

Kapittel 4

Eksperimentell innstilling av PID-regulator

4.1 Innledning

Dette kapitlet beskriver noen tradisjonelle metoder for eksperimentell innstilling av regulatorparametre i P-, PI- og PID-regulatorer, dvs. metoder for å finne passende verdier av K_p , T_i og T_d . Metodene kan brukes eksperimentelt på fysiske systemer og på simulerte systemer – både lineære og ulineære. Metodene kan, for å si det litt enkelt, benyttes bare på prosesser som har tidsforsinkelse eller dynamikk av orden høyere enn 3, som jo kan betraktes som en form for tidsforsinkelse. Her er noen eksempler på prosesser (transferfunksjonsmodeller) som metodene *ikke* kan benyttes for:

$$H(s) = \frac{K}{s} \quad (\text{integrator}) \quad (4.1)$$

$$H(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (1. \text{ ordens system}) \quad (4.2)$$

$$H(s) = \frac{K}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta\frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (2. \text{ ordens system}) \quad (4.3)$$

Innstilling av regulatorer for slike prosesser kan utføres med en transferfunksjonsbasert metode, jf. kap. 8.

Metodene som beskrives i dette kapitlet, er generelle på den måten at de brukes på samme måte uansett hvordan prosessens dynamiske egenskaper er. Det fins prosesser som innstillingsmetodene ikke passer særlig godt for, f.eks. 1. ordens prosesser med tidsforsinkelse der tidsforsinkelsen er en del større enn tidskonstanten. I kap. 8 beskrives innstillingsmetoder som tar

direkte utgangspunkt i den aktuelle prosessens dynamiske egenskaper som uttrykt i en prosessmodell, og PID-parametrene blir da skreddersydd for denne prosessen. Vi kan regne med at slike skreddersyde (modellbaserte) innstillingsmetoder vil kunne gi reguleringssystemet bedre ytelse (i form av hurtigere regulering) enn dersom regulatoren var innstilt med en generell innstillingsmetode. Allikvel er de generelle metodene viktige fordi de faktisk fungerer godt i mange tilfeller og fordi de er enkle å bruke (de krever ikke kjennskap til noen prosessmodell).

4.2 Kriterium for regulatorinnstilling

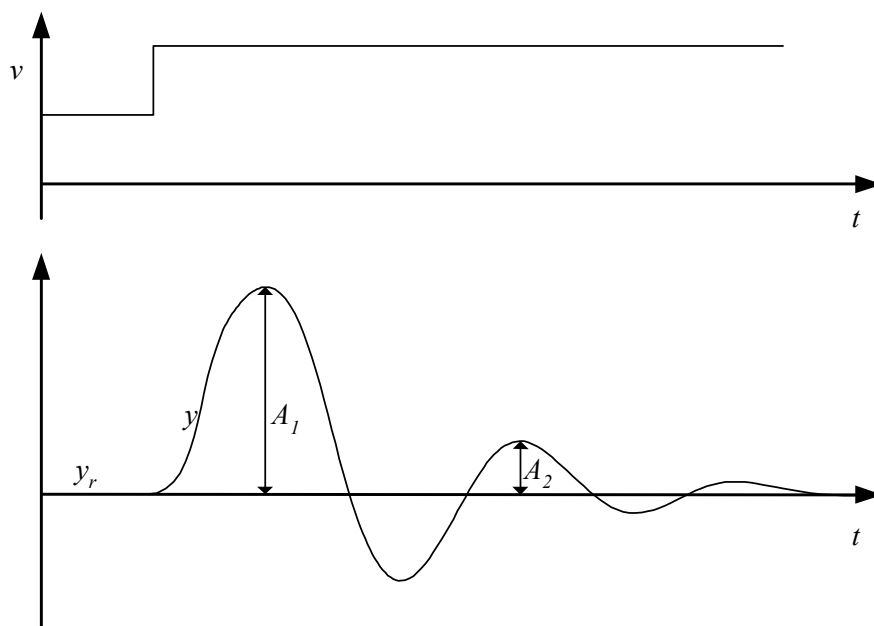
Innstillingsmetodene som beskrives i dette kapitlet, er basert på at reguleringssystemet skal *regulere (kompensere) så raskt som mulig, men også ha tilfredsstillende stabilitet*. Disse kravene er generelt motstridende: Meget god stabilitet gir treg regulering (ikke ønskelig), og dårlig stabilitet (ikke ønskelig) gir rask regulering. Innstillingsmetodene skal finne et kompromiss mellom disse motstridende kravene.

Hva menes så med tilfredsstillende stabilitet? Enkelt sagt betyr det at responsen i prosessutgangen *svinger seg inn med tilfredsstillende demping* til en konstant verdi etter en tidsbegrenset endring av referansen eller forstyrrelsen. Tilfredsstillende stabilitet kan kvantifiseres på mange måter, bl.a. slik: Amplituden i svingningene i reguleringssystemets sprangrespons (etter sprang i forstyrrelsen) skal avta slik at amplitudeforholdet mellom to påfølgende “topper” er ca. $1/4$ (“one quarter decay ratio”), se figur 4.1. Altså:

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{1}{4} \quad (4.4)$$

Denne definisjonen stammer fra Ziegler og Nichols [25], som på 40-tallet publiserte sine kjente innstillingsmetoder, som beskrives i kap. 4.4 og 4.6. De brukte dette som utgangspunkt for sine formler for PID-parametrene. Det er ingen garanti for at amplitudeforholdet virkelig blir $1/4$ ved bruk av Ziegler og Nichols’ metoder, selv om det stemmer nokså bra i de fleste tilfeller.

Selv om Ziegler og Nichols betraktet responsen etter en endring av forstyrrelsen, kan vi bruke $1/4$ -kriteriet som uttrykk for brukbar stabilitet også dersom det settes på sprang i referansen (i stedet for i forstyrrelsen). I praksis er det jo ikke sikkert at det er mulig å sette på noe sprang forstyrrelsen, mens det er enkelt å gjøre det i referansen. I simulatorer er det imidlertid like lett å sette på sprang i forstyrrelsen som i referansen.



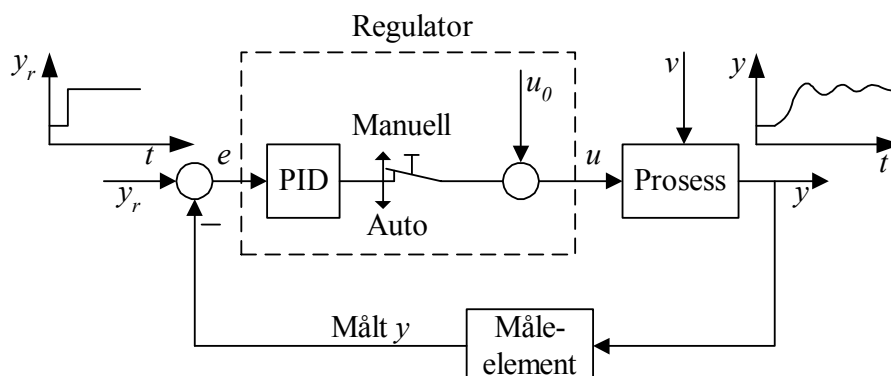
Figur 4.1: Ihht. Ziegler og Nichols er et amplitudeforhold på $1/4$ mellom to påfølgende topper i reguleringsystemets sprangrespons (sprang i forstyrrelsen v) uttrykk for brukbar stabilitet.

Dersom du synes stabiliteten i reguleringsløyfen blir for dårlig eller for god, kan du prøve å etterjustere regulatorparametrene. Det er mest aktuelt å etterjustere regulatorforsterkningen K_p slik:

- Hvis stabiliteten er for dårlig, dvs. at det er for liten demping i responsen, kan K_p reduseres noe (f.eks. 25% reduksjon).
- Hvis stabiliteten er for god, dvs. at det er for trege responser (kanskje uten svingninger i det hele tatt), kan K_p økes noe (f.eks. 25% økning).

4.3 P-I-D-metoden

P-I-D-metoden er en enkel og intuitiv metode (som ikke innebærer at systemet settes i stående svingninger, slik det gjøres i Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode, jf. underkap. 4.4). Metoden baseres på eksperimenter



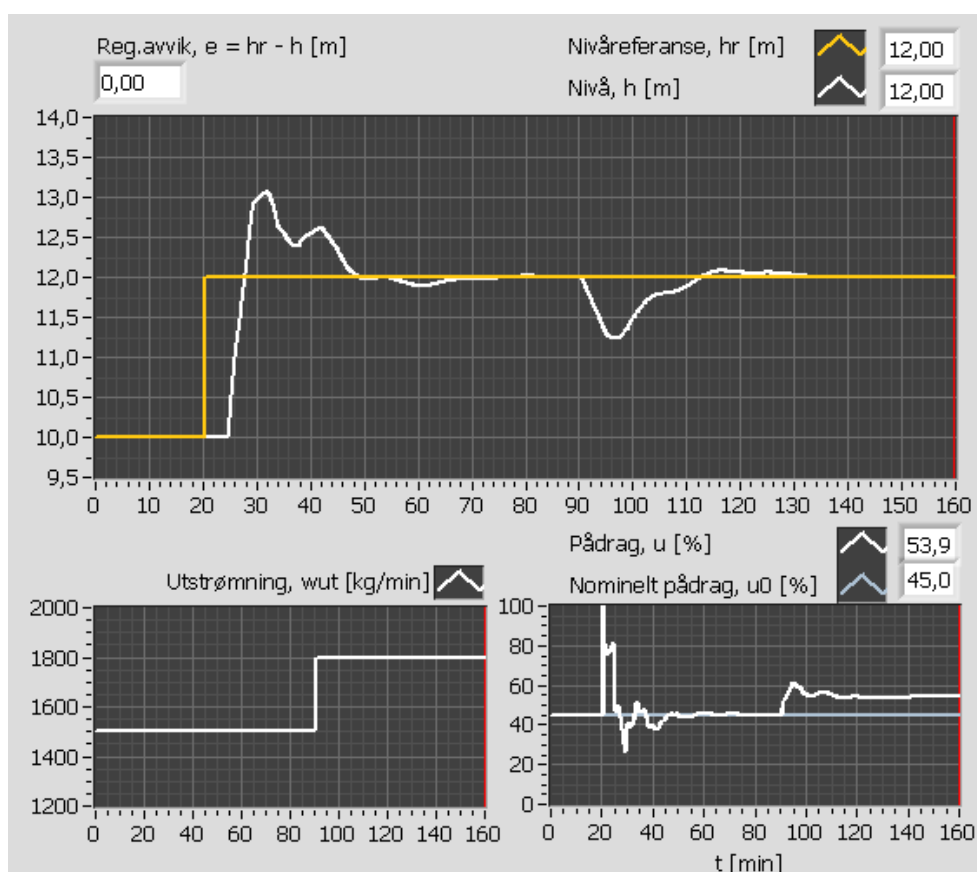
Figur 4.2: Reguleringsystemet skal være oppkoplet i P-I-D-metoden.

utført på den oppkoblede reguleringsløyfen, se figur 4.2. Metoden er som følger:

1. Bring prosessen til eller nær arbeidspunktet ved å justere det nominelle pådraget u_0 (med regulatoren i manuell modus).
2. Regulatorinnstilling:
 - **P-regulator:** Sørg for at regulatoren er en P-regulator med $K_p = 0$, dvs. sett $T_i = \infty$ og $T_d = 0$ i en PID-regulator. Øk K_p inntil reguleringsløyfen får brukbar stabilitet, dvs. at responsen i prosessmålingen eller pådraget er godt dempede svingninger (kan testes ved sprang i referansen evt. forstyrrelsen dersom det er mulig). Dersom du vil ta en sjans og starte med en antatt rimelig K_p -verdi (ikke 0), kan du prøve $K_p = 1$ og så evt. øke eller redusere K_p -verdien.
 - **PI-regulator:** Gjennomfør først punktet for P-regulator (ovenfor). Kople så inn integralleddet (reduser T_i) inntil sløyfen får litt for dårlig stabilitet. Et anslag for en forhåpentligvis brukbar T_i -verdi er $T_i = T_p/1,5$, der T_p er periodetiden i de dempede svingningene observert for P-regulator. Reduser deretter K_p litt (kanskje 20%) inntil det blir brukbar stabilitet igjen.
 - **PID-regulator:** Gjennomfør først punktet for P-regulator (ovenfor). Kople så inn integralleddet (reduser T_i) – et anslag er $T_i = T_p/2$, der T_p er periodetiden i de dempede svingningene observert for P-regulator, og sett samtidig T_d lik 1/4 av T_i . Dette kan gi litt dårlig stabilitet i sløyfen. Øk deretter K_p noe (kanskje 20%) inntil det blir brukbar stabilitet.

Eksempel 15 Regulatorinnstilling med P-I-D-metoden på nivåreguleringssystemet for flistanken

Jeg har brukt P-I-D-metoden på simulatoren vist i figur 2.16. PID-parametrene ble $K_p = 2,0$, $T_i = 10$ min, $T_d = 2,5$ min. Figur 4.3 viser responsen med PID-regulatoren etter sprang i referansen og sprang i forstyrrelsen (utstrømningen). Det synes som om reguleringsystemet har brukbar stabilitet.



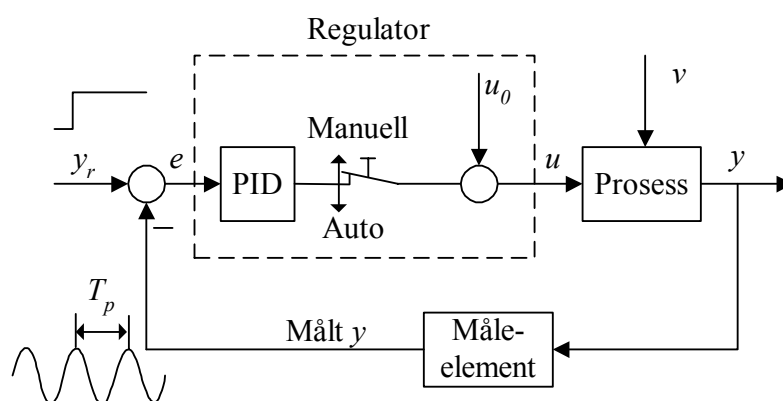
Figur 4.3: Responser for nivåreguleringssystem med PID-regulator innstilt med P-I-D-metoden

[Slutt på eksempel 15]

4.4 Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode

Ziegler og Nichols publiserte i 1942 en forskningsartikkel [25] der de beskrev to metoder for innstilling av regulatorparametre i P-, PI- og PID-regulatorer. De to metodene kan kalles *Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode* (beskrives her) hhv. *Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode* (beskrives i kap. 4.6). Metodene har hatt stor betydning for anvendelse av regulerings tekniske metoder fordi man endelig fikk enkle og robuste metoder for regulatorinnstilling. Den dag idag er metodene blant de mest brukte, og de har dannet grunnlaget for metoder for automatisk regulatorinnstilling—såkalt auto-tuning (auto-tuning beskrives i underkapittel 4.5).

Metoden er basert på eksperimenter utført på den oppkoblede reguleringsløyfen, se figur 4.4. Metoden er som følger:



Figur 4.4: Reguleringsystemet skal være oppkoplet i Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode

1. Sørg for at prosessen er i (eller så nær som mulig) det nominelle arbeidspunktet. Dette kan gjøres ved å justere pådraget mens regulatoren står i manuell modus (reguleringsløyfen er da åpen).
2. Lukk sløyfen ved å sette regulatoren i "auto". Sørg for at regulatoren er en P-regulator, det vil si sett $T_i = \infty$ og $T_d = 0$ i en PID-regulator. Velg K_p så liten at reguleringsystemet uten tvil er stabilt (K_p kan til å begynne med settes lik 0).
3. Reguleringsystemet må eksiteres (utsettes for påvirkninger) ett eller annet sted i reguleringsløyfen. Det er mest hensiktsmessig om

eksitasjonen skjer i form av et sprang i referansen. Spranget skal være lite, gjerne under 5% av referansens verdiområde, slik at prosessen holder seg nær arbeidspunktet. Men spranget må ikke være så lite at responsen ikke kan observeres (blant målestøy).

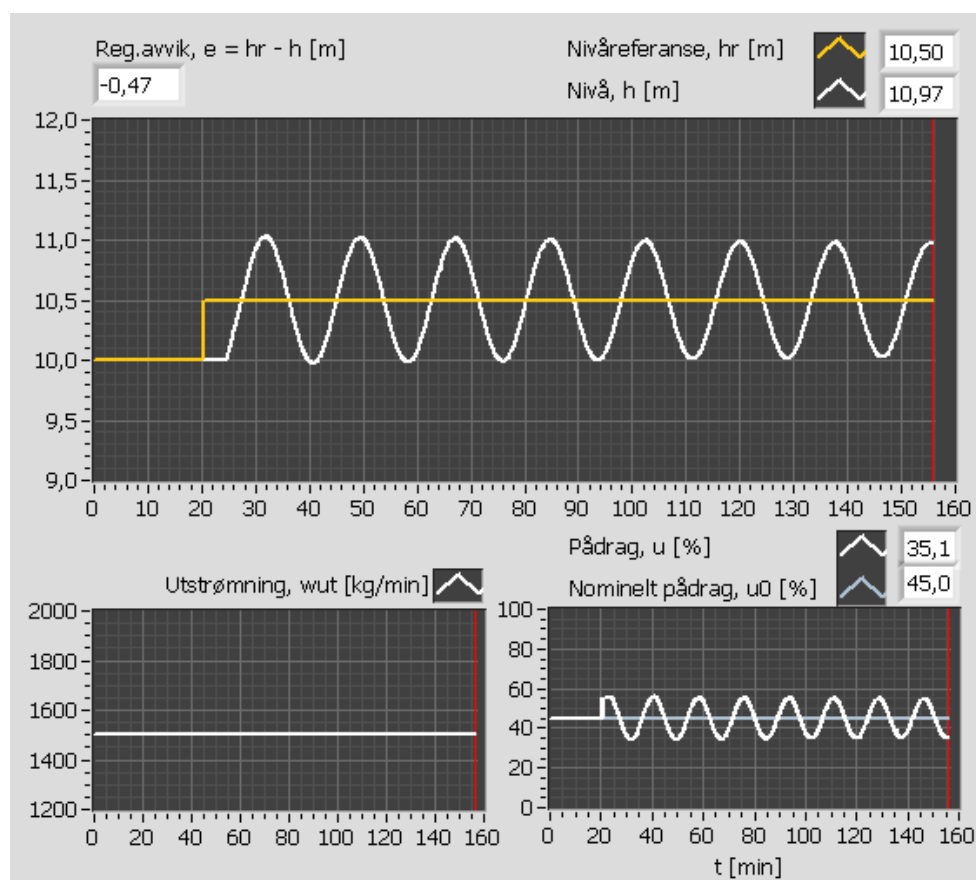
4. Øk K_p inntil det oppstår stående svingninger i prosessutgangen/prosessmålingen. (Reguleringssystemet er da på stabilitetsgrensen.)
5. Noter denne K_p , som kalles *den kritiske forsterkning* K_{pk} . Noter også perioden T_p for de stående svingningene. T_p kalles *den kritiske perioden*.
6. Beregn regulatorparametrene i henhold til tabell 4.1 og legg dem inn i regulatoren. (Forhåpentligvis får da reguleringssystemet tilfredsstillende ytelse.) Er stabiliteten i reguleringssløyfen dårlig (store oversving i responsene), er det enklest å redusere K_p . Filtertiden T_f kan settes lik $T_f = 0,1T_d$.

	K_p	T_i	T_d
P-regulator	$0,5K_{pk}$	∞	0
PI-regulator	$0,45K_{pk}$	$\frac{T_p}{1,2}$	0
PID-regulator	$0,6K_{pk}$	$\frac{T_p}{2}$	$\frac{T_p}{8} = \frac{T_i}{4}$

Tabell 4.1: Formler for regulatorparametrene i Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode.

Eksempel 16 *Regulatorinnstilling med Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode på flistankens nivåreguleringssystem*

Vi skal se på bruk av Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode på simulatoren vist i figur 2.14. Det ble satt på et sprang i referansen fra 10 m til 10,5 m. Jeg prøvde meg frem til den K_p som ga stående svingninger i nivået. Den kritiske verdien ble funnet til å være $K_{pk} = 3,1$. Figur 4.5 viser svingningene i nivåreguleringssystemet. Den kritiske perioden ble avlest til å være $T_p = 18$ min. Innsetting av disse verdiene for K_{pk} og T_p i tabell 4.1 gir følgende PID-regulatorparametre: $K_p = 1,86$, $T_i = 9$ min, $T_d = 2,25$ min. Figur 4.6 viser responsen med PID-regulatoren (med disse parametrene) etter sprang i referansen og sprang i forstyrrelsen (utstrømningen). Reguleringssystemet har tilfredsstillende stabilitet. Amplitudeforholdet i de dempede svingningene er mindre enn 1/4, dvs. at det er bedre dempning (bedre stabilitet) enn hva Ziegler og Nichols' gikk



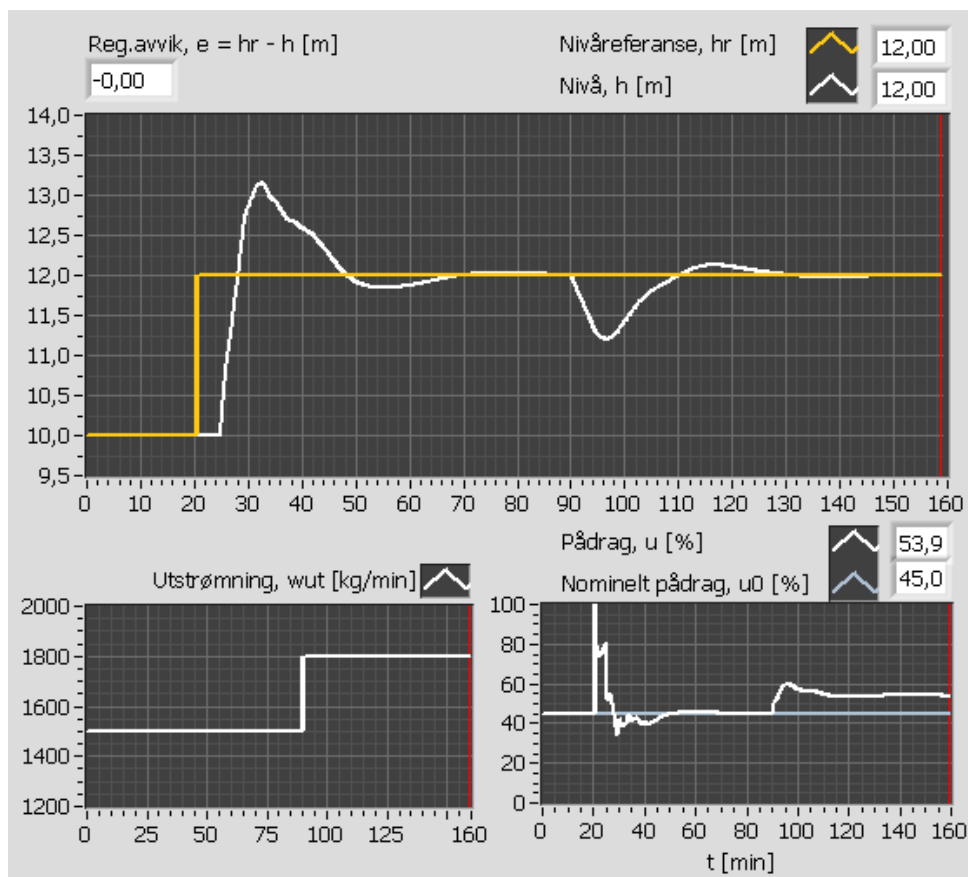
Figur 4.5: Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode benyttet på nivåreguleringssystemet. K_p har kritisk verdi: $K_{pk} = 3,1$. Periodetiden leses av til $T_p = 18$ min.

ut fra, men det spiller liten rolle (hvis vi øker K_p , vil dempingene/stabiliteten bli dårligere).

[Slutt på eksempel 16]

Nedenfor er noen kommentarer til Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode.

1. Vi har ikke full kontroll over amplituden i de stående svingningene. Amplituden vil avhenge bl.a. initialverdien av prosessmålingen. Med Åstrøm-Hägglunds metode beskrevet i kap 4.5., har vi full kontroll over svingningenes amplitude (en fordel, selvsagt)
2. Lukket-sløyfe-metoden er basert på den strukturen som reguleringssystemet skal ha under normal drift, nemlig lukket sløyfe.



Figur 4.6: Responser i nivåreguleringssystemet med PID-regulator innstilt med Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode

Forholdene under eksperimentene blir derfor mer like de forholdene som eksisterer under normal drift enn hva som er tilfelle med åpen-sløyfe-metoder (jfr. neste underkapittel). Dette er en fordel ved lukket-sløyfe-metoden.

3. For trege prosesser kan være tidkrevende å finne frem til den kritiske forsterkningen (fra fysiske eksperimenter). Åstrøm-Hägglunds metode beskrevet reduserer dette problemet ved at svingningene oppstår automatisk.
4. Vi kan være ille ute å kjøre hvis pådraget når sine metningsgrenser under eksperimentene. For hvis dette skjer, vil vi oppdage at det blir stående svingninger uansett hvor stor K_p vi bruker. Og hvis på denne måten har funnet at $K_{pk} = 1000000$, så skal for eksempel K_p i en PI-regulator bli lik 450000 som med stor sannsynlighet gir et ustabilt

reguleringssystem! Det gjelder altså å finne den *minste* K_{pk} som gir stående svingninger uten at pådraget når metningsgrensene. Dette krever at vi overvåker pådraget under eksperimentene.

5. Det er viktig at eksperimentene utføres så nær det normale arbeidspunktet for prosessen som mulig. (Vi bringer prosessen til dette arbeidspunktet vha. det nominelle pådraget.) Grunnen er at prosessens dynamiske egenskaper kan være forskjellige i andre arbeidspunkter, og de regulatorparametrene som passer i ett arbeidspunkt, passer kanskje ikke i andre.
6. Hvis arbeidspunktet og prosessens dynamiske egenskaper vil variere under normal drift, bør modellbasert adaptiv regulering eller gain scheduling vurderes. Hvis regulatorparametrene skal ha faste verdier, de finnes for det verste arbeidspunktet (“worst case”) stabilitetsmessig sett. Det sikrer tilfredsstillende stabilitet hvis arbeidspunktet varierer. Det verste arbeidspunktet vil være det arbeidspunktet der prosessforsterkningen er størst og/eller der tidsforsinkelsen er størst.
7. Reguleringssystemets responser *kan* bli lite tilfredsstillende med Ziegler-Nichols’ metode(r). 1/4 amplitudeforhold kan for visse prosesser vise seg å være for stort—svingningene blir for lite dempet. Det kan altså være behov for etterjustering av parametrene. Det enkleste er da å prøve med en reduksjon av K_p .

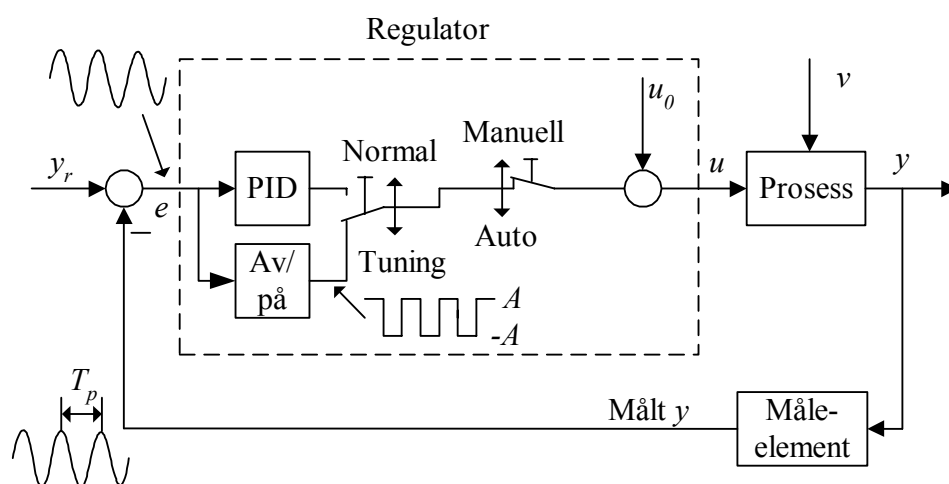
Ziegler og Nichols anbefalte i [25] å redusere K_p , $1/T_i$ og T_d med den samme faktoren dersom man fant å ville forbedre stabiliteten i reguleringssystemet (å redusere $1/T_i$ er å øke T_i). Denne faktoren kan man finne frem til gjennom prøving og feiling.

Ziegler og Nichols’ metoder har vært til stor praktisk nytte, men de møtte de faktisk motstand første gang de presenterte resultatene, som var i et møte i American Society of Mechanical Engineers (ASME). Slik beskriver Ziegler det i [2]: “*The questions at the end were pretty bitter because they (the ‘old-timers’) could not stomach this ultimate sensitivity¹. The questions got worse and worse and I was answering them. Finally a little guy in the back of the room got up. He was from Goodyear. Since he was on the committee he had received an advance copy of the paper. He stuttered some, and stammered out for all to hear: ‘We had one process in our plant, a very bad one, and so I tried this method and it just worked perfectly.’ That broke up the meeting.*”

¹som medfører at reguleringssystemet er på stabilitetsgrensen og *svinger*

4.5 Åstrøm-Hägglunds av/på-metode

Åstrøm-Hägglunds av/på-metode kan betraktes som en hensiktsmessig implementering av Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode. Det er nemlig noen praktiske problemer med Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode: Det kan være tidkrevende å finne den minste K_p som gir stående svingninger, og vi har ikke full kontroll på svingningenes amplitude. Begge disse problemene er eliminert i Åstrøm-Hägglunds metode [26]. Metoden er basert på at en av/på-regulator av samme type som beskrevet i kap. 2.6.3, koples inn på PID-regulatorens plass i reguleringsløyfen når regulatorinnstillingen ("tuning") skal gjennomføres, se figur 4.7. På grunn



Figur 4.7: Reguleringsløyvens oppkopling ved Åstrøm-Hägglunds av/på-metode for innstilling av en PID-regulator

av av/på-regulatoren vil det nå *automatisk* oppstå stående svingninger i reguleringsløyfen, som antydnet i figur 4.7. Disse svingningene vil ha tilnærmet samme periodetid som hvis Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode hadde blitt benyttet, og vi kan også enkelt regne ut den kritiske forsterkningen K_{pk} , som forklart nedenfor. Metoden er som følger.

1. Sørg for at prosessen er i (eller så nær som mulig) det nominelle arbeidspunktet. Det gjøres ved å justere det nominelle pådraget u_0 mens regulatoren står i manuell modus.
2. Av/på-regulatorens amplitude A , jf. kap. 2.6.3, gis rimelige verdier, f.eks. 10% av pådragets totale verdiområde.

3. Kople inn av/på-regulatoren, og lukk reguleringssløyfen (sett regulatoren i auto-modus). Det oppstår da automatisk stående svingninger i reguleringssløyfen. Det er ikke nødvendig å eksitere reguleringssløyfen spesielt for at svingningene skal komme (referansen kan altså holdes konstant).
4. Les av amplituden E på svingningene i av/på-regulatorens inngang, som er reguleringsavviket, og beregn reléets *ekvivalente forsterkning* slik:

$$K_e = \frac{A_u}{A_e} \quad (4.5)$$

der A_u er

$$A_u = \frac{4A}{\pi} \quad (4.6)$$

og A_e velges blant disse alternative verdiene, gitt av formen på inngangssignalet e til av/på-regulatoren:

- Hvis svingningene er *sinusliknende* (dette er den vanligste signalformen) med amplitude E^2 , setter vi

$$A_e = E \quad (4.7)$$

- Hvis svingningene er *trekantformede* (sjeldent, men i flistanken!) med amplitude E , setter vi

$$A_e = \frac{8E}{\pi^2} \quad (4.8)$$

Litt om bakgrunnen for formlene ovenfor:

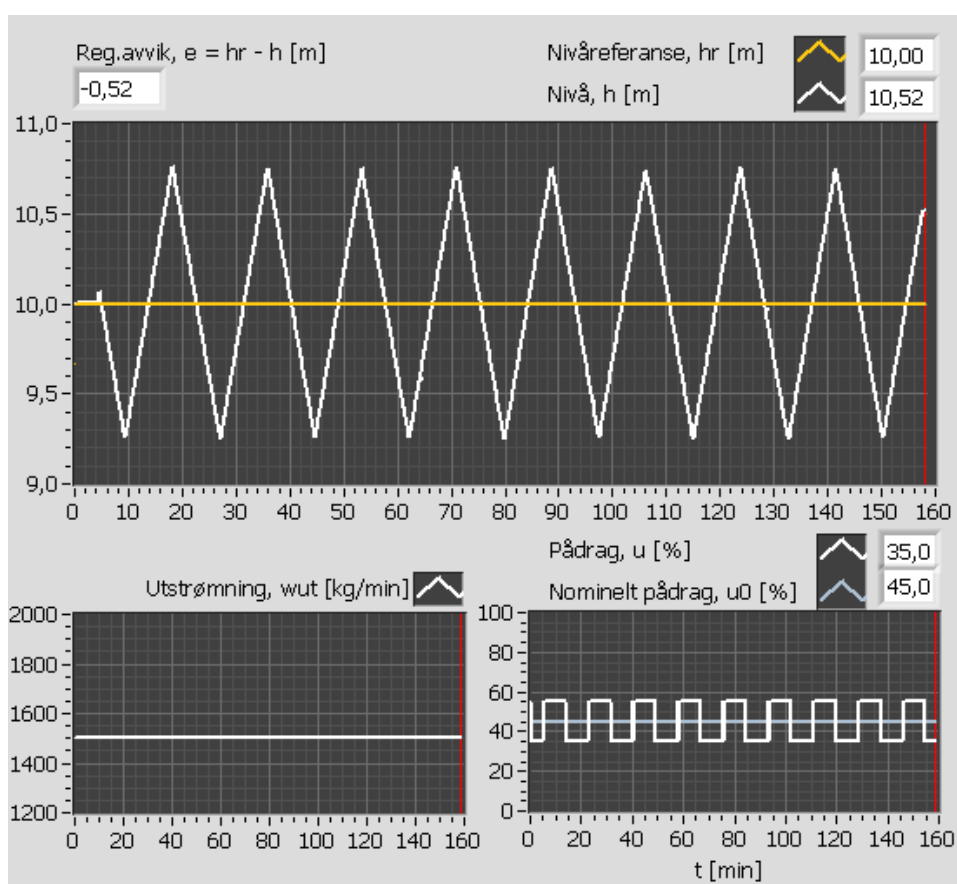
- – (4.5) beregner av/på-regulatorens ekvivalente forsterkning som forholdet mellom ekvivalente amplituder i ut- hhv. inngangssignalet for av/på-regulatoren.
 - A_u er amplituden i den 1. harmoniske i en Fourierrekkeutvikling av firkantpulstoget på av/på-regulatorens utgang.
 - A_e i (4.7) er ganske enkelt amplituden i det sinusformede reguleringsavviket.
 - A_e i (4.8) er den 1. harmoniske i en Fourierrekkeutvikling av trekantpulstoget på av/på-regulatorens utgang.
5. Les av *kritisk periode* T_p som periodetiden på de stående svingningene (T_p kan leses av på hvilket som helst signal i reguleringssløyfen).

²Amplituden er verdien fra middelverdien til maksimalverdien.

6. Beregn regulatorparametrene i en P-, PI- eller PID-regulator i henhold til Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode, se tabell 4.1, med $K_{pk} = K_e$ og T_p innsatt.
7. Erstatt av/på-regulatoren med PID-regulatoren.

Eksempel 17 Regulatorinnstilling med Åstrøm-Hägglunds metode på flistankens nivåreguleringssystem

Vi skal se på bruk av Åstrøm-Hägglunds metode på simulatoren vist i figur 2.14. Figur 4.8 viser svingningene i nivåreguleringssystemet. Amplituden A



Figur 4.8: Åstrøm-Hägglunds metode benyttet på simulatoren for flistankens nivåreguleringssystem

i av/på-regulatoren er satt til 10%. Vi ser at svingningene i prosessutgangen/prosessmålingen, og dermed i reguleringsavviket e , er

trekantformede. Amplituden E i disse svingningene leses av til å være 0,75 m (differansen mellom referanse og måling), som må regnes om til enhet prosent vha. målefunksjonen. (Det er nødvendig å regne om til prosent fordi prosent er enheten for signalet inn på av/på-regulatoren.) 0 – 15 meter tilsvarer 0 – 100 %, så 0,75 meter tilsvarer 5,0% = E , som settes inn i (4.8) siden svingningene i avviket er trekantformede. (4.5) gir da

$$K_e = \frac{A_u}{A_e} = \frac{4A}{\frac{8E}{\pi^2}} = \frac{4 \cdot 10\%}{\frac{8 \cdot 5,0\%}{\pi^2}} = 3,14 \quad (4.9)$$

(som er veldig lik $K_{pk} = 3,1$ funnet i Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode i eksempel 16).

Den kritiske perioden T_p leses av til å være 18 min (samme som i eksempel 16).

Innsetting av verdiene for K_{pk} og T_p i tabell 4.1 gir følgende PID-regulatorparametre: $K_p = 1,88$, $T_i = 9$ min, $T_d = 2,25$ min. Siden disse verdiene er så like dem som ble funnet med Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode i eksempel 16, vil jeg her bare henviser til figur 4.6 for forventede responser med den innstilte PID-regulatoren.

[Slutt på eksempel 17]

Hvordan styre amplituden i svingningene?

Vi vil få den samme verdien for av/på-regulatorens ekvivalente forsterkning K_e uansett hvor stor amplituden A i regulatoren er (vi ser her bort fra evt. ulineære forhold som gjør at dette ikke holder helt). K_e er uavhengig av A fordi K_e får en verdi som er (ganske) lik verdien av K_{pk} hvis vi hadde benyttet Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode, og K_{pk} -verdien er selvsagt uavhengig av A . Dette kan vi utnytte til å styre verdien av svingningenes amplitude. La oss her anta at signalet e inn til av/på-regulatoren er sinusformede, men konklusjonen vil bli den samme om vi antar at de er trekantformede. Fra (4.5)-(4.7) finner vi

$$K_e = \frac{4A}{\pi E} \quad (4.10)$$

To forskjellige A -verdier, A_1 og A_2 , vil (siden K_e har fast verdi) gi to forskjellige amplitudeverdier, E_1 og E_2 , men slik at

$$K_e = \frac{4A_1}{\pi E_1} = \frac{4A_2}{\pi E_2} \quad (4.11)$$

Dermed har vi en formel for valg av en ny A -verdi, A_2 ut fra en spesifisert ny E -verdi, E_2 :

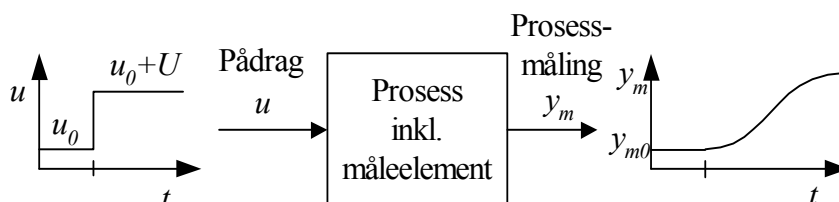
$$A_2 = A_1 \frac{E_2}{E_1} \quad (4.12)$$

Vi kan altså styre amplituden E i reguleringsavviket, og dermed har vi også styrt amplituden i prosessmålingen og i prosessutgangen. Ved f.eks. å halvere A , halveres E . Periodetiden T_p i de stående svingningene er imidlertid upåvirket verdien av A .

4.6 Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode

4.6.1 Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode benyttet eksperimentelt

Utgangspunktet for denne metoden er karakteristiske størrelser i *prosessens sprangrespons*, mer presist: responsen i prosessmålingen y etter et sprang med høyde U i pådraget u , se figur 4.9. "Prosessens" her består av alt i reguleringsløyfen utenom selve regulatorfunksjonen. Eksperimentet utføres i åpen sløyfe, det vil si uten noe pådragsbidrag fra tilbakekoplingen.

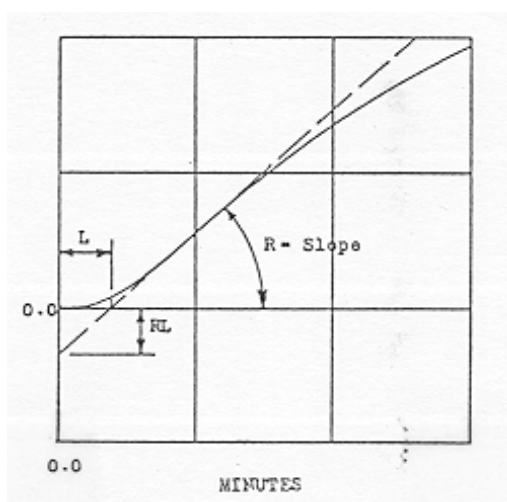


Figur 4.9: Prosessens sprangrespons er utgangspunktet for Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe metode

Metoden er punktvis som følger.

1. Hvis det allerede er koplet opp en lukket reguleringsløyfe (tilbakekopling), skal sløyfen åpnes, hvilken kan gjøres ved å sette regulatoren i manuell modus.
2. Bring prosessen til arbeidspunktet ved å styre pådraget manuelt (u_0 i figur 4.9).

3. Sett på et sprang med høyde U i pådraget. Spranget bør være “lite” slik at prosessen ikke bringes unødig langt bort fra arbeidspunktet, men selvsagt så stort at responsen i prosessmålingen y_m er tydelig. $U = 10\%$ kan være en akseptabel verdi, men dette må vurderes i hvert tilfelle.
4. Avles følgende karakteristiske parametre på sprangresponsen: *Ekvivalent dødtid L og stigningstallet R* , se figur 4.10, som viser den relevante delen av en typisk sprangrespons. I figuren starter tidsaksen ved sprangtidspunktet. Avmerkningen “0.0” langs y-aksen tilsvarer y_{m0} i figur 4.9. L er tiden fra sprangtidspunktet til skjæringspunktet mellom “0.0”-linjen og den bratteste tangenten. R er stigningstallet for den bratteste tangenten.



Figur 4.10: Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode: Avlesning av ekvivalent dødtid L og stigningstallet R fra prosessens sprangrespons. (Figuren er gjengitt fra [25] med tillatelse.)

5. Beregn regulatorparametrene i henhold til tabell 4.2.
6. Etter at regulatorparametrene er beregnet og lagt inn i PID-regulatoren, lukkes sløyfen (regulatoren slås over i “auto”).

Eksempel 18 *Regulatorinnstilling med Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode på flistankens nivåreguleringssystem*

Jeg har brukt Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode på simulatoren vist i figur 2.14. Spranget i pådraget fra $u_0 = 45\%$ var på $U = 10\%$. Figur 4.11

	K_p	T_i	T_d
P-regulator	$\frac{1}{LR/U}$	∞	0
PI-regulator	$\frac{0,9}{LR/U}$	$3,3L$	0
PID-regulator	$\frac{1,2}{LR/U}$	$2L$	$0,5L = \frac{T_i}{4}$

Tabell 4.2: Formler for regulatorparametrene i Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode.

viser responsen i nivåmålingen. Vi leser av $L = 4,3$ min (som stemmer bra med at tidsforsinkelsen på transportbåndet er 4,17 og simulatorens tidsskritt er 0,1). R kan beregnes fra at nivået stiger jevnt ca 1,7 m på ca 10 min, hvilket gir stigningstall $R_1 = 1,7/10 = 0,17$ m/min. Stigningstallet må uttrykkes i %/min. 0 – 15 meter tilsvarer 0 – 100 %, som gir måleforsterkning $K_m = 6,67$ %/m. Dermed blir $R = R_1 K_m$. Innsetting av disse verdiene for L og R i tabell 4.2 gir følgende PID-regulatorparametre: $K_p = 2,46$, $T_i = 8,60$ min, $T_d = 2,15$ min.

Figur 4.12 viser responsen med PID-regulatoren (med disse parametrene) etter sprang i referansen og sprang i forstyrrelsen (utstrømningen). Reguleringsystemet har tilfredsstillende stabilitet, men allikevel noe dårligere stabilitet sammenliknet med bruk av Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode, jf. figur 4.6.

[Slutt på eksempel 18]

4.6.2 Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode benyttet på transferfunksjonsmodeller

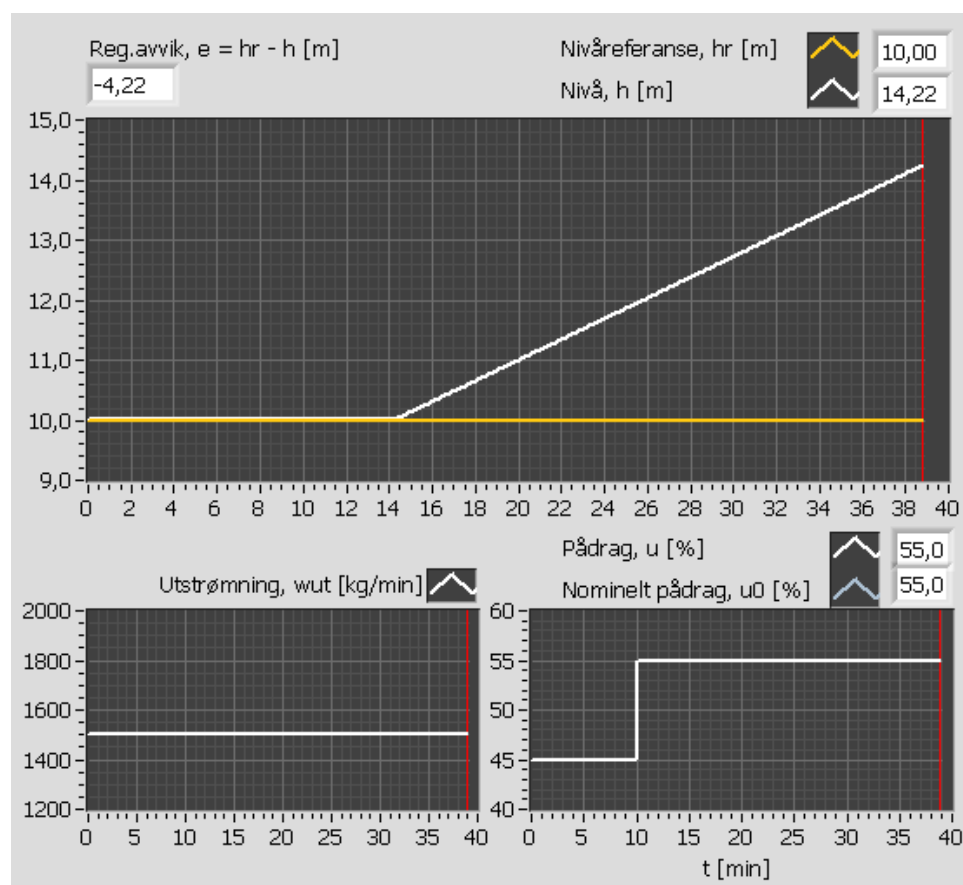
Hvis prosessen som skal reguleres, dynamisk sett er som et 1. ordens system med tidsforsinkelse eller en integrator med tidsforsinkelse, er det enkelt å finne formler for regulatorparametrene med Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode:

- **1. ordens system med tidsforsinkelse:** Transferfunksjonen fra pådraget u til prosessmålingen y_m er

$$\frac{y_m(s)}{u(s)} = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\tau s} \quad (4.13)$$

der K er forsterkningen, T er tidskonstanten og τ er tidsforsinkelsen (jf. [6]). Vi antar at u er et sprang med høyde U . Det kan vises at stigningstallet i sprangresponsen i y_m er

$$R = \frac{KU}{T} \quad (4.14)$$



Figur 4.11: Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode benyttet på flistanken: Respon-
sen i flisnivået etter sprang i pådraget fra 45% til 55%, dvs. $U = 10\%$.

mens tidsforsinkelsen selvsagt er

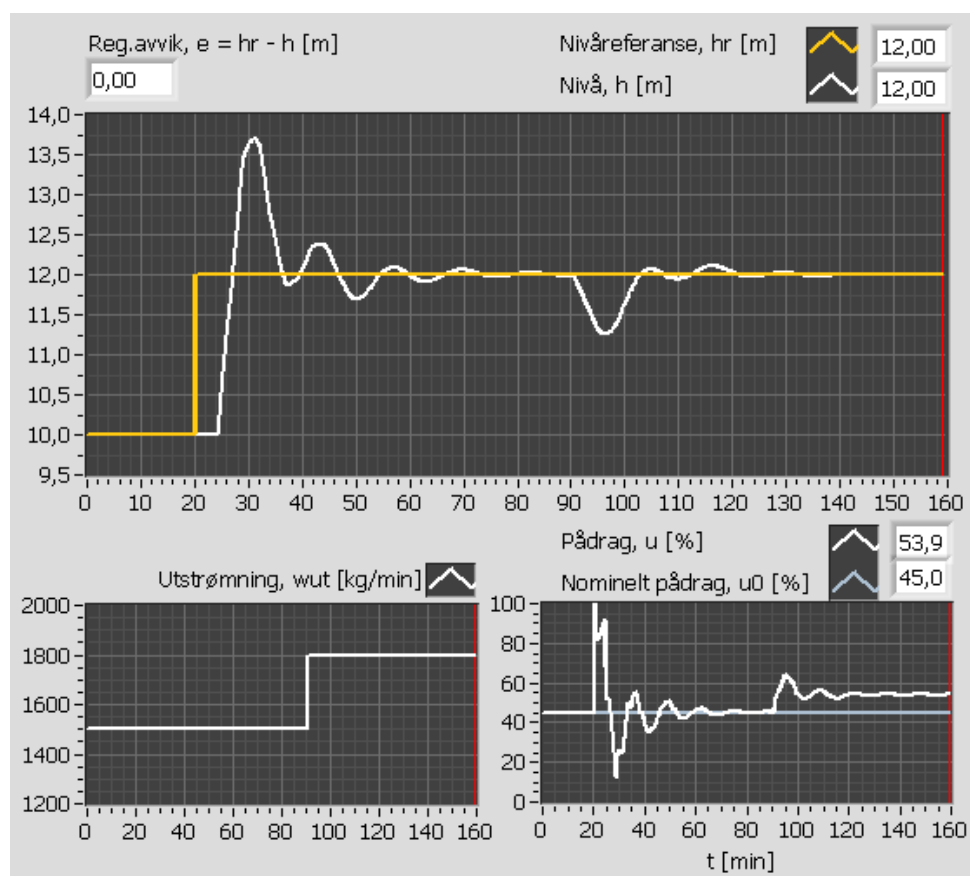
$$L = \tau \quad (4.15)$$

R og L kan nå settes inn i tabell 4.2, og dermed har vi verdier for regulatorparametrene. Eksempelvis blir parametrene for en PID-regulator $K_p = 1, 2T/(\tau K)$, $T_i = 2\tau$ og $T_d = 0, 5\tau$.

- **Integrator med tidsforsinkelse:** Transferfunksjonen fra pådraget u til prosessmålingen y_m er

$$\frac{y_m(s)}{u(s)} = \frac{K}{s} e^{-\tau s} \quad (4.16)$$

der K er forsterkningen og τ er tidsforsinkelsen (jf. [6]). Vi antar at u er et sprang med høyde U . Det kan vises at stigningstallet i



Figur 4.12: Responser i nivåreguleringssystemet med PID-regulator innstilt med Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode

sprangresponsen i y_m er

$$R = KU \quad (4.17)$$

mens tidsforsinkelsen er

$$L = \tau \quad (4.18)$$

som kan settes inn i tabell 4.2.

Eksempel: I flistanken inkl. transportbånd er transferfunksjonen fra pådraget u (skruestyresignalet) til nivåmålingen h_m på formen (4.16) med $K = K_s K_m / (\rho A)$ og τ lik transportbåndets transporttid.

Parameterverdene kan avleses i figur 2.14. Vi kan derfor regne oss fram til PID-parametrene fra modellen, uten å simulere.

Parameterverdene bør bli temmelig like dem vi fant fra simulering i eksempel 18.³

³Du kan kose deg med beregningene på egen hånd :-)

Etterjustering av regulatorparametrene vha. Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode

Ziegler-Nichols' åpen-sløyfe-metode er et godt utgangspunkt for å se hvordan regulatorparametrene bør justeres dersom prosessparametrene (prosessdynamikken) endres. La oss se på to typiske tilfeller, nemlig at prosessforsterkningen K endres og at tidsforsinkelsen τ i prosessen endres. Vi antar at stigningstallet R i prosessens sprangrespons er proporsjonal med K og (selvsagt) med spranghøyden i et tenkt pådragsprang:

$$R = aKU \quad (4.19)$$

(Det er uvesentlig for diskusjonen nedenfor hva den faktiske verdien av a er.) Vi antar at den ekvivalente tidsforsinkelsen L ikke avhenger av K , men at den er tilnærmet lik τ :

$$L = \tau \quad (4.20)$$

Vi antar at regulatoren er en PID-regulator, men betraktningene blir like for P- og PI-regulator. Fra tabell 4.2 har vi

$$K_p = \frac{1,2}{LR/U} = \frac{1,2}{a\tau K} \quad (4.21)$$

$$T_i = 2\tau \quad (4.22)$$

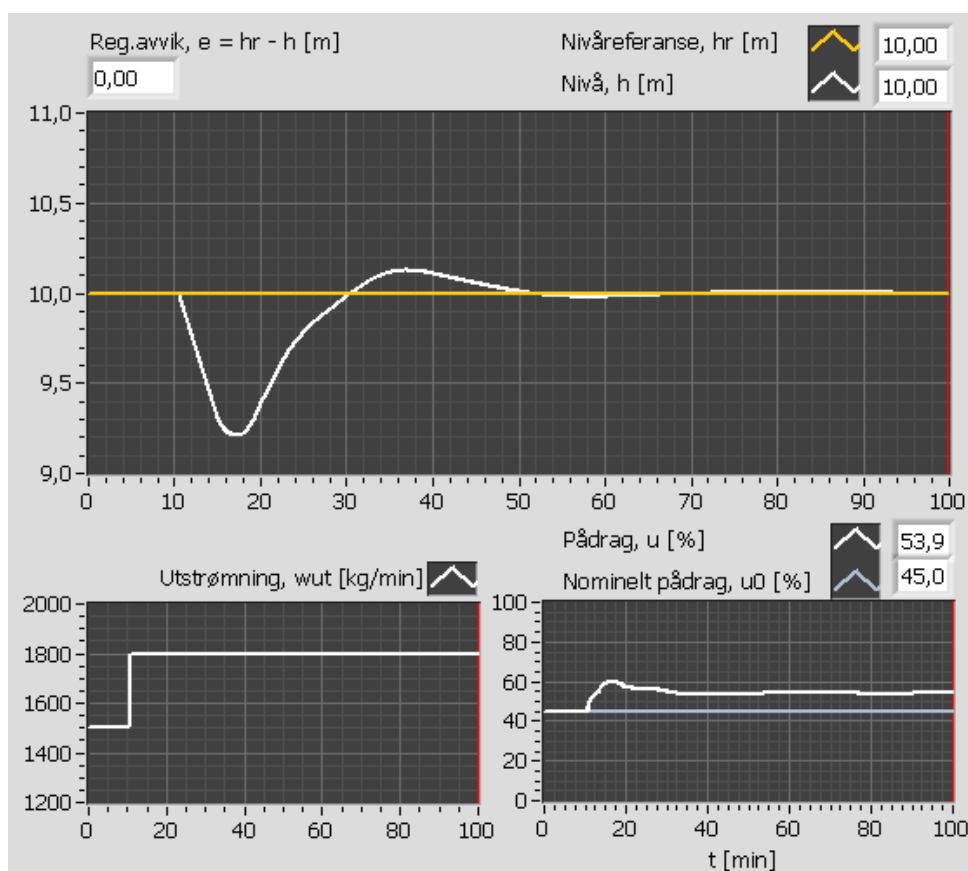
$$T_d = 0,5\tau \quad (4.23)$$

Anta som eksempel at prosessforsterkningen K fordobles. (4.21) sier da at K_p skal halveres, mens T_i og T_d ikke skal justeres. Anta som et annet eksempel at τ fordobles. Vi ser at da skal K_p halveres og både T_i og T_d skal fordobles.

4.7 Virkninger av å endre regulatorparametrene

4.7.1 Innledning

Vi skal nå se litt på hvordan reguleringsystemets responser blir endret hvis vi endrer regulatorparametrene. Det kan være at vi ønsker å etterjustere parametrene som vi har funnet fra Ziegler-Nichols' metoder eller auto-tuning, enten fordi stabiliteten er for dårlig eller fordi reguleringen er for treg. Vi skal betrakte nivåreguleringsystemet med PID-regulator og i utgangspunktet bruke de parametrene som Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode ga: $K_p = 1,86$, $T_i = 9$ min, $T_d = 2,25$



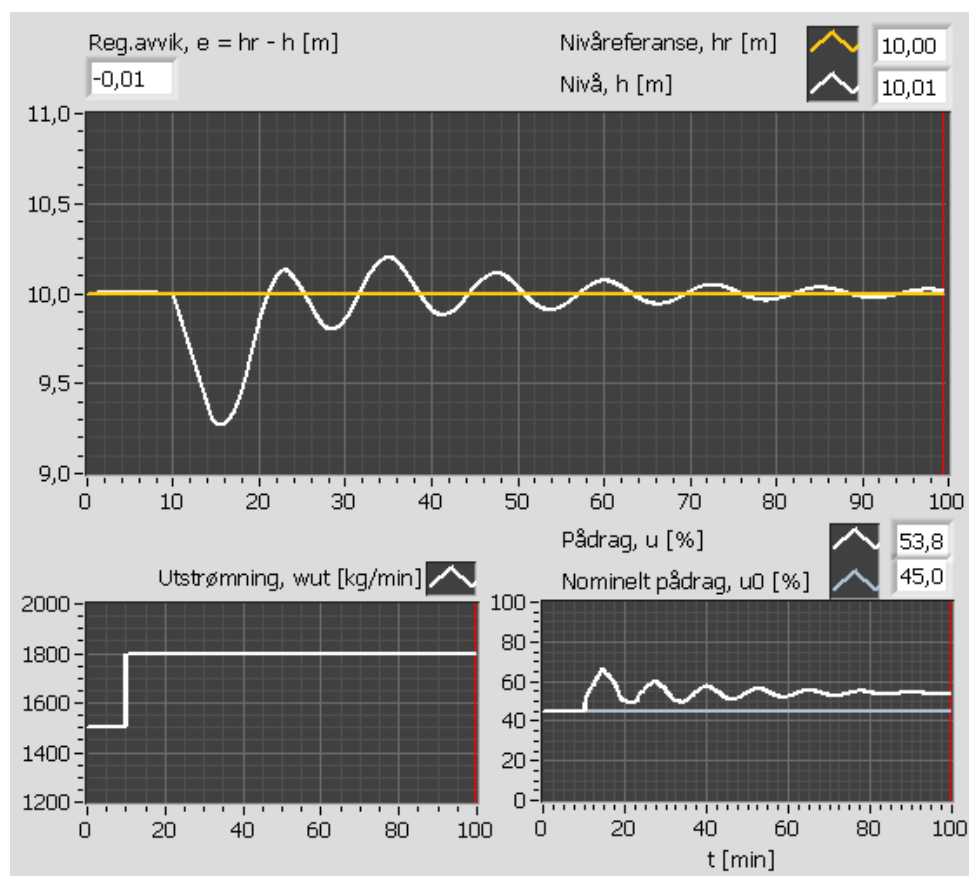
Figur 4.13: Responser i nivåreguleringssystemet for flistanken etter sprang i forstyrrelsen w_{ut} for PID-parameterverdier som funnet med Ziegler-Nichols' lukket-sl øyfe-metode. (Simulatorens frontpanel er som vist i figur 2.14.)

min. Simulatorens frontpanel er som vist i figur 2.14. Figur 4.13 viser responsen med PID-regulatoren med disse parametrene etter sprang i forstyrrelsen (utstrømningen w_{ut}). I eksemplene nedenfor skal vi betrakte responsene etter et sprang i forstyrrelsen w_{ut} fra 1500 kg/min til 1800 kg/min for *endrede* parameterverdier og sammenlikne med responsen vist i 4.6. Vi nøyer oss med å se på endring av parameterverdiene i én retning (f.eks. økning, ikke reduksjon).

4.7.2 Virkningen av å øke K_p

Det er mest vanlig å bruke kun K_p til etterjustering av regulatoren. T_i og T_d holdes altså fast. Figur 4.14 viser responsene etter et sprang i

forstyrrelsen (w_{ut}) fra 1500 kg/min til 1800 kg/min for en relativt stor K_p -verdi: 2,7, som er økt fra 1,86. Vi ser at *stabiliteten er dårligere pga.*

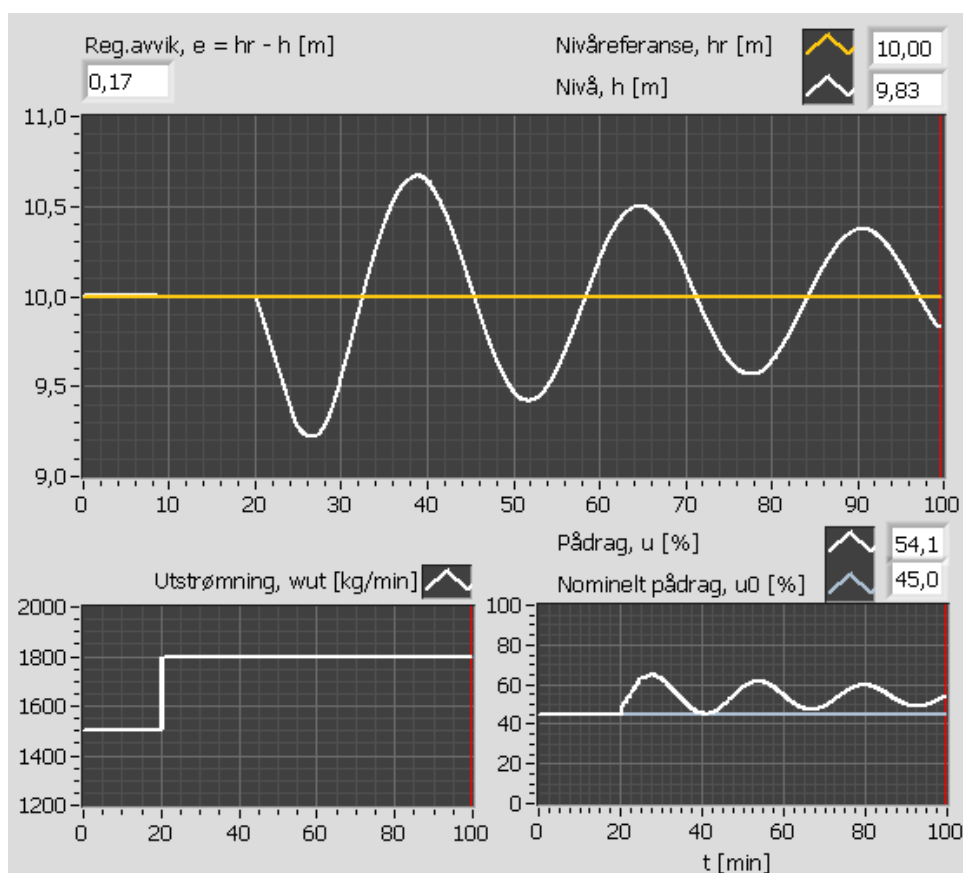


Figur 4.14: Responser i nivåreguleringssystemet for flistanken etter sprang i forstyrrelsen w_{ut} for stor K_p -verdi: 2,7 (økt fra 1,86). (Simulatorens frontpanel er som vist i figur 2.14.)

den økte K_p -verdien.

4.7.3 Virkningen av å redusere T_i

Integraltiden T_i angir “hvor hurtig” integreringen av avviket skal foregå. Hvis T_d reduseres, integreres avviket hurtigere, men dessverre blir stabiliteten i reguleringssystemet dårligere, så det kan ta lengre tid å få reguleringsavviket til å svinge seg inn. Figur 4.14 viser responsene etter et sprang i forstyrrelsen (w_{ut}) fra 1500 kg/min til 1800 kg/min for en relativt liten T_i -verdi: 4,0, som er redusert fra 9,0. Vi ser at *stabiliteten er*



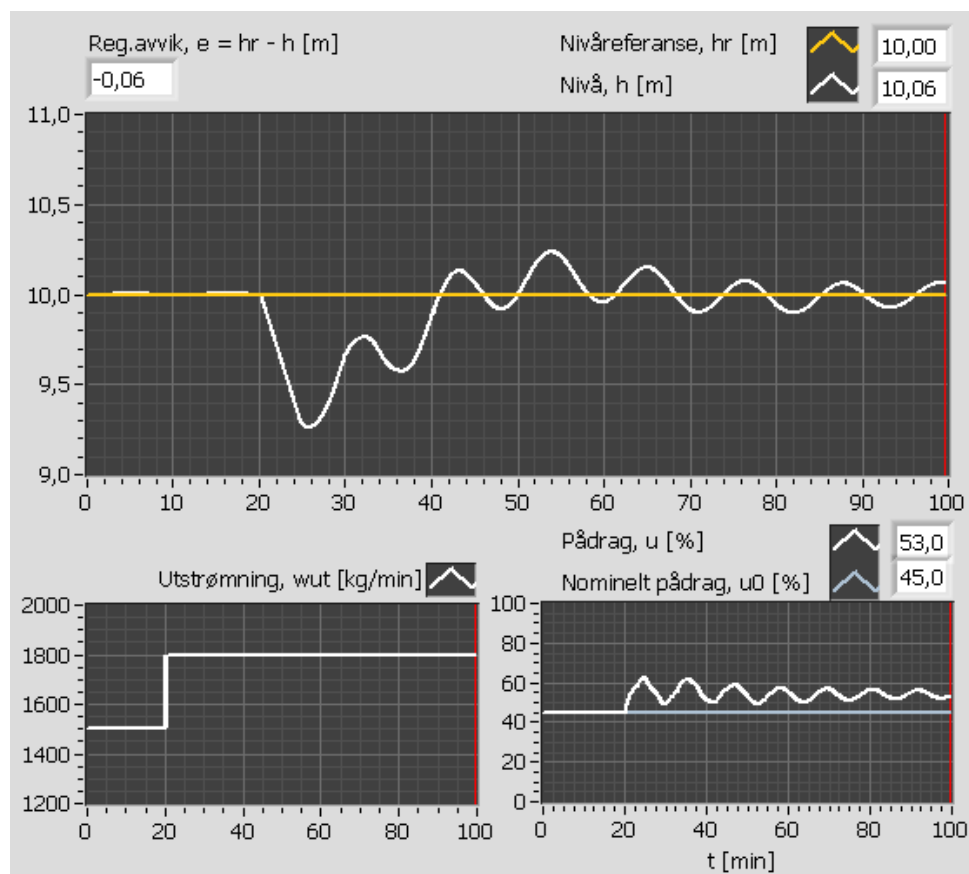
Figur 4.15: Responser i nivåreguleringssystemet for flistanken etter sprang i forstyrrelsen w_{ut} for liten T_i -verdi: 4,0 (reduisert fra 9,0). (Simulatorens frontpanel er som vist i figur 2.14.)

dårligere pga. den reduserte T_i -verdien.

4.7.4 Virkningen av å øke T_d

Generelt vil derivatvirkningen gjøre reguleringssystemet raskere og mer dempet. Men det er viktig at T_d har passende eller tilfredsstillende verdi, funnet ved en eller annen innstillingsmetode. Økning av T_d i forhold til en slik tilfredsstillende verdi kan forverre reguleringssystemets stabilitet fordi pådraget reagerer for følsomt på avviket og det kan bli “overkompensering”. Dessuten blir pådraget mer følsomt overfor hurtige endringer i referansen og overfor høyfrekvent målestøy, jf. kap. 2.6.6. Også reduksjon av T_d kan forverre stabiliteten, siden den stabiliserende

virkingen da blir mindre.



Figur 4.16: Responser i nivåreguleringssystemet for flistanken etter sprang i forstyrrelsen w_{ut} for stor T_d -verdi: 4,0 (økt fra 2,25). (Simulatorens frontpanel er som vist i figur 2.14.)

Figur 4.16 viser responsene etter et sprang i forstyrrelsen (w_{ut}) fra 1500 kg/min til 1800 kg/min for en relativt stor T_d -verdi: 4,0, som er økt fra 2,5. Vi ser at *stabiliteten er dårligere pga. den økte T_d -verdien.*

4.8 Auto-tuning

Auto-tuning er automatisk innstilling av regulatorparametre i ett enkeltstående eksperiment. Det er vanlig at kommersielle regulatorer har en slik mulighet. Operatøren starter auto-tuningen ved å trykke en knapp

el.l. på regulatorens front eller skjerm bilde. Regulatoren gjennomfører så ett eller annet ferdig-oppsatt eksperiment på selve prosessen eller på hele reguleringssystemet (avhengig av hvilken metode for er implementert) og avslutter selv eksperimentet. Nedenfor beskrives et par metoder for auto-tuning.

Auto-tuning basert på av/på-metoden

Åstrøm-Hägglunds av/på-metode for innstilling av PID-parametre som er beskrevet i kap. 4.5, er benyttet som basis for auto-tuning i enkelte kommersielle regulatorer.⁴ Prinsippet er enkelt:

- Når auto-tuningen er startet, koples en av/på-regulator inn på PID-regulatorens plass, se figur 4.7. Med av/på-regulering oppstår automatisk stående svingninger i reguleringssløyfen, jf. kap. 4.5.
- Når regulatoren har samlet informasjon om amplitude og periode i prosessmålingen – det kan være tilstrekkelig med bare et par svingeperioder, beregnes PID-parametrene automatisk, og straks beregningene er gjennomført, koples PID-regulatorens inn på av/på-regulatorens plass.

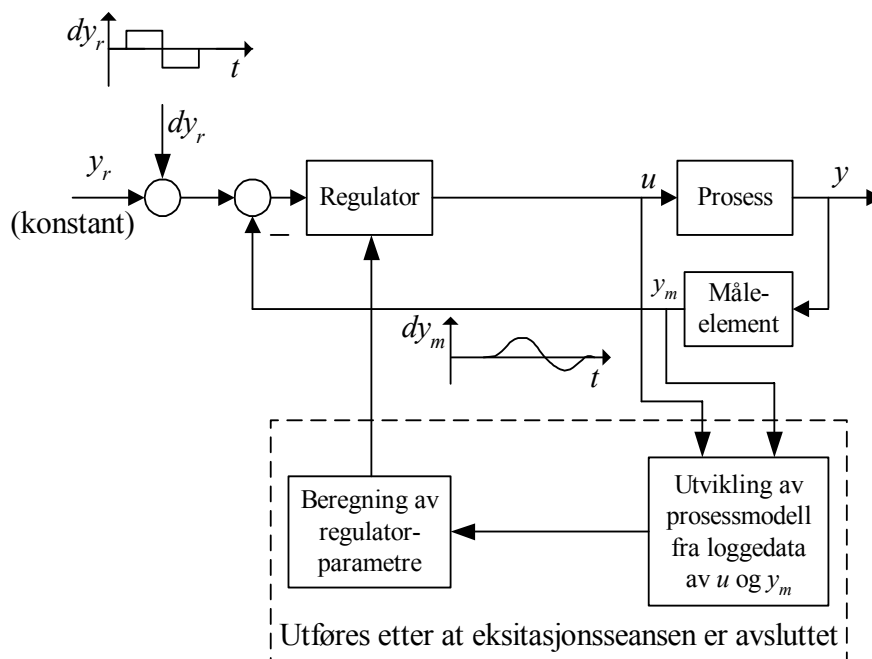
Auto-tuning basert på automatisk estimert prosessmodell

Det fins kommersielt verktøy⁵ for auto-tuning basert på en estimert prosessmodell utviklet på basis av en sekvens av loggedata av pådraget u og prosessmålingen y_m . Prosessmodellen er gjerne en “black-box” inn-ut-modell på transferfunksjonsform. Regulatorparametrene beregnes (automatisk) med en eller annen algoritme på basis av den estimerte prosessmodellen. Loggedataene tas opp under et eksperiment utført enten i *lukket sløyfe*, hvilket innebærer at reguleringssystemet eksiteres med et eget eksitasjonssignal i referansen, eller i *åpen sløyfe*, hvilket innebærer at det kun er selve prosessen, som da ikke er under regulering, som eksiteres via pådraget. Selve eksperimentet, inkl. valg av formen på eksitasjonssignalet, gjennomføres automatisk. Brukeren kan gjerne selv velge mellom lukket- og åpen sløyfe-eksitasjon. I begge tilfeller logges u og y_m i eksitasjonsfasen. Lukket sløyfe-eksitasjon kan velges dersom en eksisterende regulator skal optimaliseres mht. regulatorinnstillingen. Figur 4.17 viser lukket sløyfe-eksitasjon, og figur viser åpen sløyfe-eksitasjon. (I

⁴Som ABBs (opprinnelig Satt Controls) ECA600 PID-regulator.

⁵som MultiTune (norsk) og ExpterTune

figurene er eksitasjonssignalene vist som opp-ned-opp-signaler, men signaltypen velges egentlig av auto-tuningverktøyet selv).

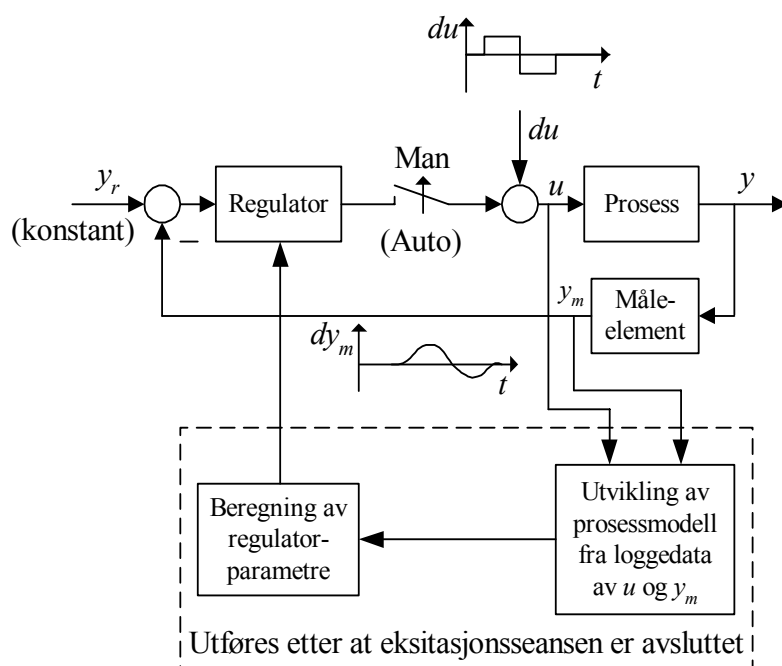


Figur 4.17: Auto-tuning basert på lukket sløyfe-eksitasjon

Manuell modellbasert regulatorinnstilling

Det er fullt mulig å gjennomføre modellbasert regulatorinnstilling på egen hånd. Det som kreves, er:

- **Programvare eller funksjoner for utvikling av inn-ut-modeller fra loggedata.** MATLABs System Identification Toolbox [7] [24] har slike funksjoner, f.eks. n4sid-algoritmen som implementerer den effektive subspace-metoden. Den frittstående DSR-toolboxen [3] til MATLAB er også meget effektiv til inn-ut-modellering. Fra modelleringen kan en få en tidsdiskret z -transferfunksjon, $H_p(z)$, fra pådrag til måling.
- **Programvare for simulering av tidsdiskrete dynamiske systemer**, f.eks. MATLABs Control System Toolbox [12], SIMULINK [8] eller LabVIEWs Control Toolkit [9]. Du kan da

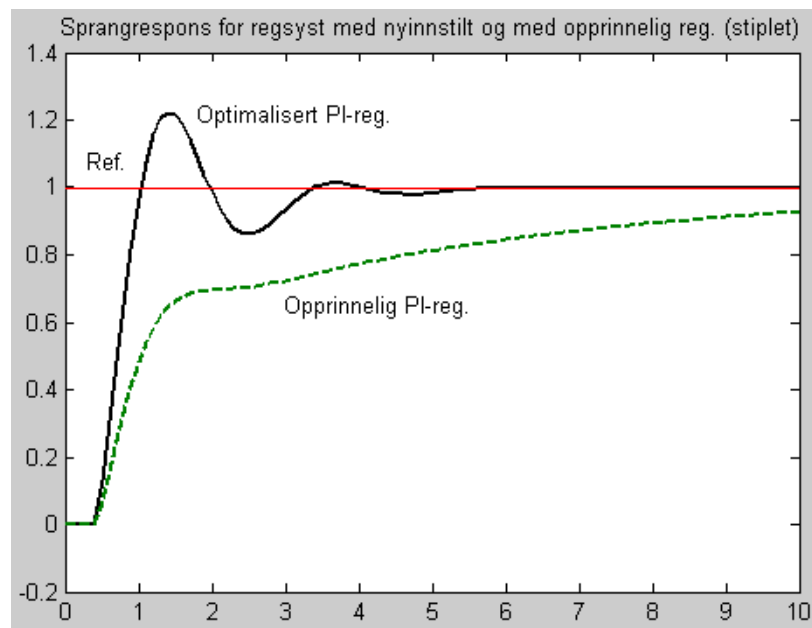


Figur 4.18: Auto-tuning basert på åpen sløyfe-eksitasjon

simulere reguleringsløyfen bestående av regulatorens z -transferfunksjon $H_r(z)$ og prosessens transferfunksjon $H_p(z)$ og finne regulatorparametrene “eksperimentelt” på simulatoren, f.eks. vha. Ziegler-Nichols’ lukket-sløyfe-metode.

Dersom du har tilgang til programvare for frekvensresponsanalyse, f.eks. MATLABs Control System Toolbox, kan du kombinere simuleringer med frekvensresponsanalyse og -design av reguleringsystemet.

Figur 4.19 viser resultatet fra en auto-tuning basert på punktene ovenfor for et simulert reguleringsystem (for en prosess som er et 1. ordens system med forsterkning 2 og tidskonstant 1 i serie med en tidsforsinkelse på 0,4 sek). Figuren viser simulerte responser i prosessmålingen etter sprang i referansen med PI-regulator før og etter parameteroptimaliseringen. Opprinnelig har PI-regulatoren følgende parameterverdier: $K_p = 0,50$ og $T_i = 3,0$, og etter optimaliseringen er parameterverdiene $K_p = 0,89$ og $T_i = 1,37$, som er funnet med Ziegler-Nichols’-lukket-sløyfe-metode. Vi ser at parameteroptimaliseringen har gitt en klar forbedring av sløyfens hurtighet, stabiliteten er tilfredsstillende.



Figur 4.19: Simulerte sprangresponser (sprang i referansen) for regulerings-system før og etter optimalisering av PI-parametrene