

ALGORITMER FÖR DIGITALA
PID-REGULATORER

THOMAS MOUSTAKAS
ATHANASIOS STAMOULIS

INSTITUTIONEN FÖR REGLERTEKNIK
LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA
DECEMBER 1981

LUND INSTITUTE OF TECHNOLOGY DEPARTMENT OF AUTOMATIC CONTROL Box 725 S 220 07 Lund 7 Sweden		Document name Master Thesis
		Date of issue December 1981
		Document number CODEN:LUTFD2/(TFRT-5265)/0-053/(1981)
Author(s) Thomas Moustakas Athanasios Stamoulis		Supervisor Björn Wittenmark
		Sponsoring organization
Title and subtitle Algoritmer för digitala PID-regulatorer (Algorithms for PID-controllers)		
Abstract <p>The goal of this report is to give a short introduction to PID algorithms and furthermore to study the behavior of a few specific industrial digital PID regulators, through simulations.</p>		
Key words		
Classification system and/or index terms (if any)		
Supplementary bibliographical information		
ISSN and key title		ISBN
Language Swedish	Number of pages 53	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.

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

	<u>Sid.</u>
<u>Kapitel 1. DIGITALA PID-REGULATORER</u>	1
1.1. INLEDNING	1
1.2. ANVÄNDNING AV STANDARDALGORITMER	1
1.3. OPERATIONSASPEKTER	2
1.3.b. Integrator uppvridning	3
1.3.c. "Proportional" och "derivative windup"	4
1.4. INSTÄLLNING AV ALGORITMER	4
1.5. VAL AV SAMPLINGSINTERVALL	8
<u>Kapitel 2. PARAMETERINSTÄLLNING OCH SIMULERINGSRESULTAT FÖR FYRA REGULATOR-ALGORITMER APPLICERADE PÅ FYRA OLIKA PROCESSER.</u>	9
2.1. INLEDNING	9
2.2. BESKRIVNING AV PID-ALGORITMER	9
2.3. BESKRIVNING AV PROCESSER	15
2.4. SIMULERING AV PID-ALGORITMER	18
2.4.a. Honeywell A regulator	19
2.4.b. Honeywell B "	20
2.4.c. ASEA "	21
2.4.d. Foxboro "	22
2.5. JÄMFÖRELSE AV DE ERHÅLLNA SIMULERINGSRESULTATEN.	23
2.6. IMPLEMENTERING OCH SIMULERINGSRESULTAT FÖR DIGITALA PID-REGULATORER MED "ANTI-RESET WINDUP".	26
Referenslista	43
APPENDIX Programlistning	44 - 53

Kapitel 1. DIGITALA PID-REGULATORER.

1.1. INLEDNING.

Införandet av mikroprocessorer är ett stort steg mot att minska det gap som finns mellan teori och praktik inom reglerteknik, eftersom deras exekveringskapacitet gör det möjligt att tillämpa nästan vilken regleralgoritm som helst på verkliga processer.

Vanligt inom processindustrin är emellertid fortfarande att man använder diskreta motsvarigheter till PID-regulatorer. Ett antal unika diskreta algoritmer har också utvecklats, men har inte använts mycket inom industrin, utom i några fall då "dead time" gör PID-system ineffektiva.

Att PID-system är populära beror till stor del på att de är ekonomiska att implementera och välkända för såväl konstruktörer som operatörer.

Vi kommer här att diskutera PID-regulatorer i allmänhet och några av deras egenskaper och problem.

1.2. ANVÄNDNING AV STANDARDALGORITMER.

För många reglerproblem är det tillräckligt att använda en standard PID-regulator. En vanlig kontinuerlig PID-regulator skriven i Laplace-form, ges av:

$$U(s) = K \left[1 + \frac{1}{TI \cdot s} + \frac{TD \cdot s}{1 + \frac{TD}{N} \cdot s} \right] E(s)$$

där $U(s)$ och $E(s)$ är Laplace transform av regulatorns utgång och felsignal respektive. K är proportionell förstärkning, TI integrationstid och TD derivationstid. D -delen (derivationsdelen) är förstärkningsbegränsad på så sätt att brusets minskas genom filtrering av derivationstermen med ett enkelt fasretarderande nät, med en tidskonstant TD/N . N är filtrets faktor och ligger vanligen mellan 3 och 10.

Det är möjligt att använda många olika metoder för att approximera en PID-regulator. En vanlig metod är att approximera integrationsdelen med en Euler approximation och derivationsdelen med en bakåt differens.

Det mest användbara är den PID-diskreta ekvivalent där man approximerar integralen med en summa och derivata med en differens (lägesform).

$$u_n = K \left[e_n + \frac{H}{TI} \sum_{k=0}^n e_k + \frac{TD}{H} (e_n - e_{n-1}) \right] + u_i$$

där u_i är initialvärde av styrsignalen.

Ett alternativ är att beräkna u_{n-1} . Då får man:

$$\Delta u_n = u_n - u_{n-1} = K \left[(e_n - e_{n-1}) + \frac{TD}{H} (e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2}) + \frac{H}{TI} e_n \right]$$

vilket kallas hastighetsform.

Fördelen med denna form är att den inte behöver initialiseras, eftersom u_i inte längre finns med.

Ibland är det inte lämpligt att derivera på insignal. Därför kan den återkopplade processvariabeln y_n lika gärna användas i stället för e_n .

$$u_n = K \left[e_n + \frac{H}{TI} \sum_{k=0}^n e_k - \frac{TD}{H} (y_n - y_{n-1}) \right] + u_i$$

Mer om detta, samt om "windup" problemet, tar vi upp i nästa avsnitt.

1.3. OPERATIONS ASPEKTER.

1.3.a. Begränsningar av derivationsverkan.

Som vi har nämnt tidigare måste derivationsdelen förstärkningsbegränsas för att brusets inte skall fortplantas. Begränsningen sker med hjälp av en första ordningens fasretarderande nät eller med en förstärkare med begränsad förstärkning. Bidraget från filtret inkluderas på ett enkelt sätt i regulatorn.

Det är lämpligt att applicera derivationen på processens utsignal $y(t)$. På det viset har vi derivationen inom återkopplings slingan, vilket bidrar till stabilitet och lätt trimning av systemets svar. Om derivationen appliceras på felet $e=y_r-y$ kan onödiga svängningar uppkomma. Se fig.1.1.

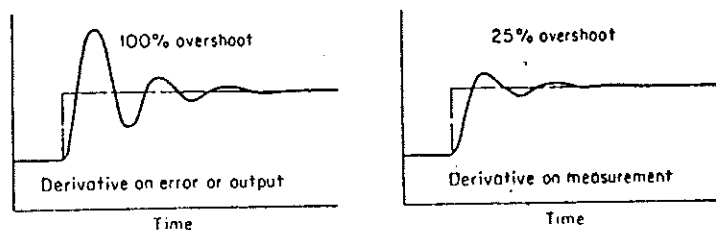


Fig.1.1. Derivation på felet kan medföra stor översläng. (från Shinskey F.G.)

Detta beror på att man skaffar sig ett extra nollställe (derivata) genom att derivera på felet, och på så vis blir överslängen för stor.

1.3.b. Integrator uppvridning.

En regulator med integral aktion är ett instabilt system. Det händer att regulatorn fortsätter att integrera felet trots att utgången är mättad. Detta kan hända när det finns en avvikelse från referenssignalen, varvid integrationsdelen gör att dess utgång fortsätter att ändra sig. Avvikelsen kan dock inte elimineras, eftersom regulatorns utsignal begränsas av t e x en stängd ventil, maximalt flöde genom en pump o s v.

på det viset kan integratorn anta mycket stora värden och det kan ta lång tid innan ett normalt värde kan antas igen. Fenomenet kallas "reset windup" eller "integrator uppvridning". Detta problem undviks automatiskt om man använder hastighetsformen av algoritmen, eftersom integrationen då ligger i ställdonet och inte i regleralgoritmen.

Andra möjligheter i samband med lägesform av algoritmen är:

- a/ att detektera när utgången mätts och då stoppa integrationen.
- b/ att använda villkorlig integration, vilket betyder att man integrerar felet bara när det är tillräckligt litet.

1.3.c. "Proportional" och "derivative windup".

Förutom "integral windup" förekommer "proportional" och "derivative" windup". De två senare förekommer då hastighetsformen av algoritmen används. Proportional windup förekommer då ställdon inte kan reagera på mängden av proportionella åtgärder som framräknats under ens samplingsintervall, t ex för många steg till en stegmotor. Detta leder till förlust av kontrollinformation och försämring av systemets svar.

Derivative windup orsakas allmänt av ställdonets oförmåga att reagera på de krav som derivationstermen ställer inom en samplingsintervall. Detta leder till samma resultat som proportional windup.

Design av en "anti-windup" regulator är inte en okomplicerad process. Val av lösning beror på regulatorns utseende och användningsområde. Lösningen måste ta hänsyn till realistiska krav på minnesbehov och exekveringstid.

1.4. INSTÄLLNING AV ALGORITMER

De steg man använder vid trimning av digitala PID-algoritmer är de samma som följs för trimning av kontinuerliga PID-algoritmer. Dessa är:

1. Approximera processen med en enkel modell.
2. Välj de parametervärden som ger önskat uppförande hos systemet då processen regleras.

3. Använd dessa parametervärden vid reglering av den verkliga processen.

Vid trimning av algoritmens parametrar används olika kriterier. Dessa kriterier för att få "bästa" utsignal från systemet, varierar från tillämpning till tillämpning och från individ till individ. De mest användbara kriterierna kan delas in i två klasser.

1. En del enkla men approximativa kriterier som baseras på det slutna systemets utsignalegenskaper. Här kan man ställa krav på t ex utsignalens översläng, stigtid o s v.
2. En del kriterier som är mer detaljerade men svårare att utvärdera, s k "integral kriterier".

Allmänt har man $I = \int_0^{\infty} f(t, e(t)) dt$. De mest användbara "integral kriterier" är:

- a/ ISE (integral of the square error)

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt$$

- b/ IAE (integral of the absolute value of the error)

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$

- c/ ITAE (integral of time multiplied by the absolute value of the error)

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt$$

Vad gäller trimning blir målet att välja de regulatorparametrar som minimerar det utplockade integralkriteriet. ISE kriterium används för små överslängar och ger längre insvängningstid.

ITAE ger det minsta insvängningstiden men den största överslängen. Den tar i första hand hand om de fel som uppkommer sent.

Nackdelen med integralkriterier är att de är svåra att beräkna. Denna svårighet minskas dock med DDC-reglering, eftersom kriterierna lättare kan beräknas med hjälp av datorer. (Smith C. 1972)

Trimningsteknik.

Ytterligare en punkt som måste noteras är att en regulator som trimmas då man har börvärdesändringar inte är optimal då belastnings ändringar förekommer och vice versa.

Anledningen är integraldelen. För börvärdesändringar blir felet stort samtidigt som dessa ändringar sker, medan för belastnings ändringar felet förblir noll tills dessa tvingar processen att börja avvika från börvärdet. Således tenderar värdet av \int edt att bli större för börvärdes ändringar och följaktligen tenderar koefficienten $1/TI$ att bli liten.

En lösning på problemet ovan är att göra små ökningar av börvärde d v s att använda en ramp för att öka börvärdet till sitt nya värde. En annan lösning är att modifiera regleralgoritmen. För en PI-algoritm kan hastighetsformen skrivas

$$\Delta u_n = K \left[(e_n - e_{n-1}) + \frac{H}{TI} e_n \right]$$

Felet e är skillnaden mellan börvärdet YR och processvariabeln y_n

$$\Delta u_n = K \left[(YR_n - YR_{n-1}) - (y_n - y_{n-1}) + \frac{H}{TI} e_n \right]$$

Om vi nu låter p -delen verka bara på processvariabel y får vi

$$u_n = K \left[-(y_n - y_{n-1}) + \frac{H}{TI} e_n \right]$$

Denna modifierade algoritm uppför sig på samma sätt som den ursprungliga algoritmen när det gäller belastnings ändringar, eftersom $(YR_n - YR_{n-1})$ är noll då sådana förekommer. Stegsvär för denna algoritm visas i figur 1.2.

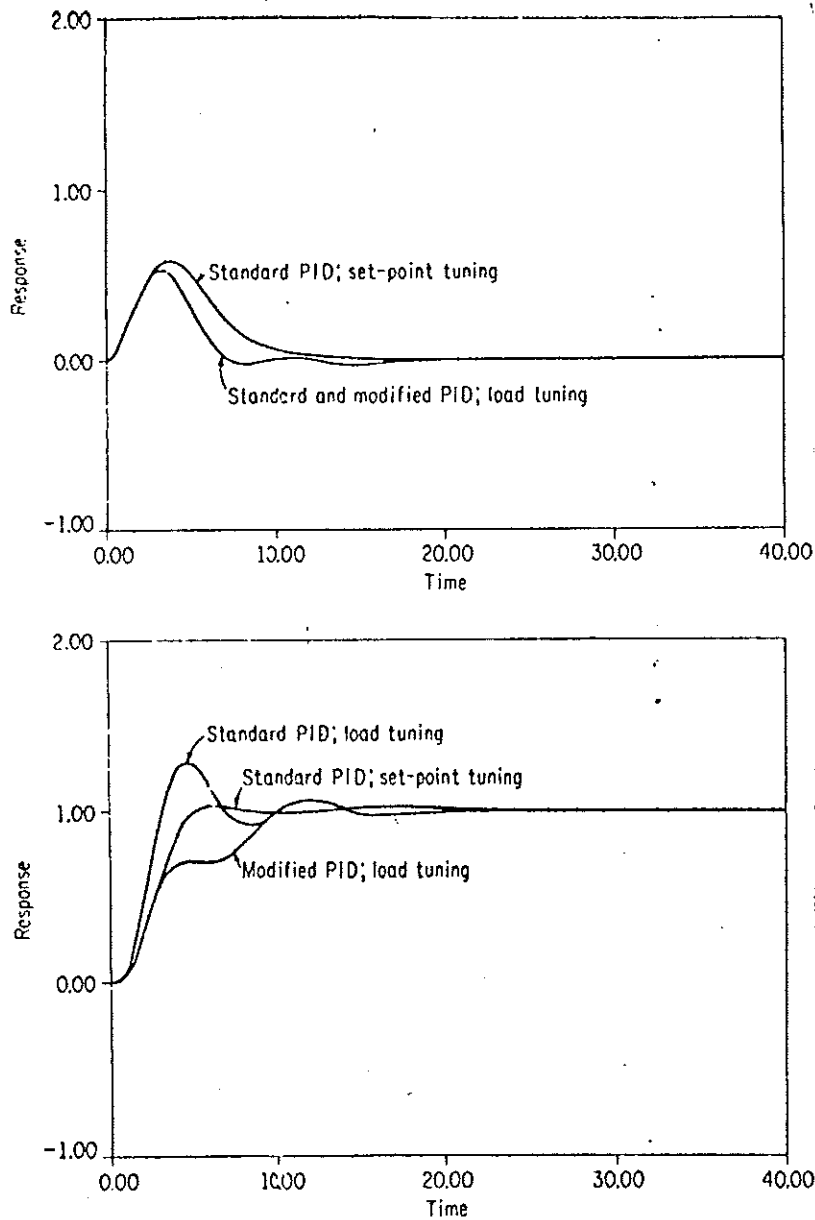


Fig.1.2. Stegsvär för referens och belastnings ändringar.
(från Smith.C. 1972)

Praktiska råd.

1. Om regulatorns primära funktion är att kompensera belastningsändringar, är den modifierade algoritmen lämplig.
2. Om regulatorn är avsedd att utföra börvärdes ändringar, är standard algoritmen, trimmad för just sådana ändringar lämplig.
3. Om både börvärdes och belastnings ändringar förekommer är den modifierade algoritmen trimmad för belastnings ändringar lämplig.

(Smith C. 1972)

1.5. VAL AV SAMPLINGSINTERVALL?

För komersiella digitala PID-regulatorer är samplingsintervallen av storleksordningen 200ms. Detta innebär att dessa regulatorer kan anses som kontinuerliga PID-regulatorer och att metoder för trimning av sådana kan användas. För DDC-reglering kan följande tumregel angående valet av samplingsintervall användas:

Typ av variabel	Samplingsintervall i sek.
Flöde	1 - 3
Nivå	5 - 10
Tryck	1 - 5
Temperatur	10- 20

För regulatorer baserade på samplad analys kan ofta följande tumregel användas för att välja samplingsintervall (h).

$$w_0 \cdot h \approx 0.5-1.5$$

där w_0 är önskad bandbredd i rad/s hos slutna systemet.

Kapitel 2. PARAMETERINSTÄLLNING OCH SIMULERINGSRESULTAT FÖR FYRA REGULATORALGORITMER APPLICERADE PÅ FYRA OLIKA PROCESSER.

2.1. INLEDNING.

Vi har hitills talat generellt om digitala PID-regulatorer och nämnt några problem som kan uppstå vid användning av dessa. I detta kapitel kommer en studie av fyra konkreta regulatorers uppförande i vissa situationer att redovisas. Dessa regulatorer har utvecklats av Honeywell (TDC 2000 A,B alternativ), ASEA (DS8RP) och Foxboro (FOX3).

I avsnitt 2.2. ges en beskrivning av PID-algoritmerna och in- utsignalsamband härleds. Övannämnda regulatorer sammankopplas och simuleras med fyra olika processer, en andra och en fjärdeordningsprocess, en process med time delay och slutligen en modell för likströmsmotor.

Processerna har valts med tanke på deras sinsemellan olika dynamik och övriga egenskaper. Avsikten har varit att ge en bredare uppfattning av hur de olika regulatorerna beter sig. Avsnitt 2.3. beskriver de olika processerna i stora drag. Simuleringspråket SIMNON, utvecklat vid Institutionen för reglerteknik, LTH, Lund, har använts.

Simuleringsresultat redovisas i 2.4. och i 2.5. jämförs och diskuteras de olika regulatorernas egenskaper.

Slutligen, i avsnitt 2.6., anges och testas en metod för lösning av "reset-windup" problemet.

2.2. BESKRIVNING AV PID-ALGORITMER.

Tre olika fabrikanter PID-algoritmer beskrivs nedan.

HONEYWELL TDC 2000

I Honeywells DDC-paket, TDC 2000, förekommer två alternativa utföranden. I det första alternativet (A), verkar derivationsdelen på felet (e), medan i det andra alternativet (B), derivationsdelen verkar endast på processvariabeln (Y).

Alternativ A.

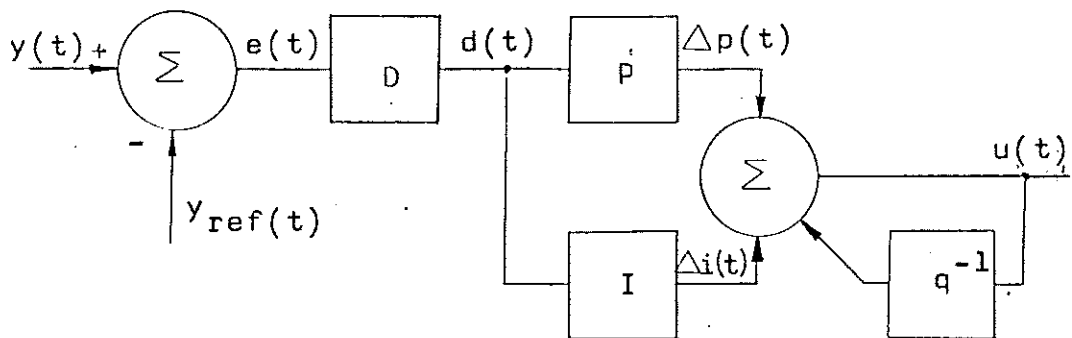


Fig.2.1. Blockschema för Honeywell regulator (alternativ A)

Algoritmens P, I och D del samt styrsignal anges i följande ekvationer.

$$e(t) = y_{\text{ref}}(t) - y(t)$$

$$d(t) = d(t-1) + N[e(t) - e(t-1)] + \frac{H}{H+TD/N}[e(t) - d(t-1)]$$

$$\Delta i(t) = K \frac{H}{TI} d(t)$$

$$\Delta p(t) = K[d(t) - d(t-1)]$$

$$u(t) = u(t-1) + \Delta i(t) + \Delta p(t)$$

u - normaliserad utsignal

e - normaliserad felsignal

H - samplingsintervall

N - filterkonstant $N=8$

y - processvariabel

y_{ref} - referenssignal

I in-utsignalform uttrycks regulatorn av:

$$u(t) = K \left[1 + \frac{H}{TI(1-q^{-1})} \right] \frac{N + \frac{H}{H+TD/N} - Nq^{-1}}{1 - \frac{TD/N}{H+TD/N} q^{-1}} e(t)$$

TI - integrationstid

TD - derivationstid

K - proportionalitets konstant

Alternativ B.

Regulatorns blockschema visas i figur 2.2.

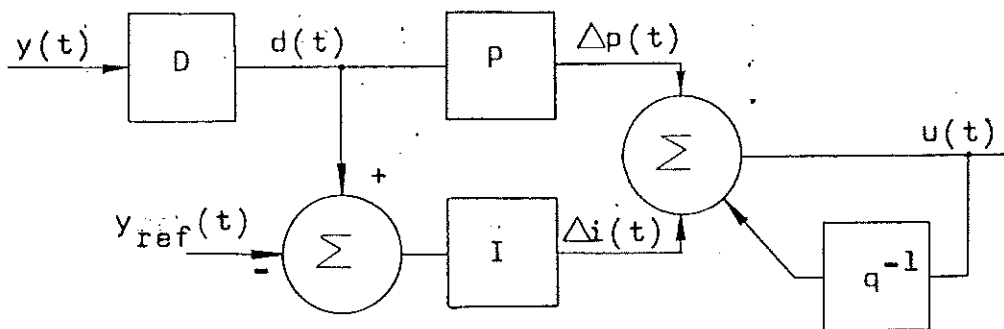


Fig.2.2. Blockschema för Honeywell regulator (alternativ B)

Algoritmekvationerna är följande:

$$d(t) = d(t-1) + N [y(t) - y(t-1)] + \frac{H}{H+TD/N} [y(t) - d(t-1)]$$

$$\Delta i(t) = K \frac{H}{TI} [d(t) + y_{ref}(t)]$$

$$\Delta p(t) = K [d(t) - d(t-1)]$$

$$u(t) = u(t-1) + \Delta i(t) + \Delta p(t)$$

samma beteckningar gäller som ovan.

I in-utsignalform uttrycks algoritmen av följande uttryck:

$$u(t) = \frac{K H}{TI(1-q^{-1})} e(t) - \frac{K}{1-\beta q^{-1}} \left[\alpha_0 \left(1 + \frac{H}{TI} \right) - \frac{H}{TI} - \alpha_1 q^{-1} \right] y(t)$$

där:

$$\alpha_0 = N + 1 - \beta$$

$$\alpha_1 = N$$

$$\beta = \frac{TD/N}{H+TD/N}$$

ASEA DSÖRP

I P-delen förstärks regleravvikelsen så många gånger som K anger.

I I-delen blir P-delen integrerad med integrationskonstanten TI (minuter). Den uttrycker hur lång tid det tar för I-delen att växa till samma nivå som P-delen uppnått. D-delen bestämmer derivatan på processvariabeln och adderar den till summan av P och I-del.

Ekvationerna för algoritmen är följande.

$$e(t) = y_{\text{ref}}(t) - y(t)$$

$$p_i(t) = \left(1 + \frac{H}{T_I}\right) K e(t) + i(t-1)$$

$$i(t) = \frac{H}{T_I} K e(t) + i(t-1)$$

$$\dot{d}(t) = \frac{2TF-H}{2TF+H} \dot{d}(t-1) + \frac{2KTD}{2TF+H} (y(t) - y(t-1))$$

TI - integrationskonstant

TD - derivationskonstant

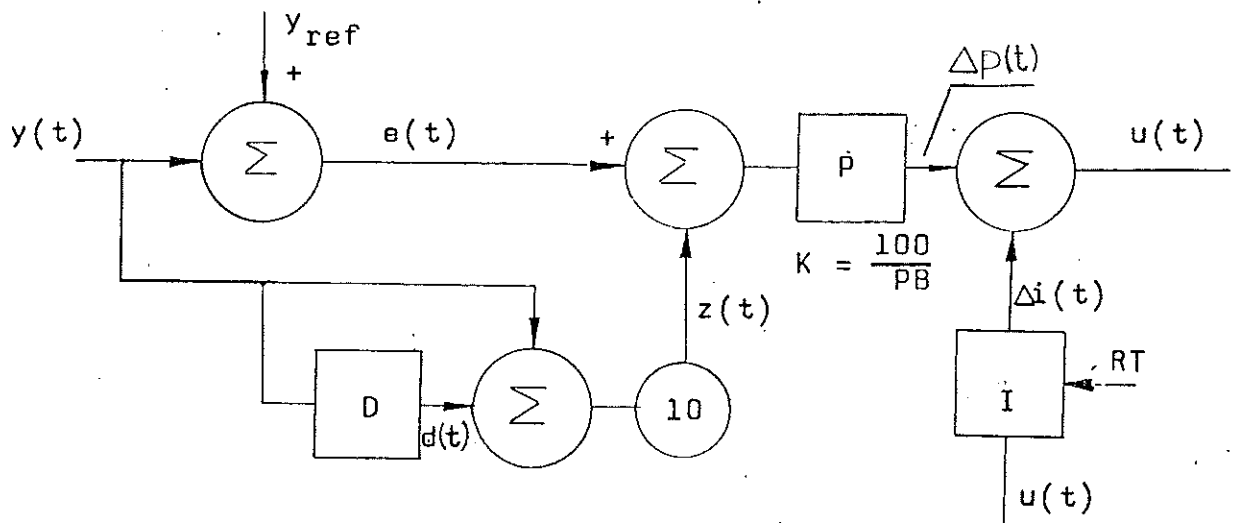
TF - derivationsdelens filterkonstant

I in-utsignalform uttrycks algoritmen av:

$$u(t) = K \left[1 + \frac{H}{T_I} \frac{1}{1-q^{-1}} \right] e(t) - \frac{\frac{2TD \cdot K}{H+2TF} (1-q^{-1})}{1 + \frac{H-2TF}{H+2TF} q^{-1}} \dot{y}(t)$$

FOXBORO FOX3 M1 800-010

Foxboro's PID-regulators blockschema visas i figur 2.3.



Figur 2.3. Blockschema för Foxboro-regulator.

där:

RT = reset time

PB = proportional band

Algoritmekvationer är följande:

$$e(t) = y_{ref}(t) - y(t)$$

$$i(t) = u(t) + \frac{TI}{TI+H} [\Delta i(t-1) - u(t)]$$

$$d(t) = y(t) + \frac{TD/N}{H+TD/N} [d(t-1) - y(t)]$$

$$z(t) = N [y(t) - d(t)]$$

$$p(t) = K [e(t) - z(t)]$$

$$u(t) = \Delta p(t) + \Delta i(t)$$

där:

H = samplingsintervall

TI = integrationstid

TD = derivationstid

N = 10

In-utsignalform för algoritmen är följande:

$$u(t) = \frac{K(1-\beta q^{-1})}{\beta(1-q^{-1})} \left[e(t) - N\alpha \frac{1-q^{-1}}{1-\alpha q^{-1}} y(t) \right] \quad (1)$$

där:

$$\beta = \frac{TI}{TI+H}$$

$$\alpha = \frac{TD/N}{H+TD/N}$$

I ekvationerna ovan, vad gäller tidsargument, antog vi att insignalen $u(t)$ till I-delen blir lika med regulatorns utsignal $u(t)$. Om vi antar att insignalen till I-delen är $u(t-1)$ får vi följande ekvationer:

$$u(t) = K \left[e(t) - z(t) \right] + i(t)$$

$$e(t) = y_{ref}(t) - y(t)$$

$$z(t) = N \left[y(t) - d(t) \right]$$

$$d(t) = y(t) + \frac{TD/N}{H+TD/N} \left[d(t-1) + y(t) \right]$$

$$\Delta i(t) = u(t-1) + \frac{TI}{TI+H} \left| \Delta i(t-1) - u(t-1) \right|$$

In-utsignalform för algoritmen blir följande:

$$u(t) = \frac{K(1-\beta q^{-1})}{1-q^{-1}} \left[e(t) - N\alpha \frac{1-q^{-1}}{1-\alpha q^{-1}} y(t) \right] \quad (2)$$

Det blir alltså som om utsignalen från (1) multipliceras med β . ($\beta < 1$).

Skillnader mellan algoritmerna.

Regleralgoritmerna ovan har valts med tanke på de tydliga skillnader som finns mellan dem. ASEA's algoritm är en vanlig PID-algoritm med derivationsverkan på processvariabel y .

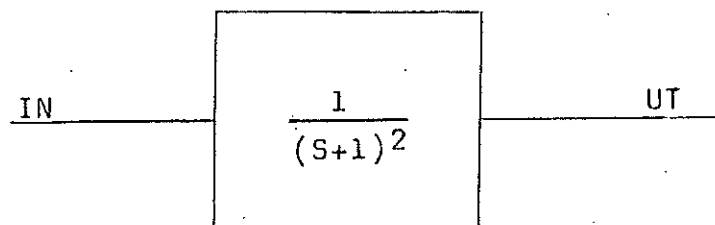
Honeywell's algoritm använder ett fasavancerande nät i D-delen. Derivationen appliceras, i alternativ (A) på felet (e), och i alternativ (B) på processvariabel y. I Foxboro's algoritm verkar integraldelen på regulatorns utsignal, u(t).

2.3. BESKRIVNING AV PROCESSER.

För att kunna testa och jämföra de ovan beskrivna regulatorernas egenskaper, kommer processer av olika typer att användas. Egenskaper hos själva processen spelar en avgörande roll för hur en regulator uppför sig. Regulatorer som lämpar sig "bra" för en viss process kan passa sämre för en annan.

Vi kommer att använda fyra processer; en andra ordnings process (PROCESS 1) med en dubbel pol i punkten -1 i det komplexa planet, en process (PROCESS 2) där polernas avstånd från imaginära axeln är det samma som för den förra processen, men antal poler fördubblas, vidare en andra ordnings process (PROCESS 3) med time delay, vilket gör den svårare att reglera med hänsyn till stabilitet. Slutligen använder vi en modell för en likströmsmotor (BIG M). Motorn är avsedd för drivning av ett valsverk. Avsikten med regleringen är att hålla varvtalet så konstant som möjligt, trots belastningsvariationerna.

PROCESS 1.



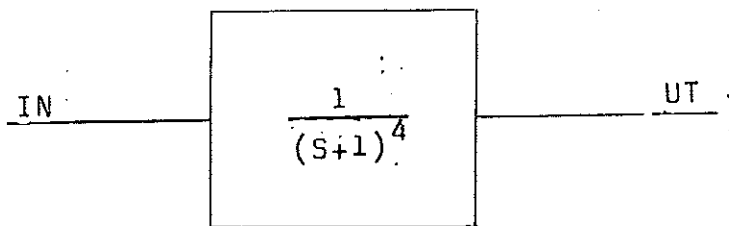
$$UT = \frac{1}{(s+1)^2} IN$$

Inför tillståndsvariabler x_1 och x_2 .
 Processen i tillståndsform kan skrivas:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{IN}$$

$$\text{UT} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

PROCESS 2.



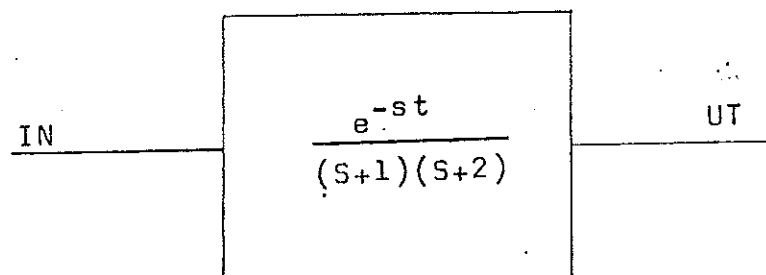
$$\text{UT} = \frac{1}{(s+1)^4} \text{IN}$$

Efter införande av tillståndsvariabler x_1 , x_2 , x_3 och x_4
 kan processen skrivas i tillståndsform som:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -4 & 1 & 0 & 0 \\ -6 & 0 & 1 & 0 \\ -4 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{IN}$$

$$\text{UT} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

PROCESS 3.



$$\text{UT} = \frac{e^{-st}}{(s+1)(s+2)} \text{IN}$$

e^{-st} termen realiseras i SIMNON med hjälp av en speciell systemrutin (DELAY). Termen $\frac{1}{(s+1)(s+2)}$ kan skrivas i

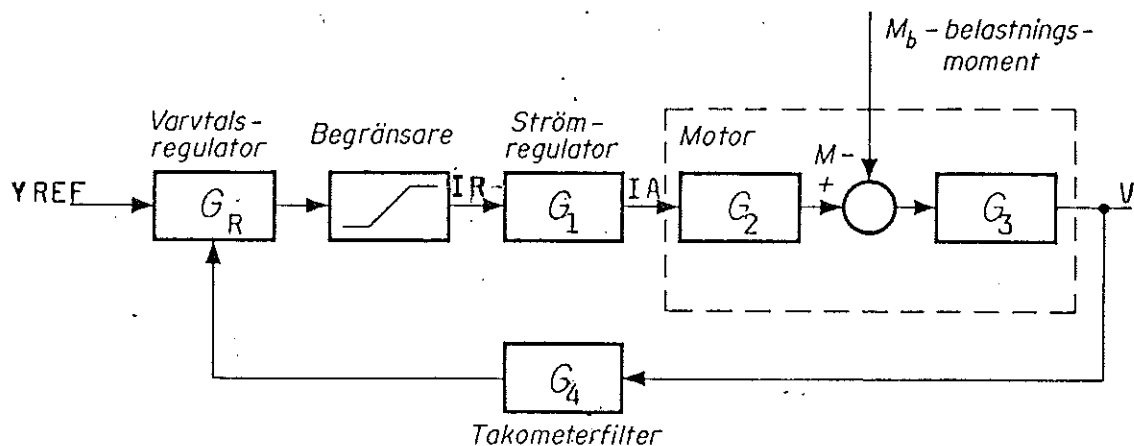
tillståndsform efter införandet av tillståndsvariabler x_1, x_2 enligt nedan.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -3 & 1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} IN$$

$$UT = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

LIKSTRÖMSMOTOR PROCESS (BIGM)

Blockschema för likströmsmotor med ström- och varvtalsregulator visas i figur 2.4.



Figur 2.4. Blockschema för likströmsmotor med ström- och varvtalsregulator.

Begränsaren begränsar börvärdet för strömregulatorn till $\pm I_{1/1}$, där $I_{1/1}$ är märkströmmen. Strömmen är i regel reglerad med en I-regulator och strömkretsen inklusive regulatorn kan antas ha överföringsfunktion:

$$G_1 = \frac{IA}{IR} = \frac{1}{1+T \cdot s} \quad T = 10 \text{ ms}$$

Överföringsfunktionen från ankarström till moment kan beskrivas som ett första ordningens system.

$$G_2 = \frac{M}{IA} = \frac{1}{1+T_m \cdot s} \quad T_m \leq 5 \text{ ms}$$

Sambandet mellan moment och varvtal beskrivs av:

$$G_3 = \frac{V}{M - M_b} = \frac{1}{S}$$

Varvtalet mäts med en tackometer och signalen filtreras genom filtret:

$$G_4 = \frac{1}{1 + T_f \cdot S} \quad T_f = 20 \text{ ms}$$

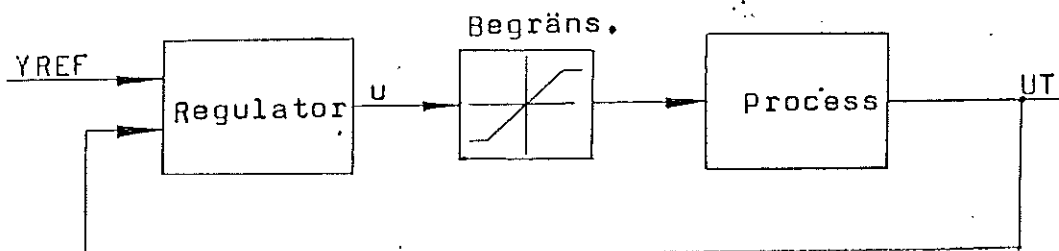
I modellen är överföringsfunktionerna G_1 , G_2 och G_4 normerade så att statistiska förstärkningen är 1.

Egentligen borde sambandet mellan varvtal och moment beskrivas av $\frac{K'}{S}$. K' är proportionell mot $1/J$ där J är det totala tröghetsmomentet för systemet. Vidare skall K' innehålla omvandlingsfaktorn mellan rad/s och rpm. Genom att göra denna normering kan man anta att alla avvikelser mätts i procent av sina nominella värden, som är givna ovan. Det betyder att $n = 0.1$ innebär att varvtalet är $(1+0.1)800 = 880$ rpm.

På detta sätt slipper man bestämma förstärkningarna i de olika blocken i blockschemat. De nominella värdena får man ur statistiska data för motorn och för modellen behöver man endast bestämma tidskonstanterna i de olika blocken.

2.4. SIMULERING AV PID-ALGORITMER.

För att testa de olika regulatorerna har vi kopplat var och en med de processer som beskrevs i föregående avsnitt. Samtliga system kopplas enligt figur 2.5.



Figur 2.5. Kopplingsschema för systemen.

Som referenssignal YREF använder vi ett steg. Det som bestämde parameterinställning var stegsvarets stigtid, samt dess översläng och lösningstid. Vidare har en begränsning av styrsignalen U använts. För PROCESS 1 och PROCESS 2 har denna gräns satts till 2, medan för motorn (BIGM) och PROCESS 3 styrsignalen blir högst 3.

Denna begränsning har införts för att göra det möjligt att jämföra de olika slutna systemens stegsvar.

För motorsystemet trimmar vi regulatorparametrarna så att stegsvarets lösningstid blir mindre än 300 ms. Sedan justerar vi de erhållna parametervärdena så att stegsvarets lösningstid blir det samma (300 ms) som för en ändring på störmoment på 100%. Som jämförelsestorhet för de olika regulatorerna kommer vi att använda feltidsyta, $IAE = \int edt$. Feltidsyta implementeras med hjälp av systemet FELYTA.

De olika PID-algoritmerna, processer samt slutna system (PID-PROCESS) anges i APPENDIX, skrivna på simuleringspråket SIMNON. För samtliga processer utom PROCESS 3, har vi valt som samplingsintervall $H = 0.01$. För PROCESS 3 är samplingsintervallen $H = 0.03$.

2.4.2 Honeywell A

Ett gemensamt konstaterande för alla simuleringar vi gjorde med denna algoritm är att styrsignalen u har varit stor.

Stegsvar för slutna systemet med PROCESS 1 visas i fig. 2.6.a. Stigtiden blir ca 2 sekunder och överslängen mindre än 10%, medan vi med PROCESS 2 får ett stegsvar med högre stig och insvängningstid. (se fig.2.9.a)

Stegsvar för regulatorn trimmad för referensvarvtaländringar med likströmsmotor, visas i figur 2.13.a. Eftersom vi är intresserade av uppförandet vid belastnings-

störningar trimmas regulatorn för detta.

Varvtalet efter en belastningsändring på 100% av det nominella momentet visas i figur 2.16.a, och för en referensvarvtaletändring på 1% i figur 2.17.a. Lösningstiden är ca 290 ms. Feltidytan i figur 2.16.a är 0.29% s. Figur 2.18.a och figur 2.19.a visar strömreferens IR och ankarström IA.

Vidare som ett försök att tolka de erhållna simuleringsresultaten gör vi en teoretisk analys för regulatorns algoritm. Som vi redan angivit i avsnitt 2.2. är in-ut-samband för denna regulator:

$$u(t) = K \left[1 + \frac{H}{T_I(1-q^{-1})} \right] \frac{N + \frac{H}{H+TD/N} - Nq^{-1}}{1 - \frac{TD/N}{H+TD/N}} e(t)$$

$u(t)$ i polynomform kan skrivas:

$$u(t) = K \left[1 + \frac{1}{J} \right] \frac{Z}{G} e(t) \quad (a)$$

$$\text{Om vi antar } y(t) = \frac{B}{A} u(t-k\tau) + v(t) \quad (b)$$

där $y(t)$ är systemets utsignal och $v(t)$ en störsignal.

Insättning av (a) i (b) ger:

$$y(t) = \frac{BK(1+J)Z}{AGJ+BK(1+J)Z} y_{ref} + \frac{AJG}{AGJ+BK(1+J)Z} v(t)$$

Vi konstaterar att denna regulator inför två extra nollställen i systemet.

Regulatorns styrsignal har en direkt term. Styrsignalen har ett stort värde vid tiden noll, se figur 2.7.a, 2.10.a, och 2.12.a.

2.4.b. Honeywell B

Gemensamt för alla system ger Honeywell B måttlig styrsignal.

Stegsvar för slutna systemet med PROCESS 1 visas i figur 2.6.b. Stigtiden blir ca 2.2 sekunder och överslängningen mindre än 10%, medan stigtiden med PROCESS 2 blir ca 6 sekunder. (se fig.2.9.b)

Stegsvar för regulatorn trimmad för referensvarvtaländringar med likströmsmotor visas i figur 2.13.b.

Regulatorn trimmas sedan för belastningsändringar. Varvtalet efter en belastningsändring på 100% av det nominella momentet visas i figur 2.16.b och för en referensvarvtaländring på 1% i figur 2.17.b. Lösningstiden är ca 220 ms.

Feltidytan i figur 2.16.b är 0.31% s.

Figur 2.18.b och figur 2.19.b visar strömreferens IR och ankarström IA.

Regulatorns in-utsignalsamband i polynomform kan skrivas:

$$u(t) = \frac{K}{J}(y_{ref}-y) - \frac{K}{G} \dot{y}(t)$$

och systemets utsignal:

$$y(t) = \frac{GBKq^{-k-1}}{AJG+BK[G+JZ]q^{-k-1}} y_{ref} + \frac{AJG}{AJG+BK[G+JZ]q^{-k-1}} v(t)$$

Vi konstaterar att regulatorn inför ett extra nollställe i systemet.

Styrsignalen har inte någon direkt term utan byggs upp från värdet noll vid tiden noll. (se fig.2.7.b, 2.10.b och 2.12.b)

2.4.c ASEA

Gemensamt för alla system ger ASEA regulatorn måttlig styrsignal. Styrsignalerna visas i figur 2.7.c, 2.10.c och 2.12.c.

Stegsvar för slutna systemet med PROCESS 1 visas i fig. 2.6.c. Lösningstiden är ca 7.5 sekunder och stigtiden ca 2.4 sekunder, medan stigtiden med PROCESS 2 är ca 2.4 sekunder. (se fig.2.9.c)

Stegsvar för regulatormotorn trimmad för referensvarvtalsändringar med likströmsmotor, visas i figur 2.13.c.

Regulatormotorn trimmas sedan för belastningsändringar. Varvtalet efter en belastningsändring på 100% av det nominella momentet visas i figur 2.16.c, och för en referensvarvtalsändring på 1% i figur 2.17.c. Lösningstiden är ca 500 ms.

Feltidytta i figur 2.16.c är 0.54% s.

Figur 2.18.c och 2.19.c visar strömreferens IR och ankarström IA.

Regulatorns in-utsignalsamband i polynomform kan skrivas:

$$u(t) = K \left[1 + \frac{1}{J} \right] e(t) - \frac{K'J}{G} y(t)$$

Och systemets utsignal:

$$y(t) = \frac{BKG(1+J)q^{-k-1}}{AJG+B[K+G(1+J)+K'J^2]} y_{ref} + \frac{AJG}{AJG+B[K+G(1+J)+K'J^2]} v(t)$$

Vi konstaterar att regulatormotorn inför två extra nollställen i systemet.

2.4.d Foxboro regulator.

Stegsvar för regulatormotorn trimmad för referensvarvtalsändringar med likströmsmotor, visas i figur 2.13.d.

Regulatormotorn trimmas sedan för belastningsändringar. Varvtalet efter en belastningsändring på 100% av det nominella momentet visas i figur 2.16.d. Lösningstiden är ca 300 ms.

Feltidytta i figur 2.16.d är 0.33% s.

Figur 2.18.d och 2.19.d visar strömreferens IR och ankarström IA.

Stegsvar för slutna systemet med PROCESS 1 visas i fig. 2.6.d. Stigtiden blir ca 2 sekunder och överslängen mindre än 10%, medan stigtiden med PROCESS 2 är ca 4 sekunder. (se fig.2.9.d)

Regulatorns in-utsignalsamband i polynomform kan skrivas:

$$u(t) = \frac{KZ}{J} \left[e(t) - K' \frac{J}{G} y(t) \right]$$

Och systemets utsignal:

$$y(t) = \frac{q^{-k-1} BKZG}{AJG + q^{-k-1} BKZ(G + K'J)} y_{ref}(t) + \frac{AJG}{AJG + q^{-k-1} BKZ(G + K'J)} v(t)$$

Regulatorn inför två extra nollställen i systemet.

Styrsignalen har en direkt term. Den har ett stort värde vid tiden noll. (se fig.2.7.d, 2.10.d och 2.12.d)

Då insignalen till integrationsdelen antas vara $u(t-1)$ får vi en mindre styrsignal. Som följd blir stegsvaret mindre snabbt och vi får mindre översläng än då insignalen till I-delen antas vara $u(t)$. (se fig.2.8)

Skillnaden i stegsvar blir större för de två alternativen om vi ökar samplingsintervallen (H).

För tillräckligt liten samplingsintervall, $H < 0.03$, får man samma stegsvar och styrsignal.

2.6. JÄMFÖRELSE AV DE ERHÅLLNA SIMULERINGSRESULTATEN.

Beträffande parameterinställning för de olika regulatorerna har vi konstaterat följande. Denna är svårare när PROCESS 2 regleras på grund av dess högre dynamik, och för PROCESS 3 på grund av dess mindre fasmarginal. Honeywell B och Foxboro algoritmerna har ställts in lättare än Honeywell A och ASEA.

Det snabbaste stegsvaret har vi konstaterat hos Honeywell A regulatorn. Vi kan påpeka här att denna regulator ger stor styrsignal. För de andra regulatorerna har vi små variationer.

Honeywell B regulatorn, sammankopplad med motormodellen ger en lösningstid som är mindre än för de andra. Dessutom ger detta system (Honeywell B, motor) ett stegsvar utan översläng och, som vi redan konstaterat i avsnitt 2.4.b, inför denna regulator bara ett extra nollställe i systemet.

Övriga regulatorer har en måttlig översläng som är ungefär lika stor för samtliga.

När ASEA regulator används för att reglera likströmsmotorn ger den en tillfredsställande lösningstid (mindre än 300 ms) för en stegändring (1%) av referensvarvtalet. Lösningstiden blir dock betydligt sämre (större än 700 ms) när störmomentet ändras.

Inverkan av samplingsintervall för de olika regulatorernas stegsvar.

Alla simuleringar, utom de med PROCESS 3, har utförts med en gemensam samplingsintervall, $H=0.01$. Efter detta har vi succesivt ökat samplingsintervallen och undersökt stegsvarändringar.

Honeywell regulatorer är känsliga för ökning av samplingsintervallen. Både A och B algoritmen har ungefär samma egenskaper vad gäller samplingsintervalländringar. För $H=0.1$ har systemet ganska stor översläng. Vid $H=0.5$ uppstår svängningar.

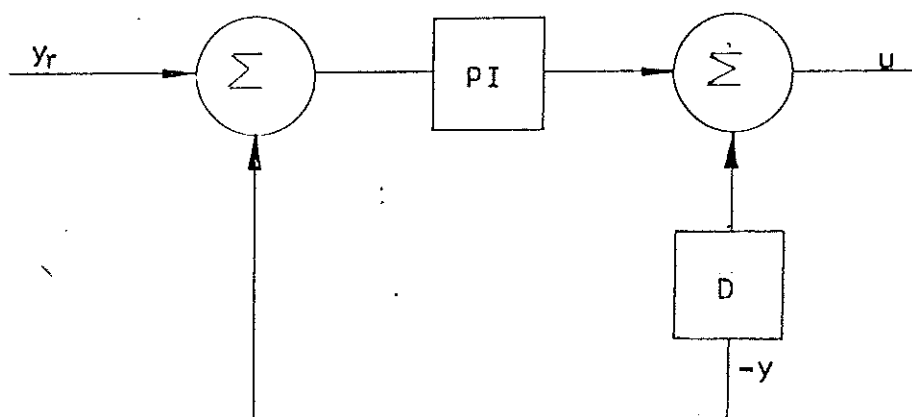
ASEA regulatorn visar litet beroende av samplingsintervall relativt övriga regulatorer. För samplingsintervallen $H=0.1$ är systemets stegsvar bra. Vi får då samma svar som med $H=0.01$.

För samplingsintervallen $H=0.5$ är stegsvaret tillfredsställande, med en översläng på 18%.

Foxboro regulatorn är ganska känslig för ökning av samplingsintervall. Med samplingsintervallen $H=0.1$ blir stegsvaret nästan acceptabelt. För $H=0.5$ får systemet stor översläng (20%).

2.6. IMPLEMENTERING OCH SIMULERINGRESULTAT FÖR DIGITALE PID-REGULATORER MED "ANTI-RESET WINDUP".

I detta avsnitt implementerar vi PID-regulatorer med två olika strukturer och "anti-reset windup". Den första PID-regulatorn (PID 1) har följande struktur:



med algoritm:

$$u(t) = K \left[1 + \frac{H}{TI} \frac{1}{1-q^{-1}} \right] e(t) - \frac{K-TD}{H} (1-q^{-1})y(t)$$

TI - integrationstid

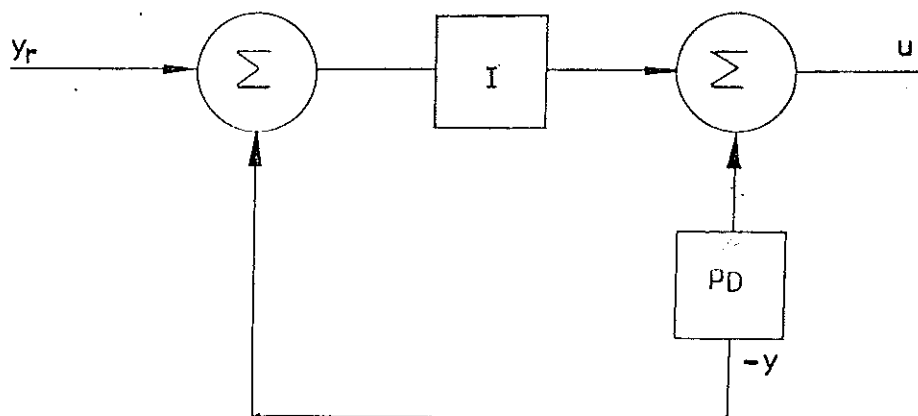
TD - derivationstid

K - proportionalitetskonstant

H - samplingsintervall

Denna algoritm är den samma som TOSHIBA's PID-algoritm TOSDIC-211.

Den andra PID-regulatorn har följande struktur:



med algoritmen:

$$u(t) = \frac{K_H}{T_I} \frac{1}{1-q^{-1}} e(t) - K \left[1 + \frac{T_D}{H} (1-q^{-1}) \right] y(t)$$

Båda dessa algoritmer är angivna i lägesform. Som redan nämnts kan "reset-windup" problem uppstå när en algoritm implementeras i denna form och regulatorutsignalen mäts.

För att kunna studera "reset-windup" problemet, inför vi i båda PID-algoritmerna en tänkt begränsning på regulatorns utsignal. Problemet löses sedan genom att integrationen automatiskt stoppas när utsignalen uppnått sin gräns. Hur dessa PID-algoritmer med "anti-reset windup" är implementerade i SIMNON anges i APPENDIX (PID 1 och PID 2). Var och en av dessa regulatorer har kopplats ihop med likströmsmotormodellen och simulerats.

För att tydligare visa hur denna metod för "anti-reset windup" fungerar, har vi infört en utsignalbegränsning. För PID 1 är denna mellan +0.1 och -0.1 och för PID 2 mellan +0.075 och -0.075.

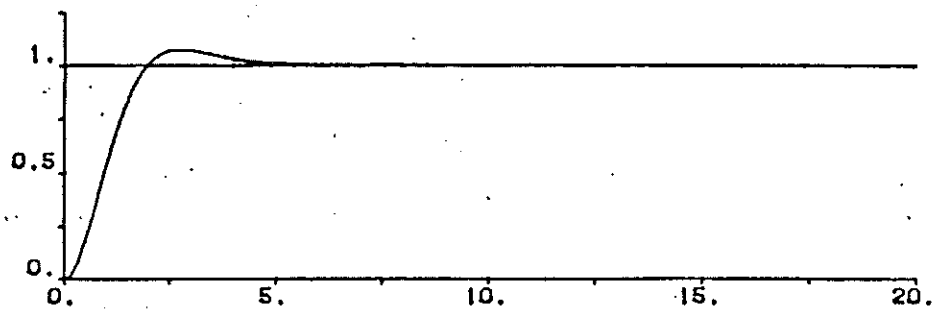
Dessa någorlunda stränga gränser medför att systemets stegsvar blir betydligt långsammare. (se fig.2.20) Trots detta har vi ett bra stegsvar med en lösningstid mindre än 300 ms.

I figur 2.20 ger vi samtidigt systemets stegsvar då inga åtgärder för "reset-windup" problemet vidtages. Vi ser att regulatorns stegsvar i detta fall blir otillfredsställande.

Beträffande parameterinställning har vi konstaterat följande: PID-algoritmen med struktur 1 är känslig för ändringar av T_I och K parametrarna, medan struktur 2 är känslig endast för T_I parameterändringar.

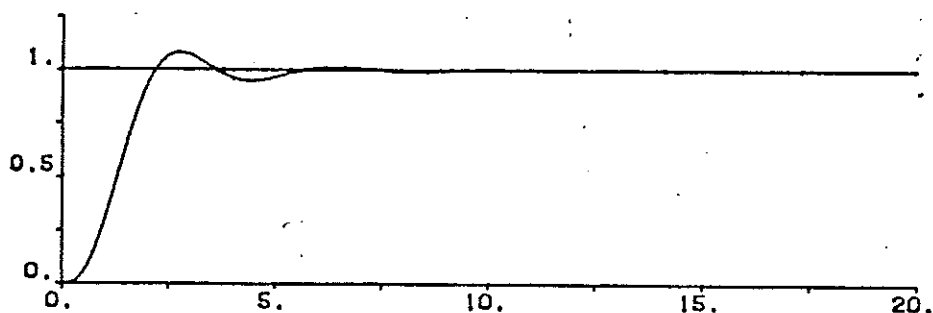
Inställning av parametrarna har visat sig lättare för struktur 2.

Fig.2.6. STEGSVAR FÖR REGULATORERNA MED PROCESS 1.



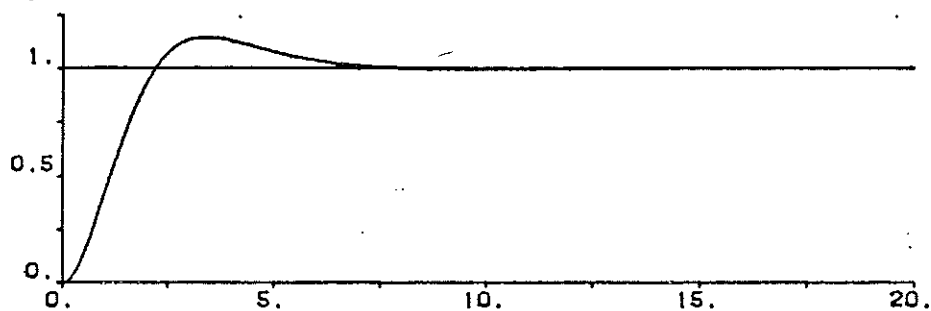
a/ Honeywell (A)

Parametervärden: $K=0.6$, $TI=0.5$, $TD=1.6$, $H=0.01$



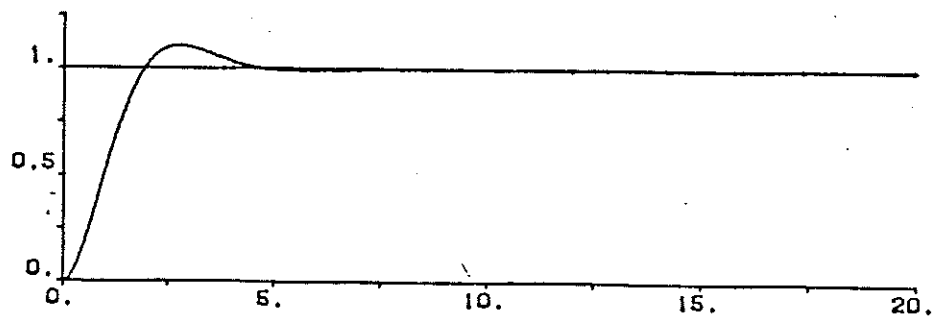
b/ Honeywell (B)

Parametervärden: $K=0.7$, $TI=0.2$, $TD=0.8$, $H=0.01$



c/ ASEA

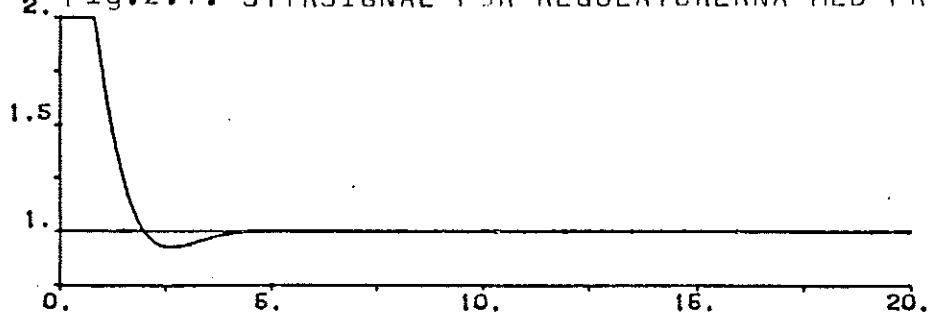
Parametervärden: $K=1.3$, $TI=1$, $TD=0.5$, $H=0.01$



d/ Foxboro

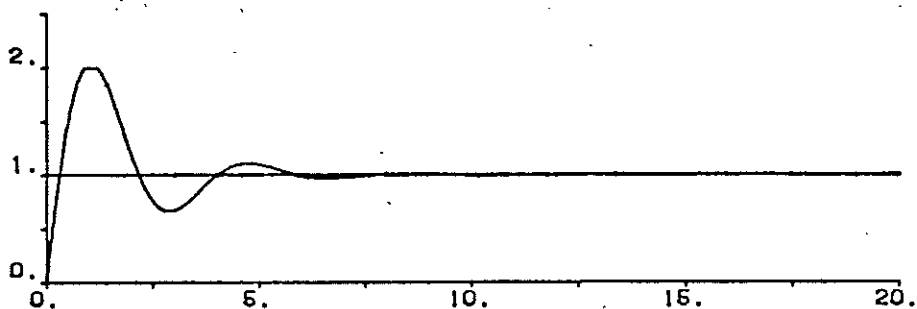
Parametervärden: $K=2$, $TI=1$, $TD=0.33$, $H=0.01$

2. Fig.2.7. STYRSIGNAL FÖR REGULATORERNA MED PROCESS 1.



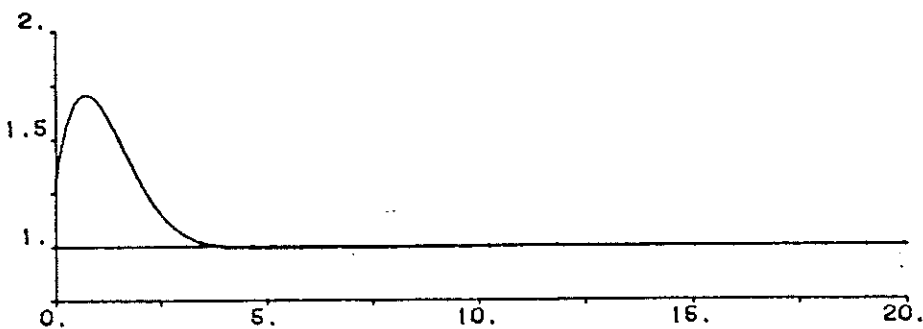
a/ Honeywell (A)

Parametervärden: $K=0.6$, $TI=0.5$, $TD=1.6$, $H=0.01$



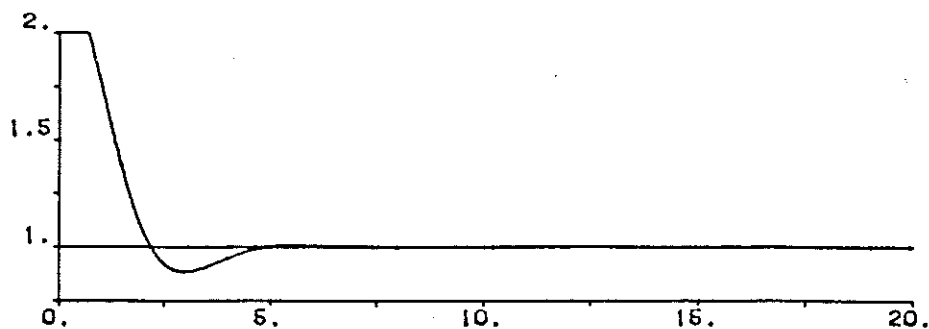
b/ Honeywell (B)

Parametervärden: $K=0.7$, $TI=0.2$, $TD=0.8$, $H=0.01$



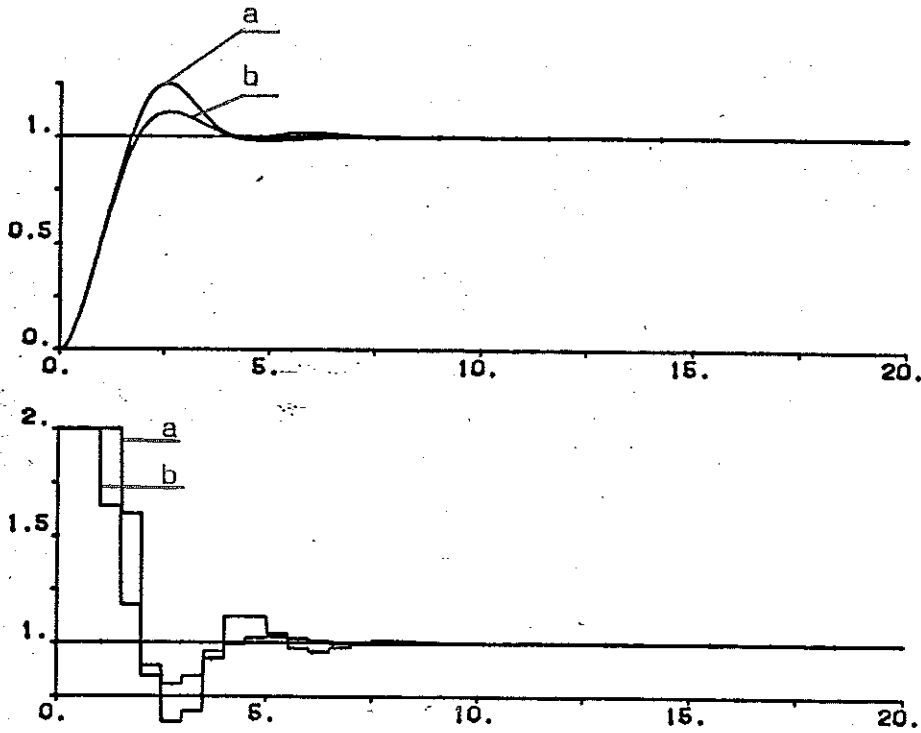
c/ ASEA

Parametervärden: $K=1.3$, $TI=1$, $TD=0.5$, $H=0.01$



d/ Foxboro

Parametervärden: $K=2$, $TI=1$, $TD=0.33$, $H=0.01$



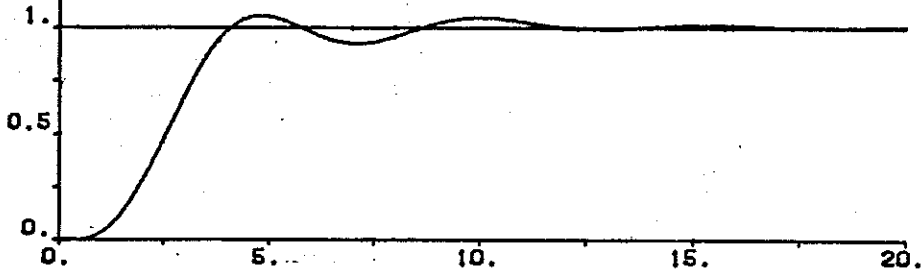
Figur 2.8. Stegsvar och styrsignal för Foxboro med PROCESS 1.

a/ Insignal till I-delen antas vara $u(t)$

b/ Insignal till I-delen antas vara $u(t-1)$

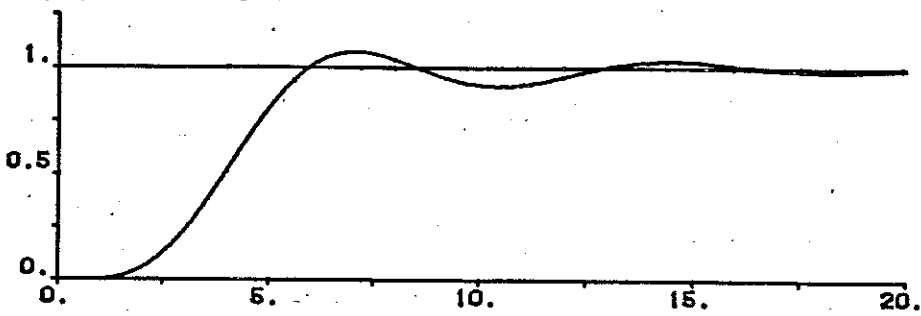
Parametervärden: $K=2$, $TI=1$, $TD=0.33$, $HH=0.5$

Fig.2.9. STEGSVAR FÖR REGULATORERNA MED PROCESS 2.



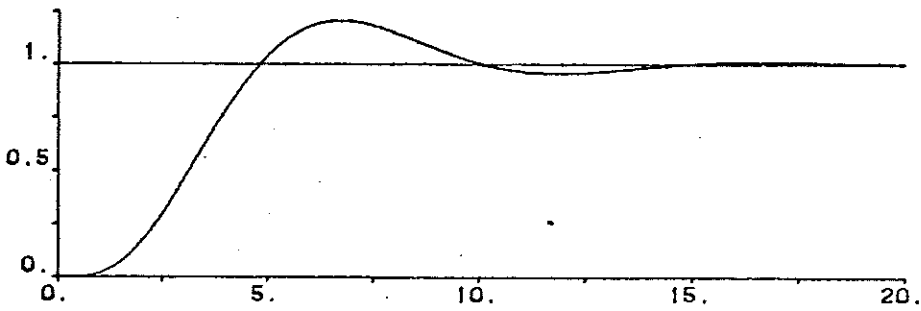
a/ Honeywell A

Parametervärden: $K=1.4$, $TI=3.4$, $TD=2.1$, $H=0.01$



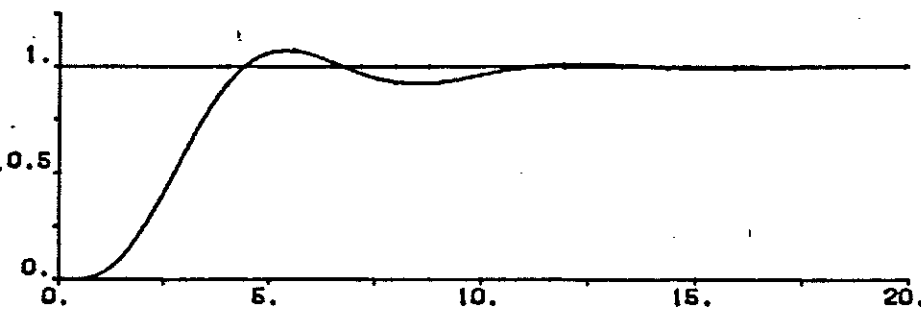
b/ Honeywell B

Parametervärden: $K=1,5$, $TI=1,9$, $TD=0,8$, $H=0,01$



c/ ASEA

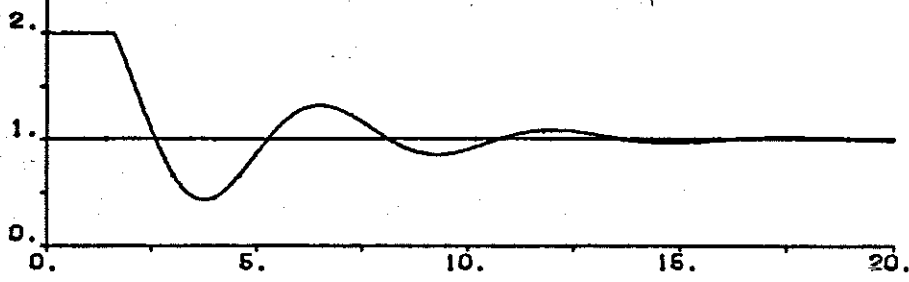
Parametervärden: $K=1$, $TI=2,5$, $TD=0,4$, $H=0,01$



d/ Foxboro

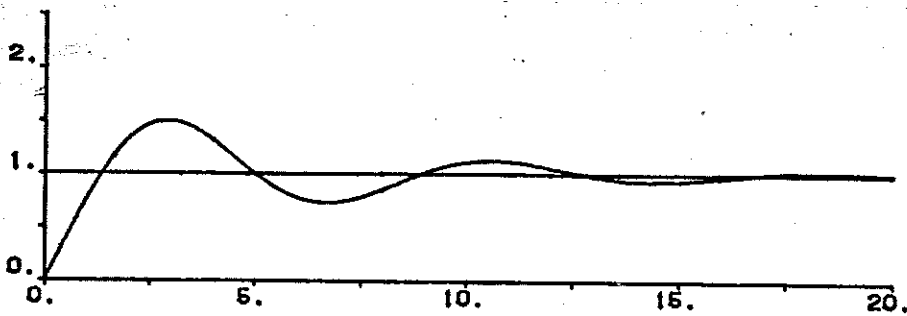
Parametervärden: $K=1.4$, $TI=2.4$, $TD=1.1$, $H=0.01$

Fig.2.10. STYRSIGNAL FÖR REGULATORERNA MED PROCESS 2.



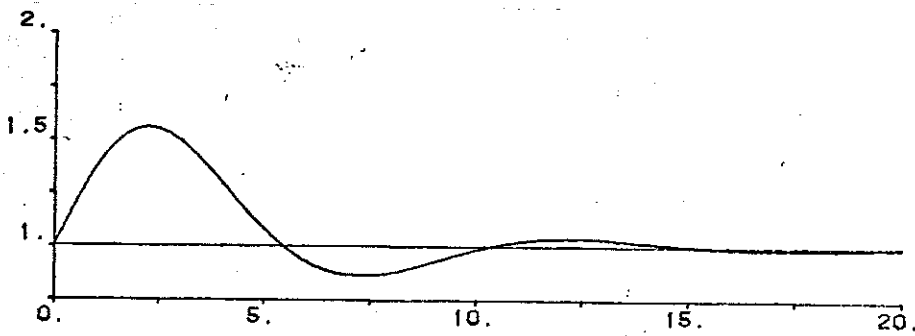
a/ Honeywell A

Parametervärden: $K=1.4$, $TI=3.4$, $TD=2.1$, $H=0.01$



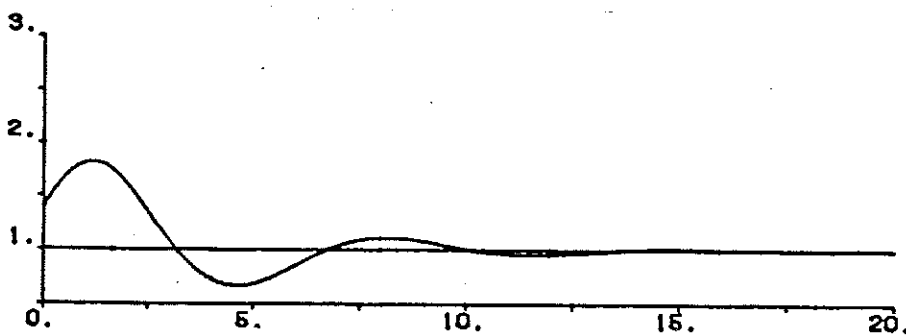
b/ Honeywell B

Parametervärden: $K=1.5$, $TI=1.9$, $TD=0.8$, $H=0.01$



c/ ASEA

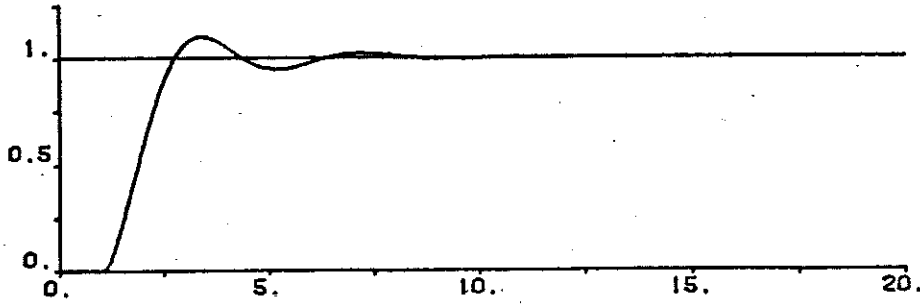
Parametervärden: $K=1$, $TI=2.5$, $TD=0.4$, $H=0.01$



d/ Foxboro

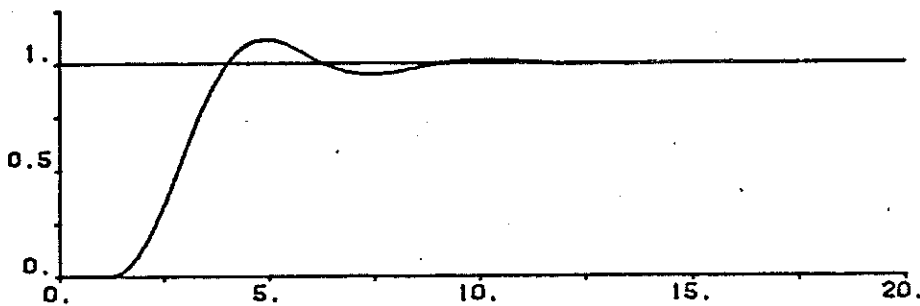
Parametervärden: $K=1.4$, $TI=2.4$, $TD=1.1$, $H=0.01$

Fig.2.11. STEGSVAR FÖR REGULATORERNA MED PROCESS 3.



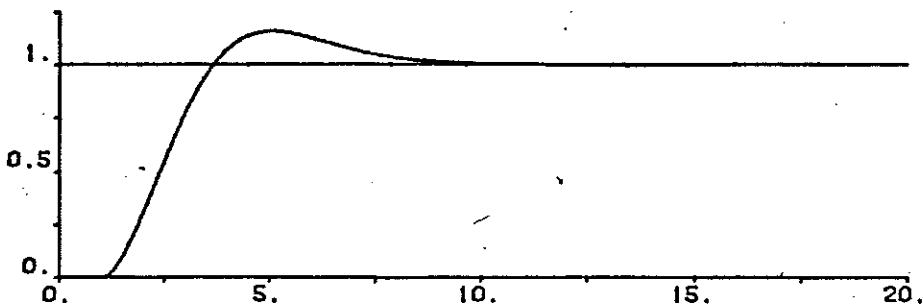
a/ Honeywell A

Parametervärden: $K=1.2$, $TI=1.1$, $TD=0.8$, $H=0.03$



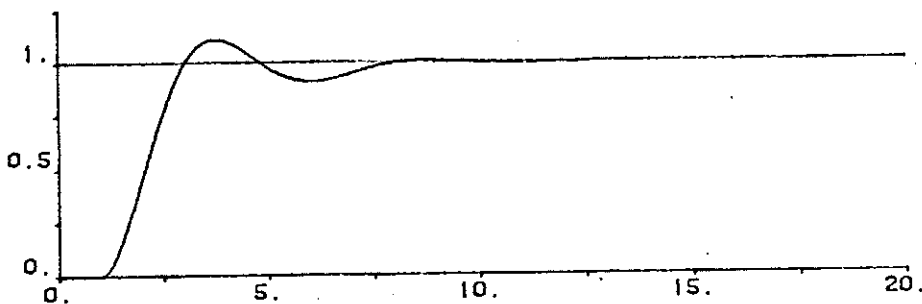
b/ Honeywell B

Parametervärden: $K=0.95$, $TI=0.6$, $TD=0.7$, $H=0.03$



c/ ASEA

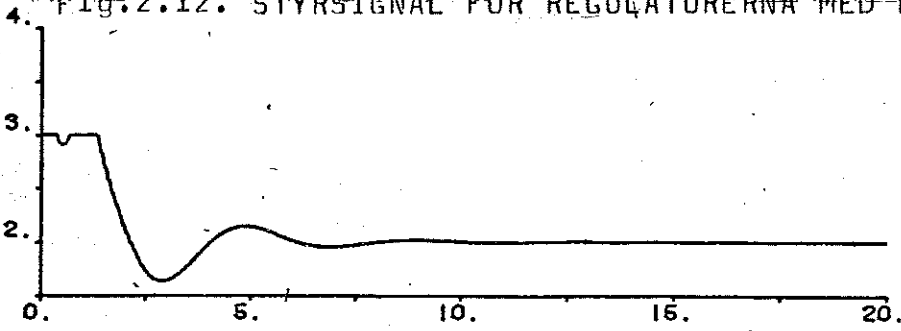
Parametervärden: $K=1.1$, $TI=1.08$, $TD=0.45$, $H=0.03$



d/ Foxboro

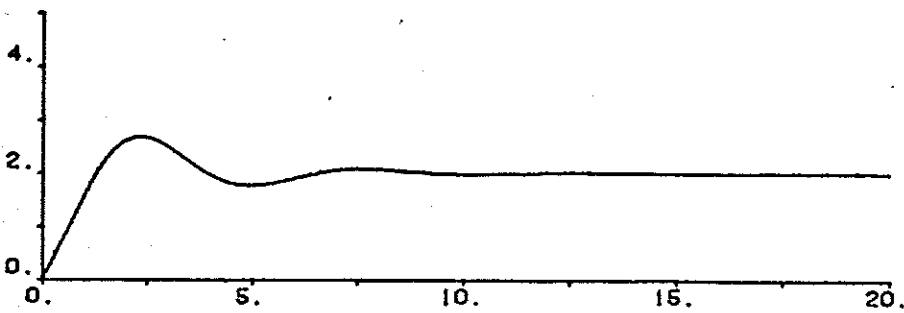
Parametervärden: $K=1.8$, $TI=1.6$, $TD=0.35$, $H=0.03$

Fig.2.12. STYRSIGNAL FÖR REGULÄTORERNA MED-PROCESS 3.



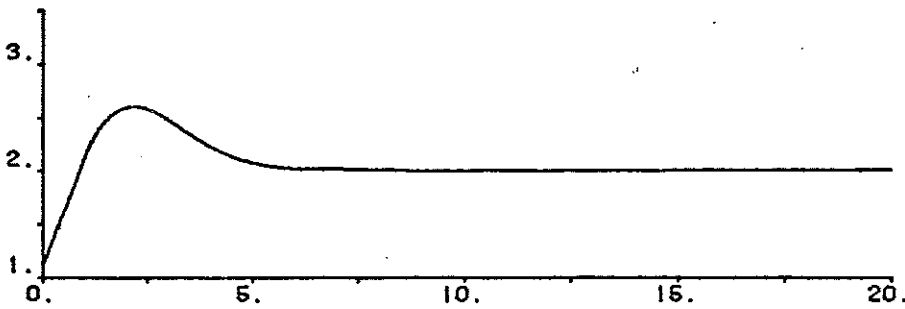
a/ Honeywell A

Parametervärden: $K=1.2$, $TI=1.1$, $TD=0.8$, $H=0.03$



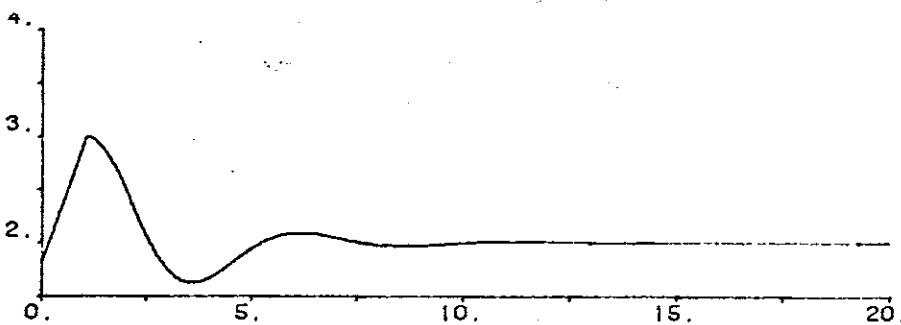
b/ Honeywell B

Parametervärden: $K=0.95$, $TI=0.6$, $TD=0.7$, $H=0.03$



c/ ASEA

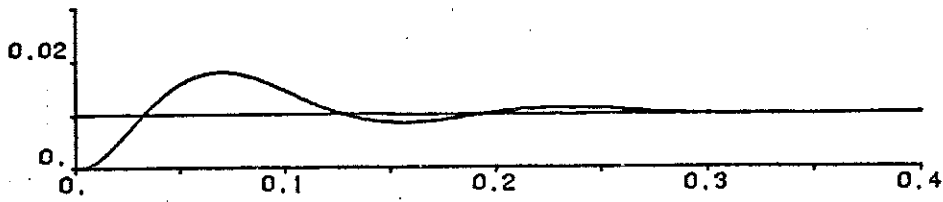
Parametervärden: $K=1.1$, $TI=1.08$, $TD=0.45$, $H=0.03$



d/ Foxboro

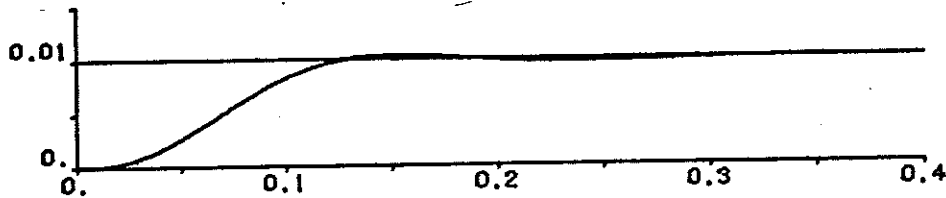
Parametervärden: $K=1.8$, $TI=1.6$, $TD=0.35$, $H=0.03$

Fig.2.13. VARVTAL FÖR LIKSTRÖMSMOTORN DÅ DEN REGLERAS MED DE OLIKA REGULÄTORERNA OCH REFERENSVARVTAL ÄNDRAS MED 1%. REGULÄTORERNA ÄR INSTÄLLDA FÖR REFERENSVARVTALÄNDRINGAR.



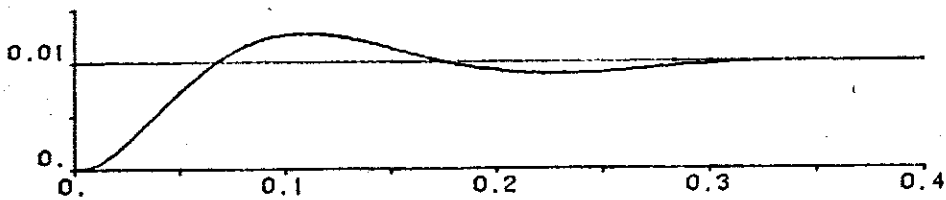
a/ Honeywell A

Parametervärden: $K=5.1$, $TI=0.62$, $TD=0.04$, $H=0.01$



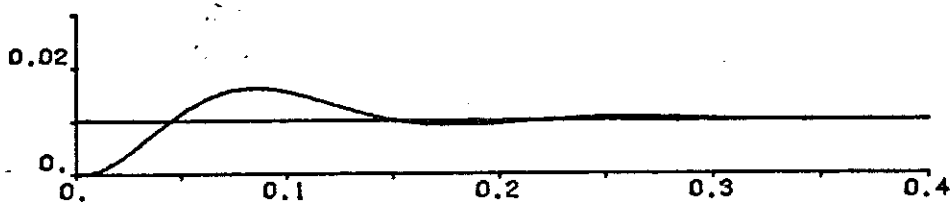
a/ Honeywell B

Parametervärden: $K=5$, $TI=0.015$, $TD=0.001$, $H=0.01$



c/ ASEA

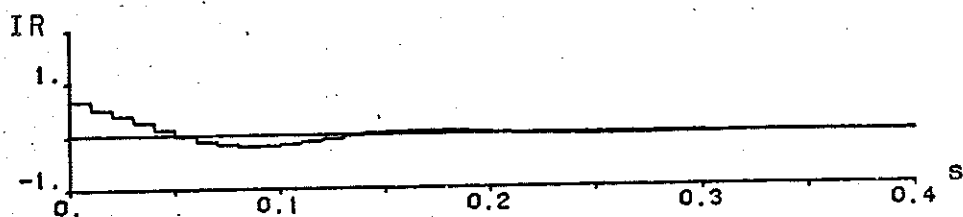
Parametervärden: $K=21$, $TI=0.9$, $TD=0.1$, $H=0.01$



d/ Foxboro

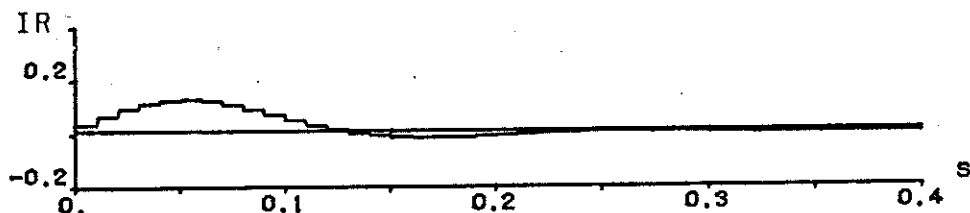
Parametervärden: $K=30$, $TI=0.1$, $TD=0.015$, $H=0.01$

Fig.2.14. STRÖMREFERENS IR FÖR LIKSTRÖMSMOTOR. REGULATORERNA ÄR INSTÄLLDA FÖR REFERENSVARVTALÄNDRINGAR.



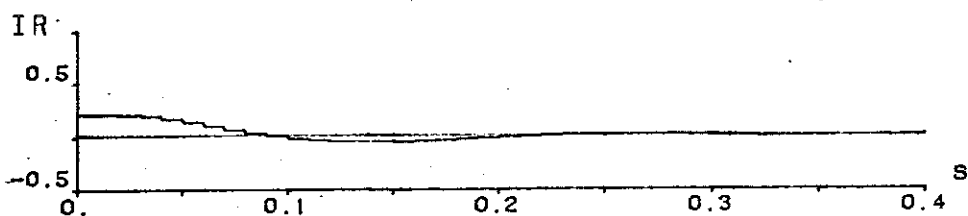
a/ Honeywell A

Parametervärden: $K=5.1$, $TI=0.62$, $TD=0.04$, $H=0.01$



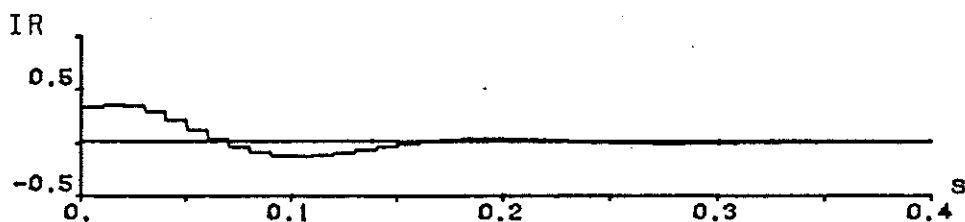
b/ Honeywell B

Parametervärden: $K=5$, $TI=0.015$, $TD=0.001$, $H=0.01$



c/ ASEA

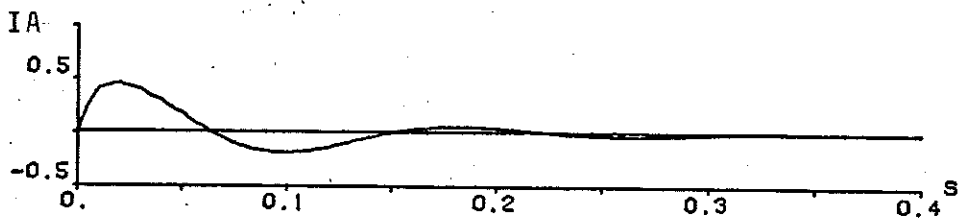
Parametervärden: $K=21$, $TI=0.99$, $TD=0.1$, $H=0.01$



d/ Foxboro

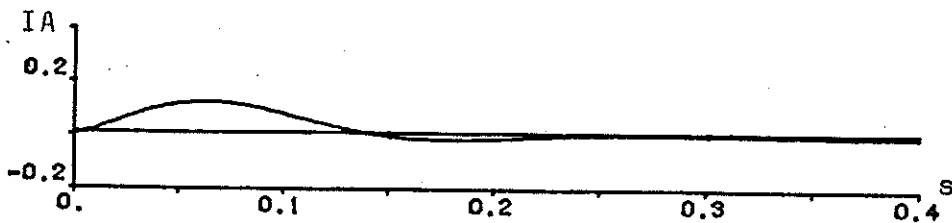
Parametervärden: $K=30$, $TI=0.1$, $TD=0.015$, $H=0.01$

Fig.2.15. ANKARSTRÖM IA FÖR LIKSTRÖMSMOTOR. REGULATORERNA ÄR INSTÄLLDA FÖR REFERENSVARVTALÄNDRINGAR.



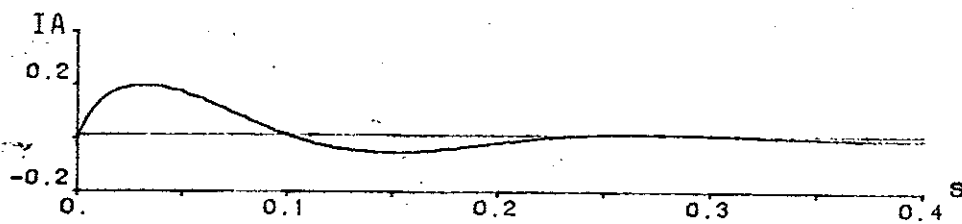
a/ Honeywell A

Parametervärden: $K=5.1$, $TI=0.62$, $TD=0.04$, $H=0.01$



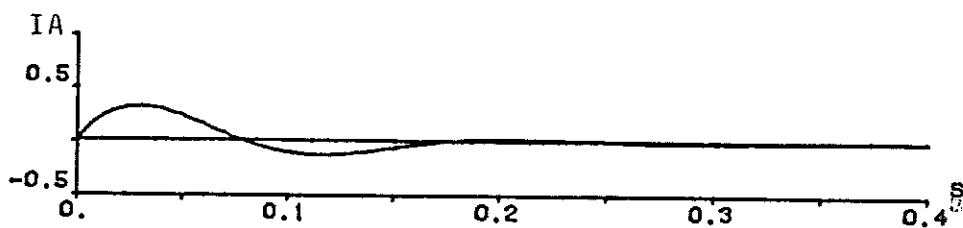
b/ Honeywell B

Parametervärden: $K=5$, $TI=0.015$, $TD=0.001$, $H=0.01$



c/ ASEA

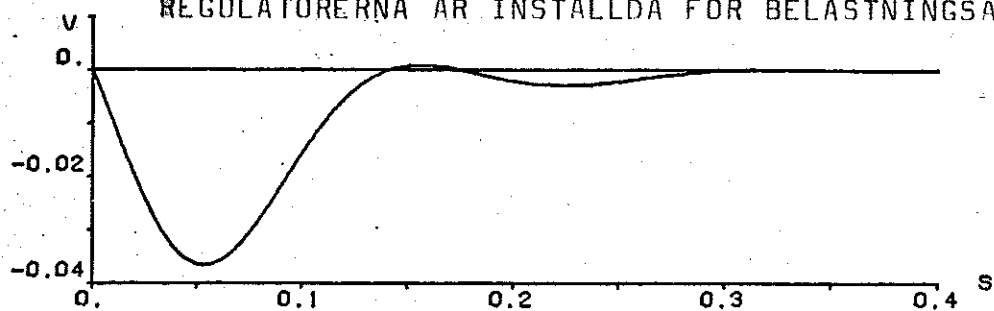
Parametervärden: $K=21$, $TI=0.9$, $TD=0.1$, $H=0.01$



d/ Foxboro

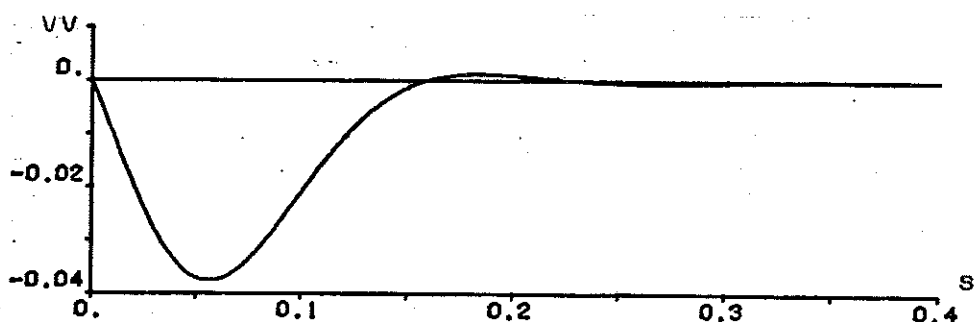
Parametervärden: $K=30$, $TI=0.1$, $TD=0.015$, $H=0.01$

Fig.2.16. LIKSTRÖMSMOTORNES VARVTAL DÅ BELASTNINGEN ÄNDRAS 100%.
REGULATORERNA ÄR INSTÄLLDA FÖR BELASTNINGÄNDRINGAR.



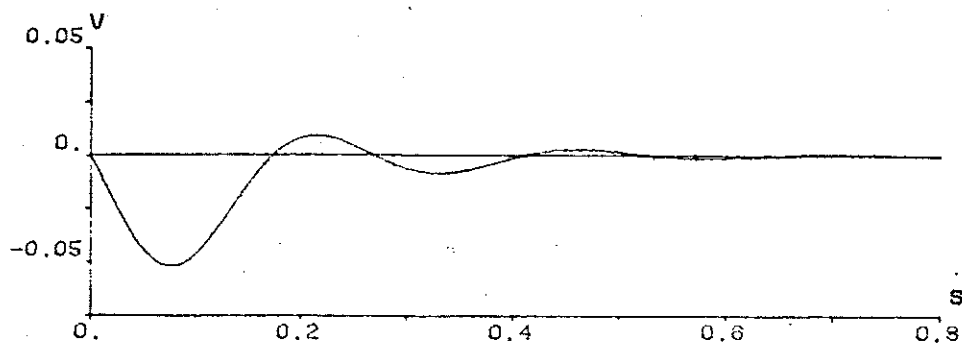
a/ Honeywell A IAE=0.29% s

Parametervärden: $K=6$, $TI=0.18$, $TD=0.01$, $H=0.01$



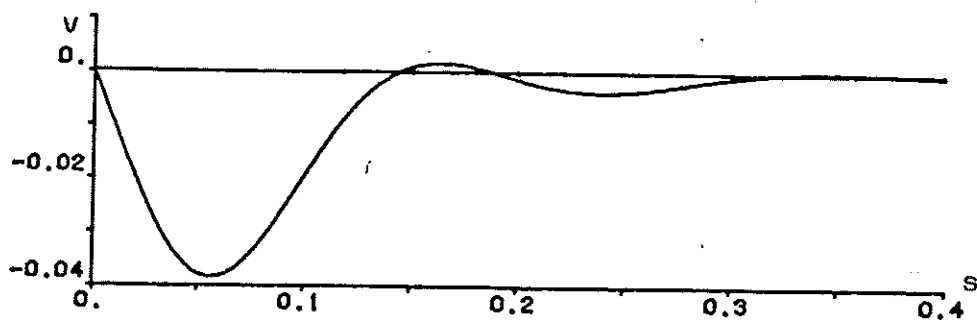
b/ Honeywell B IAE=0.31% s

Parametervärden: $K=6$, $TI=0.019$, $TD=0.001$, $H=0.01$



c/ ASEA IAE=0.54% s

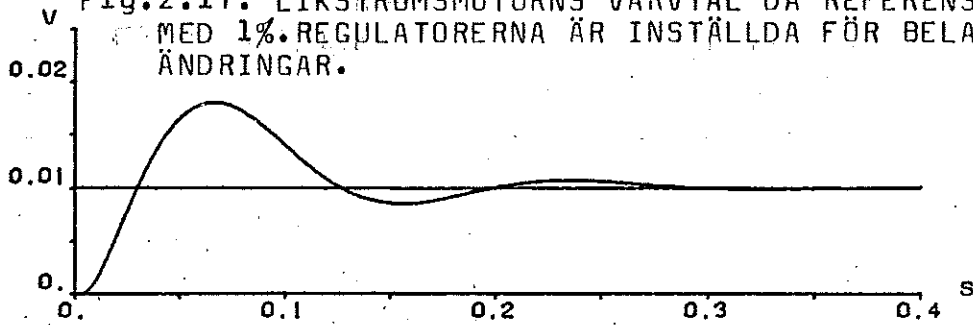
Parametervärden: $K=22$, $TI=0.12$, $TD=0.1$, $H=0.01$



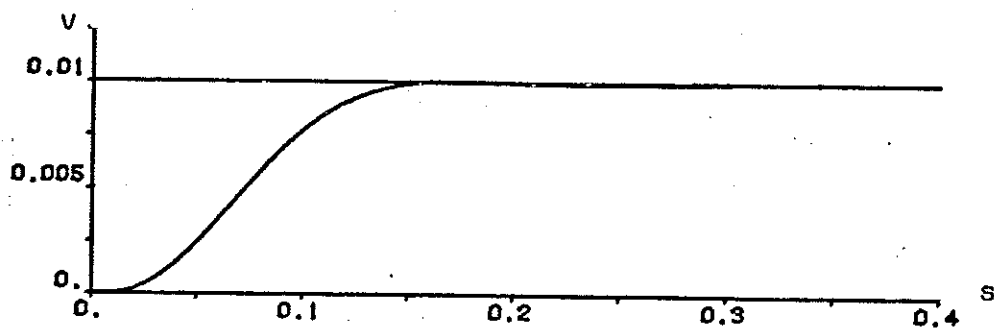
d/ Foxboro IAE=0.33% s

Parametervärden: $K=30$, $TI=0.1$, $TD=0.0135$, $H=0.01$

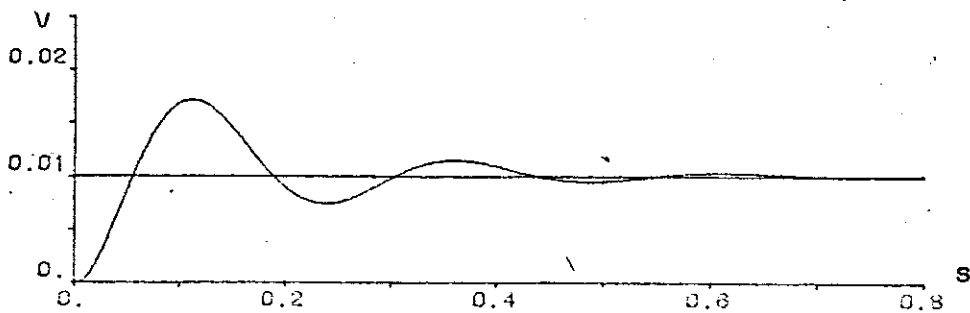
Fig.2.17. LIKSTRÖMSMOTORNS VARVTAL DÅ REFERENSVARVTAL ÄNDRAS
 MED 1%.REGULATORERNA ÄR INSTÄLLDA FÖR BELASTNINGSH
 ÄNDRINGAR.



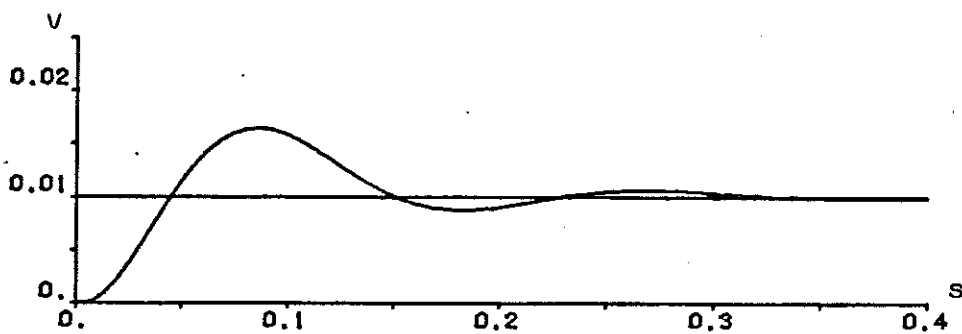
a/ Honeywell A IAE=0.29%
 Parametervärden: K=6, TI=0.18, TD=0.01, H=0.01



b/ Honeywell B IAE=0.31%
 Parametervärden: K=6, TI=0.019, TD=0.001, H=0.01

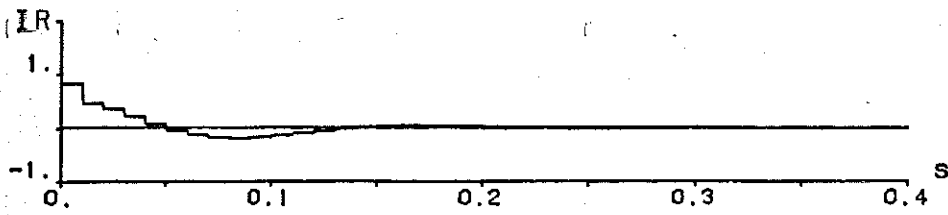


c/ ASEA IAE=0.54%
 Parametervärden: K=22, TI=0.12, TD=0.1, H=0.01

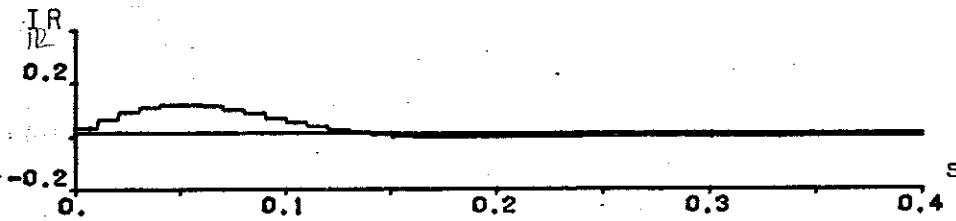


d/ Foxboro IAE=0.33%
 Parametervärden: K=30, TI=0.1, TD=0.0135, H=0.01

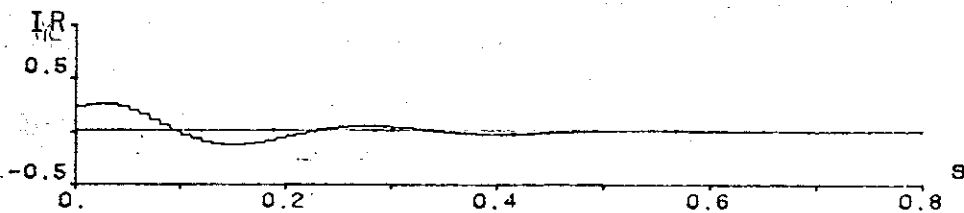
Fig.2.18. STRÖMREFERENS IR FÖR LIKSTRÖMSMOTORN. REGULATORERNA
ÄR INSTÄLLDA FÖR BELASTNINGÄNDRINGAR.



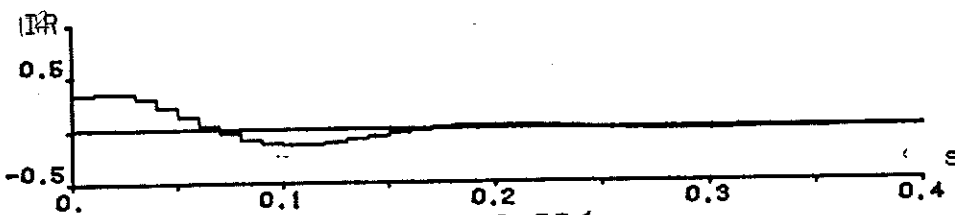
a/ Honeywell A IAE=0.29%
 Parametervärden: K=6, TI=0.18, TD=0.01, H=0.01



b/ Honeywell B IAE=0.31%
 Parametervärden: K=6, TI=0.019, TD=0.001, H=0.01

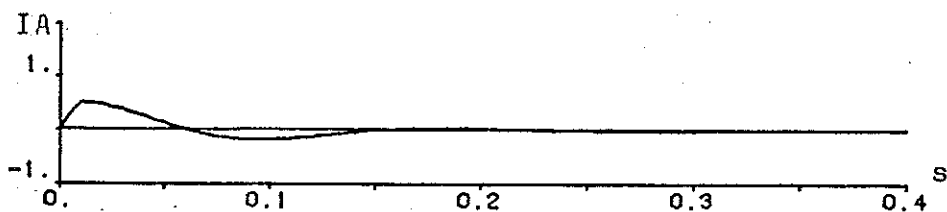


c/ ASEA IAE=0.54%
 Parametervärden: K=22, TI=0.12, TD=0.1, H=0.01

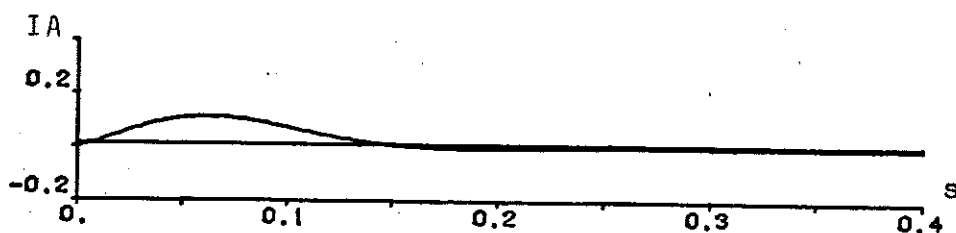


d/ Foxboro IAE=0.33%
 Parametervärden: K=30, TI=0.1, TD=0.0135, H=0.01

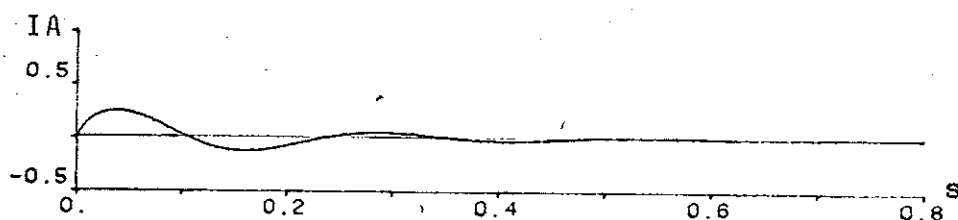
Fig.2.19. ANKARSTRÖM IA FÖR LIKSTRÖMSMOTORN. REGULATORERNA ÄR INSTÄLLDA FÖR BELASTNINGÄNDRINGAR.



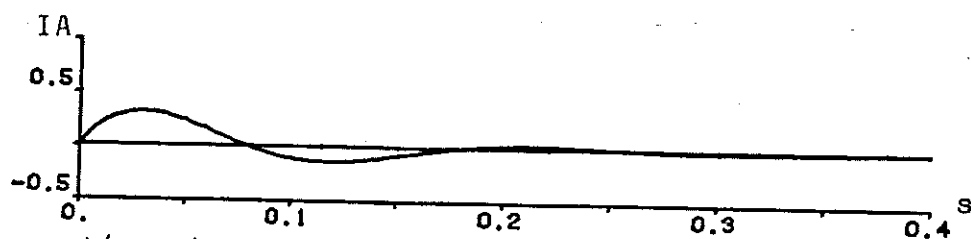
a/ Honeywell A IAE=0.29%
 Parametervärden: $K=6$, $TI=0.18$, $TD=0.01$, $H=0.01$



b/ Honeywell B IAE=0.31%
 Parametervärden: $K=6$, $TI=0.19$, $TD=0.001$, $H=0.01$

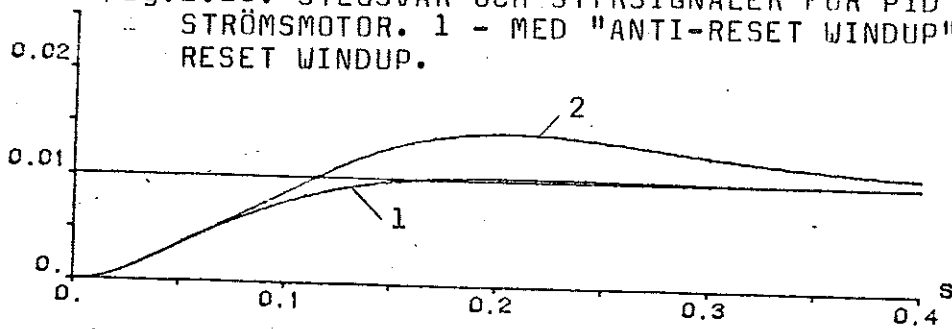


c/ ASEA IAE=0.54%
 Parametervärden: $K=22$, $TI=0.12$, $TD=0.1$, $H=0.01$



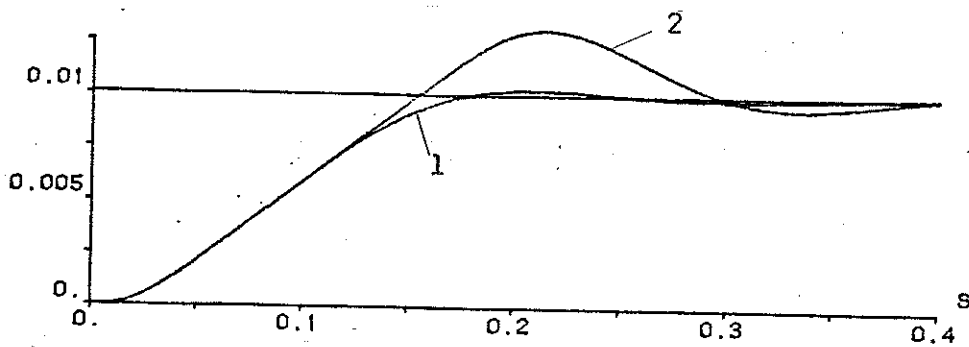
d/ Foxboro IAE=0.33%
 Parametervärden: $K=30$, $TI=0.1$, $TD=0.0135$, $H=0.01$

Fig.2.20. STEGSVAR OCH STYRSIGNALER FÖR PID 1, PID 2 MED LIK-STRÖMSMOTOR. 1 - MED "ANTI-RESET WINDUP", 2 - UTAN "ANTI-RESET WINDUP".



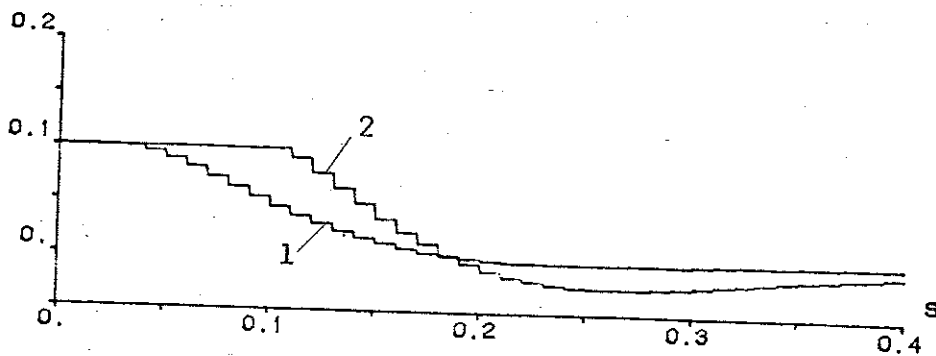
a/ PID 1

Parametervärden: $K=15$, $T_I=0.21$, $T_D=0.005$, $H=0.01$

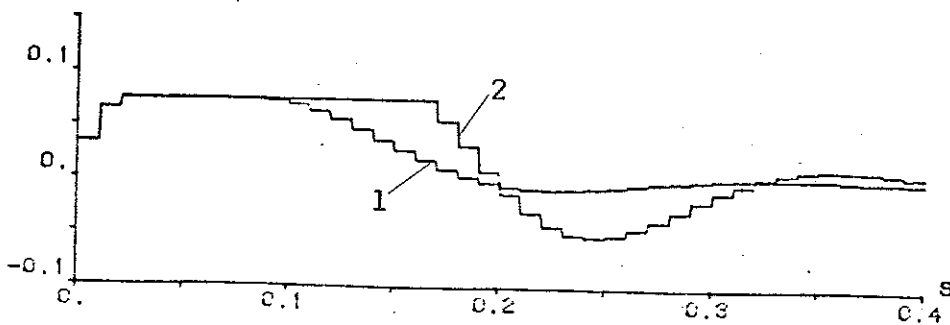


b/ PID 2

Parametervärden: $K=30$, $T_I=0.09$, $T_D=0.012$, $H=0.01$



c/ PID 1



d/ PID 2

REFERENSLISTA

ASEA: Info - nr YL 412-104

Auslander D.M., Takahashi Y. & Tomizuka M.:

Direct Digital Process Control: Practice and Algorithms for Microprocessor Application, Proceedings of the IEEE, Vol.66, no.2, February 1978.

Borg D.A. & Giles R.F.: PID: Is it an Optimal Regulator?, Control Engineering, September 1975.

Dahlin E.B.: Designing and Tuning Digital Controllers, Instruments and Control Systems 41, November 1968, p.77-83.

Fertik H.A. & Ross C.W.: Direct Digital Control Algorithm with Anti-Windup Feature, ISA Transactions:6 (317-328), 1967.

Foxboro Control Package, MI-800-010, FOX 3.

Honeywell, Algorithm-TDC 2000, ref. CB-10-03

Kuo-Cheng Chiu, Corripio A.B. & Smith C.L.: Digital Control Algorithms, Instruments and Control Systems, December 1973, p.41-43.

Rovira A., Murrill W., & Smith C.L.: Modified PI Algorithms for Digital Control, Instruments and Control Systems, August 1970, p.101-102.

Shinskey F.G.: Process Control Systems - application/ design/ adjustment, Chapter 4, McGraw Hill, second ed.

Smith C.L.: Digital Computer Process Control, Chapter 6, Intext Educational publishers 1972.

Åström K.J. & Wittenmark B.: Computer Control Theory, Inst. för Reglerteknik, LTH, Lund 1981.

APPENDIX

DISCRETE SYSTEM HONA

"DESCRIPTION:

" HONEYWELL(A) PID CONTROLER
" DERIVATIVE ACTION IS APPLICATED
" ON THE ERROR (E)

INPUT Y YREF

OUTPUT U E

STATE IE ID IU

NEW NIE NID NIU

TIME T

TSAMP TS

E=YREF-Y

"DERIVATIVE BLOCK

$D=ID+N*(E-IE)+H*(E-ID)/(H+TD/N)$

"INTEGRAL BLOCK

$I=K*H/TI*D$

"GAIN BLOCK

$P=K*(D-ID)$

$U=IU+I+P$

NIU=U

NID=D

NIE=E

TS=T+H

TI:1

TD:1

N:8

K:1

H:.01

END

DISCRETE SYSTEM HONB

"DESCRIPTION:

" HONEYWELL(B) PID CONTROLER
" DERIVATIVE ACTION ON CONTROLLED
" VARIABLE

INPUT Y YREF

OUTPUT U E

TIME T

TSAMP TS

STATE ID IY IU

NEW NID NIY NIU

E=YREF-Y

"DERIVATIVE BLOCK

$D=B*ID+N*IY-(N+1-B)*Y$

"INTEGRAL BLOCK

$I=K*H*(D+YREF)/TI$

"GAIN BLOCK

$P=K*(D-ID)$

$U=IU+I+P$

NID=D

NIY=Y

NIU=U

TS=T+H

$B=(TD/N)/(H+(TD/N))$

N:8

H:.01

K:1

TI:.05

TD:2

END

DISCRETE SYSTEM ASEA

"DESCRIPTION:

" ASEA'S PID CONTROLLER DSSRP
" MODULE 101

INPUT Y YREF

OUTPUT U E

STATE ID II IY

NEW NID NII NIY

TIME T

TSAMP TS

E=YREF-Y

"GAIN BLOCK

 $P=(1+H/TI)*K*E$

"DERIVATIVE BLOCK

 $D=(2*TF-H)/(2*TF+H)*ID+2*K*TD/(2*TF+H)*(Y-IY)$

U=P+II-D

NID=D

NIY=Y

"INTEGRAL BLOCK

 $NII=H/TI*K*E+II$

TS=T+H

TI:1

TD:1

K:1

H:.01

TF:1

END

DISCRETE SYSTEM FOX3

"DESCRIPTION:

" FOXBORO'S PID CONTROLLER FOX3

INPUT Y YREF

OUTPUT U E

STATE IA IU ID

NEW NIA NIU NID

TIME T

TSAMP TS

E=YREF-Y

"DERIVATIVE BLOCK

 $D=Y+(TD/N)*(ID-Y)/(H+TD/N)$ $A=YREF-Y-N*(Y-D)$ $U=IF ALT>0.5 THEN IU+K/B*A-K*IA ELSE IU+K*A-K*B*IA$ $B=TI/(TI+H)$

NID=D

NIA=A

NIU=U

TS=T+H

K:1

TI:1

TD:1

H:0.01

ALT:1

N:10

END

CONTINUOUS SYSTEM PROCESS1

"DESCRIPTION:

" MODELS A PROCESS WITH TRANSFER
" FUNCTION $1/(s+1)**2$

INPUT IN
OUTPUT UT
STATE X1 X2
DER DX1 DX2
DX1=-2*X1+X2
DX2=-X1+IN
UT=X1
X1:0
X2:0
END

CONTINUOUS SYSTEM PROCESS2

"DESCRIPTION:

" MODELS A PROCESS WITH TRANSFER
" FUNCTION $1/(s+1)**4$

INPUT IN
OUTPUT UT
STATE X1 X2 X3 X4
DER DX1 DX2 DX3 DX4
DX1=-4*X1+X2
DX2=-6*X1+X3
DX3=-4*X1+X4
DX4=-X1+IN
UT=X1
X1:0
X2:0
X3:0
X4:0
END

CONTINUOUS SYSTEM PROCESS3

"DESCREPTION:

" MODELS A PROCESS WITH TRANSFER
" FUNCTION $\exp(-s)/(s+1)*(s+2)$
" TIME DELAY IS IMPLEMENTED BY
" DELAY SYSTEM

INPUT IN1
OUTPUT UT1
STATE X1 X2
DER DX1 DX2
DX1=-3*X1+X2
DX2=-2*X1+IN1
UT1=X1
X1:0
X2:0
END

CONTINUOUS SYSTEM BIGM

"DESCRIPTION:

" MODELS A DIRECT CURRENT MOTOR
" A CURRENT REGULATOR AND A
" TACHOMETER FILTER

STATE IA M V NM
DER DIA DM DV DNM
INPUT IR MB

"INPUTS:

" IR INPUT TO CURRENT REGULATOR
" MB LOADING MOMENT

"STATES:

" IA ARMATURE CURRENT
" M MOTOR MOMENT WITHOUT LOADING
" V MOTOR ROTATION SPEED
" NM MOTOR ROTATION SPEED AFTER TACHOMETER FILTER

"CONSTANTS

T:0.01

TM:0.005

J:1

TG:0.02

"DYNAMICS

DIA=(IR-IA)/T

DM=(IA-M)/TM

DV=(M-MB)/J

DNM=(V-NM)/TG

END

CONTINUOUS SYSTEM FELYTA

"DESCRIPTION:

" COMPUTES THE INTEGRATION AREA ERROR (IAE)

INPUT ERROR

OUTPUT IAE

STATE X1

DER DX1

DX1=ERROR

IAE=X1

X1:0

END

```

CONNECTING SYSTEM HONAPR1
TIME T
Y[HONA]=X1[PROCESS1]
"LIMITER
BGR=IF U[HONA]>2 THEN 2 ELSE U[HONA]
IN[PROCESS1]=BGR
YREF[HONA]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
END

```

```

CONNECTING SYSTEM HONAPR2
TIME T
YREF[HONA]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
Y[HONA]=UT[PROCESS2]
"LIMITER
BGR=IF U[HONA]>2 THEN 2 ELSE U[HONA]
IN[PROCESS2]=BGR
END

```

```

CONNECTING SYSTEM HONAPR3
TIME T
TD1[DELAY]=T-1
U1[DELAY]=UT1[PROCESS3]
Y[HONA]=Y1[DELAY]
"LIMITER
BGR=IF U[HONA]>3 THEN 3 ELSE U[HONA]
IN1[PROCESS3]=BGR
YREF[HONA]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
END

```

```

CONNECTING SYSTEM HONABIGM
TIME T
YREF[HONA]=IF T<TNR THEN 0 ELSE NSTEP
NSTEP:0.01
TNR:0
Y[HONA]=NM[BIGM]
IS=U[HONA]
"LIMITER
IR[BIGM]=IF IS<-2*I11 THEN -2*I11 ELSE IF IS>2*I11 THEN 2*I11 ELSE IS
I11:1
MB[BIGM]=IF T<TMB THEN 0 ELSE MSTEP
ERROR[FELYTA]=E[HONA]
MSTEP:0
TMB:0
END

```

```

CONNECTING SYSTEM HONBPR1
TIME T
YREF[HONB]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
Y[HONB]=UT[PROCESS1]
BEGR=IF U[HONB]>2 THEN 2 ELSE U[HONB]
IN[PROCESS1]=BEGR
END

```

```

CONNECTING SYSTEM HONBPR2
TIME T
YREF[HONB]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
Y[HONB]=UT[PROCESS2]
BEGR=IF U[HONB]>2 THEN 2 ELSE U[HONB]
IN[PROCESS2]=BEGR
END

```

```

CONNECTING SYSTEM HONBPR3
TIME T
TD1[DELAY]=T-1
U1[DELAY]=UT1[PROCESS3]
Y[HONB]=Y1[DELAY]
"LIMITER
BEGR=IF U[HONB]>3 THEN 3 ELSE U[HONB]
IN1[PROCESS3]=BEGR
YREF[HONB]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
END

```

```

CONNECTING SYSTEM HONBBIGM
TIME T
YREF[HONB]=IF T<TNR THEN 0 ELSE NSTEP
NSTEP=0.01
TNR=0
Y[HONB]=NM[BIGM]
IS=U[HONB]
"LIMITER
IR[BIGM]=IF IS<-2*I11 THEN -2*I11 ELSE IF IS>2*I11 THEN 2*I11 ELSE IS
I11=1
MB[BIGM]=IF T<TMB THEN 0 ELSE MSTEP
ERROR[FELYTA]=E[HONB]
MSTEP=0
TMB=0
END

```

```

CONNECTING SYSTEM ASEAPR1
TIME T
YREF[ASEA]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
Y[ASEA]=UT[PROCESS1]
BEGR=IF U[ASEA]>2 THEN 2 ELSE U[ASEA]
IN[PROCESS1]=BEGR
END

```

```

CONNECTING SYSTEM ASEAPR2
TIME T
YREF[ASEA]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
Y[ASEA]=UT[PROCESS2]
BEGR=IF U[ASEA]>2 THEN 2 ELSE U[ASEA]
IN[PROCESS2]=BEGR
END

```

```

CONNECTING SYSTEM ASEAPR3
TIME T
TD1[DELAY]=T-1
U1[DELAY]=UT1[PROCESS3]
Y[ASEA]=Y1[DELAY]
"LIMITER
BEGR=IF U[ASEA]>3 THEN 3 ELSE U[ASEA]
IN1[PROCESS3]=BEGR
YREF[ASEA]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
END

```

```

CONNECTING SYSTEM ASEABIGM
TIME T
YREF[ASEA]=IF T<TNR THEN 0 ELSE NSTEP
NSTEP:=0.01
TNR:=0
Y[ASEA]=NM[BIGM]
IS=U[ASEA]
"LIMITER
IR[BIGM]=IF IS<-2*I11 THEN -2*I11 ELSE IF IS>2*I11 THEN 2*I11 ELSE IS
I11:=1
MB[BIGM]=IF T<TMB THEN 0 ELSE MSTEP
MSTEP:=0
TMB:=0
ERROR[FELYTA]=E[ASEA]
END

```

```

CONNECTING SYSTEM FOX3PR1
TIME T
YREF[FOX3]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
Y[FOX3]=UT[PROCESS1]
BEGR=IF U[FOX3]>2 THEN 2 ELSE U[FOX3]
IN[PROCESS1]=BEGR
END

```

```

CONNECTING SYSTEM FOX3PR2
TIME T
YREF[FOX3]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
Y[FOX3]=UT[PROCESS2]
BEGR=IF U[FOX3]>2 THEN 2 ELSE U[FOX3]
IN[PROCESS2]=BEGR
END

```

```

CONNECTING SYSTEM FOX3PR3
TIME T
TD1[DELAY]=T-1
U1[DELAY]=UT1[PROCESS3]
Y[FOX3]=Y1[DELAY]
BEGR=IF U[FOX3]>3 THEN 3 ELSE U[FOX3]
IN1[PROCESS3]=BEGR
YREF[FOX3]=IF T<0 THEN 0 ELSE 1
END

```

```

CONNECTING SYSTEM FOX3BIGM
TIME T
YREF[FOX3]=IF T<TNR THEN 0 ELSE NSTEP
NSTEP:=0.01
TNR:=0
Y[FOX3]=NM[BIGM]
IS=U[FOX3]
"LIMITER
IR[BIGM]=IF IS<-2*I11 THEN -2*I11 ELSE IF IS>2*I11 THEN 2*I11 ELSE IS
I11:=1
MB[BIGM]=IF T<TMB THEN 0 ELSE MSTEP
ERROR[FELYTA]=E[FOX3]
MSTEP:=0
TMB:=0
END

```

DISCRETE SYSTEM PID1

"DISCRETE TIME PID CONTROLLER WITH ANTI-RESET WINDUP

"DERIVATIVE ACTION ON PROCESS VARIABLE Y

INPUT YREF Y

OUTPUT U E

STATE II IY

NEW NII NIY

TIME T

TSAMP TS

E=YREF-Y

 $D=K*TD/H*(Y-IY)$ $I1=II+K*E*H/TI$ $V=K*E+I1-D$

U=IF ALT>0.5 THEN (IF V<ULOW THEN ULOW ELSE IF V<UHIGH THEN V ELSE UHIGH) ELSE V

 $NII=I1+(U-V)*AW$

NIY=Y

TS=T+H

H:0.01

K:1

TI:1

TD:1

ALT:1

AW:1

ULOW:-1

UHIGH:1

END

DISCRETE SYSTEM PID2

"DISCRETE TIME PID CONTROLLER WITH ANTI-RESET WINDUP

"PROPORTIONAL AND DERIVATIVE ACTION ON PROCESS VARIABLE Y

INPUT YREF Y

OUTPUT U E

STATE II IY

NEW NII NIY

TIME T

TSAMP TS

E=YREF-Y

 $D=K*TD/H*(Y-IY)$ $I1=II+K*E*H/TI$ $P=K*Y$ $V=I1-P-D$

U=IF ALT>0.5 THEN (IF V<ULOW THEN ULOW ELSE IF V<UHIGH THEN V ELSE UHIGH) ELSE V

 $NII=I1+(U-V)*AW$

NIY=Y

TS=T+H

H:0.01

K:1

TI:1

TD:1

ULOW:-1

UHIGH:1

ALT:1

AW:1

END

CONNECTING SYSTEM PID1BIGM

TIME T

YREF[PID1]=IF T<TNR THEN 0 ELSE NSTEP

NSTEP:0.01

TNR:0

Y[PID1]=NM[BIGM]

IS=U[PID1]

"LIMITER

IR[BIGM]=IF IS<-2*I11 THEN -2*I11 ELSE IF IS>2*I11 THEN 2*I11 ELSE IS
I11:1

MB[BIGM]=IF T<TMB THEN 0 ELSE MSTEP

MSTEP:0

TMB:0

ERROR[FELYTA]=E[PID1]

END

CONNECTING SYSTEM PID2BIGM

TIME T

YREF[PID2]=IF T<TNR THEN 0 ELSE NSTEP

NSTEP:0.01

TNR:0

Y[PID2]=NM[BIGM]

IS=U[PID2]

"LIMITER

IR[BIGM]=IF IS<-2*I11 THEN -2*I11 ELSE IF IS>2*I11 THEN 2*I11 ELSE IS
I11:1

MB[BIGM]=IF T<TMB THEN 0 ELSE MSTEP

MSTEP:0

TMB:0

ERROR[FELYTA]=E[PID2]

END