LUND UNIVERSITY

En laboration i direkt självinställande reglering

Rundqwist, Lars

1988

Document Version:
Förlagets slutgiltiga version

Link to publication

Citation for published version (APA):
Rundqwist, L. (1988). *En laboration i direkt självinställande reglering*. (Technical Reports TFRT-7388). Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology (LTH).

Total number of authors:
1

General rights
Unless other specific re-use rights are stated the following general rights apply:
Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.
• Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
• You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain
• You may freely distribute the URL identifying the publication in the public portal

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

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

LUND UNIVERSITY

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

CODEN: LUTFD2/(TFRT-7388)/1-25/(1988)

En laboration i direkt självinställande reglering

Lars Rundqwist

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola
Maj 1988

Department of Automatic Control
Lund Institute of Technology
P.O. Box 118
S-221 00 Lund Sweden

Document name
Internal report

Date of issue
May 1988

Document Number
CODEN: LUTFD2/(TFRT–7388)/1-25/(1988)

Author(s)
Lars Rundqwist

Supervisor

Sponsoring organisation

Title and subtitle
En laboration i direkt självinställande reglering (A laboratory in direct self-tuning control)

Abstract

This report documents a laboratory in direct self-tuning control given in the course Adaptive Control (Adaptiv Reglering) during the spring semester 1988. The intention is to demonstrate how direct self-tuning control works and when it is a useful technique. The major advantages of self-tuning control is dead-time compensation and feedforward.

The process to be controlled is disturbed by filtered noise which is added to the control signal. The filtered noise is measurable. The sum of the two signals then enters a process with time delay and two time constants. The process is realised on an analog computer. The noise spectrum, the time delay, and the time constants are chosen such that a self-tuning controller without feedforward is only slightly better (in terms of output variance) than a standard PID controller. If feedforward is used, the self-tuning controllers are significantly better than a PID controller.

Key words

Classification system and/or index terms (if any)

Supplementary bibliographical information

ISSN and key title

ISBN

Language
Swedish

Number of pages
25

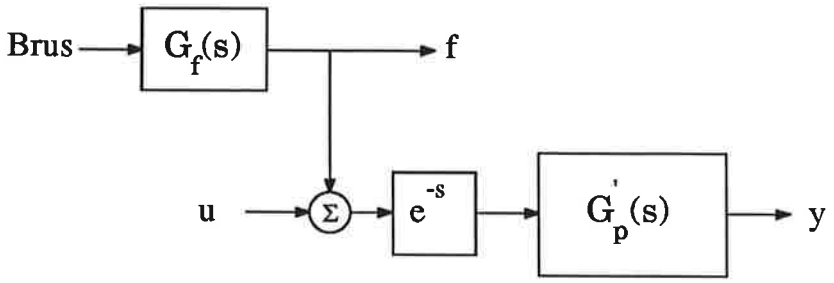
Recipient's notes

Security classification

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

1. Inledning 3
2. Processen 3
3. Reglering 7
4. Teknologernas reaktion 13
5. Slutsatser 15
6. Handledning 15
7. Kopplingsschema på analogimaskin 25



Figur 1. Principiellt blockschema för laborationsprocessen

1. Inledning

Laborationen avser att demonstrera fördelarna med självinställande (adaptiv) reglering jämfört med konventionell PID-reglering och samtidigt ge insikt om *när* man kan uppnå dessa fördelar. För en del processer ger PID-reglering ett likvärdigt resultat med självinställande reglering. Om processen däremot innehåller dödtid och möjlighet att utnyttja framkoppling, så kan man erhålla klart bättre resultat med självinställande reglering. Således måste processen väljas med omsorg, så att det önskade syftet kan demonstreras.

2. Processen

Processen skall störas av brus från vilket man kan framkoppla. Bruset erhålls genom (lågpass)filtrering av brus från analogimaskinernas brusgeneratorer. Vidare skall processen innehålla en dödtid, som på analogimaskinen realiseras med en Padé-approximation. Dödtiden skall väljas så att den drar ner prestanda för PID-regleringen så pass att den inte blir bättre än en självinställare med hyfsat samplingsintervall. Bandbredden för processbruset måste väljas så att en självinställare med framkoppling kan reglera väl (tillräckigt låg bandbredd) men samtidigt så att en PID (utan framkoppling) inte hinner med (tillräckligt hög bandbredd). Det är framför allt dödtiden som kommer att hindra PID-regulatorn från att dämpa störningen. För att ge en enkel realisering väljs processens insignal till summan av styrsignal och framkopplingssignal, se figur 1.

Processdynamik och brusspektrum

För att få rimliga försökstider skall de längsta samplingsintervallen för självinställarförsöken ligga runt 1 sekund, och sedan kan t ex 0.5 sekunder m fl testas. Därför väljs även tidsfördröjningen till 1 sekund. Med samplingsintervallet 1 sekund kan utsignalen (i bästa fall) ställas in på 2 sekunder av en dead-beat-regulator, dvs bandbredden är 1.5 rad/s om man resonerar i termer av ett första ordningens system med 3 tidskonstanter som lösningstid. Halvering av samplingsintervallet motsvarar då att bandbredden blir 2 rad/s (i bästa fall).

Grundidén är att tidsfördröjningen och övrig dynamik skall dra ner den frekvens där Nyquist-kurvan skär $-180°$, så att en PID med Ziegler-Nichols-design inte skall resultera i högre bandbredd för slutna systemet än vad en självinställare kan ge. Om den "snälla" delen av dynamiken väljs till att vara två tidskonstanter, 1 och 0.5 sekunder, så blir

$$\arg G_p(i\omega) = -\omega - \arctan\omega - \arctan 0.5\omega$$

$-180°$ fasvridning, dvs $\arg G_p(i\omega_0) = -\pi$, erhålls för $\omega_0 \approx 1.51$ rad/s. Denna frekvens är något större än slutna systemets bandbredd, men kan användas som en grov jämförelse med andra bandbredder. Tidigare försök (tex med $G_p(s) = e^{-s}(1+0.1s)^{-6}$, som har $\omega_0 \approx 2$ rad/s) visade att ett ω_0 något under 2 rad/s borde kunna ge en tillräckligt långsam PID-reglering för att självinställaren skall gynnas. Med statisk förstärkning 1 blir överföringsfunktionen

$$G_p(s) = e^{-s}\frac{1}{(1+s)(1+0.5s)} = e^{-s}\frac{2}{(s+1)(s+2)}$$

Den kritiska förstärkningen är

$$k_c = \sqrt{1+\omega_0^2}\sqrt{1+0.25\cdot\omega_0^2} = 2.27$$

Enligt Ziegler-Nichols självsvängningsmetod skall då PID-parametarna väljas till $K = 1.36$, $T_i = 2.1$ s och $T_d = 0.5$ s. På en PID-regulator i mätrack används därför $K = 1.5$, $T_i = 2$ s, $T_d = 0.5$ s och filterkonstanten $N = 10$.

Med dessa val av bandbredder kommer en självinställande regulator med samplingsintervallen 1 resp. 0.5 s att vara något bättre än en PID, men förbättringen är inte revolutionerande. Orsaken är att både PID och självinställare kommer att ge slutna systemet ungefär samma bandbredd.

Sampling av $G_p(s)$ med samplingsintervallen $h = 1$ och $h = 0.5$ sekunder ger följande överföringsfunktioner $H_h(z)$

$$H_1(z) = \frac{0.3996z + 0.1470}{z^3 - 0.5032z^2 + 0.0498z}$$
$$H_{0.5}(z) = \frac{0.1548z + 0.0939}{z^4 - 0.9744z^3 + 0.2231z^2}$$

Då blir poler och nollställen:

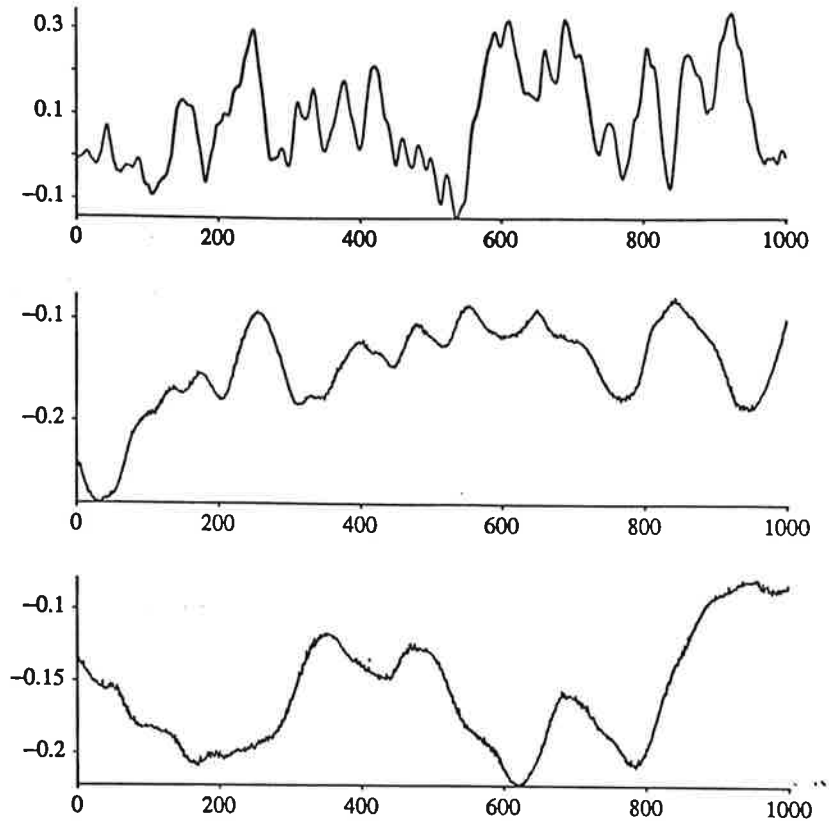
h (s)	Poler	Nollställen
1.0	0.3678, 0.1353, 0	-0.3679
0.5	0.6065, 0.3679, 0, 0	-0.6065

Återstår att välja "färg" på bruset, dvs brytfrekvens för det filter G_f som skall lågpassfiltrera utsignalen från brusgeneratorn. Om denna brytfrekvens är för låg, så blir bruset så pass långsamt att även en PID-regulator hinner göra med. Med för hög brytfrekvens hinner inte självinställaren med.

Nyquist-frekvenserna för självinställaren blir 3 resp. 6 rad/s (vid 1 resp. 0.5 s samplingsintervall). Detta ger en fingervisning om att framkopplingssignalen skall innehålla frekvenser upp i detta intervall, men inte högre. I så fall bör en självinställare med framkoppling kunna dämpa störningarna signifikant bättre än en PID.

Således önskar vi att "all" energi i bruset skall ligga i frekvenser upp till 3 rad/s. Lite överslagsmässigt säger vi att beloppskurvan skall ha reducerats till 1/100-del av max-värdet vid 3 rad/s. Med två identiska andra ordningens filter i serie följer att de ungefär skall ha tidskonstanterna 3 sekunder för att detta skall gälla. I figur 2 visas tre realiseringar av $y = G_pG_f'e$, där ena tidskonstanten i G_f' är 3 sekunder, den andra 0, 3 och 10 sekunder. Statisk förstärkning är 20. Försök ger vid handen att framkopplingssignalen är "lagom snabb" då bägge tidskonstanterna är 3 s.

I dessa försök är variationsområdet väl litet. Därför ökas förstärkningsfaktorn till 40 i G_f. Vidare införs en högpass-del, ty vissa brusgeneratorer



Figur 2. Tre realiseringar av $y = G_p G_f' e$ med en varierande tidskonstant ($T = 0$, 3 och 10) i G_f'.

har en DC-komponent i utsignalen. Ett DC-bidrag på 50 mV blir 2 V efter förstärkning med 40. Efter några försök väljs brytfrekvensen för högpass-filtret till 0.05 rad/s. Resultatet blir en processtörning mellan ±4 V med medelvärdet nära noll. Eventuellt kan denna brytfrekvens sänkas en del för att motivera användandet av integraldel i självinställaren.

Sålunda blir brusfiltret

$$G_f(s) = \frac{40s}{(s+0.05)(1+3s)^2}$$

I figur 3 visas spektra av f från 2 loggningar av signalen. Man ser att den dominerande delen av signalenergin ligger i intervallet upp till ca 2 rad/s.

Realisering

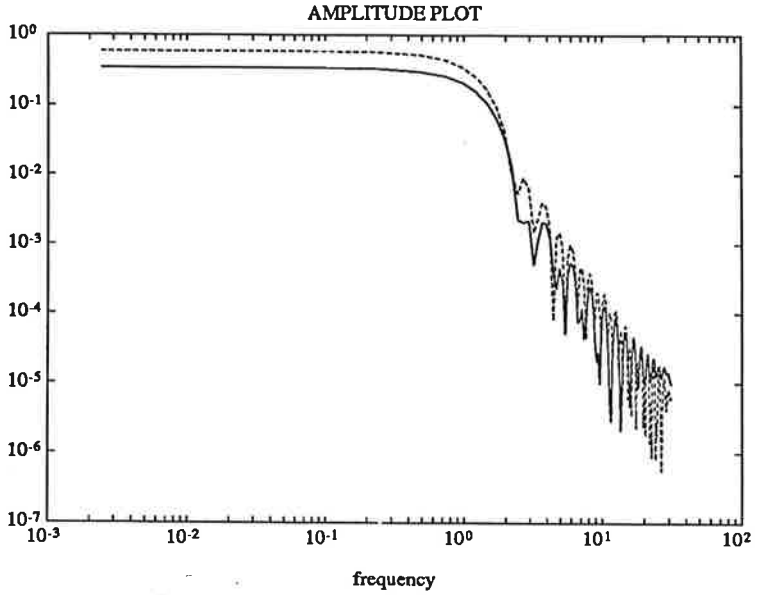
Processen realiseras på analogimaskin. Därav följer att tidsfördröjningen måste realiseras med en enkel approximation. Vidare är inte alla brusgeneratorer lika, därför ges också några tips om hur man kan få ungefär lika brusspektrum på olika analogimaskiner.

Tidsfördröjningen realiseras med en (1,1) Padé-approximation, dvs

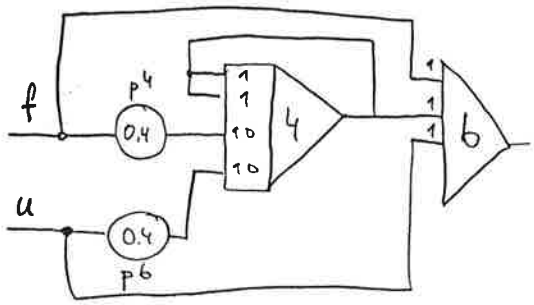
$$e^{-s} \approx \frac{2-s}{2+s} = -1 + \frac{4}{s+2}$$

Således skall

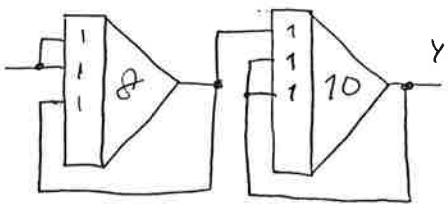
$$y = -u + \frac{4}{s+2}u = -u - z \quad \text{där} \quad z = -\frac{4}{s+2}u$$



Figur 3. Spektra av framkopplingssignalen f, beräknat från två loggningar med samplingsintervallet 0.1 s.



Figur 4. Kopplingsschema för tidsfördröjningen, där u och f samtidigt summeras.



Figur 5. Kopplingsschema för $G_p(s)$.

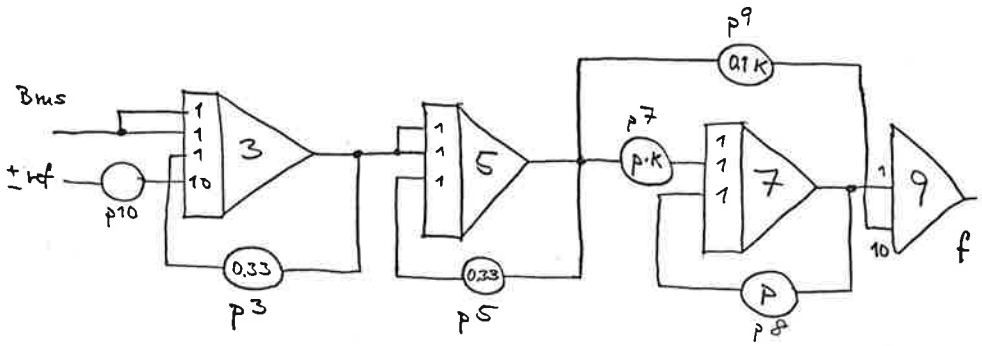
Detta ger kopplingsschemat i figur 4. Observera att u och f summeras i realiseringen av tidsfördröjningen.

Processen realiseras på följande sätt, där man utnyttjat omskrivningen

$$G_p(s) = \frac{1}{(1+s)(1+0.5s)} = \frac{2}{s+1} \cdot \frac{1}{s+2}$$

Därigenom utnyttjas alla 1-ingångarna på de två integratorerna. Kopplingsschemat finns i figur 5.

Brusfiltret realiseras på följande sätt, där en förstärkningsfaktor K har lagts



Figur 6. Kopplingsschema för $G_f(s)$.

in för att ta hand om effektvariationer mellan olika brusgeneratorer.

$$G_f(s) = \frac{40}{(1+3s)^2} \cdot \frac{Ks}{s+0.05} \approx \left(\frac{2}{s+0.33}\right)^2 \left(K - \frac{0.05K}{s+0.05}\right)$$

För att undvika mättande operationsförstärkare i lågpass-delen behöver ibland lite bias adderas till utsignalen från brusgeneratorn. Detta får tyvärr göras på en 10-ingång eftersom alla 1-ingångar är upptagna. Alternativt kan man vända på ordningen så att högpass-delen kommer först och lågpass-delen sist. Detta ger kopplingsschemat i figur 6. På 2 maskiner behövde bias introduceras. På 2 maskiner behöver K vara 3–4, på en 1 och på den fjärde 0.6.

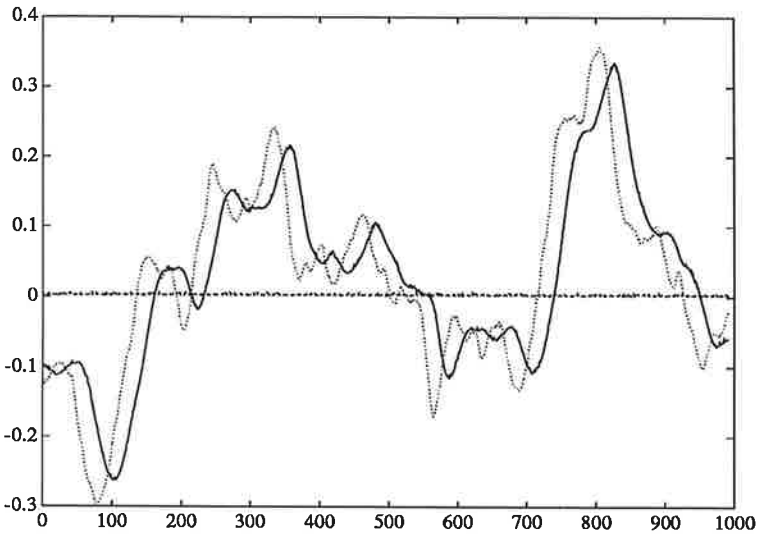
3. Reglering

På laborationen skall teknologerna jämföra open loop, PID samt direkta självinställare. De skall framför allt jämföra standardavvikelserna (eller varianserna) för utsignalen y i de olika reglerfallen. Då kan de avgöra hur mycket regleringen förbättras genom att gå från öppet till slutet system, från PID till självinställare med respektive utan framkoppling. I samtliga uppgifter är börvärdet noll.

För regleringen används programmet ADAPTOR, skrivet av Rolf Johansson, som använder IBM PC/AT eller Tandon med AD- och DA-interface. Programmet kan hantera både direkt och indirekt självinställande reglering, men även ha konstanta parametar eller göra open loop-identifiering. På denna laboration utnyttjas antingen konstanta parametrar eller en direkt självinställare. Vidare kan man införa integralverkan, filtrering av regressorer samt framkoppling.

I programmet finns ingen statistik-funktion, så regleringens "kvalitet" avgörs genom att studera variationsområdet för utsignalen, vilket grovt är detsamma som 3 standardavvikelser.

Under utvecklingen loggas mätdata med programmet LOGGER, skrivet av Anders Wallenborg. Alla försök loggas med samplingsintervallet 0.1 sekunder oavsett regulatorns samplingsintervall. Alla försöksintervall är 100 sekunder och data i intervallet ±10 V skalas till intervallet ±1.0. Därefter kan man i antingen Idpac eller Matlab beräkna statistiska värden samt plotta signalerna.



Figur 7. Framkopplingssignalen f (prickar) och utsignalen y (heldragen) i ett open loop-experiment. Medelvärden är 0.0276 (y) och 0.0270 (f). Standardavvikelser är 0.1245 (y) och 0.1327 (f).

Open loop

I figur 7 visas ett open loop-experiment, där man tydligt ser att variationsområdet ligger inom ± 0.4, vilket motsvarar ± 4.0 V. Det syns också klart att utsignalen y är fördröjd och lågpassfiltrerad jämfört med f.

PID-reglering

PID-reglering körs under testfasen på en analog PID-regulator i mätrack med $K = 1.5$, $T_i = 2$ s, $T_d = 0.5$ s och $N = 10$. Under laborationen görs en diskret RST-approximation. Här redovisas en enkel bakåtapproximation av både integraldel och derivatadel. Vidare saknas derivatafilter i approximationen, vilket ger en del brus i styrsignalen. Börvärdet deriveras inte och samplingsintervallet är $h = 0.1$ s. Notera att T_i bara ingår i en av parametrarna i S-respektive T-polynomet och att $\frac{h}{T_i} = 0.05$, så man får ta med många siffror i dessa koefficienter.

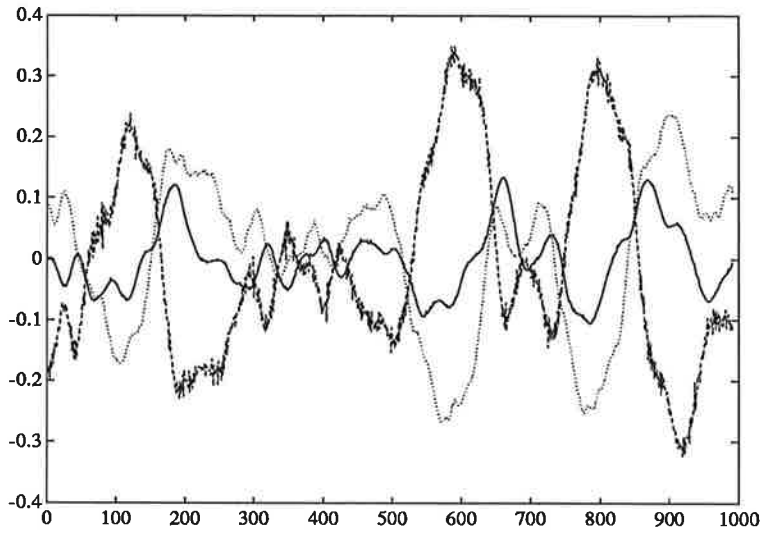
$$
\begin{aligned}
R(q^{-1}) &= 1 - q^{-1} \\
S(q^{-1}) &= K\left(1 + \frac{T_d}{h}\right) - K\left(\frac{h}{T_i} - 1 - 2\frac{T_d}{h}\right)q^{-1} + K\frac{T_d}{h}q^{-2} \\
T(q^{-1}) &= K - K\left(\frac{h}{T_i} - 1\right)q^{-1}
\end{aligned}
$$

Med insatta värden erhålls

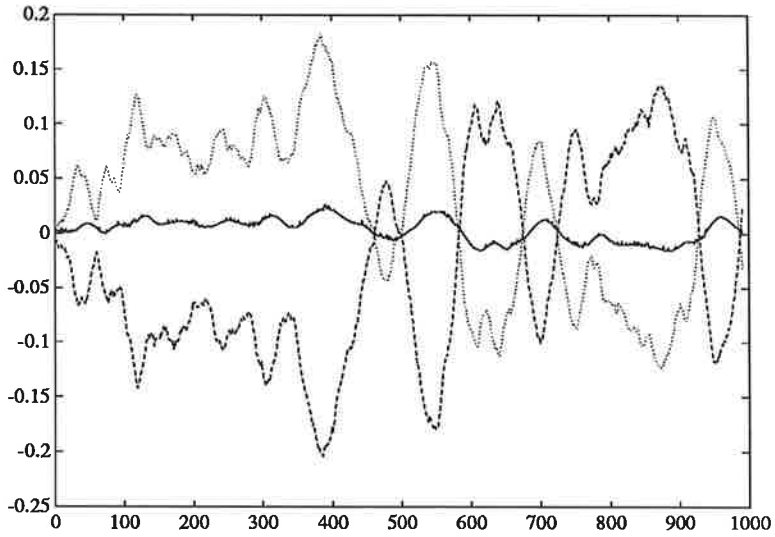
$$
\begin{aligned}
R(q^{-1}) &= 1 - q^{-1} \\
S(q^{-1}) &= 9 - 16.425q^{-1} + 7.5q^{-2} \\
T(q^{-1}) &= 1.5 - 1.425q^{-1}
\end{aligned}
$$

I figur 8 visas ett exempel på när processen regleras med denna regulator.

Ett försök som närmast hör hemma under PID-reglering är följande, som testades av två teknologer. De valde $R = S = V = 1$ och samplingsintervallet

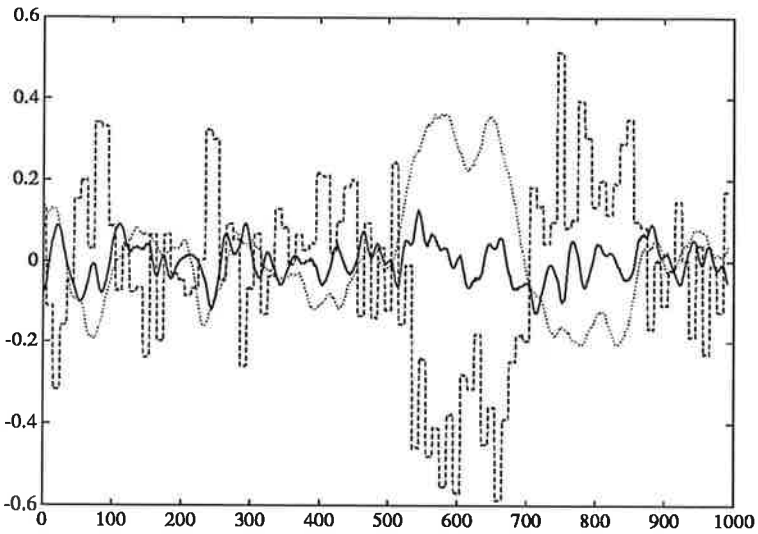


Figur 8. PID-reglering av processen. Utsignalen y (heldragen) har medelvärdet -0.0016 och standardavvikelsen 0.0534. Framkopplingssignalen f är prickad och styrsignalen u är streckad.



Figur 9. Proportionell reglering med framkoppling med samplingsintervallet 0.1 s. Utsignalen y (heldragen) har medelvärdet 0.0037 och standardavvikelsen 0.0099. Framkopplingssignalen f är prickad och styrsignalen u är streckad.

$h = 0.1$ s. Regulatorn är således den rena framkopplingsregulator som ger $u = -f$ kompletterat med en proportionell regulator med förstärkning 1. Resultatet, som visas i figur 9, är förvånansvärt bra. Det bygger dock till stor del på att man i detta fall vet att framkopplingsförstärkningen skall vara ungefär 1. Utan den proportionella regulatorn ($S = 0$) blir resultatet mycket sämre.



Figur 10. Direkt självinställande reglering utan framkoppling med samplingsintervallet 1 s. Utsignalen y (heldragen) har medelvärdet -0.0011 och standardavvikelsen 0.0470. Framkopplingssignalen f är prickad och styrsignalen u är streckad.

Direkt självinställande reglering utan framkoppling

Med samplingsintervallet 1 s krävs grad $R = 2$ och grad $S = 2$ i en RST-design för att ge full frihet att placera polerna. Prediktionshorisonten kan väljas till 2 (minimal varians) eller 3 (moving average). Här provas en regulator med grad $R = 2$, grad $S = 1$, prediktionshorisonten $K = 2$ samt integralverkan. Valet av prediktionshorisont medför förkortning av processens nollställe. Regulatorns struktur mm visas i appendix till laborationshandledningen. Modellpolynom A_m och observerarpolynom A_o väljs båda till 1, dvs dead-beat observerare och minimal-varians reglering. I figur 10 visas resultatet av ett sådant försök.

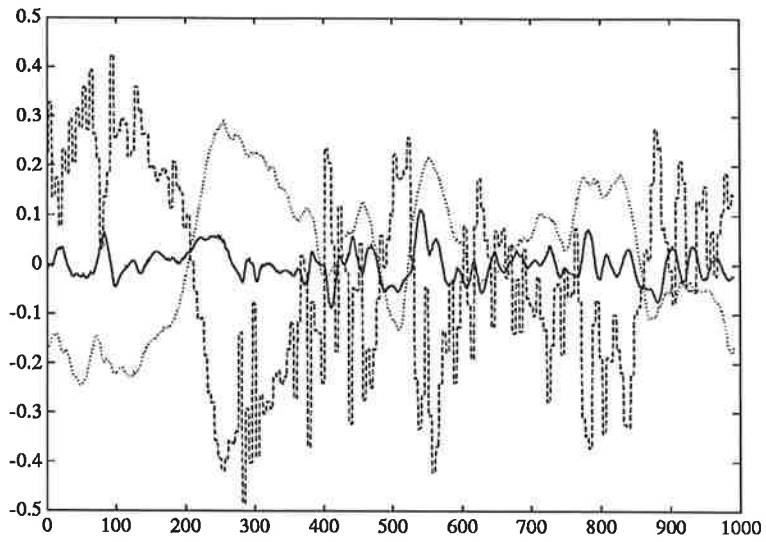
För samplingsintervallet 0.5 s krävs grad R = grad $S = 3$ för att få full frihet i en RST-design. Prediktionshorisonten kan väljas till 3 (minimal varians) eller 4 (moving average). Här ökas grad R till 3 men grad S ändras inte. Prediktionshorisonten K ökas till 4. $K = 3$ visar sig i regel ge instabila uppstarter, så med det kortare samplingsintervallet skall man ej förkorta processens nollställe. Modellpolynomen A_m och A_o väljs som ovan. Resultatet visas i figur 11.

Man noterar att de bägge självinställarna ger något lägre standardavvikelser än PID-regulatorn. Minskningen är inte stor, men man kan notera att den uppnås med ett 5 eller 10 ggr längre samplingsintervall jämfört med PID.

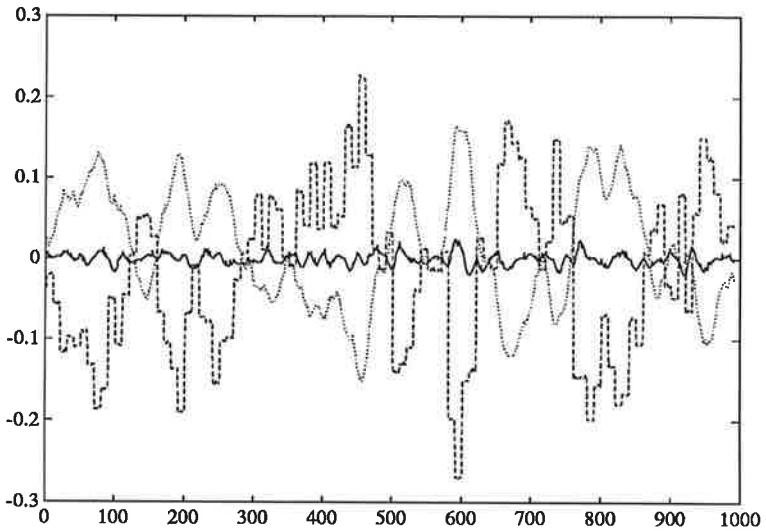
Direkt självinställande reglering med framkoppling

Om den självinställande regulatorn kompletteras med framkoppling, så visar sig prestanda kunna förbättras högst betydligt. De bägge självinställarna utan framkoppling kompletteras med framkoppling där grad $V = 2$. V betecknar framkopplingspolynomet i ADAPTOR. Resultatet av de bägge försöken visas i figurerna 12 och 13.

Vidare redovisas en försök (först gjort av två teknologer) som närmast har karaktären av buskörning. Slutna systemet blev instabil kort efter själva loggningen. Samplingsintervall $h = 0.1$ s, prediktionshorisont $K = 10$, $A_m =$

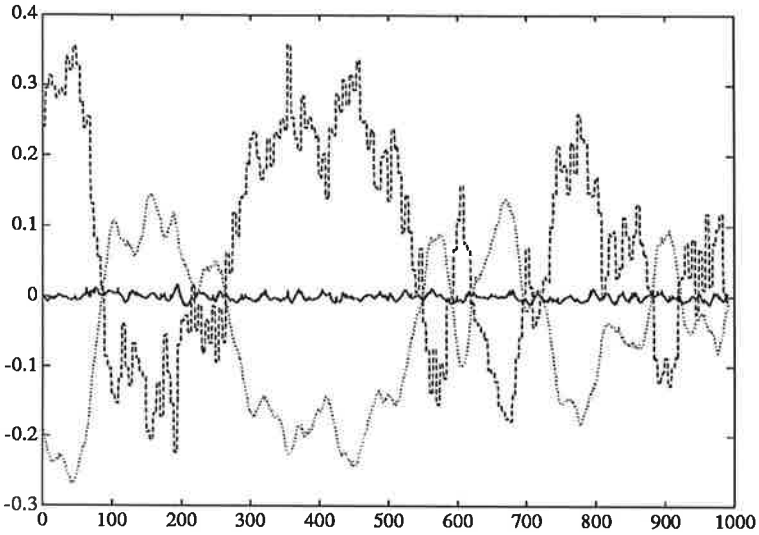


Figur 11. Direkt självinställande reglering utan framkoppling med samplingsintervallet 0.5 s. Utsignalen y (heldragen) har medelvärdet $-3.4 \cdot 10^{-4}$ och standardavvikelsen 0.0314. Framkopplingssignalen f är prickad och styrsignalen u är streckad.

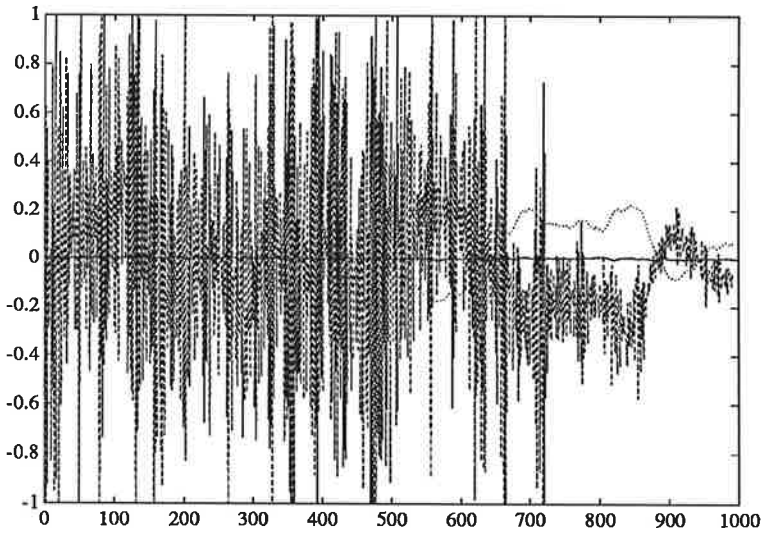


Figur 12. Direkt självinställande reglering med framkoppling med samplingsintervallet 1 s. Utsignalen y (heldragen) har medelvärdet $-6.4 \cdot 10^{-4}$ och standardavvikelsen 0.0071. Framkopplingssignalen f är prickad och styrsignalen u är streckad.

$A_o = 1 - 0.5q^{-1}$ samt grad R = grad S = grad $V = 2$. Att den överhuvudtaget fungerar någorlunda beror dels på att det inte är en riktig tidsfördröjning i processen, dels att A_m och A_o ger korrelerade bidrag i prediktionsmodellen. Resultatet visas i figur 14.



Figur 13. Direkt självinställande reglering med framkoppling med samplingsintervallet 0.5 s. Utsignalen y (heldragen) har medelvärdet $-4.3 \cdot 10^{-4}$ och standardavvikelsen 0.0047. Framkopplingssignalen f är prickad och styrsignalen u är streckad.



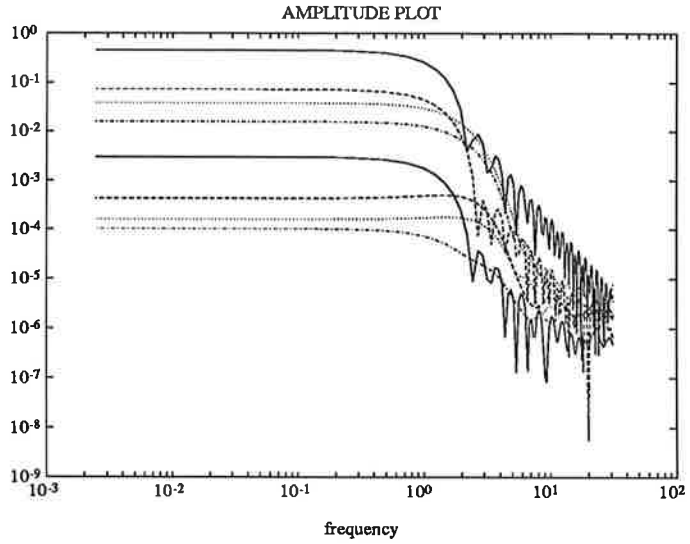
Figur 14. Direkt självinställande reglering med framkoppling med samplingsintervallet 0.1 s. Utsignalen y (heldragen) har medelvärdet $8.8 \cdot 10^{-4}$ och standardavvikelsen 0.0028. Framkopplingssignalen f är prickad och styrsignalen u är streckad.

Statistik, sammanställning

I tabell 1 sammanställs standardavvikelser för utsignalen y för de olika regulatorerna. Standardavvikelsen är beräknad från loggade signaler från samma uppställning. Relativ standardavvikelse är en jämförelse mellan olika uppställningar gjord under laborationer. Denna ger ett grovt mått på hur mycket standardavvikelsen minskar relativt fallet open loop. Om spektra beräknas för utsignalerna i de olika försöken erhålls följande, se figur 15. Man noterar att

Regulator	Standard-avvikelse	Relativ standard-avvikelse
Open loop	0.1245	1
PID	0.0534	0.3
STR 2 s		0.5
STR 1 s	0.0470	0.25–0.3
STR 0.5 s	0.0314	0.25
P + F	0.0099	
STR 1 s + F	0.0071	0.05–0.1
STR 0.5 s + F	0.0047	0.05–0.1
STR 0.1 s + F	0.0028	

Tabell 1. Standardavvikelsen är beräknad på loggade signaler från en uppställning, relativ standardavvikelse är en jämförelse mellan flera uppställningar.



Figur 15. Spektra för utsignalerna i de olika försöken. Uppifrån räknat är det open loop (heldragen), PID (streckad), STR (1 s) (prickad), STR (0.5 s) (streck-prick), P + F (heldragen), STR + F (1 s) (streckad), STR + F (0.5 s) (prickad), STR + F (0.1 s) (streck-prick).

den "vita delen" av respektive spektra sträcker sig högre upp i frekvens ju bättre regulatorn klarar av sin uppgift. Vidare minskar även beloppet vid låga frekvenser av samma skäl. Arean under spektrat (vid linjära frekvens- och beloppsskalor) är lika med utsignalens varians.

Man noterar att de valda överföringsfunktionerna (G_p och G_f) klarar av sin "pedagogiska" uppgift, nämligen att visa på ett fall där självinställare med framkoppling klarar regleruppgiften klart mycket bättre än en traditionell PID-regulator med Ziegler-Nichols design.

4. Teknologernas reaktion

Teknologernas reaktion på laborationen och förberedelseuppgifterna var överlag positiv. De hade dock precis haft sina två föreläsningar om självinställande reglering men inte någon räkneövning. De kände därför en viss osäkerhet om vad de egentligen skulle göra inför laborationen.

Problem

En gammal sanning är att problem alltid dyker upp där man minst anar att de skall dyka upp. Sålunda:

- De flesta har inte "kommit ihåg" någon metod att beräkna PID-parametrar från en given överföringsfunktion.
- Ganska många förstår ej uppgiften att "realisera en diskret PID-regulator på RST-form".
- De flesta använder samplingsintervallet 1 s även i PID-regulatorn, trots att den skall vara "kontinuerlig". De förklarar sig med att det i handledningen står "samplingsintervallet 1 s", dock i annat sammanhang. På PC-n kan de tex använda samplingsintervallet 0.1 s utan problem.

PID-problemen tar ca en timme i anspråk på laborationen, med en hel del räknande på dosor. Resultatet är ofta en instabil eller dålig regulator. Till en liten del kan man skylla på ADAPTOR-programmet, eftersom den längsta tillåtna kommandoraden är för kort för att tillåta inmatning av godtyckligt regulator-polynom. Slutligen använder nästan alla den regulator som beskrivs i den här rapporten i avsnittet om PID-reglering, eftersom jag efter en viss tid beordrade dem att prova den regulatorn och sedan fortsätta med självinställarexperimenten.

Rätt mycket (fel)räknande kan försvinna (tidsvinst) om det använda regulator-programmet innehåller kommandon för realisering av en PID på RST-form. Endast de kontinuerliga parametrarna skall behövas i kommandot. Förståelsen för PID-approximation kan minska något, men man får tänka på vad som är det primära målet för laborationen.

Följande problem får dock sägas tillhöra lärostoffet i laborationen.

- Många förstår inte vad det innebär att välja regulatorstruktur, tex antal parametrar i de olika polynomen, prediktionshorisont, integralverkan, framkoppling, etc.
- Startvärden på polynomen orsakar en del bekymmer.
- Många har dålig känsla för kopplingen mellan val av samplingsintervall, prediktionshorisont och processens dödtid.

Det tar en stund innan de förstår att det råder frihet att välja antal parametrar i tex S-polynomet, men att valet samtidigt kan påverka prestanda. Till en början ser de antalet parametar som entydigt kopplade till den process (läs modell) som skall regleras, precis som i ren RST-design. De tror ibland också att de måste beräkna denna RST-regulator som startvärden till polynomen, innan den adaptiva regulatorn kan startas.

Ganska många får ett instabilt första försök genom att de valt prediktionshorisonten till 1. Genom att rita ett stegsvar för processen kan man diskutera vad som är "minsta möjliga" prediktionshorisont för respektive samplingsintervall. Det råder emellanåt missförstånd om dimensionen på prediktionshorisonten, den tolkas som tid, ej antal sampel.

I handledningen ges de möjlighet att utnyttja Matlab i förberedelserna, tex för att sampla processens överföringsfunktion. Detta utnyttjades dock inte, främst av tillgänglighetsskäl, dvs de har inte Matlab hemma och ger sig heller inte iväg för att köra uppgifterna på skolan. Om denna uppgift istället genomförs som räkneövning eller på annat sätt vid IBM PC, så kommer Matlab nog att

utnyttjas. De behöver dock ett demonstrationsmacro, så att de snabbt ser hur Matlab kan utnyttjas.

Positivt

En kommentar i högen är följande (väl vald men ändå): "Så har mycket har jag inte lärt mig per timme under hela tiden på teknis."

Efter att PID-problemen och de inledande självinställar-problemen är passerade, så flyter laborationen bra. Man får en del intressanta regulatorer att titta på, och framförallt vill de veta varför det "trots allt går".

5. Slutsatser

I huvudsak har laborationen nått sitt mål, nämligen att demonstrera *när* det kan vara fördelaktigt att införa självinställande reglering. Den valda processen visar på typfallet med dödtid i processen och en mätbar processtörning. Självinställare utan framkoppling vinner lite pga dödtidskompenseringen, men i en hel del fall som provades inför laborationen var PID och självinställare tämligen likvärdiga.

Teknologerna har vidare fått en intensiv övning i att hantera självinställande regulatorer och viss förståelse för vilka design-parametrar som finns till dessa. De har varierat samplingsintervall, prediktionshorisont, gradtal på regulatorpolynom, provat integralverkan och filtrering av regressorer. Förhoppningsvis kan de också avgöra om självinställande reglering kan ge fördelar framför konventionell reglering.

För framtiden

Processen kan med fördel byggas färdig med brusgenerator, så att man bara ser in- och utgångar. Vidare bör brytfrekvensen i högpass-filtret sänkas, så att fördelarna med integralverkan tydligare framgår.

ADAPTOR-programmet är något trögt att arbeta med. Den korta kommandoraden ställer till en del problem. Önskvärt med PID-kommando, så att maskinen gör "de trista approximationerna". Statistik-beräkningar som medelvärde, standardavvikelse (varians) och extremvärden under en period vore önskvärt. Eventuellt skall man gå över till TOOLBOX, om detta program får en direkt självinställare. De fyra fönsterna med bör- och ärvärde, styrsignal, reglerfel och framkopplingssignal (i ADAPTOR) är dock trevliga att ha. Önskvärt med stor frihet att välja skalning i tids- och vertikalled, då amplituder och lösningstider (motsv) kan variera en hel del under en laboration och framför allt mellan laborationer. Vidare önskvärt att man under experimentets gång kan välja mellan löpande plottning och att fryst plottning (stroboskopbild) av hela tidsintervallet.

6. Handledning

På följande sidor följer handledningen. På de två första sidorna beskrivs förberedelse- och laborationsuppgifter, oberoende av realiseringen för både regulator och process. På de följande sidorna beskrivs reglerprogrammet ADAPTOR (nerkortad version) och i ett appendix ges de algoritmer som används i programmet.

För själva laborationshandledningen kan man göra följande kommentarer.

- Betona att en PID-regulator skall ha kort samplingsintervall.
- Realiseringen av tidsfördröjningen behöver ej kommenteras. Vissa elever känner till Padé-approximationer, och man riskerar att de istället samplar en processmodell med Padé-approximation och 2 tidskonstanter. Begreppen modell respektive realisering (eller process) är förmodligen synonyma för många teknologer. Ibland blir de tveksamma bara för att texten antyder en annan möjlig lösning till uppgiften.
- "Strukturen" hos en regulator bör förklaras tydligare så att teknologerna förstår att det rör sig om gradtal hos polynom, integralverkan, framkoppling, etc.
- Man kan lägga till en förberedelseuppgift där de skall rita stegsvar för processen, markera samplingstidpunkter för samplingsintervallen 1 respektive 0.5 s, samt diskutera vilka val av prediktionshorisont som är rimliga med hänsyn till processmodellen.
- Ytterligare en uppgift är att de skall diskutera val av startvärden för regulatorpolynomen.

Adaptiv Reglering
Laboration 1

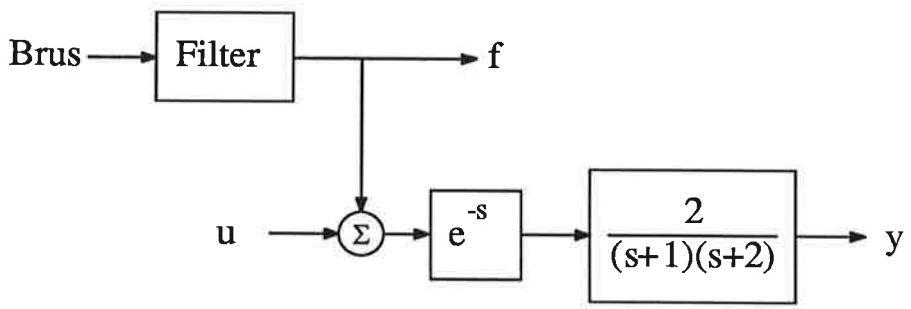
Direkt självinställande reglering

Lars Rundqwist

Inledning

Laborationen avser att demonstrera fördelarna med självinställande (adaptiv) reglering jämfört med konventionell PID-reglering på processer med dödtid och möjlighet till framkoppling av en mätbar störning.

Processbeskrivning



Figur 1. Blockschema för precessen

Processen består av 2 tidskonstanter ($T_1 = 1$ s, $T_2 = 0.5$ s) och en tidsfördröjning på 1 s. Tidsfördröjningen realiseras med en Padé-approximation. En mätbar störning f kommer in i processen parallellt med styrsignalen. Störningen har bildats genom filtrering av brus från en brusgenerator. Frekvenser i intervallet 0.05–0.3 rad/s dominerar i bruset.

Laborationsbeskrivning

Ni skall studera processen i open loop, med PID-reglering och med självinställande reglering utan respektive med framkoppling. I de senare fallen skall ni studera olika samplingsintervall och strukturer. Som mått på regleringens framgång används utsignalens (y:s) standardavvikelse σ, (eller dess varians, men den senare är kvadratisk). Börvärdet är för enkelhets skull 0. Om bruset är normalfördelat kommer utsignalen att ligga inom intervallet $\pm 3\sigma$ från börvärdet.

Observera att med den struktur som valts för laborationsprocessen, så är den ideala lösningen att sätta $u = -f$. Detta kommer då att 'helt' eliminera störningen. Prova gärna under laborationen. I 'verkliga livet' är lösningarna sällan så enkla. Därför skall ni under laborationen använda de 'konventionella' metoderna, vilka fungerar även när den enkla framkopplingen inte duger.

Förberedelseuppgifter

Studera kapitel 5 om självinställande reglering, framför allt avsnitten 5.3, 5.4 och 5.6 om direkt självinställande reglering.

Inför laborationen skall nedanstående uppgifter vara lösta. På laborationen har ni tillgång till PC-Matlab på IBM-AT. Det är därför tillåtet att redovisa 'PC-Matlab-funktioner' eller motsvarande, i stället för mer omfattande beräkningar gjorda 'för hand'.

1 Bestäm (med någon metod) en PID-regulator till processen.

2 Realisera en diskret PID-regulator på RST-form, se avsnitt 8.3 i 'Computer-Controlled Systems'.

3 Sampla processen (åtminstone) för samplingsintervallen 1 s och 0.5 s.

4 Föreslå strukturer utan framkoppling på en direkt självinställande regulator till processen.

5 Samma uppgift, men med framkoppling.

Laborationsuppgifter

1 Studera processen i open loop. Mät/uppskatta standardavvikelsen för utsignalen (y) och störningen (f).

2 Prova PID-reglering och mät/uppskatta standardavvikelsen.

3 Prova direkt självinställande reglering utan framkoppling. Variera samplingsintervall, struktur, prediktionshorisont, polplacering för observerare och modell. Testa filtrering av data, Clarke-Gawthrop's styrlag. Behövs integralverkan? Mät/uppskatta standardavvikelserna för de olika fallen. Försök förklara dina observationer.

4 Välj några lämpliga fall från föregående uppgift och lägg till framkoppling. Mät/uppskatta standardavvikelserna. Försök förklara dina observationer.

Sammanfattning

Diskutera vilka prestanda de olika regulatorerna/strukturerna ger i form av standardavvikelse hos utsignalen, lösningstid/bandbredd, styrsignalens utseende etc. Sammanfatta dina resultat och slutsatser.

Beskrivning av reglerprogrammet

Programmet för den självinställande regleringen exekveras på en IBM-PC/AT. Programmet hanterar både direkta och indirekta självinställare, men kan också användas för rekursiv identifiering. I nästa avsnitt finns en lista på tillgängliga kommandon i programmet, och i appendix redovisas algoritmerna.

I programmet utnyttjas analoga in- och utgångar till IBM PC/AT enligt följande:

AD 0:	u_c	Externt referensvärde
AD 1:	y	Mätvärde
AD 2:	v	Framkopplingssignal, mätbar störning
DA 0:	u	Styrsignal

Programmet startas med kommandot:

```
C:\> ADAPTOR
```

och svarar strax med en pil -> . Om man begär

```
->direct
```

så erhålles följande tablå

```
=========================================================
ADAPTIVE REGULATOR
---------------------------------------------------------
Regulator Mode: STOP
                                              tsamp = 1.000
Estim = FALSE          Integ= TRUE            ulow  = 0.000
Tune = FALSE           FF    = FALSE          uhigh = 1.000

Regulator
 nR = 0      R =    1.0000
 nS = 0      S =    1.0000
 nT = 1      T =    0.0000   0.0000
 nV = -1      V =


Estimator
 nR = 0      R =    1.0000
 nS = 0      S =    1.0000
 nV = -1     V =
 nF = 2      F =    1.0000  -1.0000 0.2100
 nA0= 1      A0=    1.0000  -0.7000
 nAm= 1      Am=    1.0000  -0.3000

 k = 1   Lambda =    0.9900

---------------------------------------------------------
```

På nästa sida följer två exempel på hur programmet kan köras.

Exempel 1 — Reglering med konstant regulator utan framkoppling

```
->stop
->indire
->tsamp h
->integ f
->ff f
->nV -1
->nR 2
->nS 2
->nT 2
->R r0 r1 r2
->S s0 s1 s2
->T t0 t1 t2
->run
```

Först stoppas regleringen och indirekt regulator väljs. Samplingsintervallet sätts till h, integralverkan och framkoppling tas bort (både FF och nV). Gradtal och koefficienter sätts till R-, S och T-polynomen. T kan ges godtyckliga värden vid indirekt reglering. Integralverkan kan inkluderas genom valet av regulatorkoefficienter. RUN-kommandot startar regleringen.

Exempel 2 — Direkt adaptiv reglering utan framkoppling

```
->stop
->direct
->tsamp h
->integ f
->k d
->ff f
->nV -1
->nR nr
->nS ns
->R r0 r1 r2 ..
->S s0 s1 s2 ..
->A0 a00 a01
->AM am0 am1
->run
->estim t
->tune t
```

Först stoppas regleringen och direkt regulator väljs. Samplingsintervallet sätts till h, integralverkan och framkoppling tas bort (både FF och nV) och prediktionshorisonten sätts till d. Gradtal och startvärden sätts till R- och S-polynomen. Observerar- och modellpolynomen A_0 och A_M väljs. I den direkta regulatorn blir $T = A_0 A_M(1)$ och $F = A_0 A_M$. RUN-kommandot startar regleringen med givna R, S och T. ESTIM T startar den rekursiva identifieringen av R och S, med de givna värdena som startvärden, men de nya värdena kopieras inte över till den exekverande regulatorn. TUNE T medför att de skattade värdena på R och S också kopieras över till den exekverande regulatorn, dvs att regulatorn blir adaptiv.

Kommandon i reglerprogrammet

Nedan följer en lista över tillgängliga kommandon.

RUN	Start av regulatorn
MANUAL	Manuell reglering med $u := u_c$
STOP	Regulator, parameterskattning stänges av
EXIT	Regulator stänges av; Exekvering avbrytes; Återvänder till DOS
ESTIM l	Parameterskattning påbörjas/avbrytes
TUNE l	Regulatortrimning påbörjas/avbrytes
DIFF l	Differensbildning av data i skattningsalgoritmen till/från
INTEG l	Integralverkan i adaptiva regulatorn till/från
FF l	Framkoppling till/från
TSAMP r	Samplingsperiod i sekunder
ULOW r	Undre begränsning för styrsignalen u
UHIGH r	Övre begränsning för styrsignalen u
RO r	Koefficient för styrsignalviktning enligt Clark-Gawthrop
DIRECT l	Direkt adaptiv reglering till/från
INDIRE l	Indirekt adaptiv reglering till/från
CLARKG l	Clark-Gawthrop viktning till/från
NR i	Regulatorpolynomet R:s gradtal
NS i	Regulatorpolynomet S:s gradtal
NT i	Regulatorpolynomet T:s gradtal
NV i	Regulatorpolynomet V:s gradtal
R p	Regulatorpolynomet R sättes till värdet p
S p	Regulatorpolynomet S sättes till värdet p
T p	Regulatorpolynomet T sättes till värdet p
V p	Regulatorpolynomet V sättes till värdet p
NA i	Modellpolynomet A:s gradtal
NB i	Modellpolynomet B:s gradtal
NC i	Modellpolynomet C:s gradtal
NF i	Filterpolynomet F:s gradtal
NA0 i	Observatörspolynomet A0:s gradtal
NAm i	Referensmodellens polpolynom Am:s gradtal
A p	Modellpolynomet A sättes till värdet p
B p	Modellpolynomet B sättes till värdet p
C p	Modellpolynomet C sättes till värdet p
F p	Filterpolynomet F sättes till värdet p
A0 p	Observatörspolynomet A0 sättes till värdet p
Am p	Referensmodellens polpolynom Am sättes till värdet p

K i	Prediktionshorisont; Antal samplingsperioder
LAMBDA r	Glömskefaktor i intervallet (0,1)
SHOW	Parameterstatus visas
BACKUP	Reservregulatorns parameterstatus visas
LOAD	Reservregulatorn/estimatorn aktiveras
SAVE	Den aktiva regulatorn/estimatorn kopieras och sparas
SHOW SIG	Signaler u, y, uc, v visas m.a.p tiden
SHOW A	Skattade parametrar i A-polynomet visas
SHOW B	Skattade parametrar i B-polynomet visas
SHOW C	Skattade parametrar i C-polynomet visas
P	P-matrisen redovisas
P0 r	P-matrisens initialvärde sättes
EQUIL	Jämviktsnivåer läses in
EQUIL0	Jämviktsnivåer nollställes
AMP r	Amplitud för intern referensvärdeskälla läses in
PER r	Periodtid ÄsÅ för intern fyrkantvåg läses
MEAN r	Medelvärde för intern signalgenerator läses in
DELAY i	Intern fördröjning av styrsignal; Antal samplingsperioder
FILTER l	Lågpassfiltrering/Högpassfiltrering
EXTREF l	Referensvärde tages via AD-omvandlare 0
INTREF l	Internt referensvärde slages till/från

där

r	reellt tal t.ex. 0.99
i	heltal t.ex. 5
p	polynomkoefficienter t.ex. 0.5 1.5
l	logisk variabel dvs. T (true) eller F (false)

APPENDIX — Adaptiva regulatoralgoritmer

Adaptiv regulator utan integralverkan

- Processmodell:

$$A(q^{-1})y(t) = b_0 q^{-k} B(q^{-1})u(t) + d(t)$$

$$\uparrow$$

- Regulatormodell:

$$R(q^{-1})u(t) = -S(q^{-1})y(t) + T(q^{-1})u_c(t)$$

$$\uparrow$$

- Referensmodell:

$$y_m(t) = q^{-k}\frac{A_M(1)}{A_M(q^{-1})}u_c(t); \qquad A_M(q^{-1}) = 1 - a_{m_1}q^{-1}$$

$$\uparrow$$

- Regulatorekvation:

$$R(q^{-1})A(q^{-1}) + S(q^{-1})b_0 q^{-k} B(q^{-1}) = b_0 A_0(q^{-1})A_M(q^{-1})B(q^{-1})$$

$$\uparrow \qquad\qquad \uparrow$$

$$T(q^{-1}) = A_0(q^{-1})A_M(1); \qquad A_0(q^{-1}) = 1 - a_{0_1}q^{-1}$$

$$\uparrow$$

- Parameterskattningsmodell:

$$y(t) = R(q^{-1})\left(\frac{q^{-k}}{A_0(q^{-1})A_M(q^{-1})}u(t)\right) + S(q^{-1})\left(\frac{q^{-k}}{A_0(q^{-1})A_M(q^{-1})}y(t)\right) = \theta^T\varphi(t)$$

$$\uparrow \qquad\qquad \uparrow$$

- Identifieringsmetod:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\varphi(t)$$

$$\uparrow$$

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

$$\uparrow$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)\varepsilon(t)$$

$$\uparrow$$

Adaptiv regulator med integralverkan

- Processmodell:

$$A(q^{-1})y(t) = b_0 q^{-k} B(q^{-1})u(t) + d(t)$$

$$\uparrow$$

$$A(q^{-1})\Delta y(t) = b_0 q^{-k} B(q^{-1})\Delta u(t) + \nu(t)$$

$$\uparrow$$

- Regulatormodell:

$$R(q^{-1})\Delta u(t) = -S(q^{-1})\Delta y(t) + T(q^{-1})\Delta u_c(t) + \alpha(u_c(t) - y(t))$$

$$\uparrow$$

$$\alpha = A_0(1)A_M(1)$$

$$\uparrow$$

- Referensmodell:

$$y_m(t) = q^{-k}\frac{A_M(1)}{A_M(q^{-1})}u_c(t); \qquad A_M(q^{-1}) = 1 - a_{m_1}q^{-1}$$

$$\uparrow$$

- Regulatorekvation:

$$\Big(R(q^{-1})\Delta\Big)A(q^{-1}) + \Big(\quad S(q^{-1})\Delta + \alpha\Big)b_0 q^{-k}B(q^{-1}) = b_0 A_0(q^{-1})A_M(q^{-1})B(q^{-1})$$

$$\uparrow \qquad\qquad \uparrow$$

$$T(q^{-1})\Delta + \alpha = A_0(q^{-1})A_M(1)$$

$$\uparrow$$

- Parameterskattningsmodell:

$$y - \frac{\alpha q^{-k}}{A_0 A_M}y = R\left(\frac{\Delta q^{-k}}{A_0 A_M}u(t)\right) + \quad S\left(\frac{\Delta q^{-k}}{A_0 A_M}y(t)\right) = \theta^T\varphi(t)$$

$$\uparrow \qquad\qquad \uparrow \qquad\qquad \uparrow$$

- Identifieringsmetod:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \frac{\alpha}{A_0 A_M}y(t-k) - \hat{\theta}^T(t-1)\varphi(t)$$

$$\uparrow$$

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

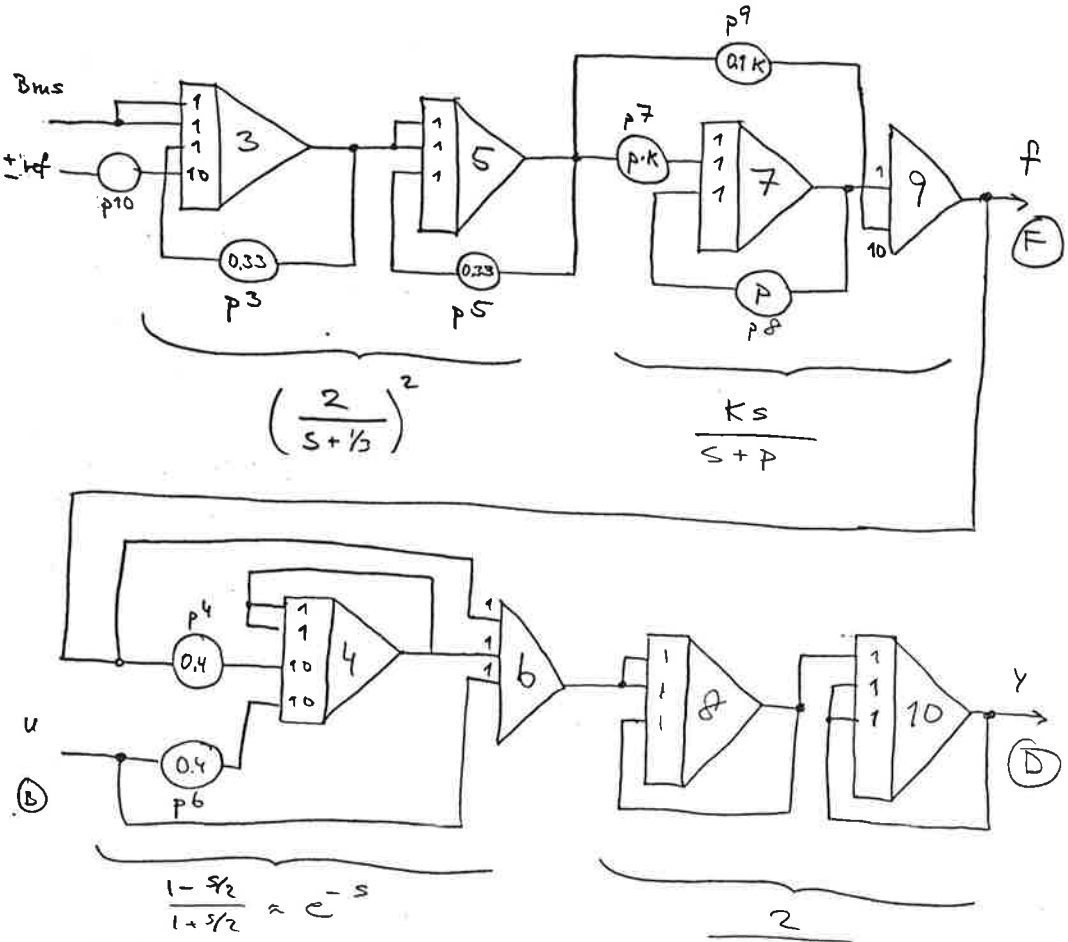
$$\uparrow$$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)\varepsilon(t)$$

$$\uparrow$$

7. Kopplingsschema på analogimaskin

Här redovisas ett fullständigt kopplingsschema, inklusive bias och extra förstärkning på brusfiltret. Vidare anges potentiometerinställningar i fallet $K = 1$ och $p = 0.05$, samt hur de skall ändras då K eller p ändras.



Potentiometervärden

0.333	0.400	0.333	0.400	0.05	0.05	0.100	x
				(p·K	p	0.1·K)	