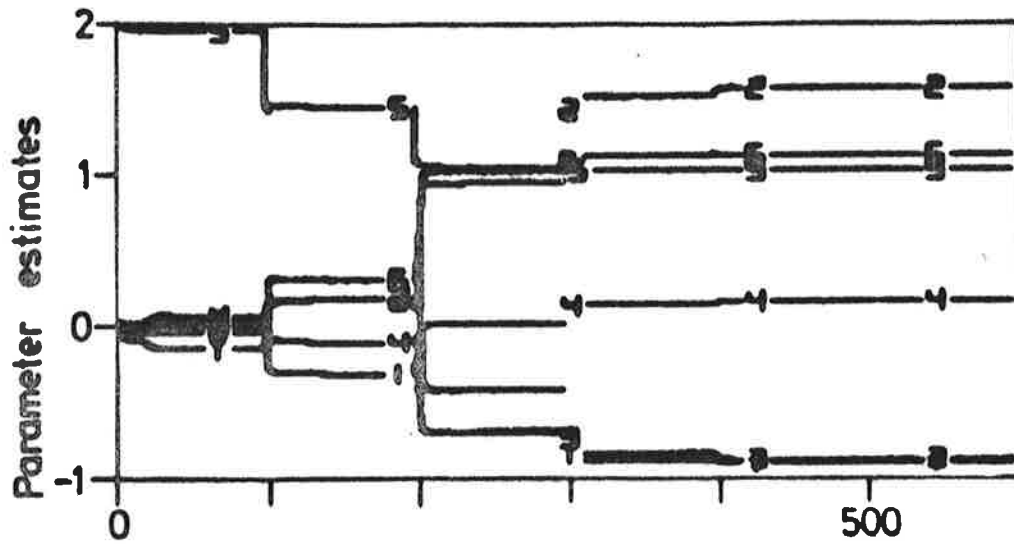


Figure 6.11. Parameter estimates obtained when the system (6.2) is controlled with the adaptive algorithm I1.

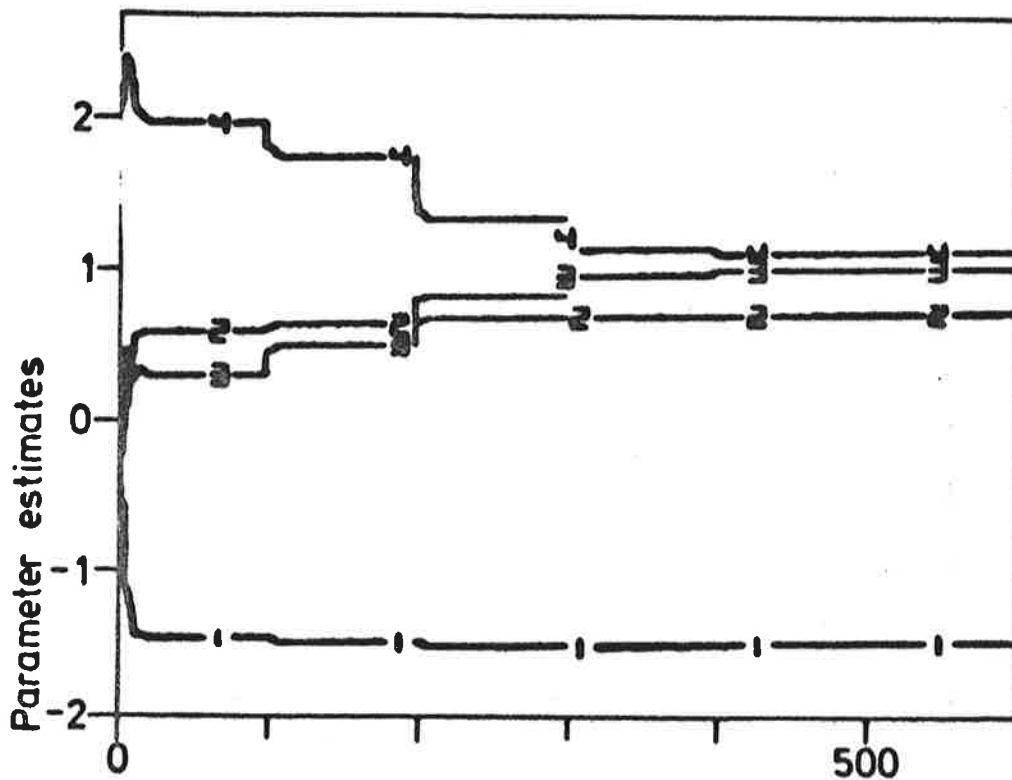


Figure 6.13. Parameter estimates obtained when the system (6.2) is controlled by the algorithm E2.

EXAMPLE 2

SAME AS EX1 BUT

SPECIFY THAT $Q = B$

WHATEVER B MAY BE?

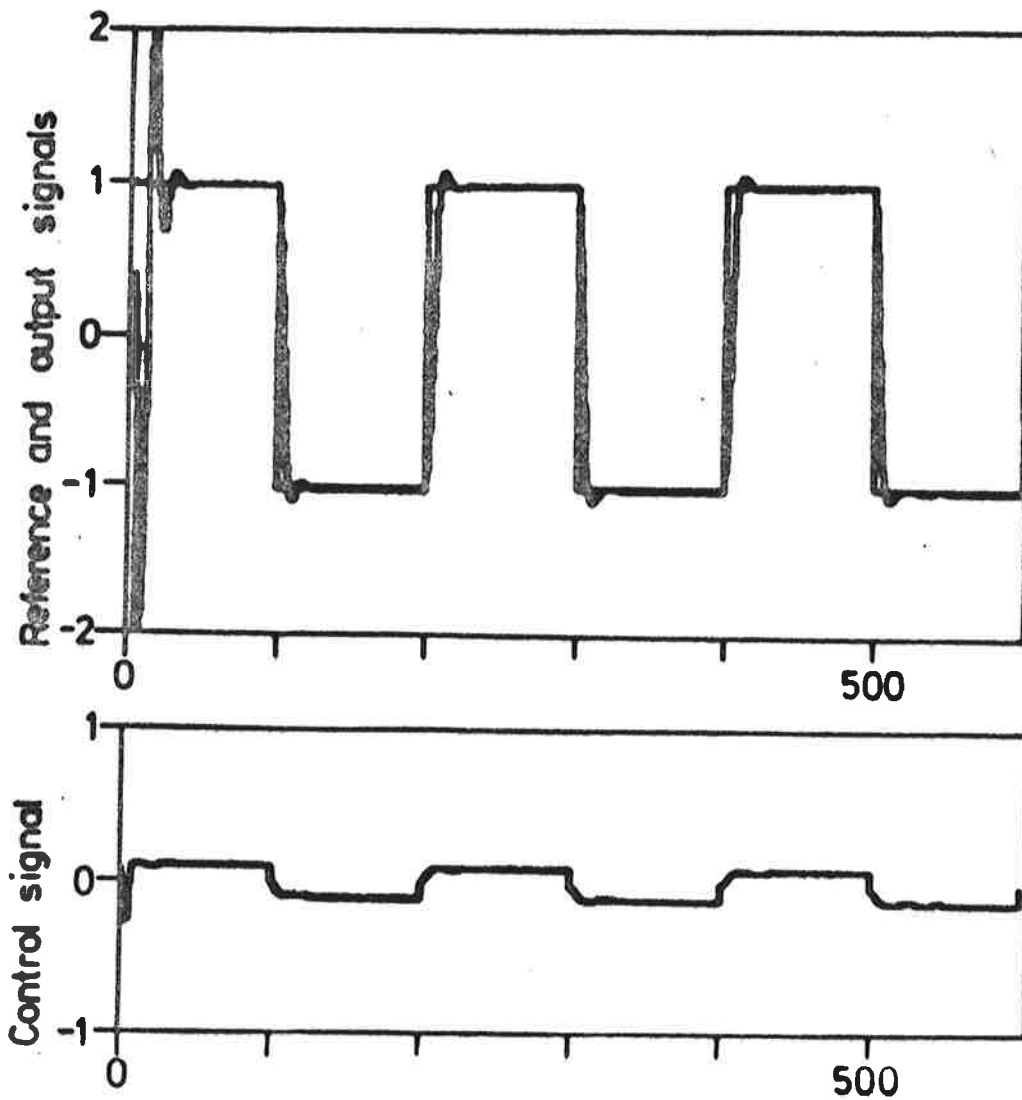


Figure 6.12. Command signal y_r , output signal y , and control signal u when the system (6.2) is controlled by the algorithm E2.

EXAMPLE 3

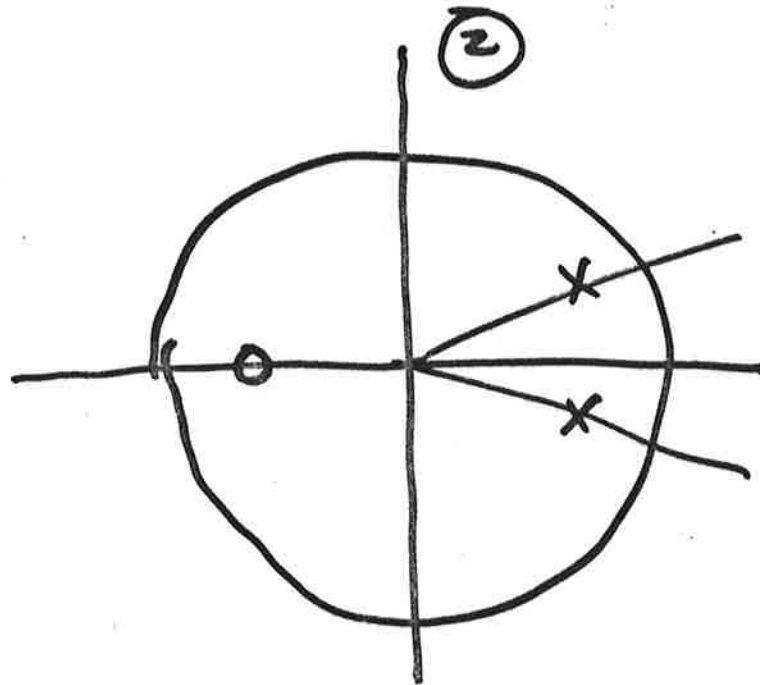
$$G(s) = \frac{0.864}{(s+0.36)(s+1.2)}$$

$$T_s = 1$$

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

DESIRED POLES

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



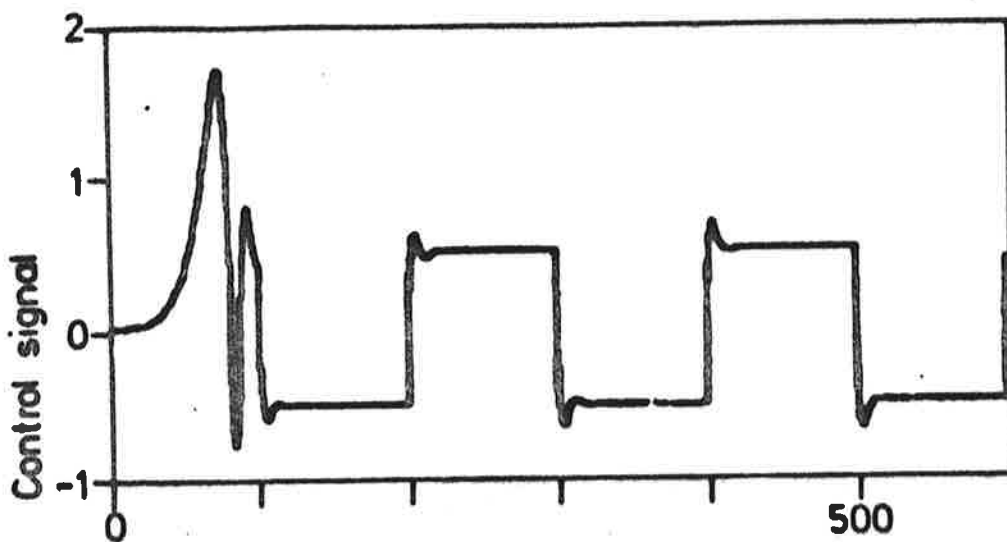
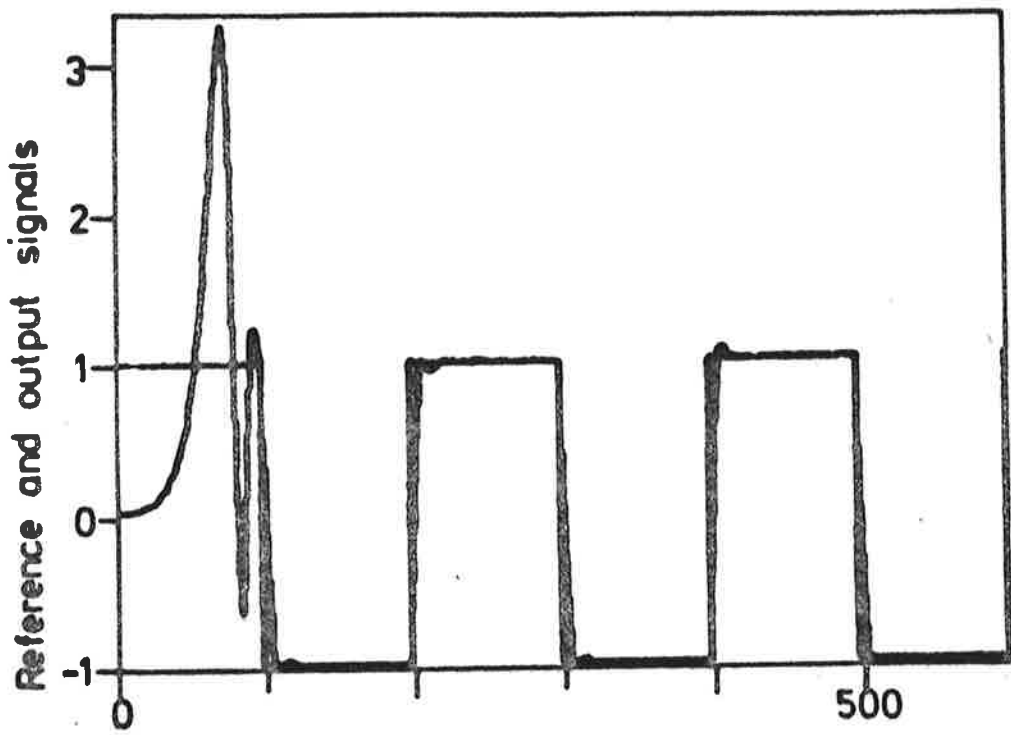


Figure 6.14. Command signal y_r , output signal y , and control signal u when the system (6.3) is controlled by the algorithm II with P and T given by (6.5) and (6.6).

IMPLICITE ALL ZEROS
CAN CANCELLED

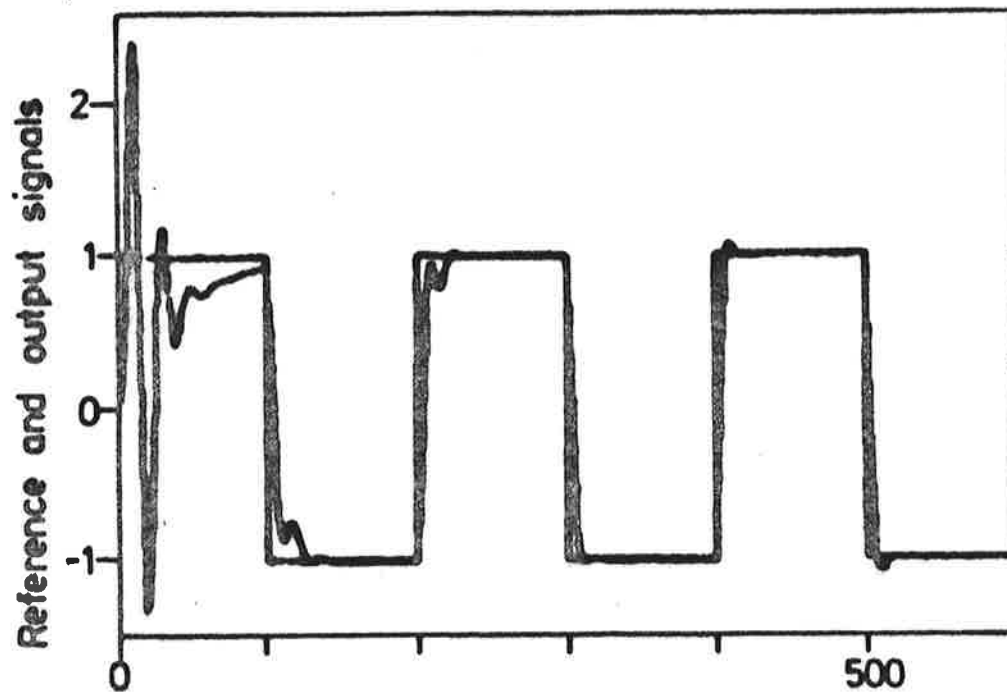
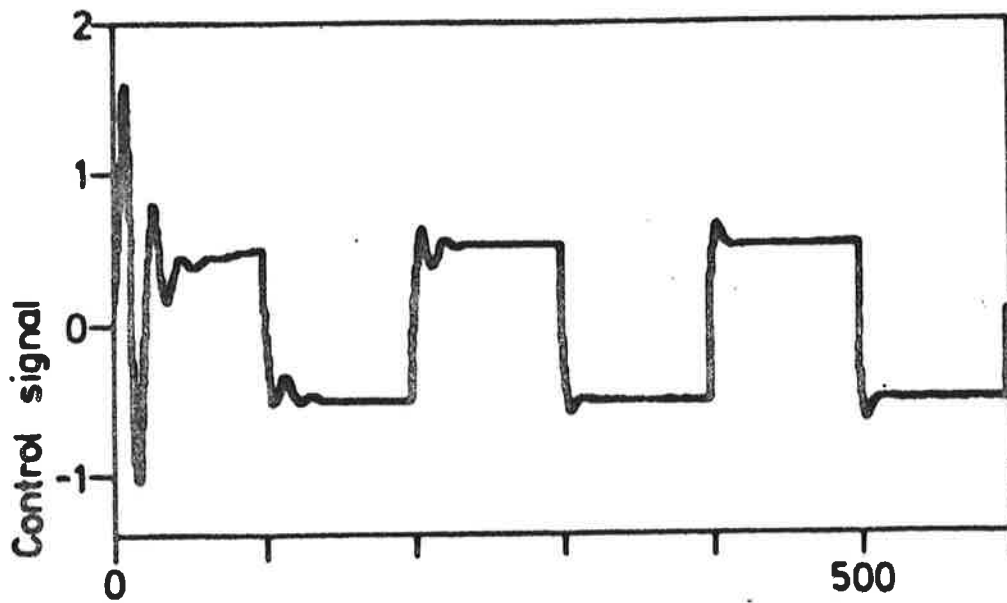
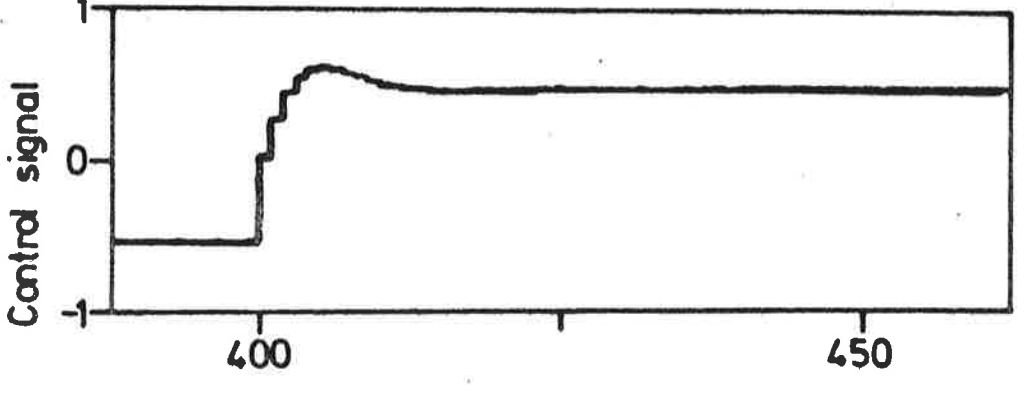
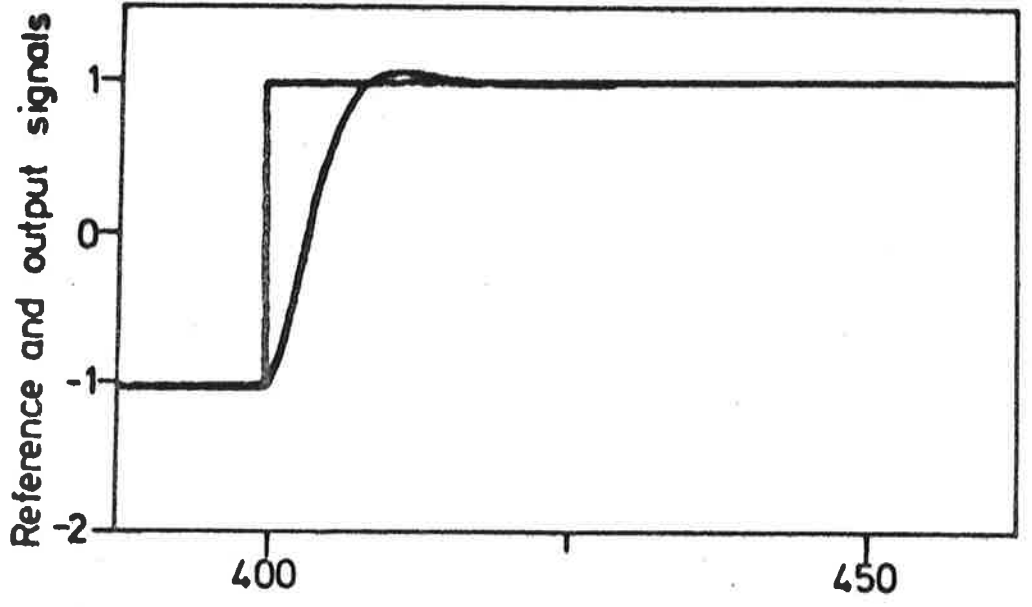
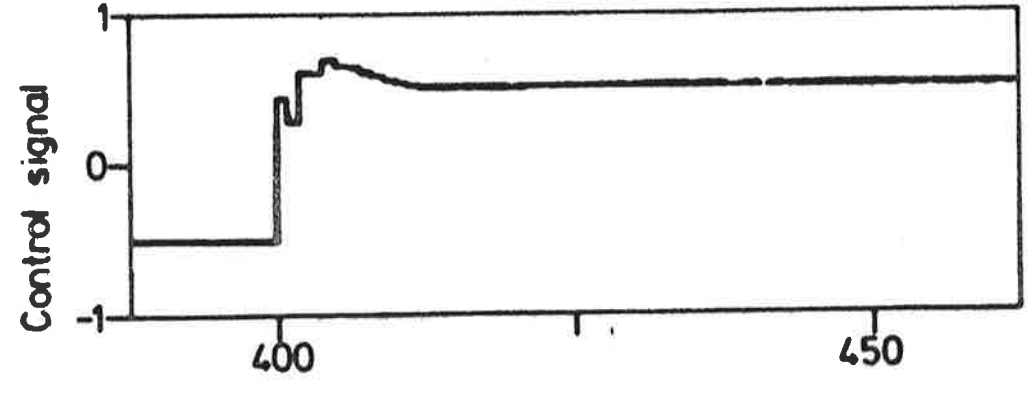
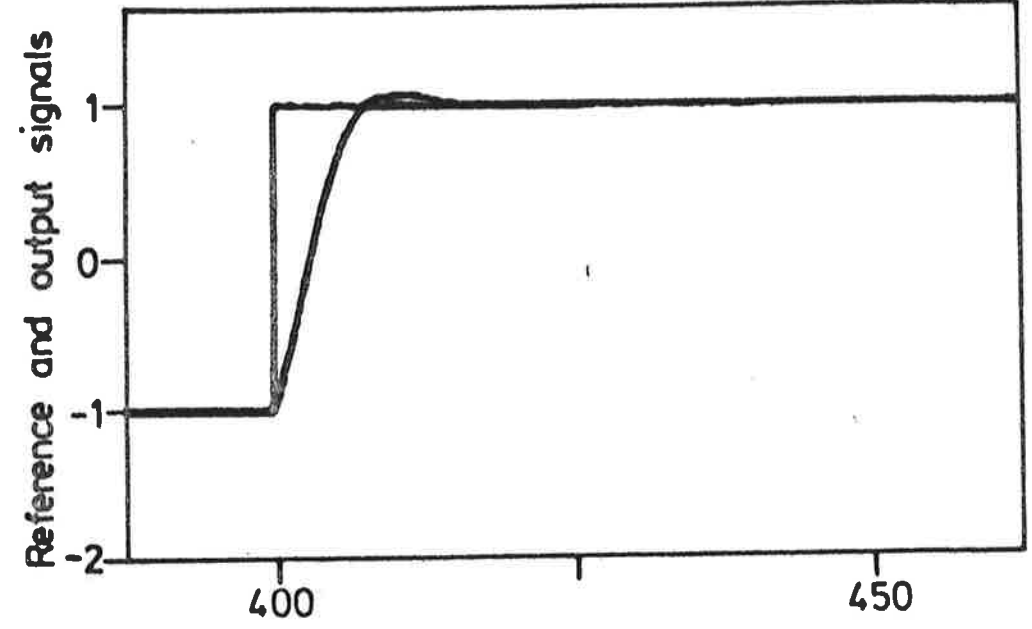


Figure 6.16. Command signal y_r , output signal y , and control signal u obtained when the system (6.3) is controlled by the algorithm E2 with P and I given by (6.5) and (6.6).

EXPLICITE NO ZEROS
 CANCELLED



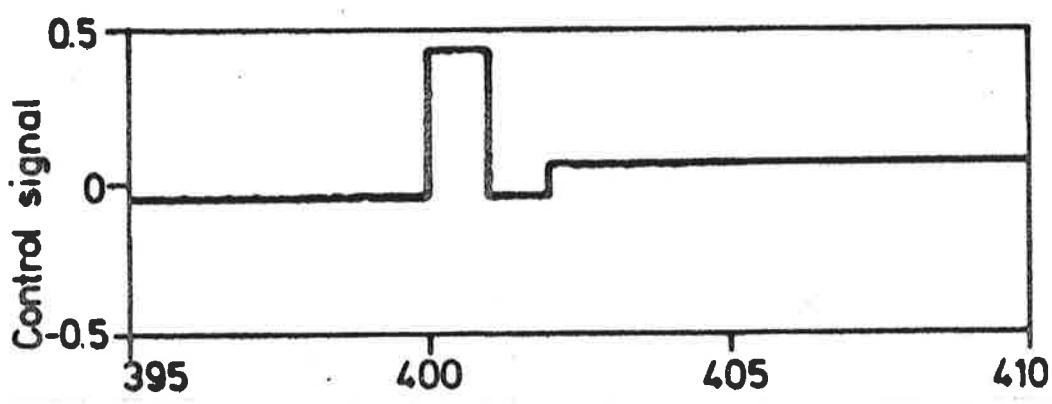
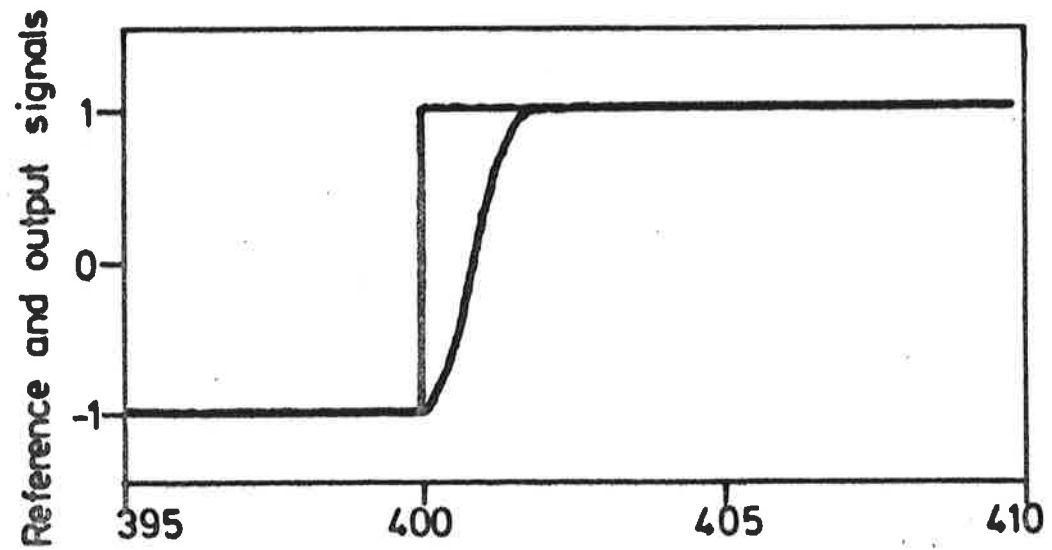
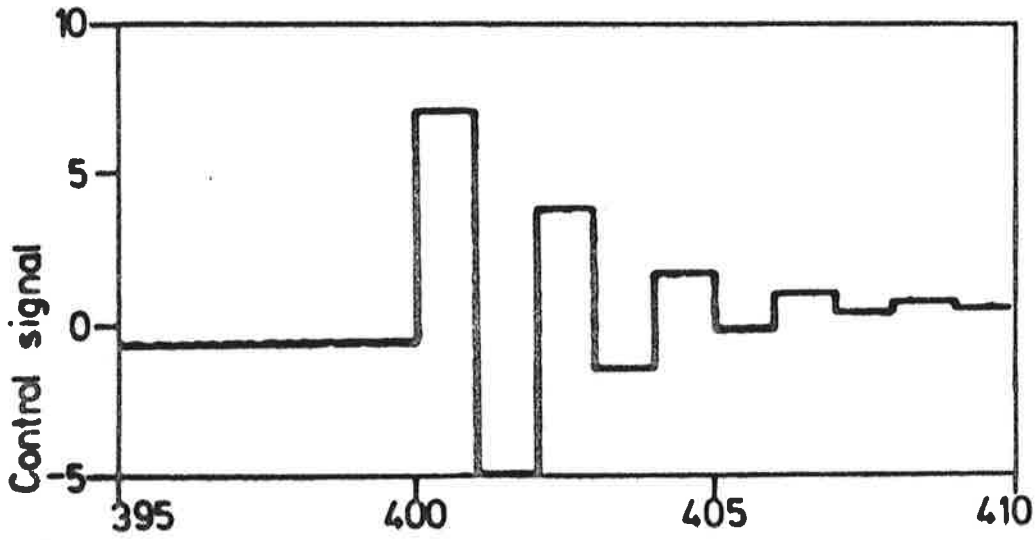
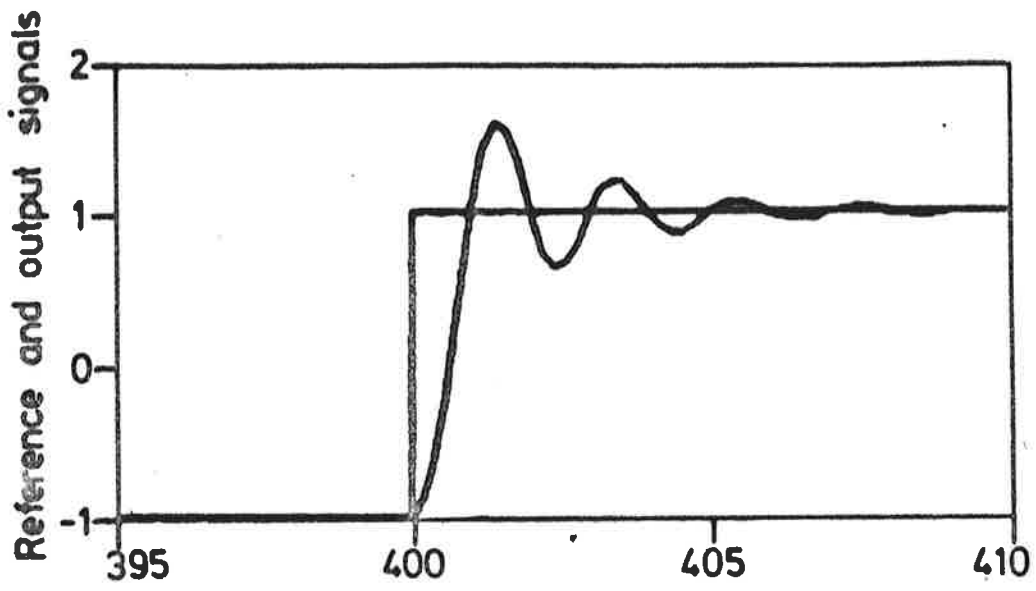
THE ZERO IS NOT CANCELLED



EXAMPLE 4

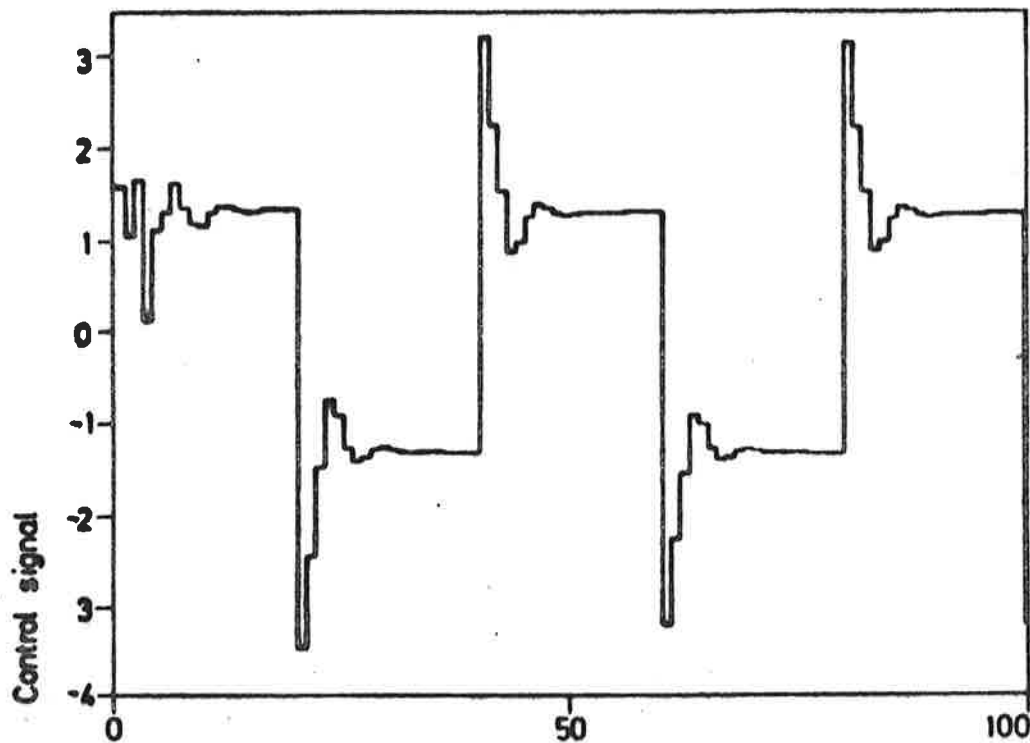
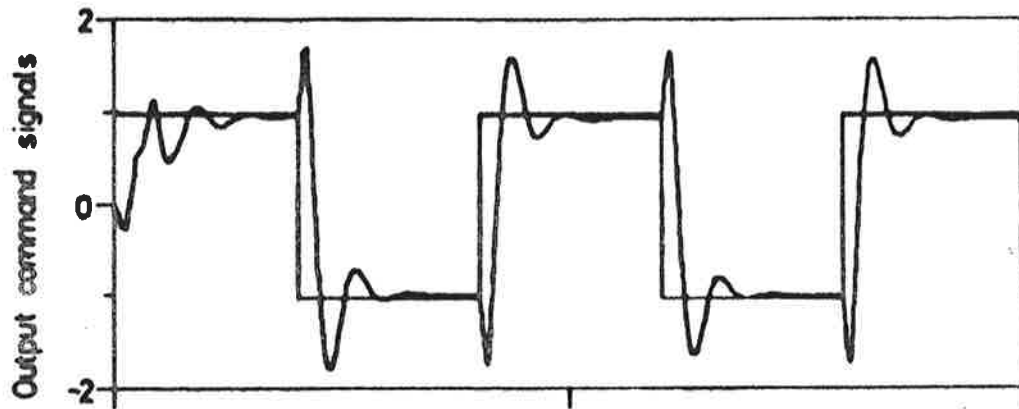
SAME AS EX 3 BUT
REQUIRE NOW THAT

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



FIXED
~~FLUIDIZED~~ BED CHEMICAL
REACTOR

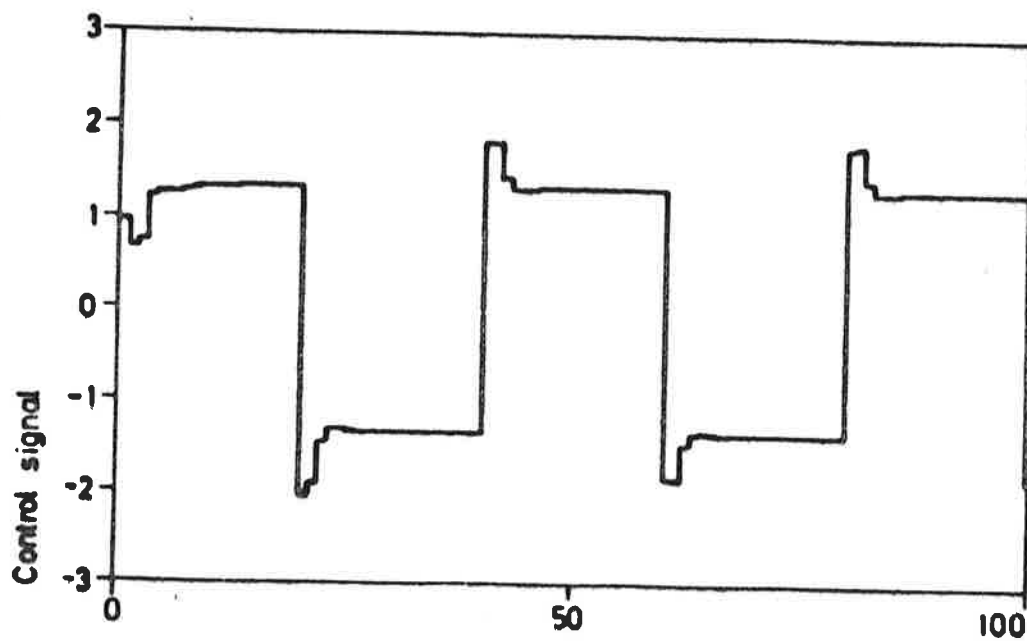
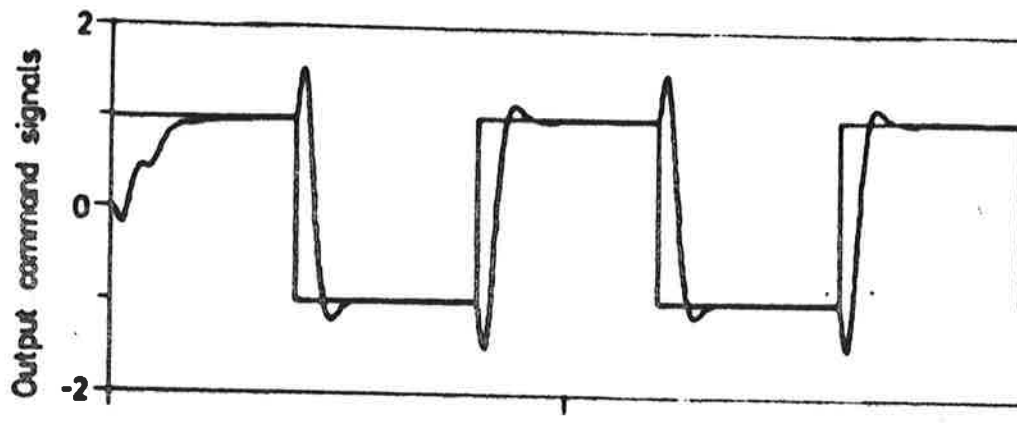
- ⊗ NONLINEAR MODEL
- ⊗ LINEAR 14th ORDER
STATE MODEL
- ⊗ OBSERVER + STATE
FEEDBACK



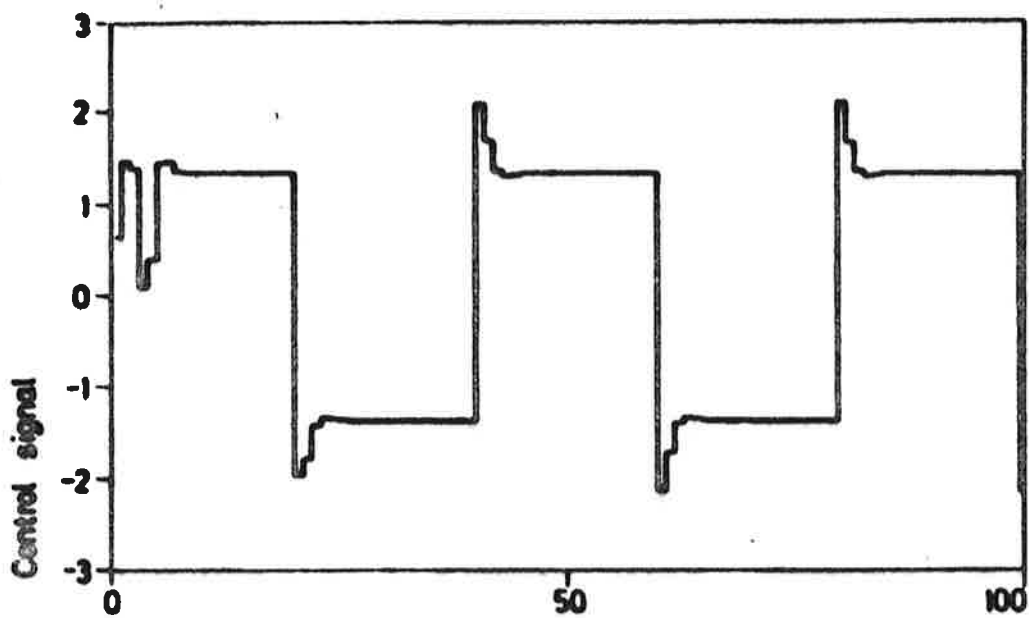
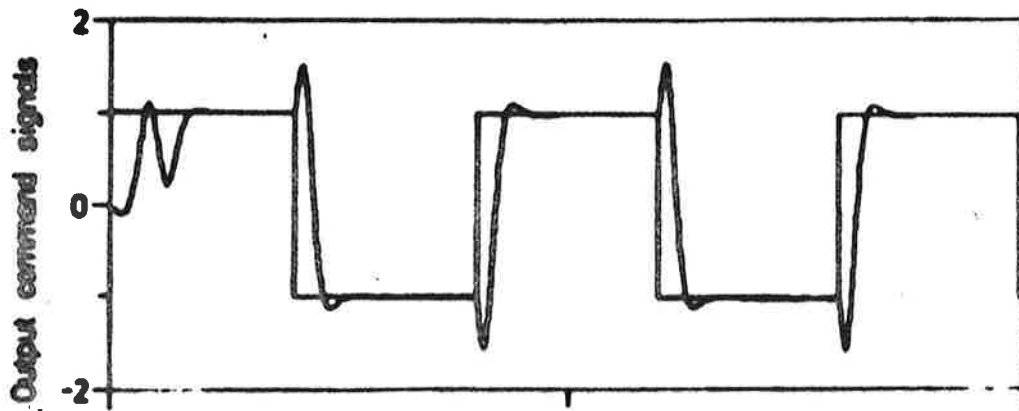
$$y_t + a_1 y_{t-1} = b_1 u_{t-1} + b_2 u_{t-2}$$

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

UNSTABLE



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



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

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