

Finn Haugen

Regulerings- teknikk



TechTeach

techteach.no

Januar 2012

Innhold

1 Innledning	9
1.1 De første begrepene	9
1.2 Er det viktig med regulering?	10
2 Regulering med tilbakekopling	13
2.1 Prinsippet for tilbakekoplet eller avviksdrevet regulering . . .	13
2.2 Eksempel fra industrien: Nivåregulering av flistank	15
3 Symboler og koder i teknisk flytskjema (TFS)	19
3.1 Bokstavkoder	19
3.2 Instrumentsymboler	19
4 Blokkdiagram for reguleringssystemer	25
5 Automatiseringutstyr	29
5.1 Industriell prosessregulator	29
5.2 PLS'er	32
5.3 PAC	33
5.4 SCADA-systemer	34
5.5 DSC-systemer	35

6	Regulering med foroverkopling	39
6.1	Prinsippet for regulering med foroverkopling	39
6.2	Utvikling av foroverkoplingsfunksjonen	41
6.2.1	Modellbasert foroverkoplingsfunksjon	41
6.2.2	Eksperimentbasert foroverkoplingsfunksjon	50
7	Reguleringsstrukturer	57
7.1	Kaskaderegulering	57
7.2	Forholdsregulering	64
7.3	Split range-regulering	66
7.4	Reguleringsstruktur for prosessanlegg	67
8	Prosessmodellering	71
8.1	Innledning	71
8.2	Framgangsmåte for matematisk modellering	72
8.3	Modellering av massesystemer	74
8.4	Modellering av termiske systemer	77
8.5	Modellering av bevegelsessystemer	80
8.5.1	Translatorisk bevegelse	80
8.5.2	Roterende bevegelse	82
8.6	Elektriske systemer	84
9	Simulering	87
9.1	Innledning	87
9.2	Simulering med blokkdiagrambaserte simuleringsverktøy	89
10	Prossedynamikk	95

<i>Reguleringsteknikk</i>	5
10.1 Innledning	95
10.2 Forsterkning	95
10.3 Tidskonstant	98
10.4 Integrator (akkumulator)	102
10.5 Systemer med tidsforsinkelse	104
10.6 Systemer med sammensatt dynamikk	106
11 PID-regulatoren	109
11.1 Tidskontiuerlig PID-regulator	109
11.2 Datamaskinbasert reguleringsystem	110
11.3 Tidsdiskret PID-regulator	112
11.3.1 Utleddning av tidsdiskret PID-regulator	112
11.3.2 Virkemåten for tidsdiskret PID-regulator	114
11.4 Målestøy i reguleringsløyfen	118
11.5 Integratorbegrensning (anti windup)	121
11.6 Revers- og direktevirkning i regulatoren	125
11.7 Alternativ til PID: Av/på-regulering	128
12 Metoder for innstilling av PID-regulatorer	131
12.1 Innledning	131
12.2 Ziegler-Nichols' svingemetode	132
12.3 Good Gain-metoden	138
12.4 Skogestads metode	141
12.4.1 Metodens grunnlag	141
12.4.2 Innstilling av PI-regulator for "tidskonstant med tidsforsinkelse"	144

12.4.3	Tidskonstantregelen for innstilling av PI-regulator . . .	145
12.4.4	Innstilling av PI-regulator for “integrator med tidsforsinkelse”	148
12.4.5	Innstilling av PI-regulator for “integrator uten tidsforsinkelse”	151
12.4.6	Bruke derivatleddet?	155
12.4.7	Innstilling av PID-regulator for “dobbelintegrator” . . .	155
12.5	Autotuning med av/på-regulator	159
12.6	Hvordan forutsi og rette opp ustabilitet i reguleringsløyfen . .	160
12.6.1	Parameterendringer som gjør at stabiliteten i reguleringsløyfen blir dårligere	160
12.6.2	Hvordan rette opp ustabilitet i reguleringsløyfen	168
12.7	Hvordan tilpasse regulatorparametrene til varierende prosessdynamikk	171
12.7.1	Innledning	171
12.7.2	PID-parameterjustering med Skogestads formler	172
12.7.3	Gain scheduling	173
12.7.4	Adaptiv regulator	181
12.8	Reduksjon av reguleringsavviket gjennom prosessendringer . .	181
12.9	Sammenheng mellom K_p i standardenheter og K_p i fysiske enheter	184
A	Litt reguleringsteknisk historie	189

Forord

Målet med denne boken er å formidle kunnskaper om reguleringsteknikk som er tilstrekkelige for å forstå, utvikle og vedlikeholde praktiske reguleringssystemer. Det fins reguleringssystemer som bygger på avansert teori, men de aller fleste reguleringssystemene bygger på de relativt enkle prinsippene og metodene som er beskrevet i denne boken.

Avansert system- og reguleringsteori beskrives altså ikke i denne boken. Boken dekker heller ikke forriglingssystemer, som er styresystemer som sørger for å styre prosessen til en sikker tilstand i kritiske situasjoner, som ved utstyrsfeil og ulykker. Med andre ord: Boken beskriver praktisk reguleringsteknikk for normal drift.¹

I boken brukes differensiallikninger for representasjon av matematiske modeller (f.eks. massebalanse og bevegelseslikninger) og ved analyse av prosessdynamikk (bl.a. definisjon av tidskonstant), men store deler av boken er uavhengig av disse delene. Boken er *ikke* basert på Laplacetransformasjonen, transferfunksjoner, tilstandsrommodeller, og frekvensrespons.

Simulatorer og undervisningsvideoer er fritt tilgjengelige på <http://techteach.no>.

Boken er skrevet med dokumentverktøyet Scientific Word. Tegninger er tegnet med Visio (Microsoft), og simuleringer og beregninger er utført med LabVIEW (National Instruments) og MATLAB (MathWorks). Bilder er gjengitt med tillatelse.

Litt om min bakgrunn: Jeg er utdannet som sivilingeniør fra institutt for teknisk kybernetikk ved NTH (nå NTNU) i 1985. Jeg har undervist i reguleringsteknikk ved flere høyskoler siden midten av 80-tallet, har holdt

¹En god, men nokså avansert, bok for videre studier innen praktisk og teoretisk (modellbasert) reguleringsteknikk, med vekt på regulering av industriprosesser, er *Process Dynamics and Control* av Seborg, Edgar og Mellichamp (2004).

mange industrikurs, utfører konsulentoppdrag og arbeider jevnlig med reguleringstekniske problemstillinger. Jeg driver også firmaet TechTeach (<http://techteach.no>).

Jeg vil takke kolleger og studenter ved Høgskolen i Telemark for kommentarer til tidligere bøker jeg har skrevet og til undervisningen jeg har hatt ansvar for. Disse kommentarene, sammen med mine egne erfaringer i fagfeltet, har vært med på å bestemme innholdet og omfanget av boken.

Takk til min familie for å ha bidratt til gode arbeidsforhold under skriving av boken.

FinnHaugen

Skien, januar 2012

Kapittel 1

Innledning

1.1 De første begrepene

Denne boken dreier seg om å *regulere prosessvariable automatisk*.

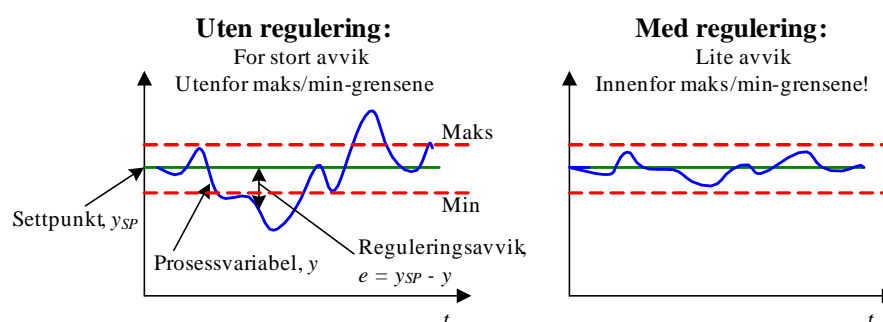
Hva er *prosessvariable*? Vanlige prosessvariable er

- Nivå
- Temperatur
- Strømning
- Trykk
- Posisjon
- Hastighet

Hva menes med *regulering*?

- Regulering er å få prosessvariable til å ligge tilstrekkelig nær sine spesifiserte verdier, som kalles *settpunkter* (eller referanser). Med andre ord er målet å få differansen mellom settpunkt og prosessvariabel – *reguleringsavviket* – til å være tilstrekkelig lite, ideelt sett null.

Figur 1.1 illustrerer målet med regulering.



Figur 1.1: Målet med regulering er å få prosessvariabelen til å holde seg tilstrekkelig nær sitt settpunkt.

Hva menes med at reguleringen (helst) skal skje *automatisk*?

Automatisk regulering er å få reguleringen til å skje uten manuelle operasjoner, dvs. med teknikk, hvilket i dag i praksis vanligvis betyr å bruke en datamaskin i en eller annen form.

I stedet for automatisk regulering, sier vi gjerne bare regulering.

Denne boken heter reguleringsteknikk. Hva er *reguleringsteknikk*?

Det er metoder og teknikker for implementering av systemer som trengs for å oppnå tilfredsstillende regulering, som altså er å få avviket til å bli tilstrekkelig lite.

Merk at en konsekvens av kravet om at avviket skal holdes tilstrekkelig lite og at det skal skje automatisk, er at reguleringssystemet må kunne virke *selvjusterende* eller *selvregulerende*. Med andre ord: Systemet må kunne justere sin egen oppførsel dersom avviket blir for stort! Vi skal snart (i kap. 2) se hvordan dette kan gjøres helt konkret, men jeg kan vel røpe at løsningen i teknikkens verden akkurat slik vi selv gjør det når vi dusjer, kjører bil, osv. Vi *manipulerer* prosessen ut fra en *observasjon* av hvor mye systemets faktiske tilstand avviker fra den ønskede tilstand vi har bestemt for systemet. Dette er reguleringens grunnprinsipp.

1.2 Er det viktig med regulering?

Om regulering er viktig? Du kan svare selv etter å ha lest igjennom listen nedenfor.

- **Produktkvalitet:**

- I fullgjødsel er pH-verdien én av prosessverdiene som uttrykker fullgjødselens kvalitet. Eksempelvis vil for lav pH-verdi skade jorden. Derfor må pH-verdien reguleres slik at den ligger tilstrekkelig nær en spesifisert referanseverdi.

- **Driftsøkonomi:**

- Det vil forverre driftsøkonomien for en virksomhet hvis deler av produksjonen må kasseres eller selges til lavere priser på grunn av dårlig kvalitet. Dette er en helt sentral problemstilling for alle produksjonsbedrifter. Reguleringsteknikken kan sikre at produktkvaliteten ligger innenfor spesifiserte grenser, og strenge spesifikasjoner kan tilfredstilles med en god reguleringsteknisk løsning!

- **Sikkerhet:** For at det skal være trygt å oppholde seg i nærheten av prosessen og for at utstyr ikke skal bli ødelagt, må variable som trykk, temperatur, nivå, o.s.v., holdes innenfor visse grenser, det vil si de må reguleres. Eksempler:

- Autopilot for fly (en autopilot er et posisjonsreguleringsystem).
- Kjemisk reaktor der trykk og temperatur må reguleres, ellers kan utstyr bli ødelagt.

- **Miljøvern:** Det finnes lover for hvor mye av forskjellige avfallsstoffer en bedrift kan slippe ut. Reguleringsteknikken kan bidra til at grensene holdes. Eksempler:

- I det såkalte vasketårnet i produksjon av fullgjødsel tilsettes salpetersyre for å nøytralisere avgasser av ammoniakk fra produksjonen. Nøytraliseringen skjer ved hjelp av pH-regulering. Reguleringssystemet sikrer at utslipp av ammoniakk til luft ligger innenfor spesifiserte grenser.

- **Komfort:** Eksempler:

- Autopiloten holder flyet på en jevn kurs, hvilket i tillegg til andre faktorer kan bidra til en forhåpentligvis behagelig flyreise.
- Temperaturregulering av rom

- **Teknisk gjennomførbarhet:** En rekke tekniske systemer ville ikke ha fungert eller vært mulige uten bruk av reguleringsteknikk. Eksempler:

- Drift av eksoterm reaktor i ustabil (men optimalt) arbeidspunkt
- Oppskyting av romfartøyer (stabilisering av kursen)
- Dynamisk posisjonering av fartøyer, som er ankerfri posisjonering ved at et posisjonsreguleringssystem styrer propeller som virker i hver sine retninger, slik at fartøyet blir liggende i en spesifisert posisjon til tross for forstyrrelser som bølger, vind og strøm.

• **Automatisering:** Eksempler:

- Autopiloter, som gjør at piloten(e) kan gjøre andre ting, f.eks. slappe av, i stedet for å styre farkosten kontinuerlig.
- Nivåregulering av flisnivået i en flistank i begynnelsen av en papirmassefabrikk, slik at operatøren slipper den kontinuerlige overvåkingen av nivået og styring av flisinnmatning for å holde nivået på den spesifisert verdien.
- Posisjoneringsystemer eller servomekanismer for lakkeringsroboter, slik at det ikke er nødvendig for mennesker å oppholde seg i skadelige omgivelser.

Kapittel 2

Regulering med tilbakekopling

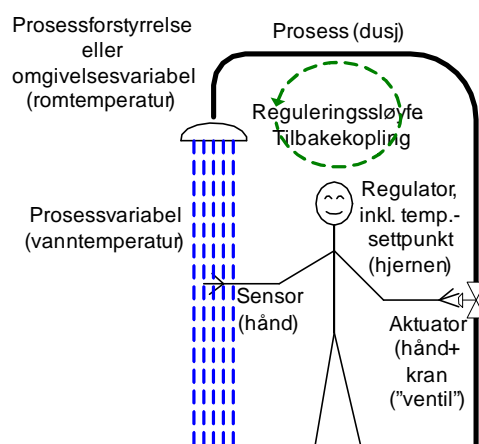
2.1 Prinsippet for tilbakekoplet eller avviksdrevet regulering

Tenk deg at du står i dusjen og skal få vanntemperaturen til å bli som du ønsker.¹ Anta at temperaturen til å begynne med er for lav. Hvordan får du temperaturen til å stige til ønsket temperatur? Jeg er temmelig sikker på at du måler temperaturen – la oss si med den ene hånden – og bruker den andre hånden til å justere varmtvannskranen inntil avviket som målt temperatur har fra ønsket temperatur, blir tilstrekkelig lite (ideelt null). Dersom det senere skulle oppstå variasjoner i romtemperaturen slik at vanntemperaturen endres fra settpunktet, kompenserer du for denne prosessforstyrrelsen ved å finjustere kranen. Dette er temperaturregulering! Vi kan også si at det *avviksdrevet* temperaturregulering, for det er avviket som “driver” reguleringen.

Reguleringssystemet er illustrert i figur 2.1. (I figuren er kranen representert med et ventilsymbol.) *Reguleringsløyfen* består av alle delsystemene i reguleringssystemene, og pilretningen markerer retningen av “signalflyten” i reguleringssystemet.

Figur 2.1 viser en rekke viktige reguleringstekniske begreper. De er definert nedenfor (rekkefølgen i definisjonene følger reguleringsløyfens retning).

¹Om du ikke har bestemt deg for en bestemt temperatur i grader C, så antar vi allikevel her at du har en tanke om hvilken dusjtemperatur du ønsker.

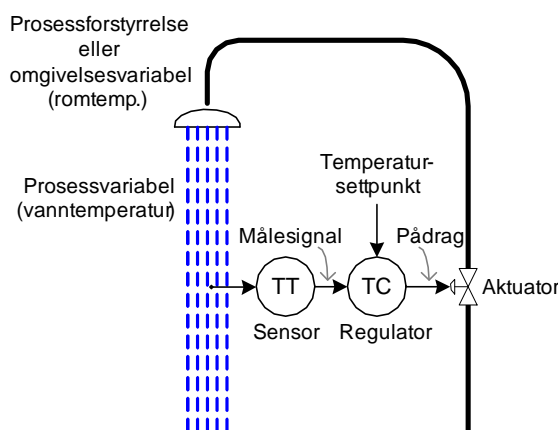


Figur 2.1: Regulering av dusjtemperaturen

- *Proessen* er det fysiske systemet som reguleringen dreier seg om. Dusjen er prosess.
- Den variabelen i prosessen som skal reguleres, dvs. som skal følge et spesifisert settpunkt, er *prosessvariabelen*. Vanntemperaturen er prosessvariabel.
- *Prosessforstyrrelser* er omgivelsesvariable som påvirker prosessvariabelen og får den til å avvike fra settpunktet, hvilket er uheldig fra et reguleringsteknisk synspunkt, selvsagt. Det regulatorens oppgave å kompensere for prosessforstyrrelser. I dusjen er romtemperatur en prosessforstyrrelse.
- *Sensoren* måler prosessvariabelen. I dusjen er sensoren den hånden som måler vanntemperaturen.
- Sensoren gir ut et *målesignal* – *prosessmålingen*. Nervesignalet fra hånden til hjernen er målesignalet.
- *Regulatoren* bestemmer hvordan reguleringen skal foregå på basis av avviket mellom *settpunktet* og prosessmålingen – *reguleringsavviket* – og genererer *pådragssignalet* som påvirker aktuatoren.
- Aktuatoren er det utstyret som regulatoren manipulerer prosessen med. Hånden som justerer kranen, er aktuatoren.

I figur 2.1 er det også markert at reguleringssystemet består av en *tilbakekopling*. Det er kopling fra sensoren til aktuatoren, altså fra prosessutgang *tilbake* til prosessinnang.

Industriprosesser reguleres på samme måte som vi regulerer dusjtemperaturen. Typiske prosessvariablene som der reguleres, er nivå, trykk, strømning, temperatur, pH, posisjon og hastighet. I industrien er det vanlig å tegne *tekniske flytskjemaer* (TFS) for å vise strukturen av reguleringsystemer. Figur 2.2 viser et TFS for vårt temperaturreguleringsystem.² Tekniske flytskjemaer beskrives nærmere i



Figur 2.2: Teknisk flytskjema (TFS) for temperaturreguleringsystemet for dusjen. TT = Temperature Transmitter (sensor). TC = Temperature Controller (regulator).

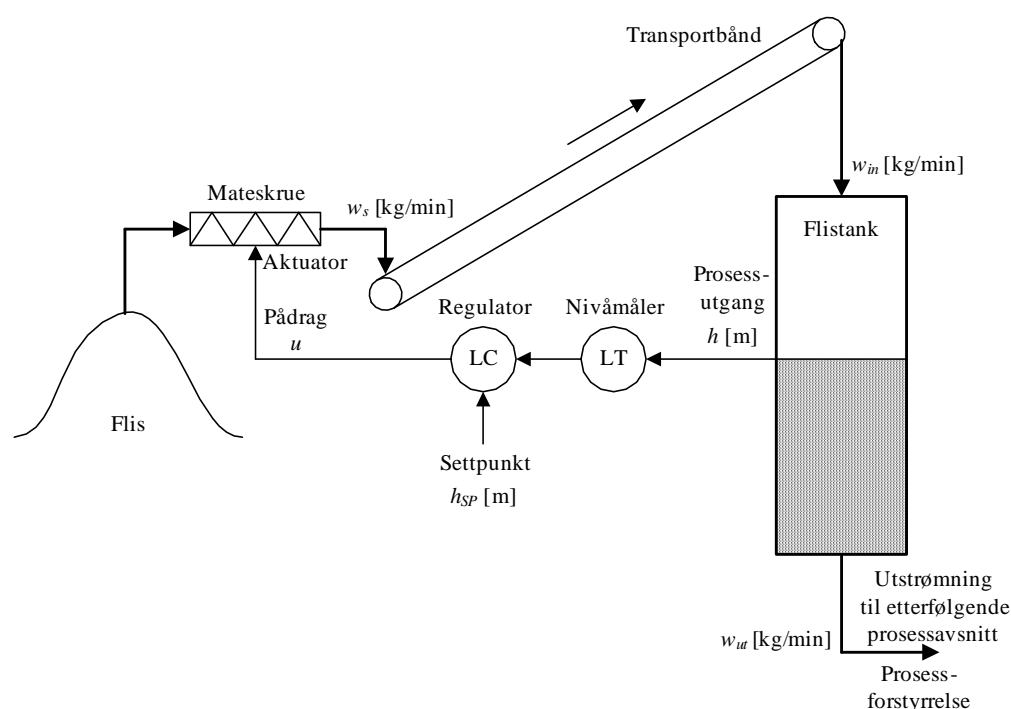
kap. 3.

2.2 Eksempel fra industrien: Nivåregulering av flistank

Figur 2.3 viser et teknisk flytskjema (TFS) for et nivåreguleringsystem for en flistank med mateskrue og transportbånd (båndet går med konstant hastighet). Det er forbruk av flis via et utløp i bunnen av tanken, og denne utstrømningen utgjør en forstyrrelse for nivåreguleringsystemet. Flisnivået h skal reguleres slik at det er lik eller tilnærmet lik et gitt nivåsettpunkt h_{SP} .³ LT (Level Transmitter) representerer nivåmåleren. Nivåmåleren er i fabrikkplanlegget på Tofte basert på ultralyd, dvs. at nivået

²Pilretning skal egentlig ikke angis på signalledninger i tekniske flytskjemaer, men i den boken vil pilretning allikevel bli angitt for å gjøre skjemaene lettere å forstå.

³Om behovet for nivåregulering: Tanken fungerer som et buffer (lagertank) for flis i prosessstrengen, og det må derfor være et minimum av flis i tanken. Videre foregår det forvarming av flis ved at gass tilføres i bunnen av tanken. Denne gassen er dels fersk damp og dels avgass fra kokeriet som inngår senere i prosessstrengen. Avgassen inneholder



Figur 2.3: Teknisk flytskjema for nivåreguleringssystem for flistank. (En slik flistank står i begynnelsen av prosesstrengen i papirmassefabrikken ved Södra Cell Tofte.)

beregnes ut fra tiden det tar for et lydsignal som sendes fra en avsender i toppen av tanken til den registreres av en mottaker. LC (Level Controller) representerer nivåregulatoren. I figur 2.3 er nivåsettpunktet angitt eksplisitt, men i TFS'er tegnes vanligvis ikke settpunktene siden det antas at de er inkludert i regulatorene.

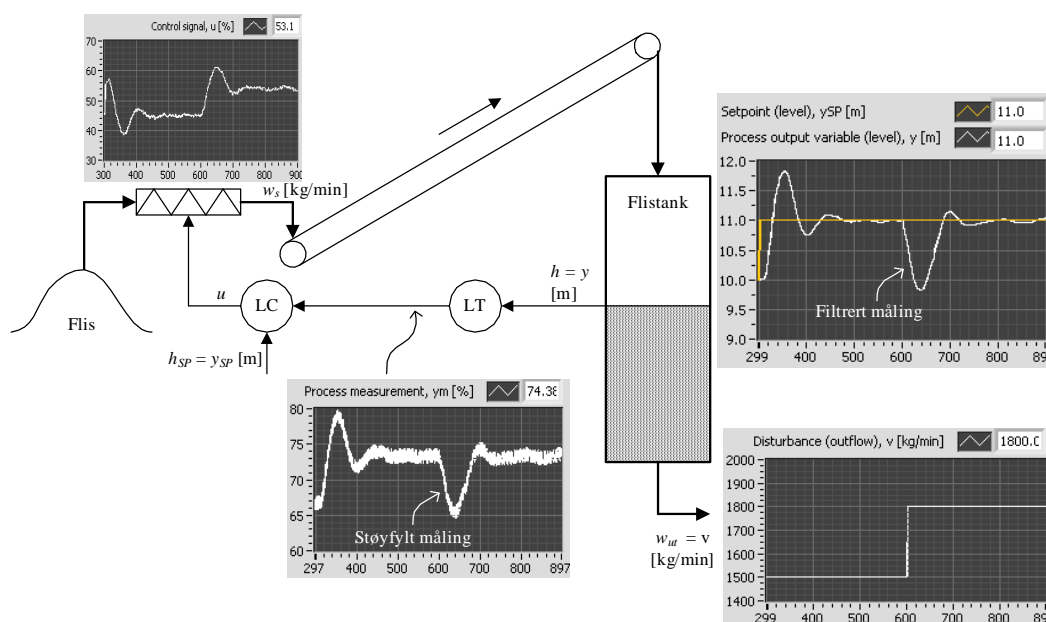
LC implementerer en PID-regulator. "PID" står for "proporsjonal pluss integral pluss derivat" som uttrykker regulatorens matematiske funksjon. PID-regulatoren er den desidert mest brukte regulatorfunksjonen i tekniske systemer. Vi skal ikke gå inn på PID-regulatorens matematiske funksjon her, det blir gjort i kap. 11, men dens virkemåte kan allikevel beskrives nokså enkelt:

hydrogensulfid, H_2S (som er skyld i den velkjente og ikke spesielt behagelige "papirfabrikkluften"). Det blir såkalt dampgjennomslag dersom nivået er for lite. Også dette krever et minimumnivå av flis. På den annen siden skal det ikke være for mye flis, ellers vil ikke forvarmingen gi høy nok temperatur, og dessuten vil omlegging til en annen fliskvalitet ta lenger tid.

PID-regulatoren endrer pådraget (øker eller reduserer det) helt til reguleringsavviket er blitt null. Når avviket er blitt null, holder regulatoren pådraget fast.⁴

Nivåreguleringssystemets virkemåte er at regulatoren påvirker flisnivået gjennom å manipulere flisinnstrømmingen gjennom mateskruen. Dersom nivået er lavere enn settpunktet, øker regulatoren flisinnstrømmingen. Dersom nivået er høyere enn settpunktet, reduserer regulatoren flisinnstrømmingen. Regulatoren fortsetter å justere flisinnstrømmingen helt til reguleringsavviket er blitt null.

Figur 2.4 viser simulerte responser for nivåreguleringssystemet.⁵



Figur 2.4: Simulerte responser i nivåreguleringssystemet for flistanken.

Her er informasjon om simuleringen (se figur 2.4):

- Til å begynne med er pådraget $u = 45$ %, som gir en innstrømning som akkurat matcher en utstrømning på 1500 kg/min, og nivået er lik 10 m som er lik settpunktet. Simulert tilfeldig (random) målestøy er lagt til nivåmålingen.

⁴Det er jo akkurat slik du selv utfører regulering: Du vil jo endre pådraget så lenge avviket er forskjellig fra null. Og når avviket er blitt null, holder du pådraget fast.

⁵Simulatoren er tilgjengelig på <http://techteach.no/simview>.

- Ved $t = 300$ min økes settpunktet som et sprang fra 10 til 11 m hvilket medfører at reguleringsavviket øker som et sprang fra 0 to 1 m. Dette får regulatoren til å øke pådraget på mateskruen, hvilket etterhvert får nivået til å stige, og reguleringsavviket avtar. Dette fortsetter helt til nivået blir lik det nye settpunktet på 11 m.
- Ved $t = 600$ min økes forstyrrelsen (utstrømningen) som et sprang fra 1500 til 1800 kg/min. Dette får nivået til å avta, og avviket øker (fra 0). Økningen i avviket får regulatoren til å øke pådraget og dermed innstrømningen, og etterhvert kommer nivået opp til settpunktet på 11 m igjen.
- Det er simulert med tilfeldig (random) målestøy. Det støyfylte målesignalet blir filtrert (glattet) i et målefilter, som vi antar er en del av LC-regulatoren. Målesignalet både før og etter filtreringen er vist (nederst i figuren).
- Den gjenstående målestøyen forplanter seg gjennom regulatoren og medfører at pådraget blir noe støyfylt.

Kapittel 3

Symboler og koder i teknisk flytskjema (TFS)

I kommende underkapitler skal vi se diverse eksempler på industrielle reguleringsystemer. Blokkdiagrammer kan i enkelte sammenhenger være hensiktsmessige for å vise strukturen av reguleringsystemer der det er viktig å få fram detaljer. I industrien er det vanlig med en annen type dokumentasjon, nemlig *teknisk flytskjema* (TFS).¹ Et teknisk flytskjema inneholder lett gjenkjennelige tegninger av prosessene som skal reguleres, sammen med symboler for regulatorer og målelementer.

Nedenfor gis en kortfattet oversikt over symboler og koder for tekniske flytskjema. Standarder for tekniske flytskjemaer er ISA S5.1 (USA), ISO 3511-1 (internasjonalt) og NS1438 (norsk). Standardene er ganske like.

3.1 Bokstavkoder

Tabell 3.1 viser noen vanlige bokstavkoder brukt i instrumentsymboler.

3.2 Instrumentsymboler

Figurene 3.1 – 3.3 viser vanlige instrumentsymboler.

Se figur 3.1 (hovedsymboler). FC 1 (strømningsregulator nummer 1) er et

¹Eng.: Piping & Instrumentation Diagram (P&ID).

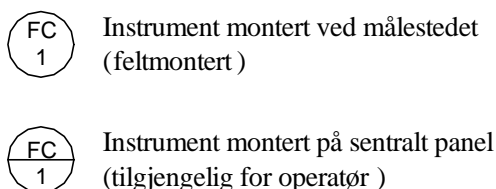
	Som første bokstav	Som følgende bokstav
A	Alarm	
C		Regulator (Controller)
D	Tetthet (Density). Differanse (Difference)	
F	Strøm av fluid (Flow). Forhold (Fraction)	
G	Posisjon	
H	Håndstyrt (Hand)	Høy (High)
I	Elektrisk strøm (Current)	Indikator (Indicator)
L	Nivå (Level)	Lav (Low)
P	Trykk (Pressure)	
Q	Kvalitet (Quality)	
S	Hastighet (Speed)	
T	Temperatur (Temperature)	Måleomformer (Transmitter)
V	Viskositet (Viscosity)	Ventil (Valve)
Y		Regneenhet eller hjelpefunksjon
Z		Sikkerhetsfunksjon eller forrigling

Tabell 3.1: Noen vanlige instrumentkoder for tekniske flytskjemaer

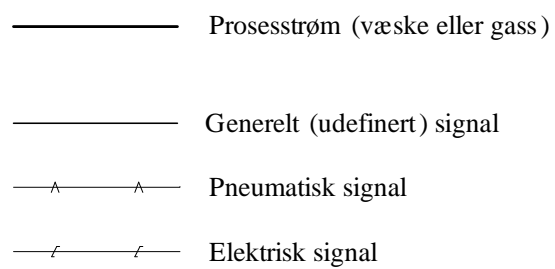
eksempel på forenklet instrumentkode. En full instrumentkode vil være f.eks. FC 12001 der 12 står for anleggsnummer og 001 er løpenummeret. I denne boken brukes forenklete instrumenteringskoder, og symbolene blir tegnet uten horisontal strek.

Se figur 3.2 (prosesstrøm og signalledninger). Signalledninger skal egentlig ikke tegnes med pilretning, men i denne boken blir allikevel pilretningen (signalretningen) angitt slik at skjemaene blir lettere å forstå.

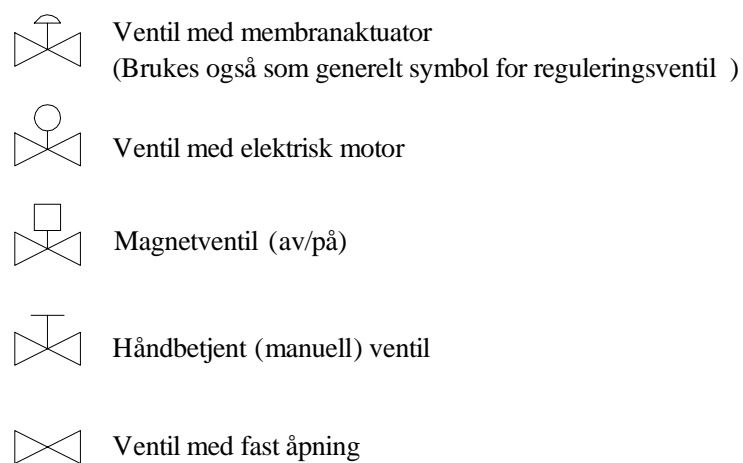
Se figur 3.4 (pumper). P-1 (pumpe nummer 1, merk bindestreken) er et eksempel på forenklet utstyrskode. En full utstyrskode vil være f.eks. P-13002 der 13 står for anleggsnummer og 002 er løpenummeret. I denne boken brukes forenklete utstyrskoder.



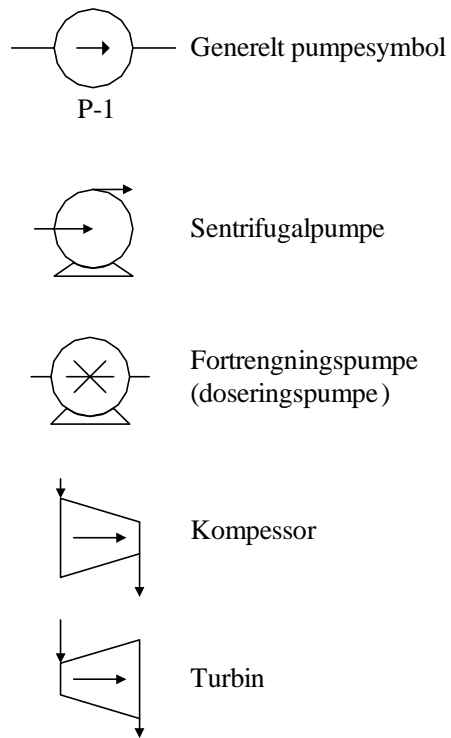
Figur 3.1: Instrumentsymboler



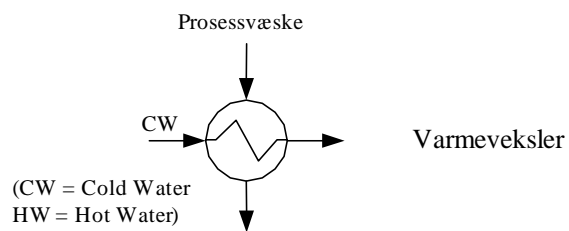
Figur 3.2: Symboler for prosessstrøm og forskjellige signalledninger



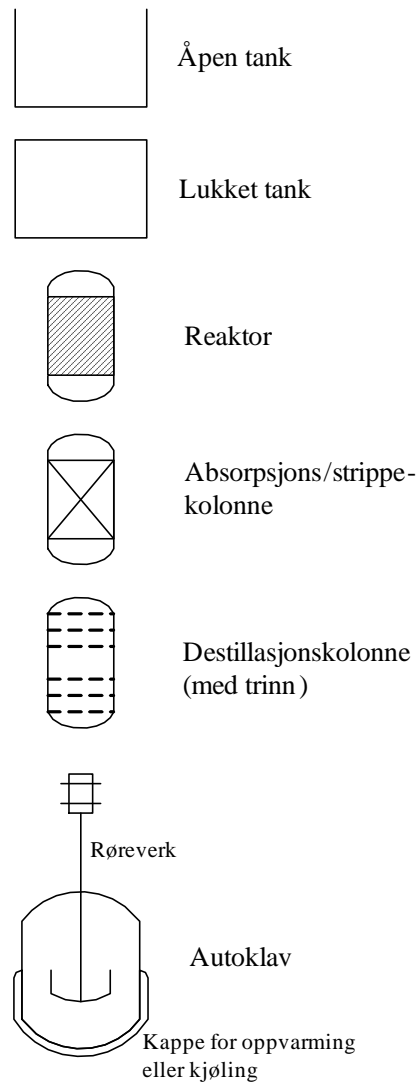
Figur 3.3: Ventilsymboler



Figur 3.4: Symboler for pumper, kompressorer og turbiner



Figur 3.5: Varmeveksler



Figur 3.6: Symboler for tanker og kolonner

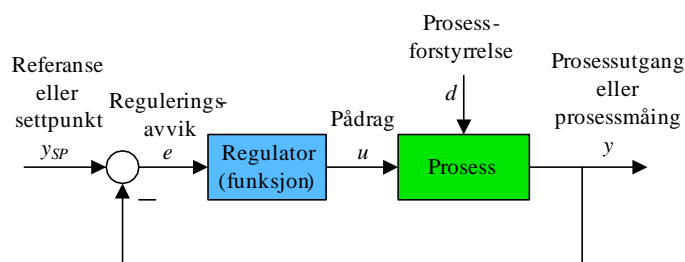
Kapittel 4

Blokkdiagram for reguleringsystemer

Blokkdiagrammer er hensiktsmessige for å vise de ulike variablene (signalene) og delsystemene som et reguleringsystem består av. Blokkdiagrammer kan ha ulike detaljnivåer. Vi skal nedenfor se på blokkdiagrammer på tre ulike detaljnivåer. (En del av begrepene som beskrives eller defineres, er vi allerede blitt kjent med gjennom dusjeksempelet og flistankeksempelet.)

Veldig enkelt blokkdiagram

Figur 4.1 viser et blokkdiagram med kun de aller viktigste komponentene, som er regulator og prosess. Sirkelen til venstre i diagrammet representerer egentlig addisjon. Kombinert med minustegnet blir det subtraksjon.



Figur 4.1: Veldig enkelt blokkdiagram for et reguleringsystem

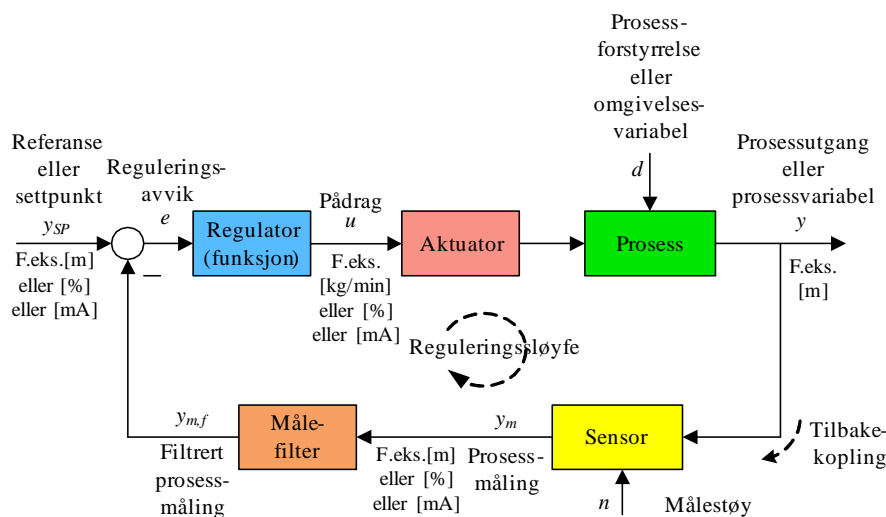
- **Proessen** som er det fysiske systemet som er objektet for

reguleringen. Eksempel: Flistanken med mateskrue og transportbånd er prosess.

- **Regulatoren** (regulatorfunksjonen) som beregner pådraget som funksjon av reguleringsavviket, som er settpunkt minus (filtrert) måling. I flistanken beregner nivåregulatoren (Level Controller – LC) pådrag til mateskruen.

Mer detaljert blokkdiagram

Blokkdiagrammet vist i figur 4.2 inneholder en del flere komponenter.



Figur 4.2: Blokkdiagram av reguleringssystem

- **Proessen** er nå selve flistanken, mens mateskruen og transportbåndet tilsammen nå er aktuator, som er en egen blokk.
- **Sensoren** måler prosessvariabelen som skal reguleres, dvs. som regulatoren skal få til å følge sitt settpunkt. I flistanken: Nivåsensoren (Level Transmitter – LT).
- **Målefilteret** glatter ut eller filtrerer målesignalet slik at det inneholder mindre målestøy. I flistanken stammer målestøyen fra ujevnheter på flislagets overflate i tanken.
- **Regulatoren** (regulatorfunksjonen) genererer pådragssignalet som brukes av aktuatoren til å manipulere prosessen.

- **Aktuatoren** manipulerer prosessen ihht. pådragssignalet den får fra regulatoren. Mateskruen og transportbåndet (betraktet som en enhet) er aktuator.

Detaljert blokkdiagram

Figur 4.3 viser et temmelig detaljert blokkdiagram av et reguleringssystem. Dette blokkdiagrammet beskriver langt på vei samtlige elementer som inngår i et reguleringssystem. Blokken i dette blokkdiagrammet inngår i de aller fleste praktiske reguleringssystemer. Flere av disse elementene kjenner vi fra før, men det er noen nye også.

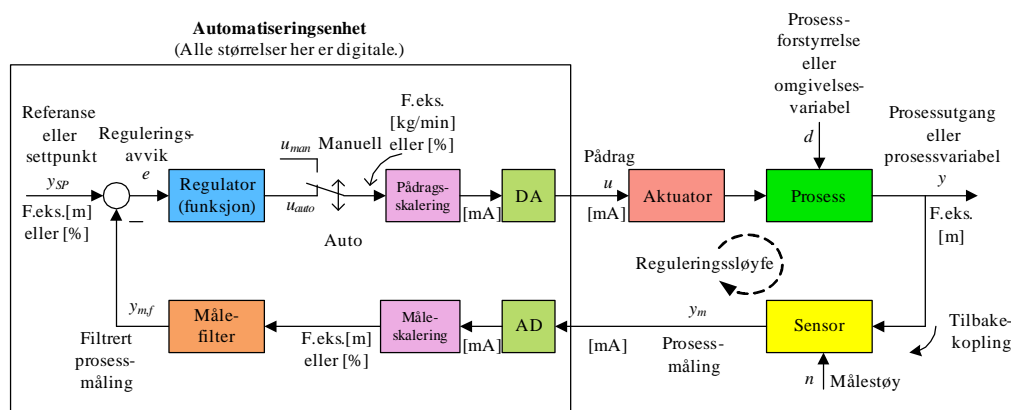
Den stiplede blokken kalt *automatiseringsenhet* i figur 4.3 representerer det fysiske utstyret der regulatorfunksjonen faktisk utføres. I våre dager er det vanlig at automatiseringsenheten er i form av en datamaskin som utfører reguleringen. Ulike typer automatiseringsutstyr beskrives i kap. 5.

- **Prosessen** er beskrevet ovenfor.
- **Sensoren** er beskrevet ovenfor.
- **AD-omsetteren** (analog-digital-omsetter) omsetter strømsignalet (evt. spenningsignalet) fra sensoren til en digital verdi som kan benyttes av datamaskinen. De fleste industrielle sensorer gir ut et strømsignal i området 4–20 mA som dekker det innstilte måleområdet.
- **Måleskaleringsfunksjonen** regner om strømsignalets digitale verdi til en tilsvarende digital verdi i aktuell fysiske enhet (f.eks. meter, grader C, evt. %). Det er vanlig å bruke en lineær skaleringsfunksjon. I flistanken vil 4–20 mA målesignal tilsvare nivåområdet 0–15 meter, med lineær skalering.
- **Målefilteret** er beskrevet ovenfor. Filtreeringen skjer i en filteralgoritme som kjører i automatiseringsenhetens mikroprosessor.
- **Regulatoren** er beskrevet ovenfor. Pådragsberegningen skjer vanligvis i en algoritme som kjører i automatiseringsenhetens mikroprosessor. Pådraget er i form av en digital verdi, som kan ha enhet f.eks. kg/min eller %.
- **Pådragsskaleringsfunksjonen** regner om pådragets digitale verdi, som kan være i f.eks. % eller kg/min, til et tilsvarende strømsignal i mA (evt. spenningsignal) som typisk har signalområdet 4–20 mA. Det er vanlig å bruke en lineær skaleringsfunksjon. I flistanken

beregner regulatoren en pådragsverdi i området 0–3336 kg/min som skaleres til 4–20 mA, lineært.

Obs: Sammenhengen mellom kg/min-verdien og mA-verdien brukt i skaleringsfunksjonen må selvsagt stemme med den virkelige sammenhengen mellom kg/min og mA for mateskruen.

- **DA-omsetteren** (digital-analog-omsetter) omsetter det digitale pådragssignalet til et fysisk pådragssignal, som typisk er et strømsignal i mA (evt. et spenningssignal). Dette signalet er det fysiske pådragssignalet som styrer aktuatoren, som for flistanen er mateskruen.
- **Aktuatoren** er beskrevet ovenfor.



Figur 4.3: Blokkdiagram av et reguleringssystem. (AD representerer analog-digital-omsetter. DA representerer digital-analog-omsetter.)

Regulatoren (automatiseringsenheten) kan være i enten *manuell* eller *automatisk modus*:

- I **manuell modus** er det operatøren som selv bestemmer pådraget. Manuell modus er aktuell når regulatoren tas i bruk for første gang, og uansett før regulatoren er stilt inn for den aktuelle prosessen.
- I **automatisk modus** benyttes pådraget generert av PID-regulatoren. Under normal drift står regulatoren i automatisk modus.

Kapittel 5

Automatiseringutstyr

De etterfølgende underkapitlene viser forskjellige typer automatiseringutstyr.

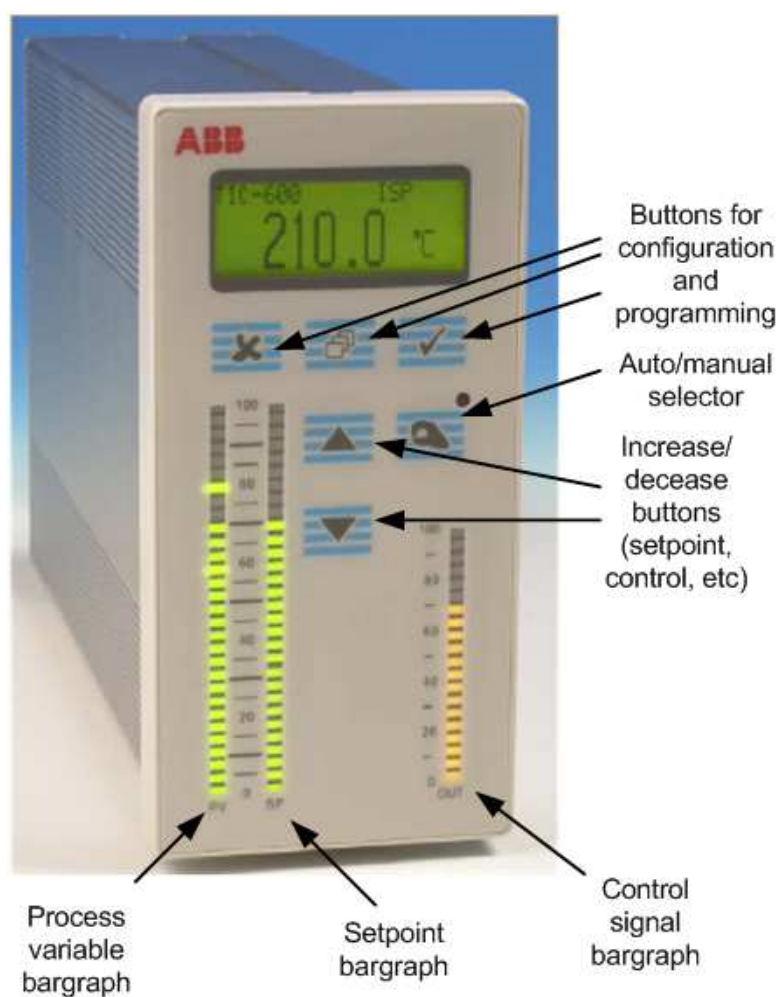
5.1 Industriell prosessregulator

Figur 5.1 viser et eksempel på hvordan automatiseringsenheten faktisk kan se ut. Figuren viser fronten på en industriell prosessregulator (ABBs ECA600) som er en enkeltstående automatiseringsenhet som implementerer én reguleringsløyfe. Figur 5.2 viser bakpanelet av denne prosessregulatoren.

Figur 5.3 viser utsnitt av databladet for ECA600-regulatoren vist i figur 5.1.

Noen karakteristiske trekk ved prosessregulatorer er:

- Regulatoren implementerer PID-regulatorfunksjonen (som beskrives i detalj i kap. 11).
- Regulatorens frontpanel har søyleindikatorer og/eller tallfelter som viser prosessmålingen (vanlig symbol er PV – Process Value), referansen eller settpunktet (symbol SP – Setpoint), samt pådraget (MV – Manipulating Variable), se figur 5.1.
- Regulatoren har analoge inn- og utganger på bakpanelet, se figur 5.2. Inngangssignalet (AI) er spenning- eller strømsignal, mens utgangssignalet (AO) vanligvis er et strømsignal. Standard

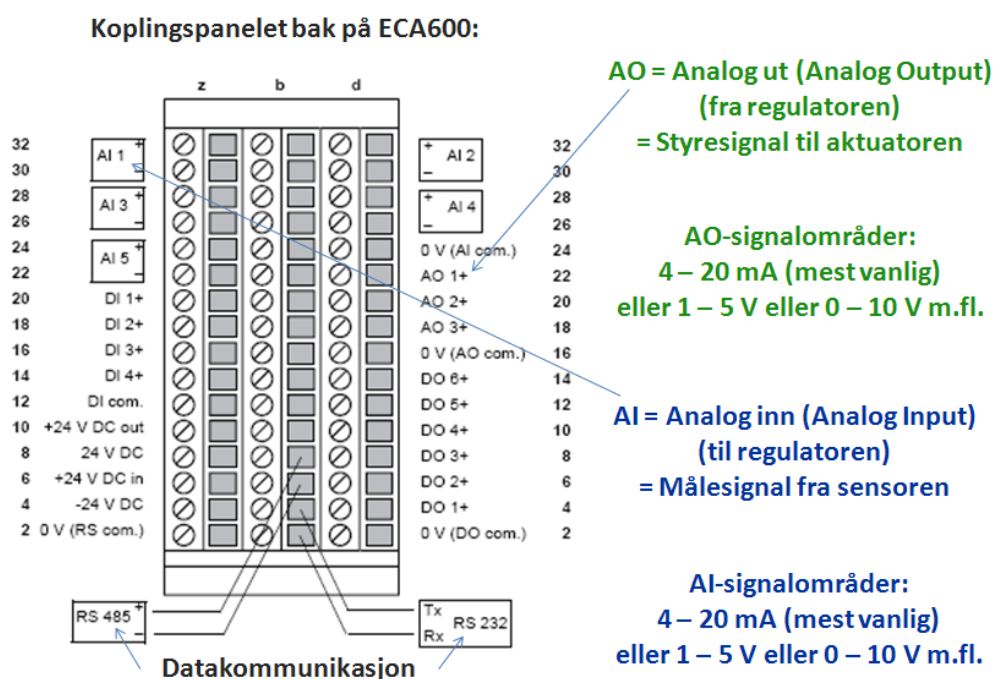


Figur 5.1: En industriell prosessregulator (ABBs ECA600)

strømområde er 4–20 mA (men også 0–20 mA benyttes), mens det fins diverse standard spenningsområder, bl.a. 1–5 V.¹ Innenfor disse spennings- og strømområdene representeres gjerne signalene som tallverdier i prosent.

- I tillegg til de analoge inn- og utgangene har denne regulatoren digitale innganger slik at regulatoren kan registrere signaler fra for eksempel endebrytere, trykknapper, m.m., og digitale utganger som kan brukes til av/på-styring (logisk styring) av lamper, reléer, motorer, m.m.

¹4–20 mA “transformeres” til 1–5 V ved hjelp av en motstand på 250 ohm.



Figur 5.2: Bakpanelet av industrielle prosessregulatoren ECA400 (ABB)

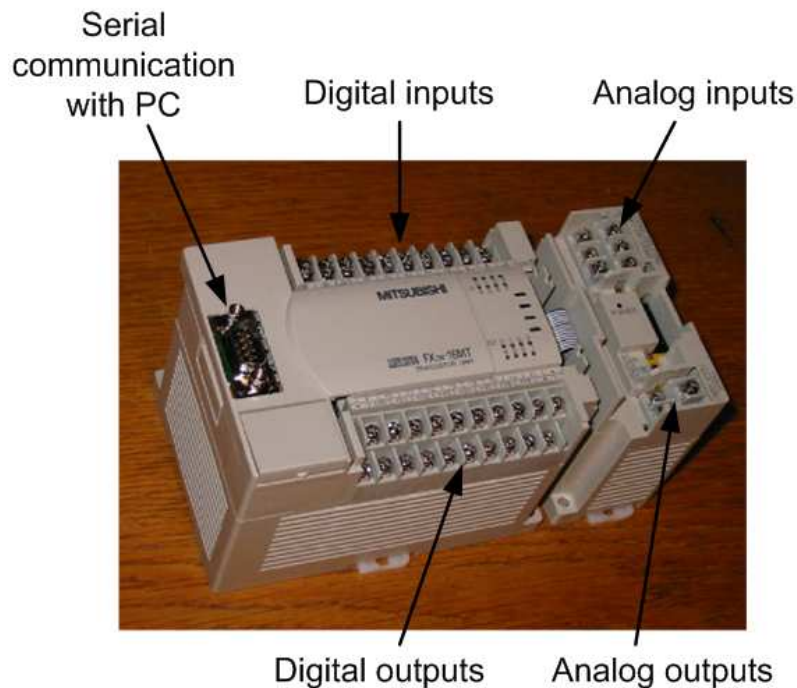
- Regulatoren har porter for kommunikasjon med en datamaskin eller andre regulatorer.
- Regulatoren kan programmeres fra et panel på fronten eller på boksens side eller fra en datamaskin (PC). Programmeringen kan dreie seg kople opp og kombinere funksjonsmoduler.
- Operatøren kan stille inn settpunktet internt (lokalt) på regulatoren (eng.: local setpoint). Det er også muligheter for å bruke en ekstern referanse (remote setpoint), som kan komme fra en overordnet datamaskin eller en annen regulator.
- Operatøren kan overta med manuell styring av pådraget, det vil si at den automatiske reguleringen koples ut og regulatoren settes i *manuell modus*. Det er aktuelt for eksempel ved utstyrsfeil eller ved ny konfigurering. I *automatisk modus*, som er den normale modus, beregnes pådraget i henhold til regulatorfunksjonen.
- Alarmgrenser kan settes av operatøren slik at for eksempel et lyssignal tennes hvis en måling blir større enn (eller mindre enn) alarmgrensen.

Controller		Digital Inputs	
Control functions	P, PD, PI, PID, pPI	Type	24 V DC, common digital input ground, current sink, opto-isolated.
Gain	0.01–99.99	Voltage	Max. 35 V, min. -0.5 V.
Integral time	0.1–9999.9 seconds	Logic levels	0 < 3 V (IEC 1131-2, type 1) 1 > 15 V (IEC 1131-2, type 1).
Derivative time	0.0–9999.9 seconds	Digital Outputs	
Control action	Direct, reversed	Type	24 VDC, current source.
Set point	Internal, external, ramp	Load current	Max. 250 mA per output, max. 500 mA total.
Control output	Analogue, pulse	Short-circuit current	Max. 500 mA transient current during 1 μ s.
Alarms	Process value, deviation.	Power supply	
Sample time	30–500 ms	AC	115/230 V AC \pm 10%, 50–60 Hz, 20 VA or 19 V AC \pm 10%, 50–60 Hz, 1 A.
Analogue Inputs		DC	24 V DC \pm 10%
Input ranges	0–20 mA, 4–20 mA, 0–5 V, 1–5 V, 0–10 V, 2–10 V.	Protection	Secondary side of transformer and direct supply fused via thermo type fuse.
Input types	Differential or single ended (jumper selectable).	Transmitter	Max. 24 V DC/150 mA.
Input impedance	Current 250 Ω Voltage 200 k Ω	Environmental specifications	
Alarm function for out-of-range signal	Yes, for 4–20 mA, 1–5 V and 2–10 V, when the signal drops below the lower limit.	Operating temperature	+5 to +55°C (IEC 68-2-1/2).
Functions	First-order software filter, linear / square root.	Non-operating temperature	-25 to +70°C (IEC 68-2-1/2).
Resolution	12 bits	Non-operating damp heat steady state	93% relative humidity at +40°C (IEC 68-2-3).
Inaccuracy	Max. \pm 0.2% of FS within 5–55°C.	Protection class	IP20 generally. IP65 for front. IP65 for front against IP65 compliant panel with panel mounting kit.
Temperature stability	0.01% FS per °C within 5–55°C.	Electrical environment	
Analogue Outputs		Order codes	Fulfills ElectroMagnetic Compatibility, EMC, directive 89/336/EEC ECA 06-0000 ECA 60-0000 ECA 600-0000 EMA 60-0000
Output ranges	0–20 mA, 4–20 mA.		
Type	Current source		
Max. output current	22 mA		
Load resistance on current output	Max. 650 Ω		
Short circuit protection	Yes		
Resolution	12 bits		
Output signal break detection	Yes		
Inaccuracy	Max. \pm 0.2% of FS within 0–50°C.		
Communication			

Figur 5.3: Utsnitt av databladet for ECA600-regulatoren vist i figur 5.1.

5.2 PLS'er

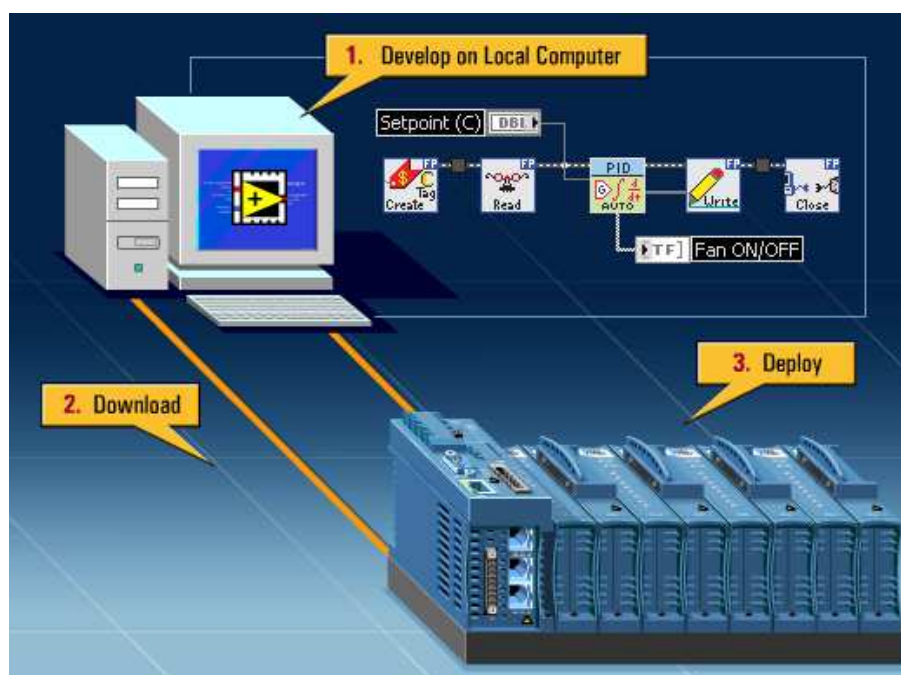
PLS'er er mye brukt i industriell automatisering. Figur 5.4 viser et PLS-system (Mitsubishi FX2N). PLS står for Programmerbar Logisk Styring. PLS-systemer er modulære systemer for logisk og sekvensiell styring av ventiler, motorer, lamper m.m.. Dagens PLS-systemene har også mulighet for tilbakekoplet regulering med PID-regulator. Programutviklingen for PLS'er foregår gjerne på en PC, og det ferdige programmet lastes deretter ned til PLS'en der det kjører uavhengig av PC'en. PLS'er kan programmeres i forskjellige typer programmeringsspråk som er standardisert i IEC 61131-3-standarden.



Figur 5.4: PLS-system som har innebygde funksjonsblokker i programvaren for tilbakekoplet (PID-)regulering i tillegg til funksjonsblokkene for logisk og sekvensiell styring. (Mitsubishi FX2N)

5.3 PAC

En PAC (Programmable Automation Controller) er et alternativ til en PLS. Også en PAC er et modulært system for bl.a. logisk og sekvensiell styring og kontinuerlig PID-regulering. På en måte er PAC'er mer produsent-spesifikke enn PLS'er og har egne språk og programmeringsverktøy som kan gi større funksjonalitet enn PLS'er. Figur 5.5 viser et eksempel på en PAC, National Instruments' Compact FieldPoint. Automatiseringsprogrammet der utvikles i LabVIEW på en PC og lastes deretter ned til FieldPoint-utstyret, der det kan kjøre uavhengig av PC'en.



Figur 5.5: Automatiseringsprogrammet, som kan inneholde bl.a. en PID-regulator, utvikles (i LabVIEW) på en PC og lastes deretter ned til automatiseringsutstyret der det kjører uavhengig av PC'en. (National Instruments' Compact FieldPoint)

5.4 SCADA-systemer

SCADA-systemer (SCADA = Supervisory Control and Data Acquisition) er automatiseringssystemer der gjerne PC'er brukes til overordnet styring og overvåking, mens selve reguleringen (pådragsberegningen) foregår i underliggende eller lokale PLS'er eller annet reguleringsutstyr. Disse PC'ene betegnes da operatørstasjoner. På denne måten er disse styringssystemene distribuerte. Figur 5.6 viser et eksempel på et SCADA-system (Siemens).

Her er noen flere karakteristiske trekk ved SCADA-baserte styringssystemer:

- Brukeren kan bygge opp skjermbilder på operatørstasjonene som kan bestå av prosessbilder med tanker, beholdere, ventiler, o.s.v., samt instrumenpaneler, alarmindikatorer (for eksempel for høyt nivået i en tank) og bilder for plotting av data (for eksempel tidsforløpet av

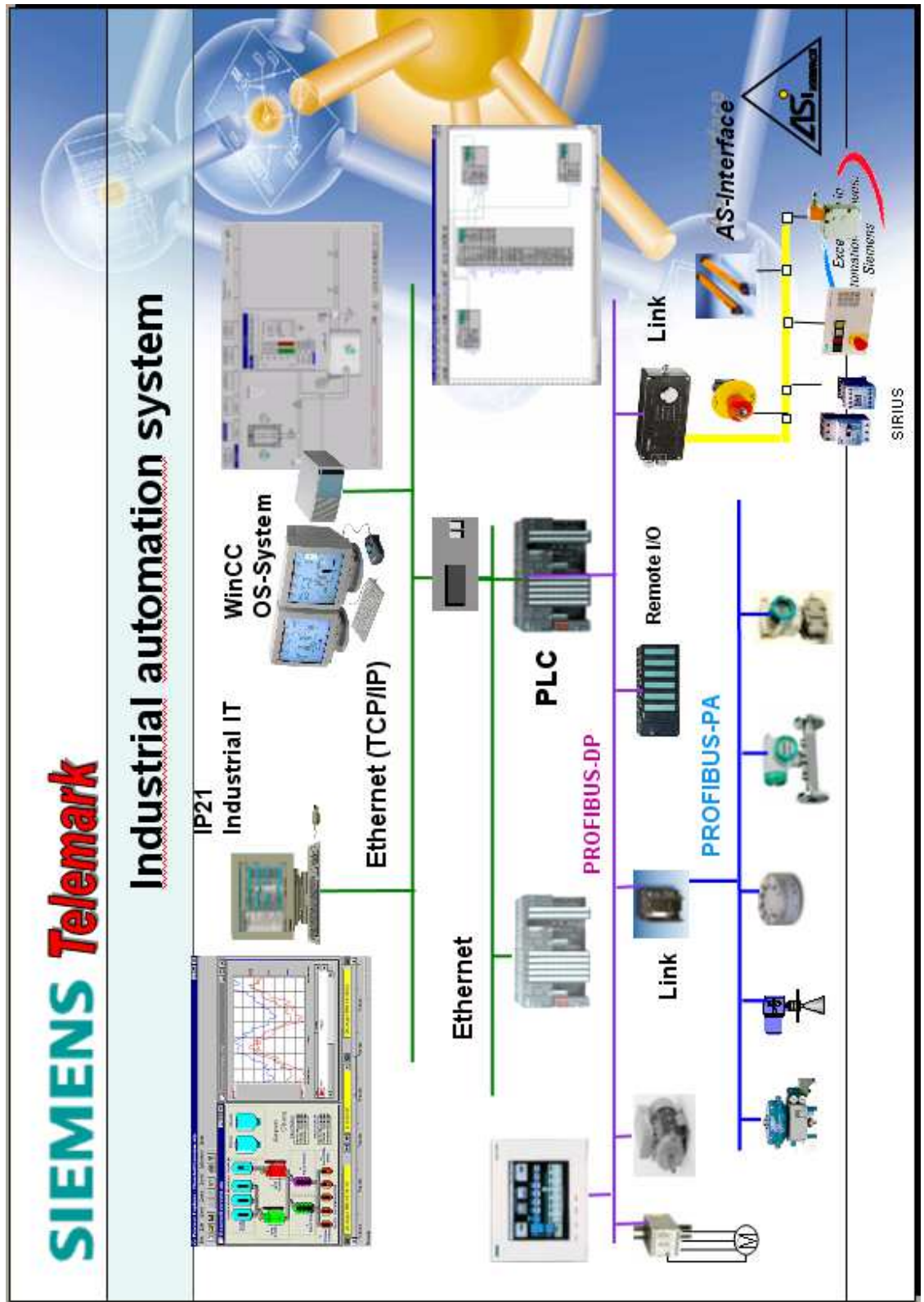
nivået i en tank).

- De enkelte PCene kan kommunisere med andre PCer og andre typer datamaskiner via standard-kommunikasjonsnett, f.eks. Ethernet.
- Styringssystemet har driverrutiner (-programmer) for PLS-systemer, I/O-systemer (som er systemer for analog og digital Input/Output) og instrumentsystemer fra mange forskjellige leverandører. Antall drivere kan være langt over 100.
- Et stadig mer brukt alternativ til ovennevnte proprietære drivere er OPC (OLE for Process Control)². Med OPC kan ulike programapplikasjoner for overvåkning, databehandling osv. kommunisere med instrumenteringsutstyr (aktuatorer og sensorer) fra ulike leverandører. Men det er nødvendig at hver type instrumenteringsutstyr har en standardisert OPC-server og at hver ulike applikasjon har en standardisert OPC-klient. Hver klient kan da kommunisere med hver server. Det er dermed ikke lenger nødvendig med proprietære I/O-drivere.
- Prosessdata, som er loggede verdier (tidsserier) av prosessmålinger, styresignaler, settpunkter, alarmsignaler o.l., lagres i en prosessdatabase. Historiske prosessdata kan senere hentes fram for presentasjon og analyse.

5.5 DSC-systemer

DCS-systemer (Distributed Control Systems) likner på SCADA-systemer ved at selve styringsutstyret er distribuert (ikke sentralisert) ut i prosessanlegget. Spesielle prosessstasjoner – ikke standard PLS'er eller prosessregulatorer – utfører selve reguleringen. Disse er gjerne montert i spesielle skap nær prosessen og nær IO-utstyret, slik at dataoverføringen mellom prosessstasjonene og IO-enhetene skjer spesielt raskt og med mindre muligheter for feil sammenliknet med SCADA-systemer. Fra operatørstasjoner, som gjerne er samlet i kontrollrom, se figur 5.7, kan hele prosessanlegget styres og overvåkes. Ett eksempel på et DCS-system er Kongsberg Maritimes AIM-system som brukes i bl.a. skipsautomatisering.

²OLE = Object Linking and Embedding, som er teknologi utviklet av Microsoft for deling objekter og data mellom applikasjoner



Figur 5.6: SCADA-system (Siemens).



Figur 5.7: Kontrollrom i distribuert styringssystem

Kapittel 6

Regulering med foroverkopling

6.1 Prinsippet for regulering med foroverkopling

I kap. 2 så vi at regulering basert på tilbakekopling – eller bedre sagt: avviksstyrt regulering – sørger for at det statiske reguleringsavviket blir null¹ etter at det har oppstått en endring av prosessforstyrrelsen fra én verdi til en annen. Dette er jo bra. Men i transientfasen², dvs. i tiden fra tidspunktet der forstyrrelsen endret verdi og til alle responser er (tilnærmet) konstante, er jo reguleringsavviket forskjellig fra null, for det må jo være et avvik for at det i det hele tatt skal bli noen pådragsendring.

Transientavviket kan være et problem i reguleringsystemer der det er svært viktig at avviket er så lite som mulig. Problemet kan langt på vei løses ved bruk av *foroverkopling*. Ved foroverkopling er det *kopling fra måling av én eller flere forstyrrelser direkte til pådraget*. Det er gjerne også kopling direkte fra settpunktet til pådraget. Foroverkopling gir en direkte eller momentan justering av pådraget basert på informasjon (måling) av forstyrrelser og/eller settpunktet. Pådraget blir justert til riktig verdi til riktig tid.

Ideelt sett vil avviket bli null med foroverkopling, men dette forutsetter at vi har perfekt prosesskunnskap i form av en perfekt matematisk

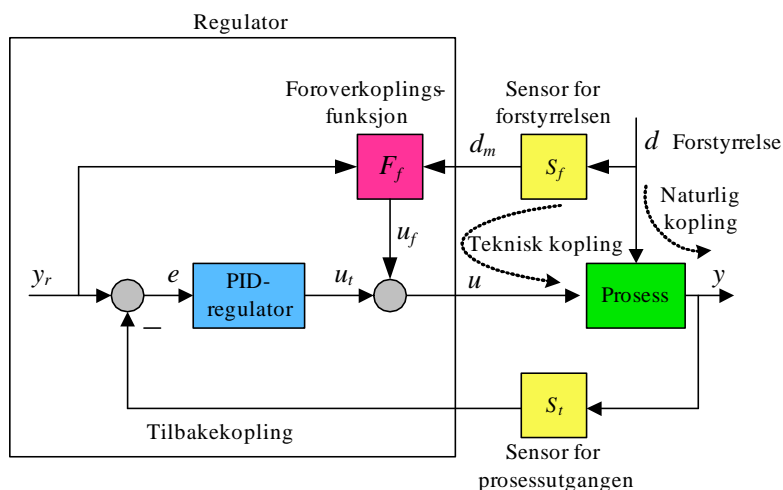
¹Riktignok forutsatt at regulatoren har integralvirkning, men det er svært vanlig at regulatorer har integralvirkning.

²En transient er den delen av en respons som er relativt kortvarig og som dør ut når tiden går mot uendelig.

prosessmodell og dessuten at målingene av forstyrrelsene er korrekte. Disse forutsetningene er i praksis aldri oppfylt fullt ut. Med andre ord: Det vil alltid være modellfeil og målefeil. Derfor kan vi ikke forvente eksakt null avvik med foroverkopling. Ved å bruke tilbakekopling sammen med foroverkopling kan dette avviket bli tvunget til null under statiske forhold, riktignok dersom regulatoren i tilbakekoplingen har integralvirkning. I praksis brukes PI- eller PID-regulator, og disse har integralvirkning.

Figur 6.1 viser strukturen av et reguleringssystem med foroverkopling og tilbakekopling. Det totale pådraget u består av summen av pådraget fra tilbakekoplingen (PID-regulatorens) u_t og foroverkoplingspådraget u_f .

$$u = u_t + u_f \quad (6.1)$$



Figur 6.1: Reguleringssystem med foroverkopling og tilbakekopling.

En måte å betrakte foroverkopling fra forstyrrelsen på, er at foroverkoplingen introduserer en kunstig, teknisk kopling som motvirker eller kansellerer den naturlige (og unngåelige) koplingen fra forstyrrelsen til prosessutgangen slik at nettovirkningen som forstyrrelsen har på prosessutgangen, blir null.

Hvorfor brukes betegnelsen foroverkopling? Begrepet foroverkopling er pr. definisjon kopling fra et inngangssignal til et system til et annet inngangssignal til systemet. Både forstyrrelser og pådrag er innganger til prosessen som skal reguleres. Kopling direkte fra forstyrrelse til pådrag er derfor foroverkopling. Vi bruker også betegnelsen foroverkopling på kopling

fra settpunktet direkte til pådraget selv om settpunktet egentlig ikke er noe inngangssignal til selve prosessen.

6.2 Utvikling av foroverkopplingsfunksjonen

Hvordan finner vi foroverkopplingsfunksjonen F_f ? Her er to aktuelle måter:

- Fra en matematisk prosessmodell, typisk en differensiallikningsmodell (kap. 6.2.1).
- Fra eksperimentelle data (kap. 6.2.2).

6.2.1 Modellbasert foroverkopplingsfunksjon

Foroverkopplingsfunksjonen kan finnes fra en prosessmodell som er i form av en differensiallikninger, slik:

Løs den matematiske prosessmodellen med hensyn på pådraget u , og sett referansen y_r inn for prosessutgangen y .

Dette pådraget er da pådragsbidraget u_f til det totale pådraget u , jf. figur 6.1. u_f uttrykt som funksjon av parametre og variable i prosessen definerer foroverkopplingsfunksjonen. I praksis kan det være utfordrende å finne en modellbasert foroverkopplingsfunksjon fordi det ikke er trivielt å finne en god prosessmodell.

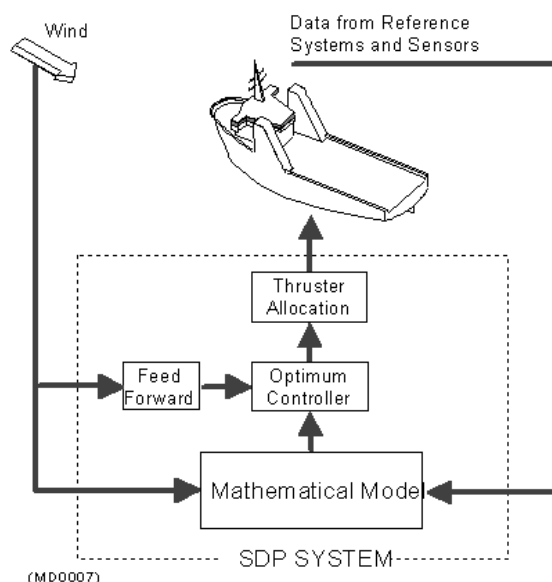
Når vi så har funnet foroverkopplingsfunksjonen, må vi sjekke at alle parametre og variable som inngår i funksjonen, faktisk er kjente. Det kan være nødvendig å montere sensorer for å finne verdien av noen av variablene og/eller parametrene.

Følgende eksempel dreier seg om bruk av foroverkopling i posisjonsreguleringssystemer for skip, kalt dynamisk posisjonering. Dette eksempelet er valgt her fordi den matematiske prosessmodellen antas å være lett å forstå siden den bygger på den velkjente Newtons 2. lov.³

Eksempel 1 *Foroverkopling i dynamisk posisjonering av skip*

³Eksempelet er også valgt fordi Norge er verdensledende innen DP og skipskontroll generelt, spesielt gjennom firmaet Kongsberg Maritime AS.

Dynamisk posisjonering (DP)⁴ av skip er posisjonsregulering av skipet gjennom styring av propeller (eng.: thrusters)⁵. DP-systemer er svært



Figur 6.2: System for dynamisk posisjonering (DP). [Kilde: Kongsberg Maritime AS.]

viktige i mange operasjoner til havs. Figur 6.2 illustrerer et DP-system. Høyre del av figuren viser regulering basert på tilbakekopling fra målt skipsposisjon, mens det i venstre del er vist regulering basert på foroverkopling (feedforward) fra bl.a. vindsensor.

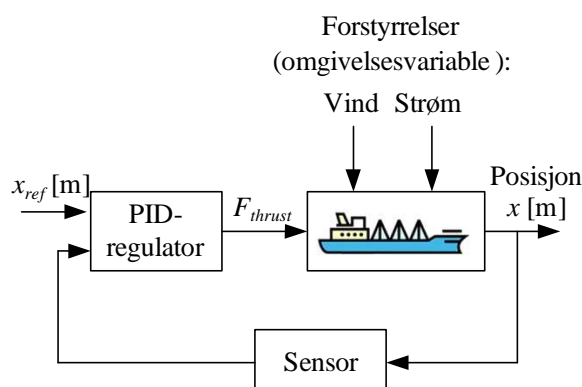
Vi skal først se på posisjonsregulering av skipet med kun tilbakekopling. Deretter skal vi se på bruk av foroverkopling.

Tilbakekoplet regulering

Systemets hensikt er å få skipet til å følge, eller ligge på, en gitt posisjonsreferanse, x_{ref} , som kan være en forhåndsprogrammert trajektor eller et signal som stammer fra en joystick. Skipets faktiske posisjon måles med f.eks. GPS. DP-systemets regulator, som er en PID-regulator, beregner propellpådraget F_{thrust} ut fra avviket mellom posisjonsreferansen og posisjonsmålingen, se figur 6.3. Strøm og vind (og bølger) påvirker skipets posisjon, og er forstyrrelser eller omgivelsesvariable i reguleringssystemet.

⁴I fagmiljøet brukes betegnelsen DP (Dynamic Positioning).

⁵Thruster (eng.) er relativt små propeller som brukes til posisjonering og manøvrering.



Figur 6.3: Dynamisk posisjonering basert på tilbakekoplet regulering

Figur 6.4 viser simulerte responser for et testskip.⁶ I simuleringen er skipet utsatt for en sprangvis endring i vindhastigheten fra stille til orkan (35 m/s vind) forfra ved $t = 20$ min. Det er også en sprangvis endring i vannstrømmen fra null til 4 m/s ved $t = 70$ min. PID-regulatoren i tilbakekoplingen er stilt inn ut fra en spesifisert hurtighet og krav om god stabilitet i posisjonsreguleringen. Skogestads metode beskrevet i kap. 12.4.7 er benyttet for regulatorinnstillingen.

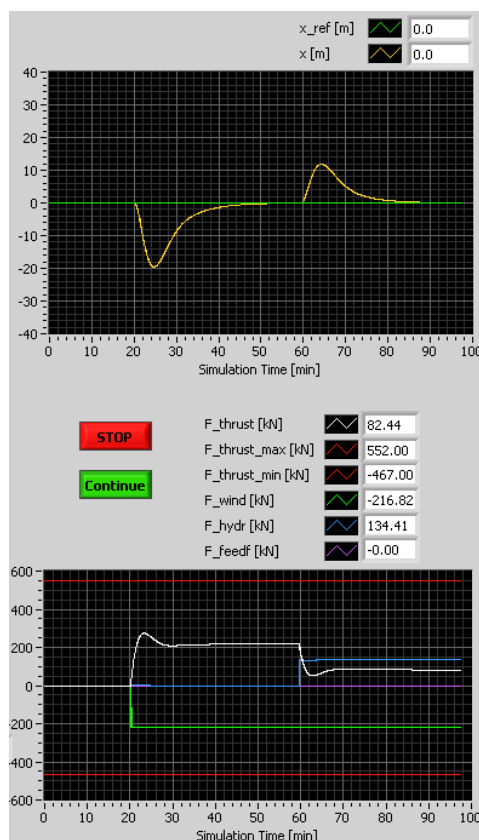
Vi ser fra det øverste plottet i figur 6.4 at hver av de to forstyrrelsene driver skipet mange meter vekk fra posisjonsreferansen. Fra det nederste plottet ser vi hvordan F_{thrust} , som er pådraget generert av regulatoren, setter opp en motkraft i et forsøk på å kompensere for endringene av forstyrrelsene. Vi ser at regulatoren er i stand til å generere den propellkraften som skal til for å bringe skipet tilbake til referansen under stasjonære forhold. Det stasjonære reguleringsavviket blir altså null, men transientavviket, dvs. avviket før det har fått sin konstante verdi, er forskjellig fra null.

Du vil kanskje si at de to forstyrrelsene vind og strøm har urealistisk store endringer i denne simuleringen. Men husk at endringene kan stamme fra at skipet befinner seg i hardt vær med kraftig sidevind og kraftig strøm fra siden, og så må skipet dreie seg mot vinden og med strømmen pga. en eller annen nødvendig operasjon.

Med reguleringen kun basert på tilbakekopling er det *helt sikkert* at skipet vil bli drevet litt vekk fra posisjonsreferansen når forstyrrelsene endrer verdi. Hvorfor?⁷

⁶Simulatoren er implementert i LabVIEW. Den matematiske modellen av skipet har jeg fått fra Kongberg Maritime AS.

⁷Fordi tilbakekoplet regulering er avviksdrevet, dvs. at det må oppstå avvik fra refer-



Figur 6.4: Simulerte responser for testskip med dynamisk posisjonering (posisjonsregulering)

Det skal bli spennende å se om (rettere sagt: hvordan) foroverkopling vil redusere avviket!

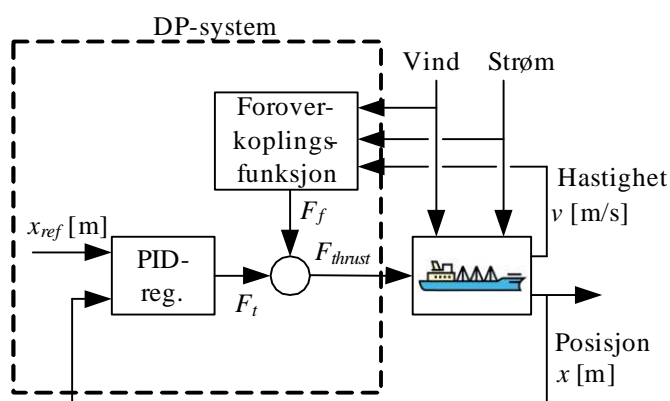
Foroverkopling (sammen med tilbakekopling)

Figur 6.5 viser strukturen av et DP-system bestående av både foroverkopling og tilbakekopling. (Strukturen er i prinsippet den samme som vist i figur 6.2, for også der er det vist foroverkopling og tilbakekopling.)

Vi trenger en matematisk modell av skipet i foroverkoplingsfunksjonen. Nedenfor beskrives en matematisk modell⁸ av skipets bevegelser i langsskipsretningen (eng.: surge) basert på Newton's 2. lov (masse ganger akselerasjon er lik summen av kreftene). Figur 6.6 viser definisjon av

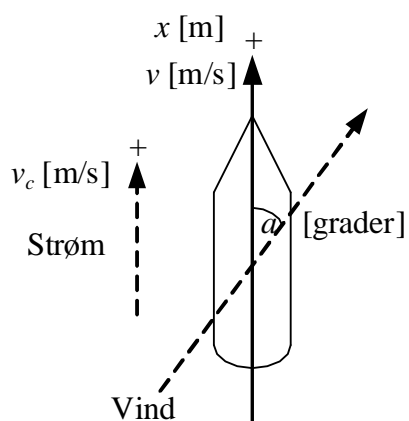
ansen for at det i det hele tatt skal kunne skje noen kompensering (regulering).

⁸Modellen er basert på informasjon fra Kongberg Maritme.



Figur 6.5: Eksempel 1: Blokkdiagram av DP-system med både foroverkoppling og tilbakekopling.

variable som brukes i modellen.



Figur 6.6: Eksempel 1: Variable som brukes i skipsmodellen.

Modellen er

$$m\ddot{x} = F_{thrust} + F_{hydr} + F_{vind} \quad (6.2)$$

m er skipets masse, som har kjent verdi.

- F_{thrust} er den propellkraften som genereres av regulatoren.⁹

⁹Thruster (eng.) er relativt små propeller som brukes til posisjonering og manøvrering.

- F_{hydr} er den hydrodynamiske kraften som virker på skipet fra vannet:

$$F_{hydr} = D_x |v_c - v| (v_c - v) \quad (6.3)$$

der v_c er vannstrømhastigheten og v er skipshastigheten (i et jordfast koordinatsystem). Absoluttverditegnet er nødvendig for at fortegnet på kraften skal bli korrekt for alle verdier av v_c og v . D_x er en hydrodynamisk parameter med kjent verdi.

- F_{vind} er kraften som virker fra vinden på skipet gitt ved følgende vindmodell:

$$F_{vind} = V_w^2 [c_{Wx_1} \cos(a) + c_{Wx_2} \cos(3a)] \quad (6.4)$$

der V_w er vindhastigheten og a er vindens angrepsvinkel. c_{Wx_1} og c_{Wx_2} er vindparametre med kjente verdier.

Modellen (6.2) blir altså

$$m\ddot{x} = F_{thrust} + D_x |v_c - v| (v_c - v) + V_w^2 [c_{Wx_1} \cos(a) + c_{Wx_2} \cos(3a)] \quad (6.5)$$

Vi skal finne foroverkopplingsfunksjonen ut fra prosessmodellen. Vi starter med å løse prosessmodellen mht. pådraget. Fra (6.2) og (6.5) får vi

$$F_{thrust} = m\ddot{x} - F_{hydr} - F_{vind} \quad (6.6)$$

$$= m\ddot{x} - D_x |v_c - v| (v_c - v) \quad (6.7)$$

$$- V_w^2 [c_{Wx_1} \cos(a) + c_{Wx_2} \cos(3a)] \quad (6.8)$$

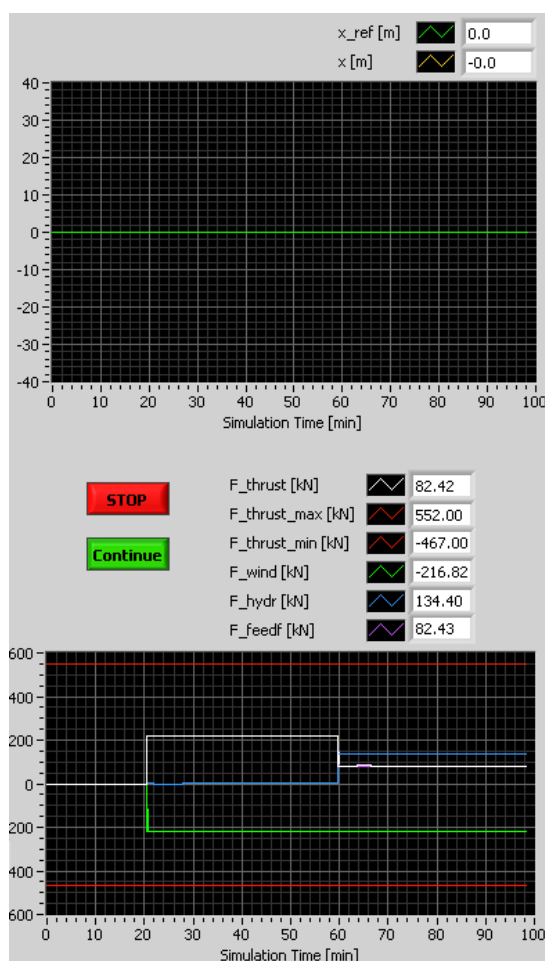
Her setter vi inn posisjonsreferansen x_{ref} for x . Vi får da

$$F_{thrust_f} = m\ddot{x}_{ref} - D_x |v_c - v| (v_c - v) - V_w^2 [c_{Wx_1} \cos(a) + c_{Wx_2} \cos(3a)] \quad (6.9)$$

som er foroverkopplingsfunksjonen.

Så er spørsmålet om F_{thrust_f} gitt ved (6.9) faktisk er implementerbar. Med andre ord: Er alle parametre og variable på høyresiden kjente?

- Parametrene m , D_x , c_{Wx_1} og c_{Wx_2} antas å ha kjente verdier.
- Den dobbelderiverte \ddot{x}_{ref} vil være kjent siden x_{ref} selvsagt er kjent til enhver tid og vi kan da beregne dens dobbelderiverte.
- Vi antar at vindhastigheten V_w og vindretningen a måles med en vindsensor montert på skipet. (Skip med DP-system har alltid en vindsensor.)



Figur 6.7: Eksempel 1: Simulering av DP-system med PID-regulering og med foroverkopling.

- Vannstrømhastigheten v_c antas kjent. I virkelige DP-systemer estimeres v_c med en spesiell algoritme kalt Kalman-filter.¹⁰ Måling av vannstrømmen kan jo også tenkes.
- Skipshastigheten v antas kjent. I praksis kan den beregnes som den tidsderiverte av posisjonen x som vi antar er kjent fra måling. I virkelige DP-systemer estimeres v med et Kalman-filter.

Vi antar altså at foroverkopplingsfunksjonen gitt ved (6.9) er implementerbar.

¹⁰En referanse for Kalman-filter er (Haugen, 2010a).

Så er det tid for å se på simuleringer. Forstyrrelsene fra vind og vannstrøm er de samme som før. Figur 6.7 viser at skipet nå ikke beveger seg vekk fra posisjonsreferansen til tross for de kraftige forstyrrelsene.

Fra det nederste plottet ser vi bl.a. at F_{thrust} , som er så å si identisk med foroverkoplingspådraget F_{feedf} , reagerer med helt riktig styrke og til riktig tidspunkt når forstyrrelsene endres. Resultatet blir at skipet ligger i ro til tross for de kraftige endringene i vind- og strømpåvirkningene. Fullt så vakker er ikke virkeligheten, for en må alltid regne med modellfeil- eller unøyaktigheter samt målefeil. Dette vil gjøre at F_{feedf} -verdien blir noe feil, og skipet vil flytte seg noe vekk fra referansen, men dette avviket vil PID-regulatoren etterhvert bringe til null.

[Slutt på eksempel 1]

Neste eksempel demonstrerer foroverkopling i et temperaturreguleringssystem.

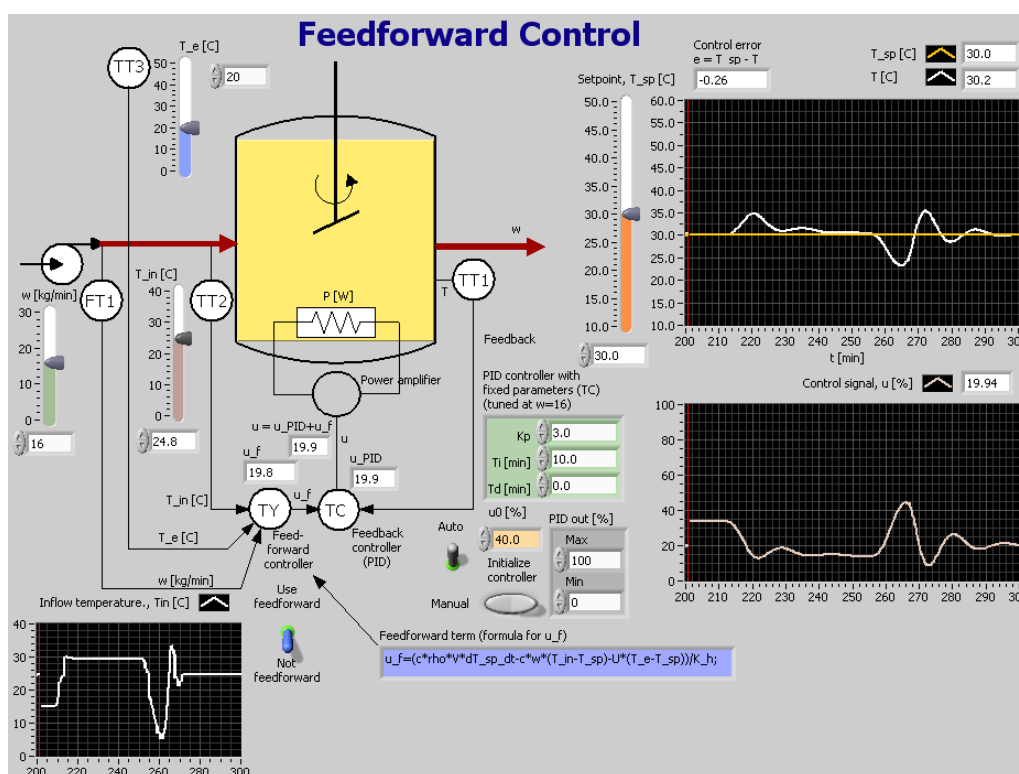
Eksempel 2 Foroverkopling i et temperaturreguleringssystem

Figur 6.8 viser et temperaturreguleringssystem for en vanntank med gjennomstrømmende prosessvæske (vann). Temperaturen T i væsken i tanken skal reguleres. Det er tre forstyrrelser som påvirker tanktemperaturen:

- Temperaturen T_{in} i innstrømmende prosessvæske. T_{in} måles med sensoren TT2.
- Omgivelsestemperaturen T_e , som måles med sensoren TT3.
- Prosesstrømmen w , som måles med FT1.

I figur 6.8 ser vi at det er lagt inn tilbakekoplet regulering (TC, som inneholder en PID-regulator) basert på måling av tanktemperaturen (TT1). Det er også lagt inn foroverkopling fra alle de tre forstyrrelsene. Selve beregningen av foroverkoplingspådraget utføres i elementet TY (Y betyr regneenhet). Dette pådraget benyttes av regulatoren TC. Brukeren kan kople forovekoplingen inn eller ut med en bryter.

Foroverkoplingsfunksjonen er basert på en prosessmodell som er utledet fra energibalanse for væsken i tanken, jf. kap. 8.4. Vi skal imidlertid ikke utlede eller studere selve foroverkoplingsfunksjonen her i dette eksempelet. Vi skal kun se på simulerte responser.



Figur 6.8: Eksempel 2: Temperaturreguleringssystem for væsketank. Responsene er for regulering med tilbakekopling med PID-regulator, men *uten* foroverkopling.

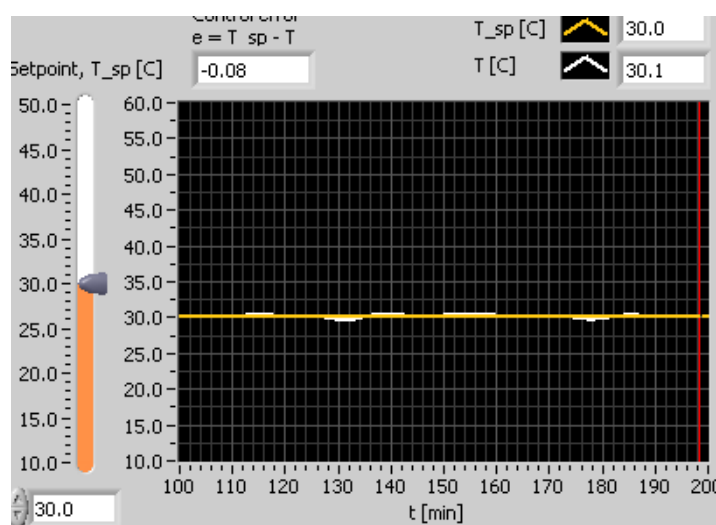
Vi ser først på bruk av bare tilbakekopling med PID-regulator – altså *uten foroverkopling*. For enkelhets skyld blir bare den ene av de tre forstyrrelsene variert i simuleringen, nemlig T_{in} . Figur 6.8 viser T_{in} (nede til venstre) og responsen i T (oppe til høyre), samt pådraget u til varmeelementet (nede til høyre). Det er *tydelige utslag* i temperaturen pga. variasjonen i T_{in} . Ved stasjonære forhold (når responsene har stabilisert seg) er tanktemperaturen blitt lik settpunktet (30 grader), hvilket er takket være PID-regulatoren.

Figur 6.9 viser responsen i tanktemperaturen *med foroverkopling* fra forstyrrelsene. I simulering blir T_{in} variert kraftig, på samme måte som før (men T_{in} er nå ikke plottet). Vi ser at variasjonen av forstyrrelsen gir så å si intet utslag i tanktemperaturen. Foroverkoplingen gir altså et nær perfekt pådrag til varmeelementet. Forberdningen er stor i forhold til bruk av tilbakekopling alene.

Grunnen til at det er litt utslag i tanktemperaturen med foroverkopling i

simulatoren, er at den numeriske implementeringen av simulatoren ikke er helt perfekt. Hadde implementeringen vært perfekt, ville det ikke blitt noe utslag.

I en virkelig anvendelse vil vi helt sikkert se noe utslag i tanktemperaturen. Det vil nemlig alltid være modellfeil eller modellunøyaktighet. Modellfeil vil gjøre at foroverkoplingspådraget ikke blir perfekt, og det vil bli utslag i prosessvariabelen når forstyrrelsen(e) varierer. En grundig simulatorbasert studie bør vise konsekvensen av modellfeil. Hvordan kan en slik studie legges opp?¹¹



Figur 6.9: Eksempel 2: Temperaturreguleringssystem for væsketank. Her brukes foroverkopling, sammen med tilbakekopling.

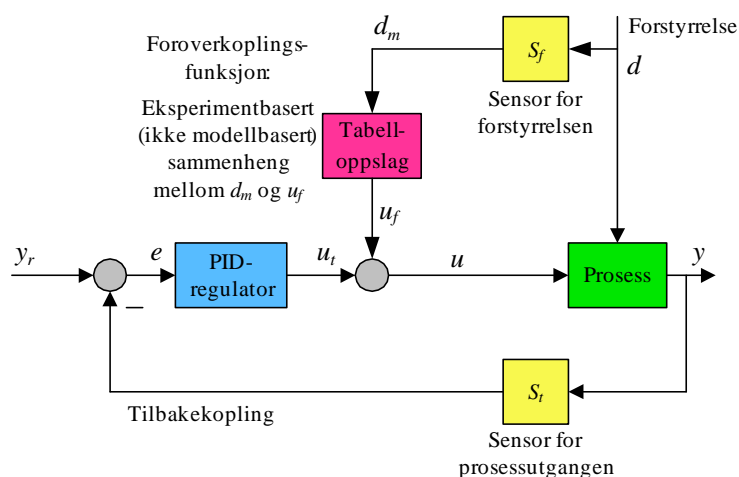
[Slutt på eksempel 2]

6.2.2 Eksperimentbasert foroverkoplingsfunksjon

I kap. 6.2.1 så vi hvordan foroverkoplingsfunksjonen kan finnes fra en differensiallikningsmodell. Vi skal nå se på en alternativ metode for å finne en foroverkoplingsfunksjon. Metoden er basert på relativt enkle

¹¹Du kan ha to stk. prosessmodeller. Én modell som brukes som grunnlag for simulatoren. En annen modell, med modellparametre som er mer eller mindre forskjellige fra parametrene i simulatormodellen, som brukes i foroverkoplingsfunksjonen. Dermed kan du sjekke konsekvensen av modellfeil, f.eks. observere hvor stort utslag forstyrrelsen gir i prosessvariabelen når de to nevnte modellene er forskjellige.

eksperimenter utført på reguleringssystemet med tilbakekoplet regulering (PID-regulering). Fra eksperimentene fås data som brukes som grunnlag for å beregne foroverkoplingspådraget, u_f , ut fra målt prosessforstyrrelse vha. tabelloppslag¹² (detaljer gis nedenfor), se figur 6.10.



Figur 6.10: Beregning av foroverkoplingspådraget ut fra målt prosessforstyrrelse vha. såkalt tabelloppslag.

Metoden er som følger:

- For N forskjellige verdier av forstyrrelsen d : Finn fra eksperimenter på den virkelige prosessen pådragsverdien u som gir null reguleringsavvik, dvs. $e = 0$. Du kan oppnå null avvik med PI(D)-regulering (du skal sannsynligvis bruke en PI(D)-regulator uansett). Du må selv bestemme deg for verdien av N , men en verdi mindre enn 10 bør holde.
- Framstill de N stk. sammenhørende verdiene av d og u i en tabell, se tabell 6.1. Tabellen kan illustreres med et diagram som vist i figur 6.11. (I tabellen og figuren er $N = 6$, som et eksempel.)
- Implementer en passende metode for tabelloppslag, som er interpolering mellom de N stk. sammenhørende verdiene av pådrag og forstyrrelse. Stykkevis lineær interpolering kan være en brukbar metode for tabelloppslag siden en slik interpolering vil kunne

¹²Eng.: Table lookup.

u	d
u_1	d_1
u_2	d_2
u_3	d_3
u_4	d_4
u_5	d_5
u_6	d_6

Tabell 6.1: N stk. sammenhørende verdier av pådraget u og forstyrrelsen d .

representere ulineære sammenhenger på en brukbar måte.¹³

Tabelloppslaget gir en pådragsverdi for enhver kjent (målt) verdi av forstyrrelsen. Denne pådragsverdien brukes som foroverkoplingspådrag, u_f .

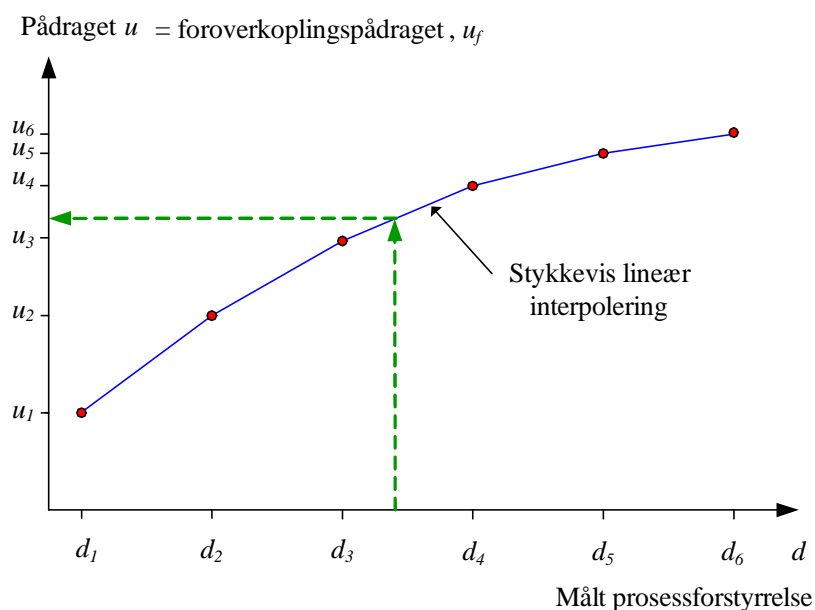
Obs: Den eksperimentbaserte foroverkoplingen beskrevet ovenfor, er basert på statiske forhold. Foroverkoplingen vil derfor ikke kunne være perfekt, men resultatet kan allikevel bli en forbedring i forhold til å ikke bruke foroverkopling i det hele tatt.

Eksempel 3 *Temperaturregulering med eksperimentbasert foroverkopling*

Figur 6.12 viser en laboratorieprosess som består av et varmlufttrør der lufttemperaturen i utløpet (dvs. ved målepunkt 1) skal reguleres. Pådraget styrer effekten til varmelementet som varmer opp luften som blåses gjennom røret av en vifte. Temperaturen måles med en Pt100-sensor. Et tilbakekople PID-reguleringsystem er basert på denne temperaturmålingen.

Vi antar at det er variasjoner i luftstrømningen, og disse variasjonene virker som en forstyrrelse på prosessen siden utløpstemperaturen vil variere når luftstrømningen varierer. For å “simulere” slike forstyrrelser, kan viftehastigheten justeres. Tilbakekoplingen prøver å kompensere for disse variasjonene, men spørsmålet er om vi kan oppnå forbedret regulering, dvs. redusert reguleringsavvik, ved å ta i bruk foroverkopling basert på kjent viftehastighet? Det er uttak for et spenningssignal som representerer viftehastigheten.

¹³Du bør undersøke om automatiseringsutstyret har ferdige funksjoner for tabelloppslag. Evt. om det er muligheter for at du kan implementere tabelloppslag (med f.eks. stykkevis lineær interpolering) selv.

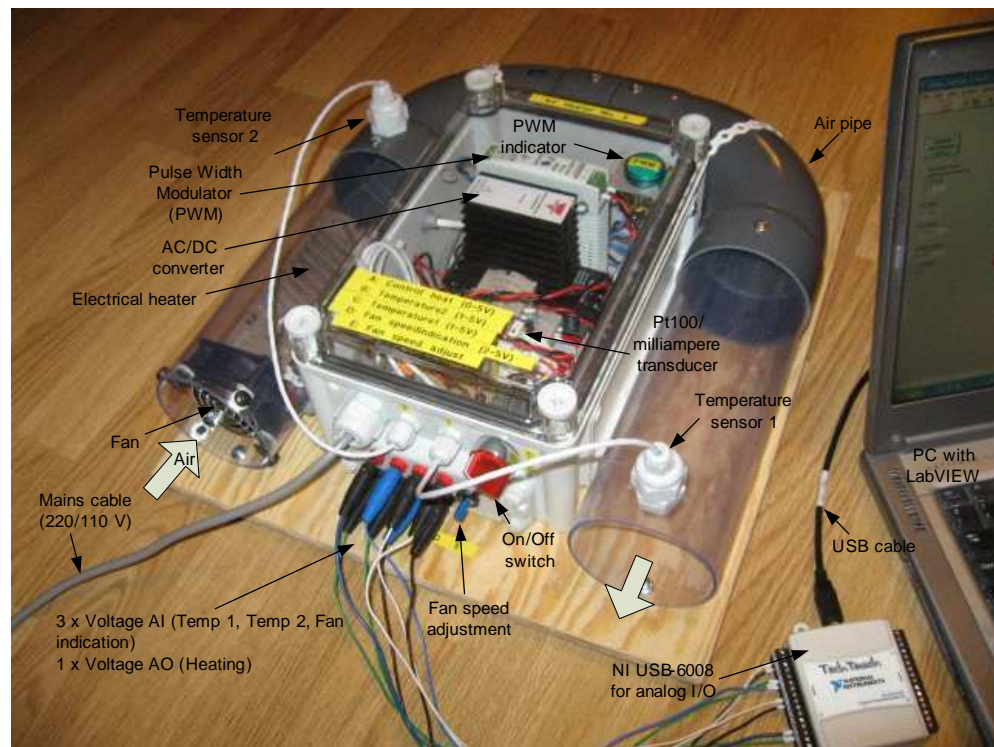


Figur 6.11: Beregning av foroverkoplingspådraget u_f med tabelloppslag basert på stykkevis lineær interpolering mellom kjente sammenhørende verdier av prosessforstyrrelse d og pådrag d .

La oss først se på resultatene med kun bruk av PID-regulering, altså ingen foroverkopling. Viftehastigheten ble endret fra minimum til maksimum og så minimum igjen. Temperatursettpunktet var fast lik 40 %. Figur 6.13 viser viftehastigheten og responsen i temperaturen (som her er representert innenfor området 0–100% hvilket tilsvarer 20–70°C). Det maksimale reguleringsavviket med PID-regulering var ca. 1,0 %.

Det skal bli spennende å se om det blir noen forbedring ved å bruke foroverkopling fra målt viftehastigheten (som jo representerer luftstrømmingen). $N = 6$ stk. sammenhørende verdier av viftehastigheten og pådraget ble funnet eksperimentelt. Foroverkoplingspådraget u_f ble beregnet med tabelloppslag basert på stykkevis lineær interpolering (vha. funksjonen Interpolate 1D Array i LabVIEW) og ble addert til pådraget fra PID-regulatoren.

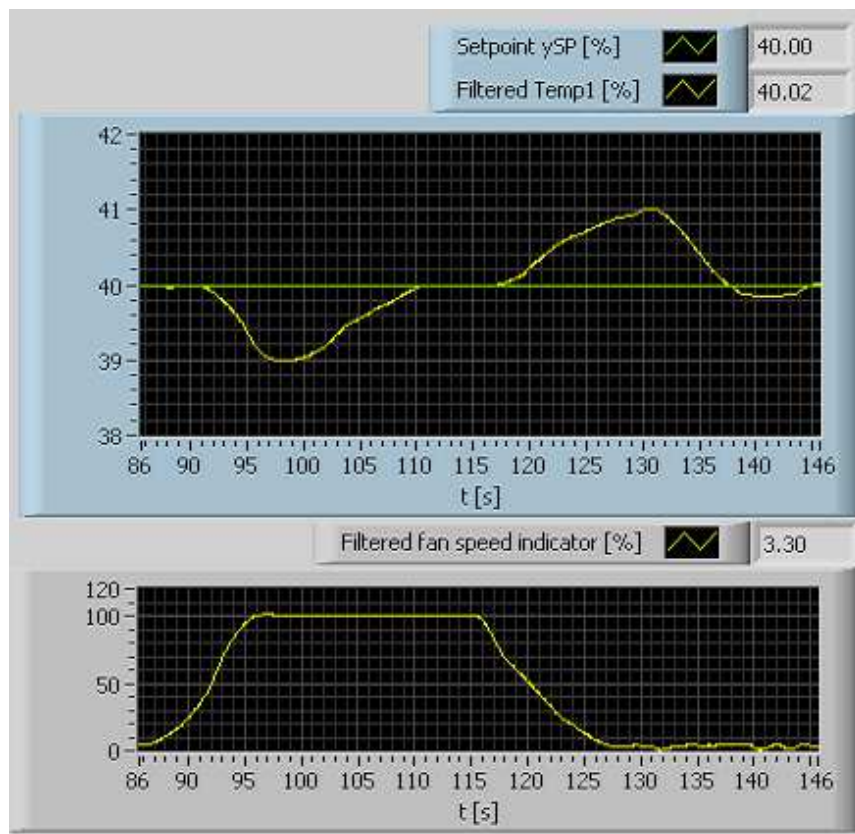
Figur 6.14 viser viftehastigheten og responsen i temperaturen. Settet av 6 sammenhørende verdier av viftehastigheten og pådraget, som utgjør grunnlaget for foroverkoplingen basert på tabelloppslag med stykkevis lineær interpolering, er vist. Nå er det maksimale reguleringsavviket 0,27%, hvilket er en betydelig forbedring i forhold til å ikke bruke foroverkopling.



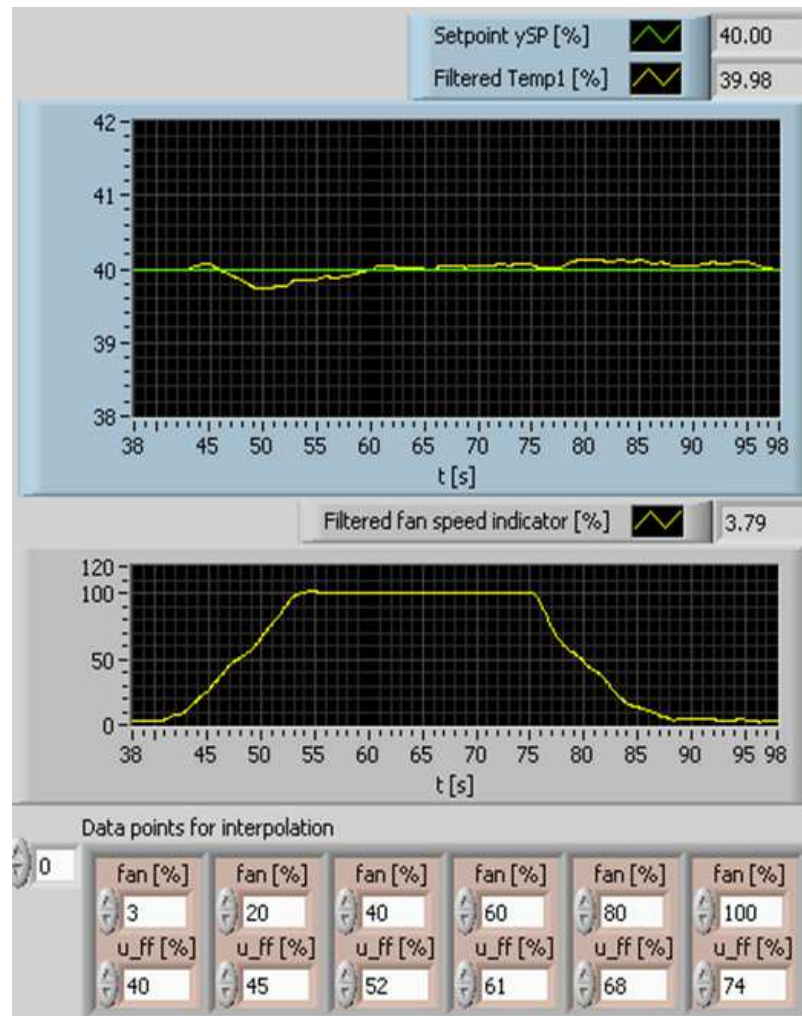
Figur 6.12: Eksempel 3: En laborieprosess bestående av et varmlufttrør der temperaturen i utløpet (målepunkt 1) skal reguleres.

Et annet ytelsesmål enn maksimalt avvik er akkumulert (eller integrert) avvik, som kan betraktes som arealet mellom temperaturkurven og referansekurven (sistnevnte er konstant lik 40%). Selv om jeg ikke har et tall for dette, er det åpenbart at det er enda større forbedring ved å bruke foroverkopling hvis vi betrakter avviksarealene i de to tilfellene, dvs. med og uten foroverkopling.

[Slutt på eksempel 3]



Figur 6.13: Eksempel 3: Responsen i lufttemperaturen etter en endring i viftehastigheten. Kun tilbakekoplet PID-regulering er benyttet (ingen foroverkopling).



Figur 6.14: Eksempel 3: Viftehastigheten og responsen i temperaturen etter en endring av viftehastigheten med bruk av eksperimentbasert foroverkopling.

Kapittel 7

Reguleringsstrukturer

Dette kapitlet beskriver diverse reguleringsstrukturer for industrielle anvendelser. I strukturene inngår én eller flere PID-reguleringsløyper.

7.1 Kaskaderegulering

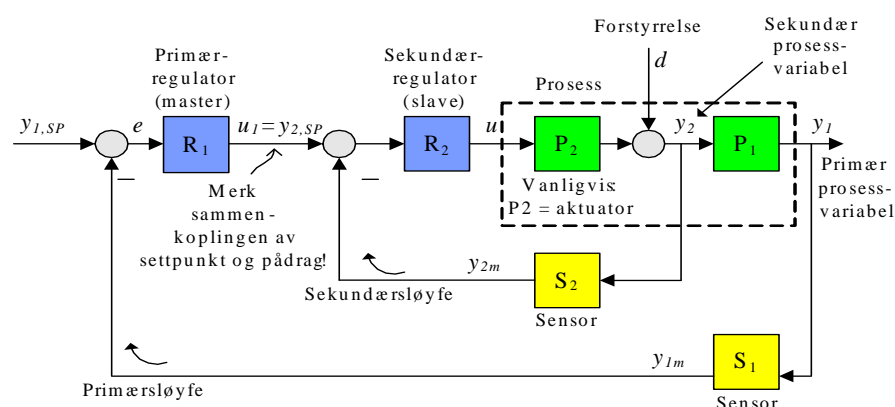
Kaskaderegulering (eng.: cascade control) er et alternativ til ordinær enkeltsløyferegulering. Den viktigste fordelen med kaskaderegulering sammenliknet med enkeltsløyferegulering er *bedre kompensering for prosessforstyrrelser slik at reguleringsavviket blir mindre*.

Kaskaderegulering er mye brukt i industrien.

Figur 7.1 viser strukturen av et kaskadereguleringssystem. Ved kaskaderegulering er det én eller flere reguleringsløyper inni primærsløyfen, og regulatorene står da i kaskade. Det er vanligvis én, men i noen anvendelser er det to (og til og med tre) indre løyper, inni primærsløyfen. Sløyfen inni primærsløyfen kalles *sekundærsløyfen*, og dens regulator kalles *sekundærregulatoren* (eller slaveregulatoren). Den ytre sløyfen kalles *primærsløyfen*, og dens regulator kalles *primærregulatoren* (eller masterregulator).

Merk at primærregulatoren og sekundærregulatoren er koplet sammen slik at primærregulatorens styresignal utgjør settpunktet for sekundærregulatoren.

Den raske forstyrrelseskompenseringen med kaskaderegulering oppnås ved at sekundærregulatoren kompenserer for forstyrrelsen før forstyrrelsen slår



Figur 7.1: Blokkdiagram av generelt kaskadereguleringssystem

ut på prosessens primærvariabel (y_1).¹ Fra blokkdiagrammet i figur 7.1 ser vi at denne raske kompenseringen er mulig bare hvis forstyrrelsen angriper “inne i” sekundærsløyfen. Med andre ord: Sekundærsensoren S_2 må kjapt kunne detektere virkningen som forstyrrelsen har på sekundærprosessvariabelen (y_2). Det er viktig å tenke på dette når en skal designe et kaskadereguleringssystem.

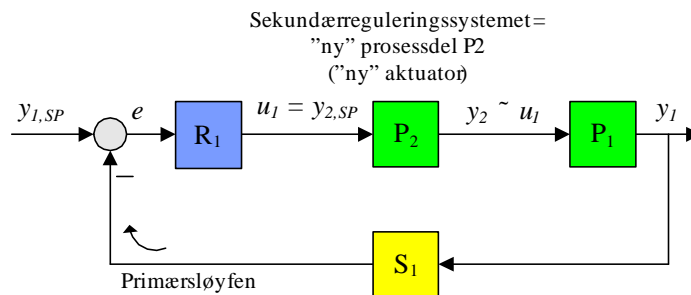
Som nevnt ovenfor er bedre forstyrrelseskompensering den viktigste hensikten med kaskaderegulering. En annen fordel er at det blir en tilnærmet proporsjonal sammenheng mellom styresignalet fra (primær)regulatoren (u_1) og utgangen (eller målesignalet) fra prosessdel 2 (y_2), dvs.

$$y_2 \approx u_1 \quad (7.1)$$

Vanligvis er prosessdel 2 selve aktuatoren (f.eks. en reguleringsventil). Med kaskaderegulering er da den opprinnelige aktuatoren på en måte erstattet av en *ny aktuator med en proporsjonal (lineær) sammenheng mellom aktuatorinn gang (u_1) og aktuatorutgang (y_2)*. Eksempler på aktuatorer som utgjør prosessdel 2 i en sekundærsløyfe er:

- Reguleringsventil. Aktuatorutgangen, som er lik sekundærprosessvariabelen (y_2), er massestrømmingen gjennom ventilen.
- Mateskrue. Aktuatorutgangen, som er lik sekundærprosessvariabelen (y_2), er massestrømmingen gjennom skruen.

¹En viss respons i y_1 blir det allikevel.



Figur 7.2: Med kaskaderegulering blir den opprinnelige prosessdel 2 (som ofte er en aktuator) på en måte erstattet av en ny prosessdel (aktuator) som er lik sekundærreguleringssystemet.

- Kappe (eng.: jacket) for oppvarming av en reaktor.
Aktuatorutgangen, som er lik sekundærprosessvariablen (y_2), er temperaturen av varmegæsken i kappe.

En fordel med en slik "ny" aktuator er at det kan bli lettere å sikre stabiliteten og hurtigheten av primærsløyfen under varierende driftsbetingelser.

Vi kan si at den forbedrede reguleringen som generelt oppnås med kaskaderegulering, skyldes at reguleringen baseres på mer informasjon om prosessen – det er jo minst én ny måling. Det er et generelt prinsipp at jo mer informasjon du har om prosessen, jo bedre kan den reguleres.

Er det noen ulemper ved kaskaderegulering? Det trengs minst to målelementer i et kaskadereguleringssystem, som derfor blir (litt) dyrere enn et reguleringssystem med én sløyfe. Vanligvis trengs ikke mer reguleringsutstyr siden kommersielle regulatorer gjerne er tilrettelagt for kaskaderegulering (de har da to eller tre PID-regulatorer som kan benyttes i tillegg til primærregulatoren).

Kaskaderegulering *kan* også forbedre reguleringssystemets evne til å følge et varierende settpunkt (referanse), men bare dersom sekundærsløyfen kan gjøres mye raskere enn prosessdel P_2 i seg selv, jf. figur 7.1, slik at primærregulatoren da "ser" en raskere prosess. Hvis det er en tidsforsinkelse i P_2 , vil ikke sekundærsløyfen bli noe raskere enn P_2 (dette demonstreres i eksempel 4). I de fleste anvendelser er det ikke raskere settpunktsfølging som er målet, men forbedret forstyrrelseskompensering.

Framgangsmåten for *innstilling* av regulatorene i et

kaskadereguleringssystem er som følger:

- Sekundærregulatoren innstilles først, med primærregulatoren i manuell modus.
- Deretter innstilles primærregulatoren, med sekundærregulatoren i automatisk modus.

Innstillingen kan skje med hvilken som helst av metodene beskrevet i boken, jf. kap. 12.

Eksempel 4 *Temperaturregulering med kaskaderegulering*

Dette eksempelet dreier seg om temperaturregulering av væskeinnholdet – produkt – i en tank (som kan være en reaktor) med kontinuerlig gjennomstrømning. Produktet er her vann. Produktet varmes opp av varmtvann i kappen rundt tanken. En pumpe manipulerer varmtvannsstrømmen gjennom kappen. Kappen med pumpe kan betraktes som aktuator.

Vi skal se på simulerte responser med kaskaderegulering og enkeltsløferegulering.² Strukturen av hver av disse to reguleringssystemene er som følger:

- Enkeltsløferegulering: Prosessvariabelen er tanktemperaturen.
- Kaskaderegulering: Primærprosessvariabelen er tanktemperaturen. Sekundærprosessvariabelen er kappetemperaturen.

I begge reguleringssystemene styrer pådraget en pumpe som pumper varmtvann gjennom kappen.

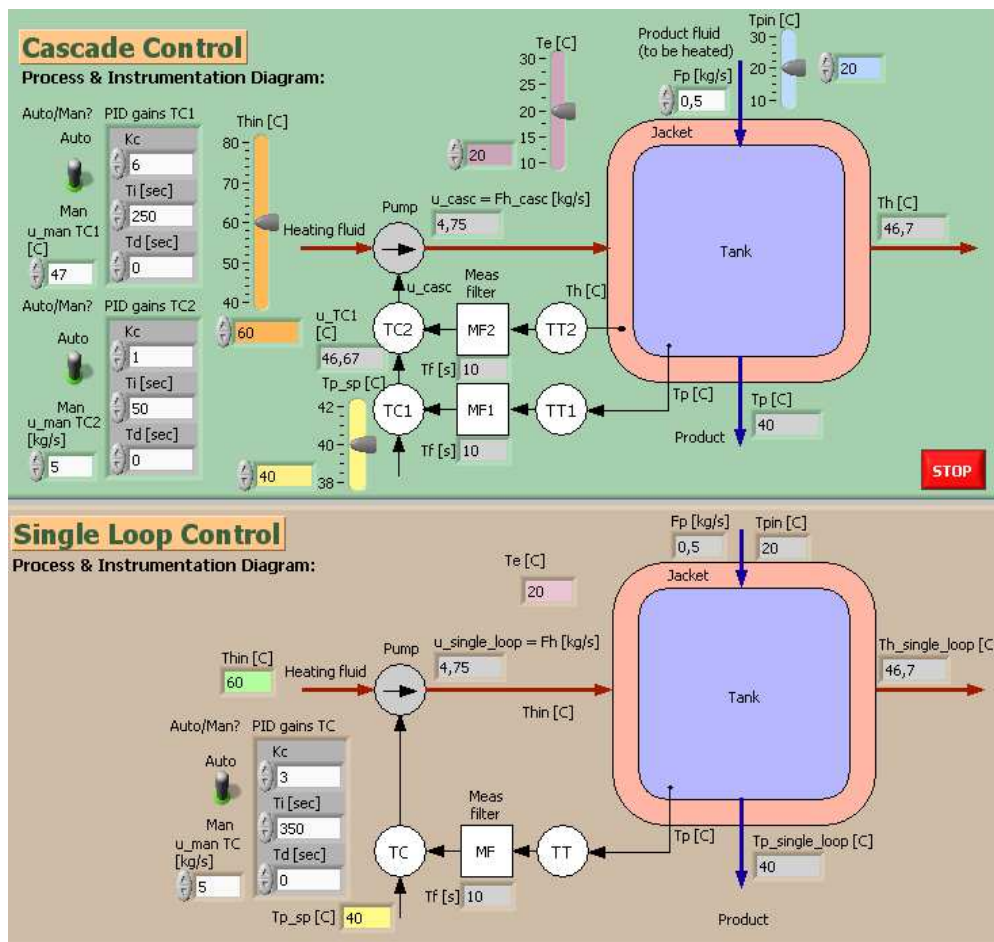
Figur 7.3 viser et teknisk flytskjema for hvert av de to reguleringssystemene.

Figur 7.4 viser blokkdiagrammer av de to reguleringssystemene.

I simuleringene er begge reguleringssystemene påvirket av samme forstyrrelser og samme settpunktsendringer.

Figur 7.5 viser responser etter følgende påvirkninger (påvirkningene kommer ved ulike tidspunkter):

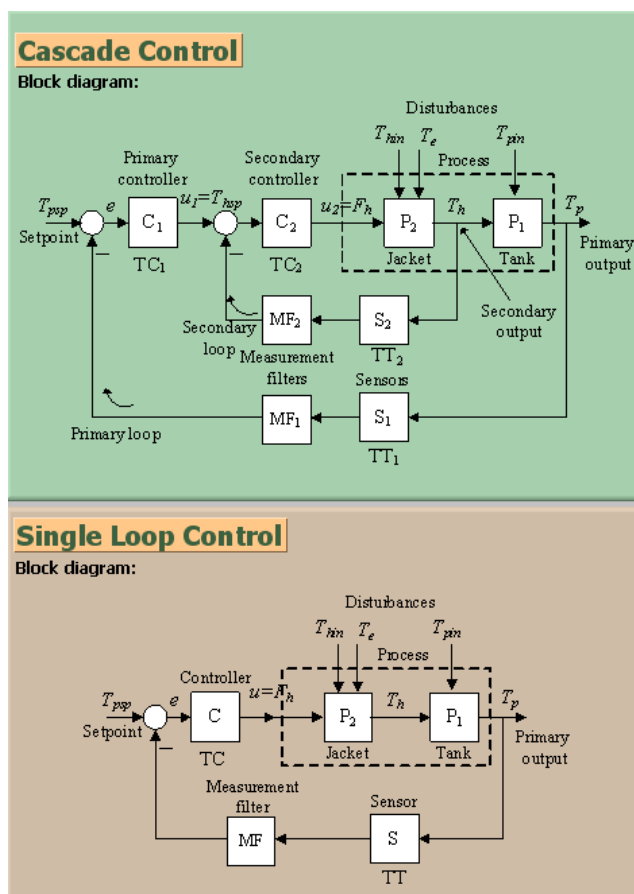
²Den matematiske modellen som simulatoren er basert på, stammer fra energibalanser for vannet i tanken og for vannet i kappen. Det er antatt homogene forhold.



Figur 7.3: Eksempel 4: Kaskaderegulering og enkeltsløferegulering av tanktemperatur.

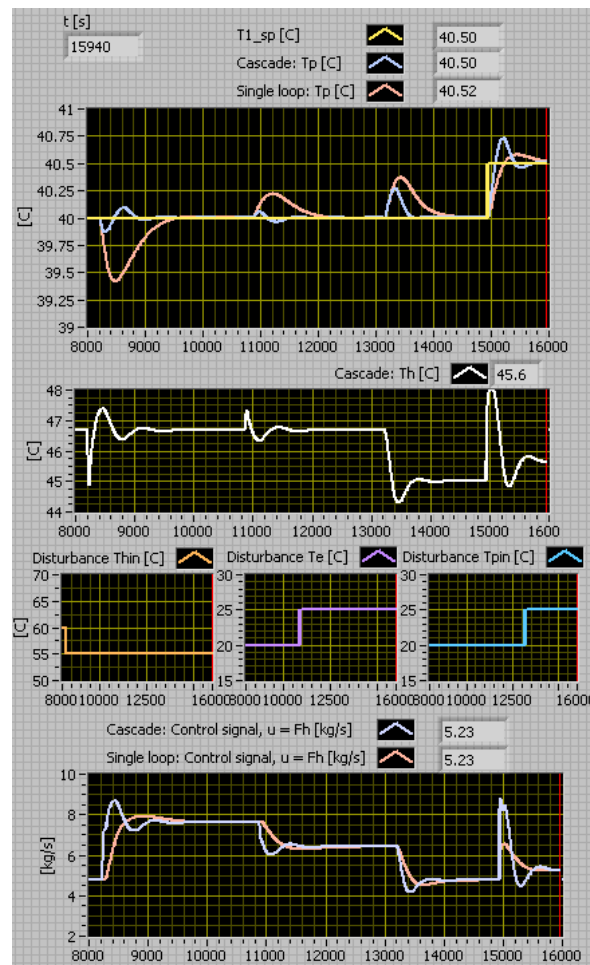
- **Forstyrrelsesendring:** Varmtvannstemperaturen T_{hin} ble endret som et sprang fra 60 til 55 °C.
- **Forstyrrelsesendring:** Omgivelsestemperaturen T_e ble endret som et sprang fra 20 til 25 °C.
- **Forstyrrelsesendring:** Produktinnløpstemperaturen T_{pin} ble endret som et sprang fra 20 til 25 °C.
- **Settpunktsendring:** Settpunktet for produkttemperaturen (tanktemperaturen) T_{SP} ble endret som et sprang fra 40 til 40.5 °C.

Fra simuleringene ser vi følgende:



Figur 7.4: Eksempel 4: Blokkdiagrammer av de to reguleringsystemene.

1. Kaskaderegulering gir langt mer effektiv kompensering enn enkeltsløyferegulering for endring i varmtvannstemperaturen $T_{h_{in}}$ og endring i omgivelsestemperaturen (se responsene i det øverste plottet i figur 7.5). Det er fordi sekundærprosessvariabelen T_h (kappetemperaturen) er direkte påvirket av begge disse forstyrrelsene, og derfor vil sekundærsløyfen gi effektiv kompensering for variasjoner i disse forstyrrelsene.
2. Kaskaderegulering og enkeltsløyferegulering gir tilnærmet like god kompensering for endring av produktinnløpsttemperaturen T_{pin} . At det ikke er noen forbedring å snakke om med kaskaderegulering er fordi sekundærprosessvariabelen T_h (kappetemperaturen) *ikke* er direkte påvirket av denne forstyrrelsen, og derfor kan sekundærsløyfen heller ikke kompensere hurtig for endringer av forstyrrelsen.



Figur 7.5: Eksempel 4: Simulerte responser av kaskaderegulering og enkeltsløyferegulering.

3. Settpunktsfølgingen er bare litt bedre med kaskaderegulering.
4. Pådraget til pumpa er mye mer ‘‘ivrig’’ med kaskaderegulering, hvilket skyldes den hurtige sekundærsløyfen.

[Slutt på eksempel 4]

7.2 Forholdsregulering

Forholdsregulering (eng.: ratio control) har som mål å regulere en gass- eller væskestrøm, F_2 , slik at forholdstallet mellom denne strømmen og en gitt annen strøm, F_1 , blir som spesifisert:

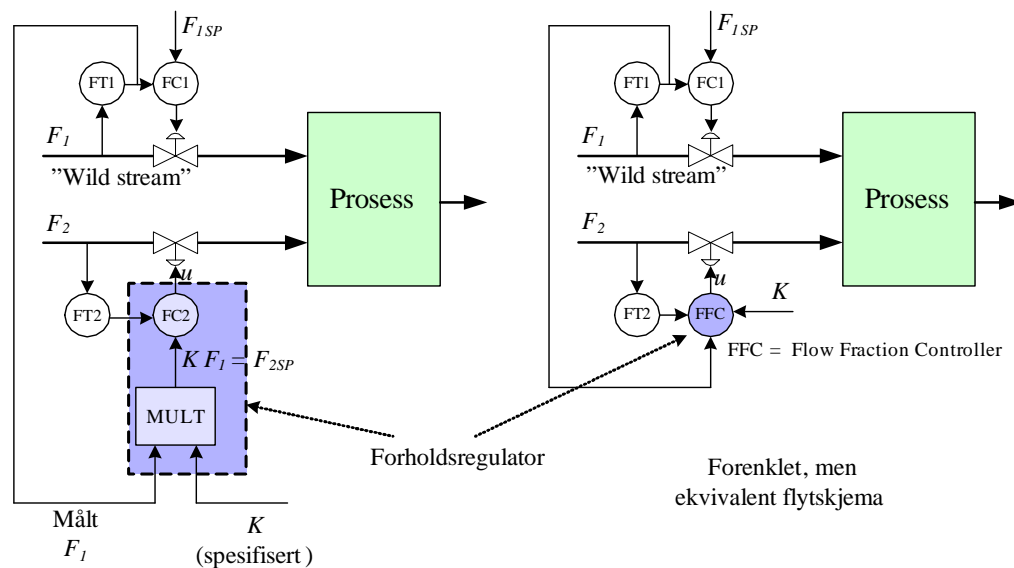
$$\frac{F_2}{F_1} = K \text{ eller } F_2 = K \cdot F_1 \quad (7.2)$$

der K er et spesifisert forholdstall. F_1 kalles gjerne “wild stream”.

Eksempler på K :

- Spesifisert forhold mellom oljestrøm og luftstrøm i en oljebrenner for en dampkjel slik at forbrenningen foregår optimalt (maksimal effekt, evt. minimalt utslipp).
- Spesifisert forhold ammoniakk og luft som tilføres reaktoren i en salpetersyrefabrikk slik at reaksjonen forløper korrekt.

I figur 7.6 ser vi til venstre et teknisk flytskjema som viser den mest vanlige strukturen for forholdsregulering. Flytskjemaet til høyre viser et mer kompakt, men ekvivalent flytskjema. Strømningssettpunktet F_{2SP}



Figur 7.6: Forholdsregulering

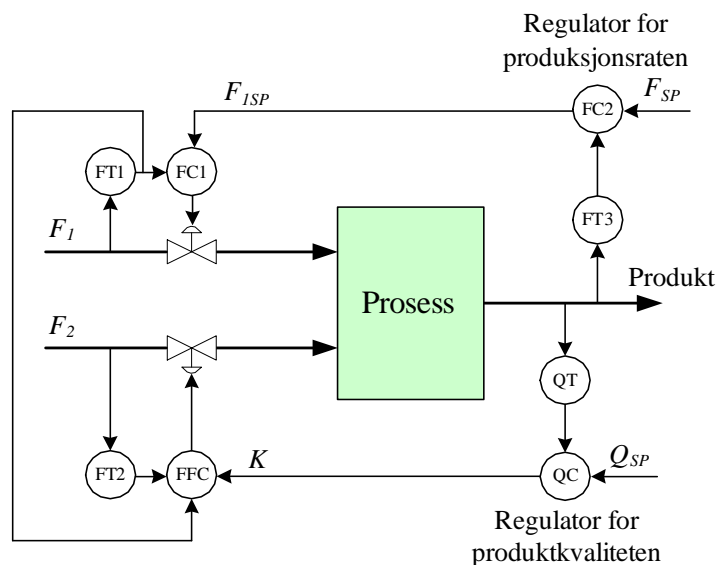
beregnes som måleverdien for F_1 multiplisert med K :

$$F_{2_{SP}} = K \cdot F_1 \quad (7.3)$$

Strømningsreguleringsløyfen for F_2 vil sørge for at F_2 blir lik $F_2 = K \cdot F_1$, som spesifisert.

Kvalitetsregulering

Figur 7.7 viser hvordan forholdsregulering kan brukes i et “online”-kvalitetsreguleringsystem. Kvalitetssensoren eller -analysatoren antas å gi kontinuerlig kvalitetsanalyse.³ Kvalitetsregulatoren bruker K som pådrag (styresignal) for å sikre at kvaliteten blir som spesifisert med settpunktet Q_{SP} . Figuren viser også strømningsregulering der F_1 brukes som pådrag. Med en slik reguleringsstruktur kan vi i prinsippet oppnå både spesifisert produksjonsrate og spesifisert produktkvalitet *automatisk*.



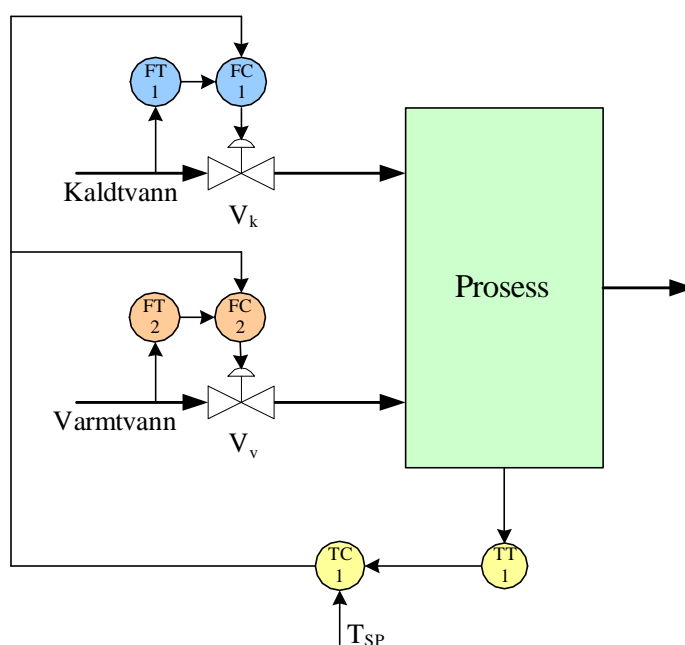
Figur 7.7: Kvalitetsreguleringsystem

³Kontinuerlig kvalitetsanalyse kan være vanskelig å få til. F.eks. i salpetersyrefabrikker kommer analyseresultater fra laboratoriet ca 8 timer etter prøvetakingen.

7.3 Split range-regulering

Split range-regulering innebærer at regulatorens pådragssignal *fordeles* på en eller annen måte på flere pådragsorganer. Et illustrativt eksempel på split range-regulering i daglivet er hastighetsregulering av bil. Vil du der trykke både brems og gass samtidig for å regulere hastigheten? Neppe. I stedet bruker du én av disse to aktuatorene av gangen. Med andre ord: Du bruker intuitivt split range-regulering. Bruk av brems og gass samtidig kan også gi korrekt hastighet, men det er ikke en optimal løsning.

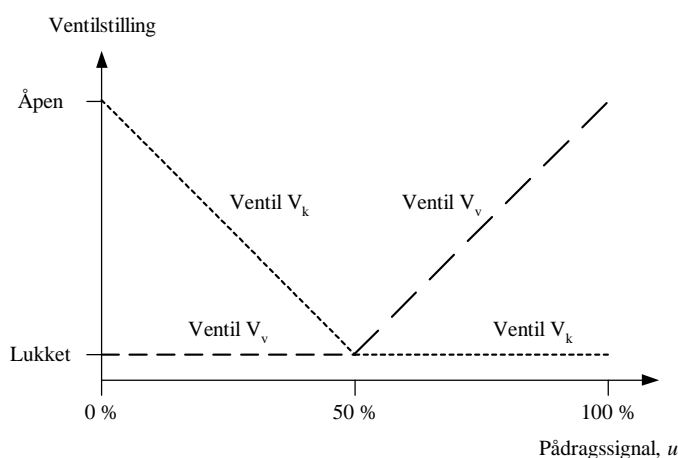
Figur 7.8 viser et eksempel på temperaturregulering der det er behov for både kjøling og oppvarming, som i en reaktor. Regulatoren kan benytte



Figur 7.8: Split range-temperaturregulering med bruk av to reguleringsventiler

kaldtvannsventilen f.eks. i pådragsområdet 0–50% og varmtvannsventilen i området 50–100%, som vist i figur 7.9. Dette er illustrert i figur 7.9.

Figur 7.10 viser et eksempel med nivåregulering der pådraget fra regulatoren splittes i to deler. Hver del går til hver sin aktuator (pumpe). Anta at pådraget angir strømning i m^3/h som hver av pumpene skal levere. I figuren betyr da faktoren 0,3 at 30% av totalstrømningen i m^3/h som nivåregulatoren “ber om”, skal leveres av den ene pumpa, mens faktoren 0,7 betyr at 70% av totalstrømningen skal leveres av den andre pumpa.



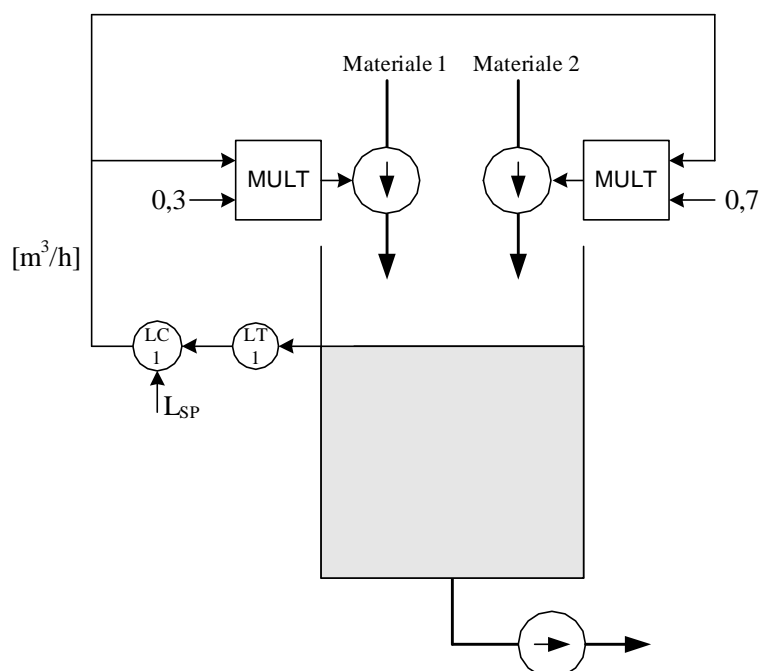
Figur 7.9: Styring av to ventiler ved split-range-regulering

7.4 Reguleringsstruktur for prosessanlegg

Generelle spesifikasjoner (anvendbare i ”alle” anlegg):

1. **Produktstrømmingen reguleres.** Obs: Det skal være bare én uavhengig strømningsreguleringsløyfe i hele prosesstrengen!
2. **Massebalansen av væske og/eller gass tanker reguleres.** Hensikten er å unngå at tanker blir overfylte eller tomme. Dette gjøres med nivåregulering for væsker og trykkregulering for gasser. Det er vanlig at tanker med væske, nivåreguleres. Men ikke alle tanker med gass krever aktiv trykkregulering (til settpunkt). Det kan være at trykkvariasjonene som oppstår pga. reaksjoner eller temperaturendringer, er innenfor akseptable grenser.
3. **Produktkvaliteten reguleres.** I anlegg der kvalitetsanalysen foreligger etter relativt lang tid, som flere timer etter prøvetaking, kan det bli vanskelig å implementere automatisk, “online” kvalitetsregulering. Manuelt regulering må da benyttes.
4. **Temperaturen i enkelte prosesstrømmer og/eller beholdere reguleres.**

Figur 7.11 viser reguleringsstrukturen for en prosesslinje der de fire punktene ovenfor er implementert.



Figur 7.10: Split range-regulering der hver aktuator skal levere hver sin del av den totale strømmingen som regulatoren ber om.

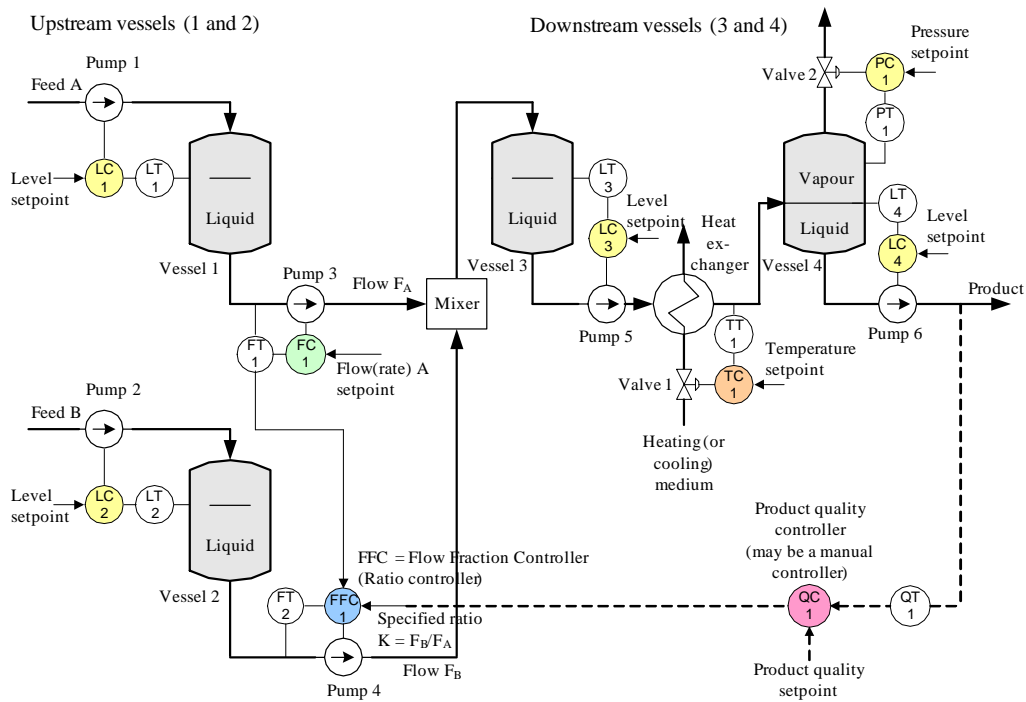
Her er kommentarer til reguleringssystemet vist i figur 7.11:

- To væskestrømmer, F_A og F_B , blandes, og blandingen føres til tank 3, som kan være en reaktor. Vi antar at F_A inneholder en nøkkelkomponent for produktet, og at strømmen F_A i f.eks. m³/h definerer produksjonsraten. Forholdsregulering brukes for å regulere F_B slik at forholdet K mellom strømmingene,

$$K = \frac{F_B}{F_A} \quad (7.4)$$

blir som spesifisert.

- Massebalanse av oppstrøms-tankene 1 og 2: Begrepet oppstrøms betyr “før”. Oppstrøms angir hvor i anlegget tankene befinner seg i forhold til det punktet der produksjonsraten reguleres. Massebalanse av oppstrøms-væsketankene 1 og 2 reguleres gjennom nivåregulering basert på manipulering av inngangsstrømmene til disse tankene.
- Massebalansene av nedstrøms-væsketankene 3 og 4 reguleres gjennom nivåregulering basert på manipulering av utstrømmene fra disse tankene.



Figur 7.11: Reguleringsstrukturen for en prosesslinje

- I tank 4 er det massabalanseregulering av både væske, med nivåregulering, og gass, med trykkregulering.
- Produktkvaliteten reguleres ved å manipulere forholdstallet K mellom de to strømmingene F_B og F_A .
- Temperaturen av innstrømmen til tank 4 er regulert. En varmeveksler brukes til manipulering av temperaturen.

Kapittel 8

Prosessmodellering

8.1 Innledning

Prosessmodellering er utvikling av en *matematisk modell* av en fysisk prosess. Generelt er en matematisk modell de likningene som beskriver systemets oppførsel når tiden går. Mer presist: En modell uttrykker tidsutviklingen av variablene i systemet, eller systemets *dynamikk*. Likningene vil være i form av *differensiallikninger* som uttrykker tidsvariasjonen av variablene. Slike differensiallikningsmodeller kalles gjerne dynamiske modeller.¹

Vi kommer til å møte prosessmodeller i følgende sammenhenger i denne boken:

- Utvikling av simulatorer (kap. 9).
- Analyse av prosessens dynamikk, f.eks. finne forsterkningen og tidskonstanten (kap. 10).
- Innstilling av parametrene i en regulator for prosessen (kap. 12.4 om Skogestads metode for regulatorinnstilling).

Når vi arbeider med modeller, skal vi alltid ha i bakhodet at modeller aldri er perfekte eller helt nøyaktige. Det virkelige systemet vil alltid oppføre seg noe forskjellig fra det modellen kan predikere. Men til tross for slike uunngåelige modellfeil, kan modeller være svært nyttige – så lenge de

¹En bedre betegnelse er “dynamikkmodell”, men det er mer vanlig å si “dynamisk modell”.

beskriver prosessens dominerende egenskaper. Det fins metoder for å tilpasse modeller til eksperimentelle data (systemidentifikasjon), men slike metoder dekkes ikke av denne boken.

Dette kapitlet beskriver de viktigste prinsippene for matematisk modellering, som er de fysiske balansene, og viser eksempler på bruk av disse prinsippene på materialsystemer (eller massesystemer), termiske systemer, bevegelsessystemer og elektriske systemer.

8.2 Framgangsmåte for matematisk modellering

1. **Definer systemets grenser.** Alle fysiske systemer virker i interaksjon med andre systemer. Det er derfor nødvendig å bestemme grensene for et systemene før vi kan begynne å utvikle en matematisk modell for systemet, men i de fleste tilfeller blir avgrensningen helt naturlig.
2. **Gjør forenklende antakelser.** Et eksempel er å anta at temperaturen i en tank er lik overalt, dvs. at det er homogene forhold.
3. **Bruk balanseloven for fysiske balanser i systemet, og angi eventuelle tilleggsbetingelser.** Balanseloven lyder:

$$\text{Endring av mengde pr. tid i systemet er lik netto mengdeinnstrømning} \quad (8.1)$$

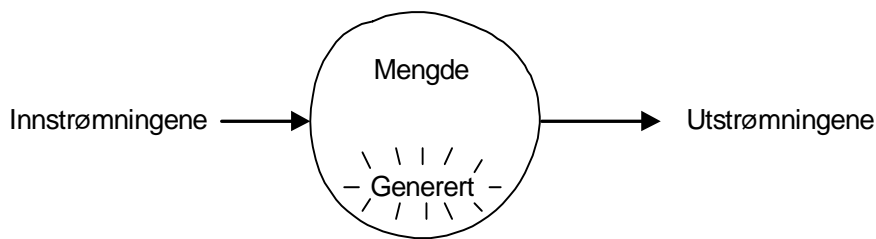
Mengde er her variable som lagres eller akkumuleres i systemet, f.eks. masse, mol, energi, bevegelsesmengde (også kalt impuls eller spinn), elektrisk ladning, populasjon, pengemengde, m.m. Netto innstrømning er summen av innstrømningene minus summen av utstrømningene pluss generert mengde inne i systemet. For eksempel kan det ved visse kjemiske reaksjoner genereres eller frigjøres energi inne i systemet.

Balanseloven er illustrert i figur 8.2.

Balanseloven (8.1) kan uttrykkes matematisk slik:

$$\frac{d(\text{mengde})}{dt} = \sum \text{innstrømninger} - \sum \text{utstrømninger} + \sum \text{generert} \quad (8.2)$$

Balanseloven resulterer i én eller flere *differensiallikninger* fordi “ $\frac{d}{dt}$ ” jo inngår i balanseloven.



Figur 8.1: Illustrasjon av balanseloven (8.2)

Bibetingelser er krav til verdien av variablene i systemet, f.eks. at massen av væsken i en tank ikke kan bli negativ.

4. **Presenter modellen på en hensiktsmessig form.** Valg av modellform avhenger av hva modellen skal brukes til. De mest aktuelle modellformene er:

- Differensiallikningene på opprinnelig form, dvs. slik de blir når balanseloven brukes.
- Tilstandsrommodell, som er en strukturert måte å sette opp differensiallikningene på. En tilstandsrommodell er karakterisert ved at modellen inneholder kun 1. ordens tidsderiverte (ingen høyere ordens deriverte). Tilstandsrommodeller er en hensiktsmessig form ved linearisering av modeller, ved stabilitetsanalyse og ved design av avanserte regulatorer og estimatorer.
- Transferfunksjon, som er en inn-ut-modellform som kan finnes fra Laplace-transformasjon av differensiallikningene, men *kun* for lineære differensiallikninger. Transferfunksjoner er en hensiktsmessig modellform hvis du skal beregne tidsresponser analytisk (“på papir”) og er en nødvendig modellform ved frekvensresponsanalyse.

I denne boken kommer vi kun til å arbeide med differensiallikninger som modellform.

8.3 Modellering av massesystemer

Balanseloven (8.2) benyttet på et massesystem² blir en *massebalanse*:

$$\frac{dm(t)}{dt} = \sum w_{inn}(t) - \sum w_{ut}(t) + \sum w_{generert}(t) \quad (8.3)$$

der m [kg] er massen og w [kg/s] er massestrømninger. t [sek] er tidsargumentet.

Merk at standardenheter, dvs. SI-enheter, er brukt. Det er min erfaring at sjansen for at modellen blir riktig, øker betraktelig når SI-enheter brukes konsekvent når massebalansen settes opp. (Dette gjelder selvsagt også for energibalanser m.m.) Dersom du ønsker at den ferdige modellen skal inneholde variable som ikke er i SI-enheter, bør de nødvendige omregningene (f.eks. fra m^3 til liter eller fra sekund til time) gjøres etter at modellen med SI-enheter er satt opp. Enhetsomregning blir demonstrert i siste del av eksempelet nedenfor.

Massebalansen kan godt være i form av *molbalanse*. m i (8.3) får da enhet mol, og w får enheten mol/s.

Eksempel 5 Massebalanse for væsketank

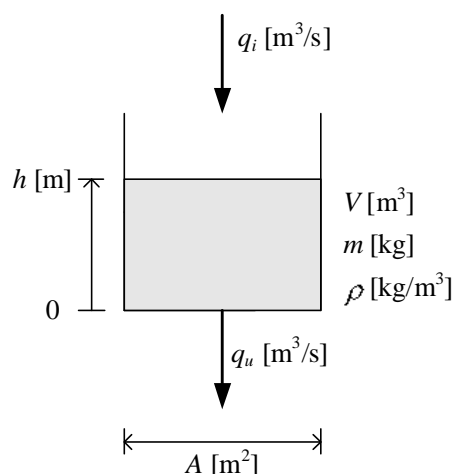
Figur 8.2 viser en væsketank med inn- og utløp. Tettheten er den samme overalt, i innløpet, utløpet og tanken. Vi antar at tanken har rette vegger. Symbolene i figur 8.2 er som følger (deres enheter er definert i figuren): q_i er voluminnstrømningen. q_u er volumutstrømningen. h er væsknivået. A er tverrsnittsarealet. V er væskevolumet. m er massen. ρ er (masse)tettheten. Væskestrømningene q_i og q_u og massen m i tanken er variable. Parametrene A og ρ antas å være konstante.

Massebalansen (8.3) for massen i tanken blir

$$\frac{dm(t)}{dt} = \rho q_i(t) - \rho q_u(t) \quad (8.4)$$

som er en differensiallikning for $m(t)$. En bibetingelse for differensiallikningen er $m \geq 0$. (8.5) er en *matematisk modell for systemet*. ρ er en *parameter* i modellen. Parametre er størrelser som karakteriserer modellen og som i de fleste tilfeller har konstante verdier, men parametre kan også være tidsvarierende.

²Vi kan også si "materialsistem".



Figur 8.2: Væsketank

Forenkling av skrivemåten

For å gjøre selve likningene enklere å skrive og lese, kan vi – dersom det ikke kan skape misforståelser eller mangler ved modellen – la være å skrive funksjonsargumentet t . En annen forenkling er å bruke prikk som symbol for tidsderivert.

Med disse forenklingene i skrivemåten blir (8.5)

$$\dot{m} = \rho q_i - \rho q_u \quad (8.5)$$

En modell for nivået

Anta nå at vi ikke så interessert i en modell for massen m , men nivået h . Sammenhengen mellom h og m er gitt ved

$$m = \rho V = \rho A h \quad (8.6)$$

Vi setter dette inn i massebalansen (8.5) og får

$$\dot{m} = \frac{dm}{dt} = \frac{d(\rho V)}{dt} = \frac{d(\rho A h)}{dt} = \rho A \frac{dh}{dt} = \rho A \dot{h} = \rho q_i - \rho q_u \quad (8.7)$$

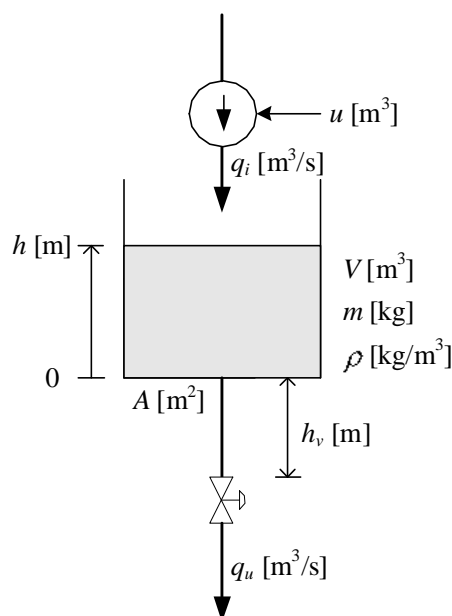
der parametrene ρ og A er trukket utenfor derivasjonen (disse antas å være konstante). Vi kan nå forkorte ρ og dividere med A og får dermed følgende differensiallikning for h :

$$\dot{h} = \frac{1}{A} (q_i - q_u) \quad (8.8)$$

med bibetingelsen $h \geq 0$. (8.8) er egentlig ikke noen massebalanse lenger, men heller en *volumbalanse*, men modellen stammer fra massebalanse.

Modell av utvidet system

Figur 8.3 viser en utvidelse av systemet vist i figur 8.2. Innstrømmingen q_i



Figur 8.3: Væsketank med pumpe og ventil

stammer fra en pumpe:

$$q_i = K_p u \quad (8.9)$$

der u [mA] er styresignalet til pumpa. Utstrømmingen q_u antas å være en funksjon av nivået h , slik det er dersom utstrømmingen går gjennom en ventil. Anta at q_u er proporsjonal med kvadratroten av det hydrostatiske trykket foran (og over) ventilen, slik:

$$q_u = K_v \sqrt{\rho g h} \quad (8.10)$$

der K_v er ventilkonstanten. All modelleringen ovenfor er fremdeles gyldig, men det er nå naturlig å sette uttrykkene for q_u og q_i inn i volumbalansen (8.5) som da blir

$$\dot{h} = \frac{1}{A} \left(K_p u - K_v \sqrt{\rho g h} \right) \quad (8.11)$$

Når andre enheter enn SI-enheter skal benyttes

La oss ta utgangspunkt i volumbalansen (8.8), men vi antar for enkelhets skyld at det ikke er noen utstrømning. Volumbalansen, med angivelse av SI-enheter, er

$$\dot{h} \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right] = \frac{1}{A[\text{m}^2]} q_i \left[\frac{\text{m}^3}{\text{s}} \right] \quad (8.12)$$

Anta at q_i er angitt i enhet L/min og at vi ønsker å ha en modell som gir nivåraten \dot{h} i enhet cm/min. A skal (fremdeles) være i m^2 .

La oss først se på omregningen av q_i . Vi skal altså erstatte q_i i enhet m^3/s med q_i i enhet L/min. Vi trenger med andre ord en formel som uttrykker m^3/s som funksjon av L/min. Formelen blir

$$q_i \left[\frac{\text{m}^3}{\text{s}} \right] = q_i \left[\frac{\text{L}}{\text{min}} \right] \cdot \frac{1}{1000} \cdot \frac{1}{60} \quad (8.13)$$

der faktoren 1/1000 regner om L til tilsvarende verdi i m^3 og faktoren 1/60 regner om “per minutt” til “per sekund”.

Så ser vi på omregningen av \dot{h} . Vi skal altså erstatte \dot{h} i enhet m/s med \dot{h} i enhet cm/min. Vi trenger en formel som uttrykker m/s som funksjon av cm/min. Formelen blir

$$\dot{h} \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right] = \dot{h} \left[\frac{\text{cm}}{\text{min}} \right] \cdot \frac{1}{100} \cdot \frac{1}{60} \quad (8.14)$$

der faktoren 1/100 regner om cm til tilsvarende verdi i meter og faktoren 1/60 regner om “per minutt” til “per sekund”.

Modellen (8.12) blir nå, med høyresiden i (8.13) innsatt for q_i og høyresiden i (8.14) innsatt for \dot{h} ,

$$\dot{h} \left[\frac{\text{cm}}{\text{min}} \right] \cdot \frac{1}{100} \cdot \frac{1}{60} = \frac{1}{A[\text{m}^2]} q_i \left[\frac{\text{L}}{\text{min}} \right] \cdot \frac{1}{1000} \cdot \frac{1}{60} \quad (8.15)$$

som gir

$$\dot{h} \left[\frac{\text{cm}}{\text{min}} \right] = 0,1 \cdot \frac{1}{A[\text{m}^2]} q_i \left[\frac{\text{L}}{\text{min}} \right] \quad (8.16)$$

[Slutt på eksempel 5]

8.4 Modellering av termiske systemer

Ved modellering av termiske systemer benytter vi balanseloven til å sette opp *energibalanser*. Begrepet energi omfatter blant annet

temperaturavhengig energi, som vi kan kalle termisk energi, og kinetisk og potensiell energi, og man må generelt regne med at det foregår overganger fra en energiform til en annen i et system. For eksempel kan kinetisk energi via friksjon gå over til varme og dermed påvirke systemets termiske energi. I mange termiske systemer er det tilstrekkelig nøyaktig å la energibalansen omfatte bare den termiske energien, og vi neglisjerer da overgang fra kinetisk og potensiell energi til termisk energi.

Balanseloven (8.2) benyttet på et termisk system blir en *energibalanse* (tidsargumentet t droppes for enkelthets skyld):

$$\frac{dE}{dt} = \sum Q_{inn} - \sum Q_{ut} + \sum Q_{generert} \quad (8.17)$$

der E [J] er systemets “termiske” energi og Q [J/s] er energistrømninger.

Energien E antas gjerne å være proporsjonal med temperaturen og massen (eventuelt volumet):

$$E = cmT = c\rho VT = CT \quad (8.18)$$

der T [K] er systemets temperatur, c [J/(kg K)] er spesifikk varmekapasitet, m [kg] er massen, V [m³] er volumet, ρ [kg/m³] er tetthet, C [J/K] er total varmekapasitet.

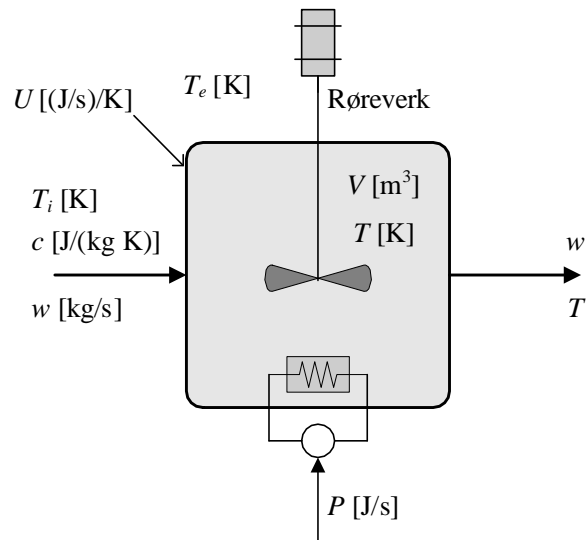
Eksempel 6 *Væsketank med oppvarming*

Figur 8.4 viser en væsketank med gjennomstrømmende væske og med varmeovergang til omgivelsene. Væsken tilføres effekt via et hetelement. P er effekt tilført fra varmelementet. T er temperaturen i tanken og i utstrømningen. T_i er temperaturen i innstrømningen. T_e er omgivelsestemperaturen³. P er tilført effekt via hetelementet. w er massestrømning. c er spesifikk varmekapasitet. ρ er tetthet. U er totalt varmeovergangstall.

Vi skal via energibalanse for væsken i tanken finne differensiallikningen som beskriver temperaturen T . Vi gjør da følgende antakelser:

- Temperaturen i væsken er jevnt fordelt (på grunn av røreverket).
- Væskeinnstrømningen og væskeutstrømningen er like, og tanken er fylt av væske hele tiden.

³e = environmental



Figur 8.4: Væsketank med oppvarming, varmetransport og varmeovergang til omgivelsene

- Det skjer ingen lagring av termisk energi i selve varmeelementet. Det betyr at effekten som tilføres tanken til enhver tid er lik den effekten som tilføres varmeelementet. (Det er således ikke nødvendig å sette opp en egen energibalanse for varmeelementet.)

Energibalansen baseres på følgende energitilførsler og -utførsler:

1. Tilført effekt fra hetelementet:

$$P(t) = Q_1 \quad (8.19)$$

2. Tilført effekt via innstrømmen:

$$cw(t)T_i(t) = Q_2 \quad (8.20)$$

3. Effekt som blir fjernet fra tanken via utstrømmen:

$$cw(t)T(t) = Q_3 \quad (8.21)$$

4. Tilført effekt via varmeovergang fra omgivelsene:

$$U [T_e(t) - T(t)] = Q_4 \quad (8.22)$$

Energibalansen blir:

$$\frac{dE}{dt} = Q_1 + Q_2 - Q_3 + Q_4 \quad (8.23)$$

Her er energien gitt ved

$$E = cmT = c\rho VT$$

Energibalansen kan da skrives:

$$\frac{d(c\rho VT)}{dt} = P + cwT_i - cwT + U(T_e - T) \quad (8.24)$$

Hvis vi antar at c , ρ og V er konstante, kan vi trekke $c\rho V$ utenfor derivasjonen. Videre kan vi trekke sammen ledd på høyresiden. Resultatet blir

$$c\rho V \frac{dT}{dt} = P + cw(T_i - T) + U(T_e - T) \quad (8.25)$$

eller

$$\dot{T} = \frac{1}{c\rho V} [P + cw(T_i - T) + U(T_e - T)] \quad (8.26)$$

som er en differensiallikning for temperaturen i tanken.

[Slutt på eksempel 6]

8.5 Modellering av bevegelsessystemer

8.5.1 Translatorisk bevegelse

Balanseloven (8.2) benyttet på et legeme med translatorisk bevegelse blir i form av en *bevegelsesmengdebalanse* eller *impulsbalanse*, som også betegnes *kraftbalanse*:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{d(mv)}{dt} = \sum F \quad (8.27)$$

der I [Ns] er bevegelsesmengden og F er krefter. Bevegelsesmengden I (masse ganger hastighet) er

$$I = mv = m\dot{x} \quad (8.28)$$

der m [kg] er legemets masse, v [m/s] er legemets hastighet og x [m] er posisjonen.

Hvis m er konstant, kan m flyttes utenfor derivasjonen i (8.27), som da kan skrives

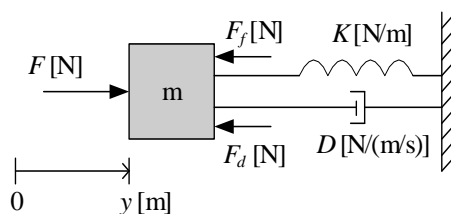
$$m\dot{v} = m\ddot{x} = ma = \sum F \quad (8.29)$$

der $\dot{v} = \ddot{x} = a$ er akselerasjonen. (8.29) er den velkjente Newtons 2. lov (summen av kreftene er lik masse ganger akselerasjon).

I de aller fleste tilfeller er massen m konstant, og da kan (8.29) benyttes ved modellering.

Eksempel 7 Masse-fjær-demper-system

Figur 8.5 viser et masse-fjær-demper-system. (Et liknende eksempel er



Figur 8.5: Masse-fjær-demper-system

hjulopphenget med fjær og demper på en bil.) F er en ytre kraft som legemet påvirkes (aktivt) med. Vi antar at fjærkraften F_f er null når legemets posisjon y er null og at den er proporsjonal med y :

$$F_f = Ky \quad (8.30)$$

der K er fjærkonstanten. Vi antar at kraften F_d fra dempelementet er proporsjonal med legemets hastighet:

$$F_d = D\dot{y} \quad (8.31)$$

der D er dempekonstanten.

Kraftbalanse gir

$$\begin{aligned} m\ddot{y} &= F - F_d - F_f \\ &= F - D\dot{y} - Ky \end{aligned} \quad (8.32)$$

som er en 2. ordens differensiallikning for legemets posisjon.

[Slutt på eksempel 7]

8.5.2 Roterende bevegelse

Systemer med kan modelleres på samme måte som translatoriske systemer, men vi må bruke *spinnbalanse*, som gjerne betegnes *momentbalanse*, i stedet for impuls- eller kraftbalanse:

$$\frac{dS}{dt} = \frac{d(J\omega)}{dt} = \sum T \quad (8.33)$$

Her er S [Nms] legemets spinn eller bevegelsesmengde, J [kgm²] er legemets treghetsmoment, ω [rad/s] er legemets (rotasjons)hastighet, og T er moment⁴. Dersom J er konstant, kan (8.33) skrives som

$$J\dot{\omega} = J\ddot{\theta} = \sum T \quad (8.34)$$

der $\dot{\omega} = \ddot{\theta}$ er vinkelakselerasjonen. θ [rad] er vinkelposisjonen. (8.34) er helt analog med kraftbalansen (8.29) for translatoriske systemer.

Koplede mekaniske systemer

Mekaniske systemer består ofte av systemer som er koplet sammen. Delsystemene kan ha translatorisk og/eller roterende bevegelse. Noen eksempler: (1) En robotmanipulator der jo armene er koplet sammen. (2) En traverskran der en vogn flytter en hengende last. (3) En motor som beveger en translatorisk last, som i en verktøymaskin.

Ved modellering av koplede translatoriske og roterende delsystemer, vil følgende sammenhenger være nyttige:

- Moment er kraft ganger arm:

$$T = Fl \quad (8.35)$$

- Buelengde er vinkel (i radianer) ganger radius:

$$b = \theta r \quad (8.36)$$

En framgangsmåte for modellering av slike koplede systemer er som følger:

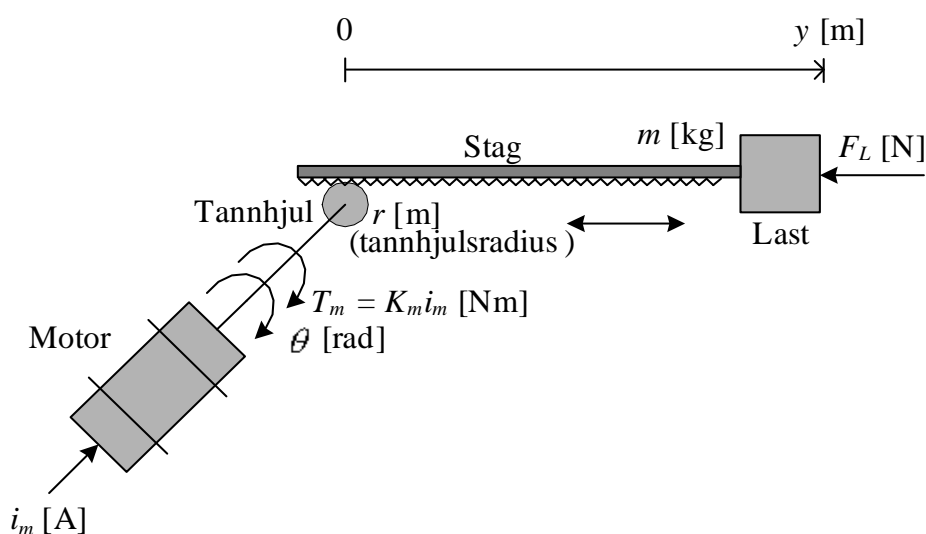
⁴ T for torque.

1. Kraft- eller momentbalanse settes opp for hvert av delsystemene, der det defineres krefter og momenter som virker mellom systemene.
2. Den endelige modellen fås ved å eliminere de interne kreftene og momentene.

Denne framgangsmåten blir demonstrert i eksempel 8. En alternativ framgangsmåte for modellering av koplede mekaniske systemer er å bruke *Lagrangemekanikk* der modellen (bevegelseslikningene) avledes fra et uttrykk som inneholder kinetisk og potensiell energi for hele systemet (denne metoden vil ikke bli vist her).

Eksempel 8 Modellering av koplede roterende og translatoriske systemer

Figur 8.6 viser en en elektromotor (som kan være en strømstyrt likestrømsmotor) som beveger en translatorisk last via et tannhjul og stag. Vi setter opp en momentbalanse for den roterende delen av systemet



Figur 8.6:

og en kraftbalanse for den translatoriske delen og kombinerer deretter likningene som fås. Vi skal ende opp med en modell som uttrykker verktøyets posisjon y som funksjon av bl.a. styresignalet i . (For enkelhets skyld er tidsargumentet t utelatt i uttrykkene nedenfor.)

1. **Moment- og kraftbalanse:** Momentbalansen for motoren blir

$$J\ddot{\theta} = T_m - T_1 = K_m i_m - T_1 \quad (8.37)$$

der T_m er utviklet motormoment og T_1 er momentet som virker på motoren fra staget og lasten via giret.

Kraftbalansen for stag og last blir

$$m\ddot{y} = F_1 - F_L \quad (8.38)$$

der F_1 er kraften som virker på stag og last fra motoren via giret.

Sammenhengen mellom T_1 og F_1 er gitt ved

$$T_1 = F_1 r \quad (8.39)$$

Sammenhengen mellom y og θ er gitt ved

$$y = \theta r \quad (8.40)$$

som leder til

$$\ddot{\theta} = \frac{\ddot{y}}{r} \quad (8.41)$$

Ved å sette (8.41) og (8.39) inn i (8.37), kan (8.37) skrives

$$J\frac{\ddot{y}}{r} = K_m i_m - F_1 r \quad (8.42)$$

2. **Eliminering av intern kraft:** Ved å eliminere den “interne” kraften F_1 mellom (8.38) og (8.42), fås

$$\left(m + \frac{J}{r^2}\right)\ddot{y}(t) = \frac{K_m}{r}i_m(t) - F_L(t) \quad (8.43)$$

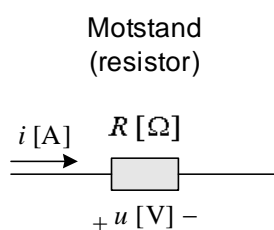
som er en 2. ordens differensiallikning for lastens posisjon y .

[Slutt på eksempel 8]

8.6 Elektriske systemer

Når vi utvikler prosessmodeller, er det sjelden behov for modellering av dynamiske elektriske systemer. (Dynamiske elektriske systemer inneholder spoler og/eller kondensatorer.) Vi skal derfor her bare se på noen få, men viktige sammenhenger som er relevante for prosessmodellering.

Ohms lov



Figur 8.7: Motstand

Figur 8.7 viser en motstand med resistans R . Strømmen i går igjennom motstanden. Spenningsfallet over motstanden er u .

Ohms lov beskriver sammenhengen mellom strøm, spenning og motstand:

$$u = Ri \quad (8.44)$$

Effekt

Momentan effekt: Se figur 8.7. Momentanverdien (øyeblikksverdien) av effekten P [W] som motstanden mottar, er lik strøm ganger spenning:

$$P = ui = Ri^2 = \frac{u^2}{R} \quad (8.45)$$

der de to siste uttrykkene følger av Ohms lov.

Midlere effekt: Gitt en motstand⁵ med resistans R [Ohm] som det går en vekselstrøm (sinusformet strøm) med amplitude I_{ampl} [A] (maksimalverdi) igjennom. Ihht. Ohms lov er da amplituden (maksimalverdien) av vekselspenningen over motstanden lik

$$U_{ampl} = RI_{maks} \quad (8.46)$$

Motstanden tilføres da en *midlere* effekt P [W] lik

$$P_{midlere} = \frac{1}{2}U_{maks}I_{maks} = \frac{1}{2}R I_{maks}^2 = \frac{1}{2} \frac{U_{maks}^2}{R} \quad (8.47)$$

Dette gjelder uansett hvor stor frekvensen er.

Effektivverdien av en vekselstrøm er definert som

$$I_{eff} = \frac{I_{maks}}{\sqrt{2}} \quad (8.48)$$

⁵F.eks. et varmeelement.

Tilsvarende er effektivverdien av en vekselspanning definert som

$$U_{eff} = \frac{U_{maks}}{\sqrt{2}} \quad (8.49)$$

Når vi bruker disse effektivverdiene i (8.47), får vi

$$P_{midlere} = U_{eff} I_{eff} = R I_{eff}^2 = \frac{U_{eff}^2}{R} \quad (8.50)$$

som er akkurat samme uttrykk som for momentan effekt, se (8.45).

Eksempel 9 *Effekt i varmeelement*

Gitt et varmeelement som mottar midlere elektrisk effekten lik 200 W. (Så å si all denne effekten blir omsatt til varme.) Elementet er koplet til nettspenningen, som er en vekselspanning som i Norge har en amplitude lik ca 320 V.

Hva er effektivverdien av nettspenningen? Og hva er varmeelementets motstandsverdi?

Effektivverdien av nettspenningen blir

$$U_{eff} = \frac{U_{maks}}{\sqrt{2}} = \frac{320}{\sqrt{2}} = 226,3 \text{ V} \quad (8.51)$$

Varmeelementets motstandsverdi kan finnes fra (8.50). Vi får

$$R = \frac{U_{eff}^2}{P_{midlere}} = \frac{(320/\sqrt{2})^2}{200} = 256 \text{ } \Omega \quad (8.52)$$

[Slutt på eksempel 9]

Kapittel 9

Simulering

9.1 Innledning

Simulering av et system er i bunn og grunn numerisk løsning av differensiallikningene som utgjør systemets modell.

Simulering kan være svært nyttige:

- **Utvikling (av reguleringsystemer):** Jeg selv har brukt simuleringer i de fleste prosjekter jeg har arbeidet med. Jeg sjekker da at reguleringsystemet som jeg har utviklet, virker ved å anvende regulatoren på en simulert prosess. Jeg kan også stille inn regulatoren mot den simulerte prosessen. Hvis prosessmodellen som simulatoren er basert på er nokså nøyaktig, er resultatene fra simuleringen direkte overførbare til det virkelige systemet. En kan på den måten spare tid og penger. Det er faktisk ikke nødvendig at det fysiske systemet engang eksisterer for å få testet ut en regulator for systemet.
- **Analyse:** Med simuleringer kan en kjøre “eksperimenter” som en av praktiske eller økonomiske grunner ellers ikke kan kjøre på det virkelige systemet. Dette kan gi mye ny innsikt i systemet som simuleres.
- **Opplæring:** Simuleringer kan selvsagt med stor fordel brukes i opplæring.

Det fins mange simuleringsverktøy. Her er noen:

- **Matlab** har differensiallikningsløserne i form av Matlab-funksjoner – såkalte ODE-løserne¹ – som kan brukes til simulering. Disse programmeres i Matlab-språket. Du må selv skrive inn modellikningene i disse funksjonene.
- **Simulink**, som er integrert med Matlab, er et grafisk, blokkdiagrambasert simuleringsverktøy med mange ferdigprogrammerte funksjonsblokker som du kan bruke for å konstruere modellen. Det fins også blokker der du kan skrive inn modellen som skal simuleres, i Matlab-kode. Simulink er derfor et hybrid simuleringsverktøy der du kan kombinere funksjonsblokker med tekst-kode (Matlab-kode). Dette er en sterk kombinasjon! Simulink har ferdige PID-regulatorfunksjoner. I en noen avanserte prosjekter har jeg brukt Simulink/Matlab.
- **LabVIEW** har samme mulighetene som Matlab og Simulink, men har ikke helt Matlabs nivå på ferdiglagde funksjoner. En sterk side ved LabVIEW er muligheten til å lage flotte brukergrensesnitt. Det er også meget gode muligheter til å kjøre simulatoren mot en fysisk prosess (i parallell). Enda en fordel med LabVIEW er at det er enkelt å kjøre simulatoren i sann tid, eller i skalert sann tid, hvilket gir brukeren en god følelse av “virkelighet”. LabVIEW har bl.a. en PID-regulatorfunksjon som kan brukes i simulatoren. Jeg har brukt LabVIEW i mange simuleringsprosjekter.²
- **Modelica** er et såkalt symbolsk simuleringsverktøy der du kopler sammen modellkomponenter akkurat på samme måte som du ville ha konstruert det virkelige systemet. Eksempler på modellkomponenter er motorer, signalfiltere, giroverføringer, fjærer, osv. Sammenkoplingen av komponentenes modeller til en korrekt total modell klar for simulering, skjer automatisk. En slik virkelighetsnær måte å komponere en simulator på, virker fristende. I praksis er det nokså krevende å bygge en simulatormodell fordi du må ha meget god innsikt i de enkelte komponentene for å få satt fornuftige verdier på alle parametrene i komponentenes modeller.
- **Hysys** likner på Modelica. Hysys har et meget omfattende komponentbibliotek spesielt rettet mot kjemiske industriprosesser. Det fins også stort antall funksjoner for logisk og sekvensiell styring, samt for PID-regulering.

Opplæringsmaterieil (dokumenter, videoer og eksempler) om

¹ODE = Ordinary Differential Equations

²Mitt simulatorbibliotek kalt SimView er implementert i LabVIEW. SimView er tilgjengelig på <http://techteach.no/simview>.

Simulink/Matlab og LabVIEW fins fritt tilgjengelig på <http://techteach.no>. Du kan også finne mye opplæringsmateriell på hjemmesidene til de respektive produsentene (National Instruments for LabVIEW og The Mathworks for Matlab/Simulink).

9.2 Simulering med blokkdiagrambaserte simuleringsverktøy

Etter ganske mange års erfaring med simuleringer, har jeg funnet en måte å konstruere en simulator på som jeg vil anbefale. Jeg bruker (foretrekker) blokkdiagrambaserte (grafiske) simuleringsverktøy, som Simulink eller LabVIEW. Blokkdiagrammene gir en god oversikt over modellens struktur, og strukturen i blokkdiagrammet vil også være lik det virkelige systemets struktur. Dette gjelder spesielt simulering av reguleringssystemer.

Når det gjelder måten å konstruere selve modellen på i disse verktøyene, fungerer en kombinasjon av blokker og tekst-kode bra.

Vi skal nå se et konkret eksempel på konstruksjon av blokkdiagram. Eksempelet dreier seg om simulering av masse-fjær-demper-systemet beskrevet i eksempel 7 (side 81). Vi utviklet der følgende modell av systemet:

$$m\ddot{y} = F - D\dot{y} - Ky \quad (9.1)$$

En simulator for dette systemet skal gi oss responsen i posisjonen y . Systemets utgangsvariabel, eller avhengige variabel, er y . Systemets inngangsvariabel, eller uavhengige variabel, er kraften F . D og K er modellparametre. Systemets initialtilstand er gitt ved posisjonens initialverdi $y_0 = y(t = 0)$ og hastighetens initialverdi $\dot{y}_0 = \dot{y}(t = 0)$.

La oss starte med å se hva som kreves for å beregne $y(t)$ på papiret. Vi må da løse differensiallikningen (9.1) mht. y . Første trinn for å få gjort det, er å isolere \ddot{y} på venstre side:

$$\ddot{y} = \frac{1}{m} (F - D\dot{y} - Ky) \quad (9.2)$$

For ikke å få så kompliserte uttrykk, antar vi nå at initialverdiene er null, men vi skal ta dem med til slutt.

Vi integrerer (9.2) én gang for å få et uttrykk for \dot{y} :

$$\dot{y}(t) = \int_0^t \left[\frac{1}{m} (F - D\dot{y} - Ky) \right] dt \quad (9.3)$$

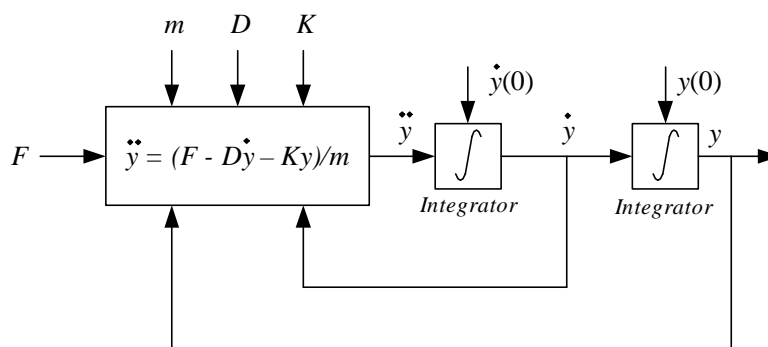
Og vi integrerer en gang til for å få y :

$$y(t) = \int_0^t \dot{y}(t) dt \quad (9.4)$$

$$= \int_0^t \left\{ \int_0^t \left[\underbrace{\frac{1}{m} (F - D\dot{y} - Ky)}_{=\ddot{y}} \right] dt \right\} dt \quad (9.5)$$

som er et dobbelintegral for beregning av $y(t)$. (I tilfeller der modellen kun inneholder 1. ordens tidsderivate, kreves selvsagt kun én integrasjon, ikke to integrasjoner som i vårt eksempel.)

Simuleringsverktøyet skal nå hjelpe oss med å beregne dobbelintegralet (9.5)! Da må vi først implementere integranden i dette dobbelintegralet, for simuleringsverktøyet må jo vite hva den skal (dobbel)integrere. I både Simulink og LabVIEW fins blokker der du kan skrive inn et vilkårlig matematisk uttrykk som tekst. La oss kalle slike blokker for *formelblokker*. Vi skriver da inn integranden, som er $\frac{1}{m} (F - D\dot{y} - Ky) = \ddot{y}$, i formelblokken. Vi lager også innganger for setting av verdiene av F , D og K på denne blokken. Se figur 9.1.³ Så legger vi inn to *integratorblokker*



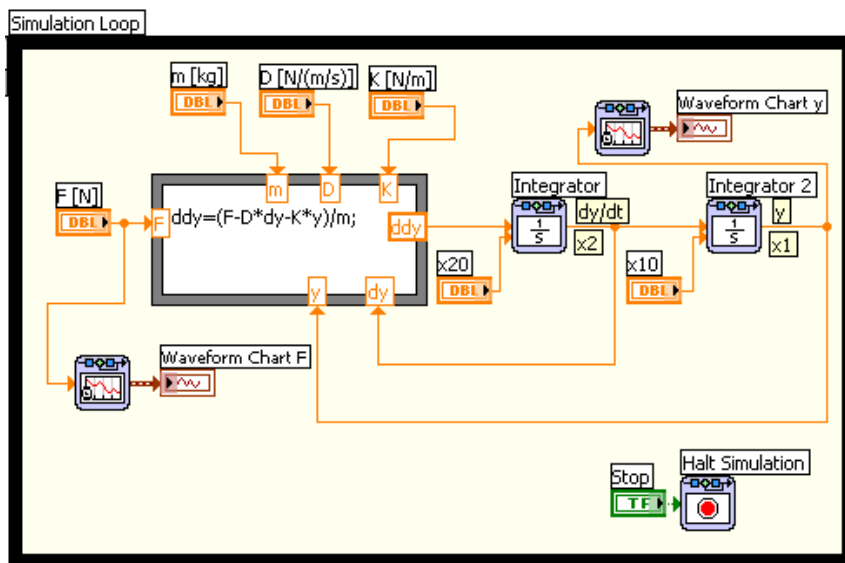
Figur 9.1: Blokkdiagram med formelblokk for modellen av masse-fjær-demper-systemet

etter hverandre i blokkdiagrammet og lar disse integrere \ddot{y} fra formelblokken. Den første integratorblokken integrerer \ddot{y} én gang, og blokkens utgang er derfor \dot{y} . På denne blokken kan vi også angi initialtilstanden \dot{y}_0 . Den etterfølgende integratorblokken integrerer \dot{y} , og blokkens utgang er derfor y . På denne blokken kan vi angi initialtilstanden

³Du kan alternativt implementere integranden med en kombinasjon av enkeltblokker for addisjon, multiplikasjon osv., men dette er tungvint, etter min mening. Det er raskere å bruke formelblokker. Dessuten blir simulatoren enklere å videreutvikle med formelblokker.

y_0 . Dermed har vi et komplett blokkdiagram med y som utgangsvariabel, og F som inngangsvariabel.

Figur 9.2 viser hvordan blokkdiagrammet vist i figur 9.1 kan implementeres i LabVIEW. Formelblokken er der implementert med en Formula Node-blokk der brukeren kan skrive inn C-kode. Du kan også bruke den kraftigere Mathscript-blokken der du kan skrive Mathscript-kode. Blokken kan ha både skalare og vektorielle innganger. Mathscript er lik Matlab.

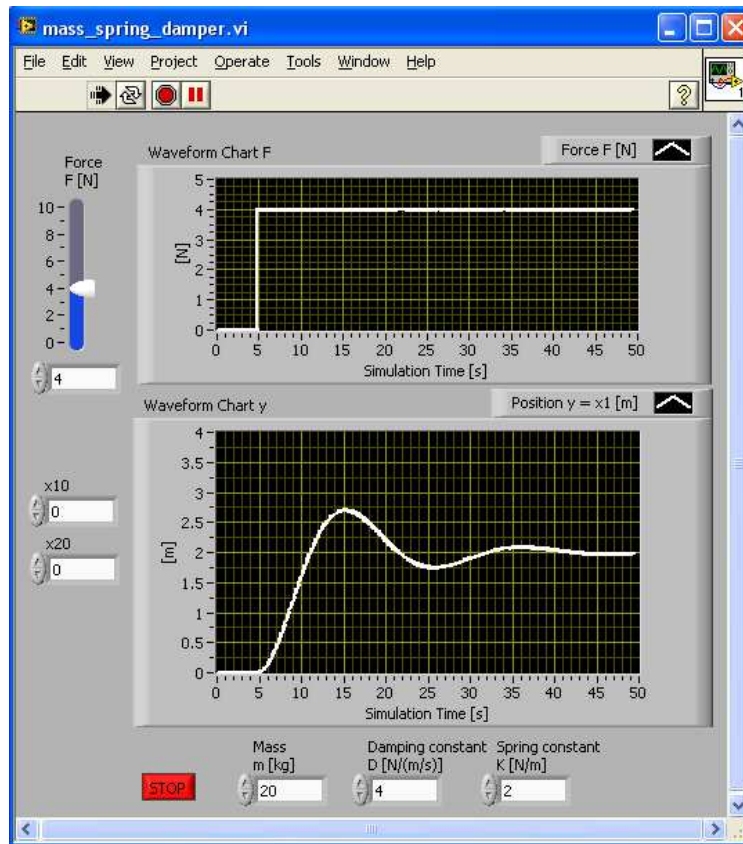


Figur 9.2: Blokkdiagrammet vist i figur 9.1 implementert i LabVIEW.

Figur 9.3 viser LabVIEW-simulatorens frontpanel (brukergrensesnittet). På frontpanelet ser vi også et plott fra en simulering.

Figur 9.4 viser hvordan blokkdiagrammet vist i figur 9.1 kan implementeres i Simulink. Matlab Function-blokken kan ha både skalare og vektorielle innganger, og du kan bruke det meste av Matlab-kode inni selve blokken.

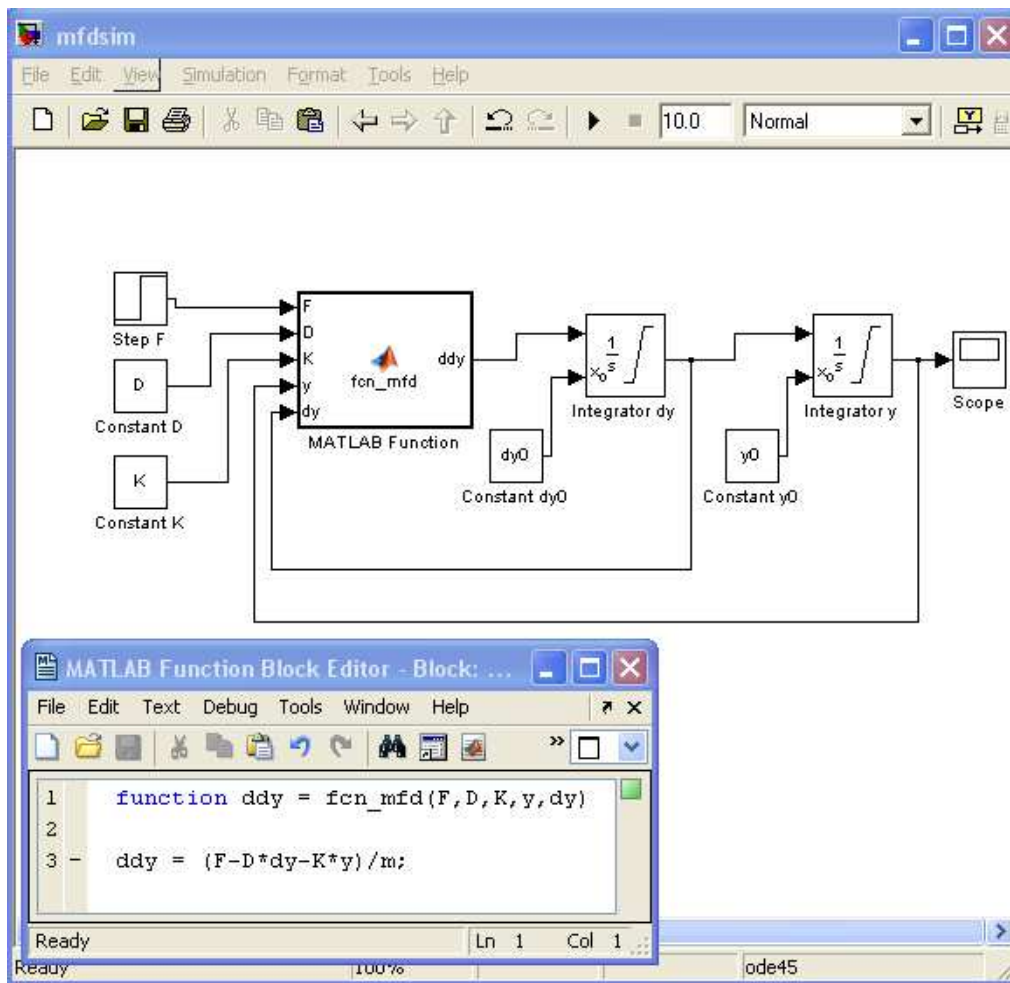
Når simulatorene kjører, benytter integratorblokkene en eller annen av de tilgjengelige numeriske integrasjonsalgoritmene som det aktuelle simuleringsverktøyet tilbyr. Både LabVIEW og Simulink har mange på menyen. Jeg pleier selv å bruke relativt enkle algoritmer, f.eks. Runge-Kutta 2 i LabVIEW eller Dormand-Prince-algoritmen i Simulink. Disse er algoritmer med fast tidsskritt, hvilket kan være fordelaktig av hensyn til etterbehandling av de simuleringsresponsene. Den enkleste av alle algoritmer er Eulers forovermetode, som benytter en enkel



Figur 9.3: Frontpanel i LabVIEW for simulatoren med blokkdiagram som vist i figur 9.2.

rektangelintegrasjon som numerisk algoritme. Tidsskrittet for simulatorene kan velges med prøve-og-feile-metoden: Prøv forskjellige tidsskritt. Velg den største som ikke gir noen endring i responsene (dette sikrer at beregningsbelastningen minimeres, men slik at den antatte nøyaktigheten av simuleringene er god). Som en startverdi for tidsskrittet (før du evt. justerer den) kan du prøve 0,01 (i den tidsenheten modellen er basert på, f.eks. sek eller min), eller du kan sette tidsskrittet lik $1/1000$ av det tidsintervallet du ønsker å kjøre simuleringen over.

Dersom systemet som skal simuleres, inneholder tidsforsinkelser, er det mest praktisk å bruke egne tidsforsinkelsesblokker utenfor formelblokkene. Både LabVIEW og Simulink har tidsforsinkelsesblokker. Et eksempel på system med tidsforsinkelse, er flistanken som vi har studert foran i boken. Transportbåndet har tidsforsinkelse.



Figur 9.4: Blokkdiagrammet vist i figur 9.1 implementert i Simulink. Vinduet nederst viser innholdet i Matlab Function-blokken som definerer modellens dobbelderiverte.

Kapittel 10

Prosessdynamikk

10.1 Innledning

I dette kapitlet skal vi definere

- forsterkning,
- tidskonstant,
- integrator eller akkumulator,
- tidsforsinkelse (eller dødtid eller transporttid)

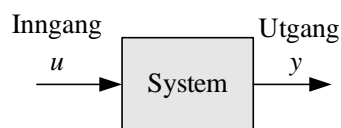
som er begreper (og størrelser) som er nyttige for å karakterisere systemers dynamiske egenskaper.

Hvorfor er disse begrepene viktige?

- Du kan analysere fysiske systemers dynamiske egenskaper ut fra veldefinerte begreper og størrelser.
- De gir direkte grunnlag for innstilling av regulatorparametre (med Skogestads metode, jf. kap. 12.4.)

10.2 Forsterkning

Gitt et system med inngangssignal u som du kan manipulere, og utgangssignal y som du kan måle eller observere, se figur 10.1.

Figur 10.1: System med inngang u og utgang y

For å finne systemets *forsterkning* K mellom u og y – eller fra u til y – kan du sette på en sprangvis endring i u og observere responsen i y slik den blir under stasjonære eller statiske forhold, altså når signalet er blitt konstant. K defineres da som forholdet mellom endringen i responsen i y og endringen i u :

$$K = \frac{y_2 - y_1}{u_2 - u_1} = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (10.1)$$

(u_1, y_1) er arbeidspunktet før spranget i u , og (u_2, y_2) er arbeidspunktet når responsen i y har stabilisert seg. For å presisere at K beregnes under statiske forhold, kan den også betegnes *statisk* forsterkning.

I systemer som har en ulineær sammenheng mellom u og y vil forsterkningen kunne variere med arbeidspunktene, dvs. med verdien av signalene i (u_1, y_1) og (u_2, y_2) . Derfor bør du egentlig angi arbeidspunktet som eksperimentet er utført i (fra) når du angir verdien av K , men hvis du skriver K som vist i (10.1) så får du jo med begge arbeidspunktene.

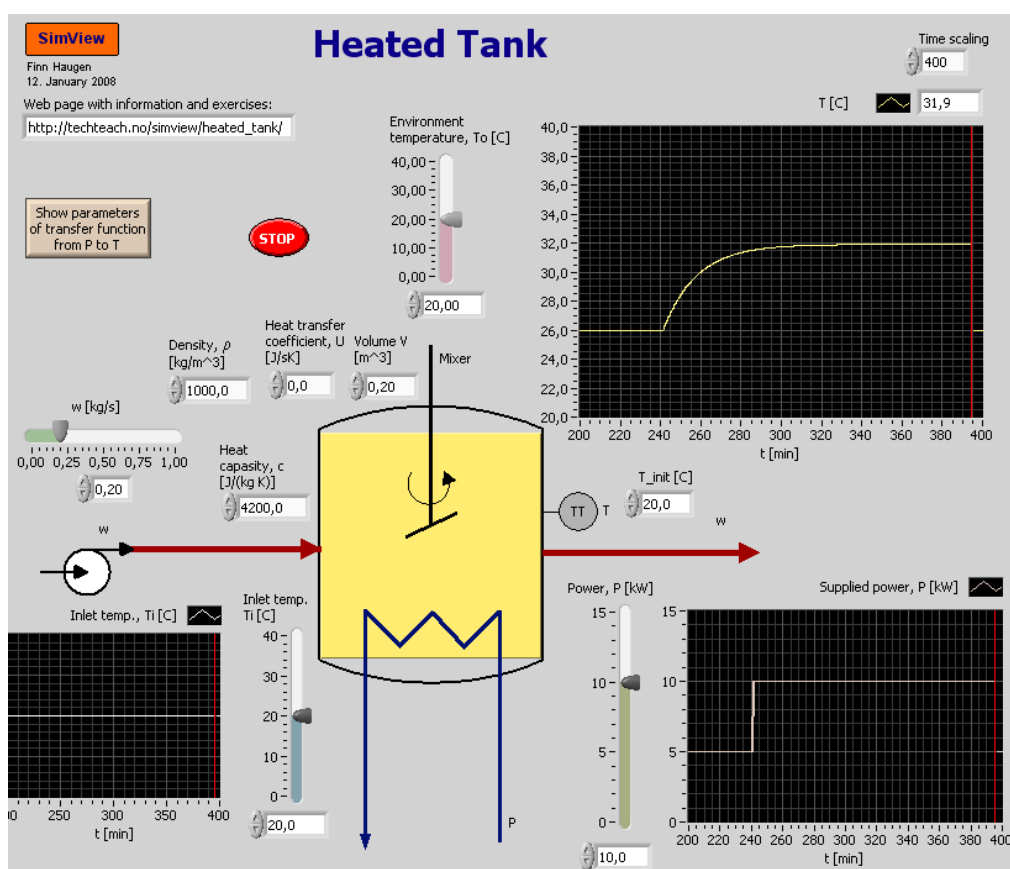
Eksempel 10 *Forsterkning for termisk prosess*

Figur 10.2 viser en termisk prosess i form av en vanntank som kan varmes opp med effektforsyningen P [kW]. Temperaturen i tanken er T [°C]. Vi betrakter P som systemets inngangssignal og T som utgangssignal. Vi skal finne forsterkningen K mellom P og T . Vi starter i arbeidspunktet $(P_1 = 5 \text{ kW}, T_1 = 26,0 \text{ °C})$ og velger å sette på et sprang med amplitude 5 kW i P . Figur 10.2 viser responsene. Avlesning viser at systemet etter spranget går til følgende arbeidspunkt: $(P_2 = 10 \text{ kW}, T_2 = 31,9 \text{ °C})$. Forsterkningen blir da

$$K = \frac{\Delta T}{\Delta P} = \frac{T_2 - T_1}{P_2 - P_1} = \frac{31,9 \text{ °C} - 26,0 \text{ °C}}{10 \text{ kW} - 5 \text{ kW}} = \frac{5,9 \text{ K}}{5 \text{ kW}} = 1,18 \text{ K/kW} \quad (10.2)$$

[Slutt på eksempel 10]

Hvis du har en matematisk modell av systemet, kan du beregne forsterkningen i stedet for å kjøre eksperimenter. Hvis modellen er en



Figur 10.2: Eksempel 10: Sprangresponstest for å finne forsterkningen mellom effekt P og temperatur T .

dynamisk modell i form av en eller flere differensiallikninger, starter du med å finne den statiske versjonen av modellen ved å sette de deriverte lik null. Så beregner du K ut fra denne modellen. Hvis modellen er ulineær, må modellen lineariseres før du beregner forsterkningen, men vi går ikke nærmere inn på linearisering her.¹

Eksempel 11 *Beregning av forsterkning for termisk prosess ut fra modell*

Det termiske systemet vist i figur 10.2 kan beskrives med følgende differensiallikning som stammer fra energibalanse (jf. kap. 8.4):

$$c\rho V\dot{T} = cw(T_i - T) + P \quad (10.3)$$

¹En referanse er (Haugen, 2010a).

der vi har neglisjert varmeovergangstallet, slik det også er gjort i simuleringene vist i figur 10.2. c er spesifikk varmekapasitet. ρ er tetthet. V er volumet. w er massestrøm. T_i er temperaturen i innstømmen. Vi skal finne forsterkningen mellom P og T fra modellen. Først setter vi den deriverte lik null:

$$c\rho V\dot{T} = 0 = cw(T_{inn} - T) + P \quad (10.4)$$

som løst mhp. utgangsvariabelen T gir

$$T = T_{inn} + \frac{1}{cw}P \quad (10.5)$$

hvilket betyr at forsterkningen mellom P og T er

$$K = \frac{\Delta T}{\Delta P} = \frac{1}{cw} \quad (10.6)$$

I figur 10.2 ser vi at $c = 4200 \text{ J}/(\text{kgK})$ og $w = 0,2 \text{ kg/s}$. Innsetting i (10.6) gir

$$K = \frac{1}{cw} = \frac{1}{4200 \cdot 0,2} \frac{\text{K}}{\text{W}} = \frac{1}{840} \frac{\text{K}}{\text{W}} = \frac{1}{0,840} \frac{\text{K}}{\text{kW}} = 1,19 \text{ K/kW} \quad (10.7)$$

som er temmelig likt det vi fant fra simuleringer i eksempel 10.

[Slutt på eksempel 11]

10.3 Tidskonstant

Tidskonstanten T for et system uttrykker hvor raskt eller tregt systemet er. Vi kan finne tidskonstanten for system som vi ikke kjenner modellen for, ved å kjøre en enkel sprangresponstest på systemet.

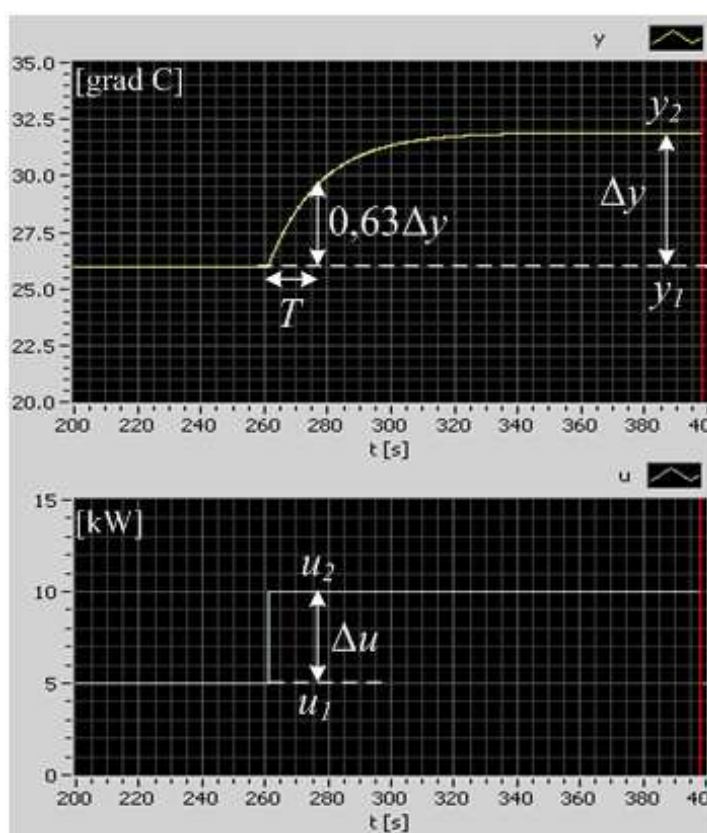
Tidskonstanten er 63%-stigetiden, dvs. tiden det har tatt for sprangresponsen y å nå 63% av sin stasjonærverdi.

Figur 10.3 viser en slik sprangreponstest utført på det termiske systemet vist i figur 10.2.

I figur 10.3 ser vi at tidskonstanten for den responsen som er vist, er ca. 17 min.

Ved å se på betydningen av T i figur 10.3, kan vi slå fast at *jo mindre T er, jo raskere er systemet, og motsatt: Jo større T er, jo tregere er systemet.*

Vi kan også finne forsterkningen K ut fra den samme responsen som vi bruker for å finne tidskonstanten. Det gjøres som i kap. 10.2. For



Figur 10.3: Sprangresponstest for å lese av tidskonstanten T

responsene vist i figur 10.3 finner vi

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y_2 - y_1}{u_2 - u_1} = \frac{31,9 \text{ }^\circ\text{C} - 26,0 \text{ }^\circ\text{C}}{10 \text{ kW} - 5 \text{ kW}} = \frac{5,9 \text{ K}}{5 \text{ kW}} = 1,18 \text{ K/kW} \quad (10.8)$$

Vi kan også beregne tidskonstanten, og forsterkningen, ut fra en dynamisk modell. Det forutsettes da at modellen er en lineær 1. ordens differensiallikning på følgende form:

$$T_0 \Delta \dot{y} = K_0 \Delta u - \Delta y \quad (10.9)$$

der Δu og Δy er avvik fra arbeidspunkt 1. K_0 og T_0 er konstante parametre. Initialverdien for Δy antas å være null. (Denne modellformen er ikke tilfeldig valgt, som vi snart skal se :-)

Når vi skal finne tidskonstanten, endrer vi inngangsvariabelen Δu i differensiallikningen som et sprang. Da får vi samme “testforhold” som for

den praktiske, eksperimentelle måten å finne tidskonstanten på som er beskrevet ovenfor. Testsignalet for å finne tidskonstanten fra modellen er et sprang. Vi kan sette $\Delta u = \text{konstant} = U$, som vil representere sprangets amplitude. Det er flere måter å beregne $\Delta y(t)$ for (10.9) på: Differensiallikningen er en separabel differensiallikning og kan løses analytisk. Vi kan også bruke Laplacetransformasjonen. Uansett metode vil vi finne at løsningen er

$$\Delta y(t) = K_0 U (1 - e^{-\frac{t}{T_0}}) \quad (10.10)$$

Fra (10.10) finner vi at sprangresponsens stasjonærverdi blir (vi antar at T er positiv, slik at $e^{-\frac{t}{T}}$ går mot null når $t \rightarrow \infty$)

$$\Delta y_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta y(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} K_0 U (1 - e^{-\frac{t}{T_0}}) = K_0 U \quad (10.11)$$

Fra dette kan vi beregne forsterkningen ihht. definisjonen på forsterkning, som er at forsterkningen er lik forholdet mellom Δy og Δu under stasjonære forhold:

$$\frac{\Delta y_s}{\Delta u} = \frac{K_0 U}{U} = K_0 \quad (10.12)$$

Systemets forsterkning K er altså parameteren K_0 i differensiallikningen (10.9).

La oss nå sette den spesielle tidsverdien $t = T_0$ inn i (10.10):

$$\Delta y(T_0) = K_0 U (1 - e^{-\frac{T_0}{T_0}}) = K_0 U \underbrace{(1 - e^{-1})}_{0,63} = 0,63 \cdot K_0 U = 0,63 \cdot \Delta y_s \quad (10.13)$$

Ved tiden $t = T$ har altså sprangresponsen nådd 63% av sin stasjonærverdi Δy_s . Altså er systemets tidskonstant T den samme som parameteren T_0 i differensiallikningen (10.9).

Vi har dermed en oppskrift for å finne K og T for en lineær 1. ordens differensiallikning: Sørg for å skrive differensiallikningen på formen

$$T \Delta \dot{y} = K \Delta u - \Delta y \quad (10.14)$$

Da kan vi lese av K og T direkte fra denne differensiallikningen.

Merk at hvis systemet er lineært, dvs. at sammenhengen mellom u og y er gitt ved en lineær differensiallikning på formen

$$T \dot{y} = K u - y \quad (10.15)$$

så kan vi bruke denne differensiallikningen direkte som grunnlag for å finne K og T , for den tilsvarende avviksmodellen (10.14) blir på eksakt samme form som "totalmodellen" (10.15).

Eksempel 12 *Beregning av forsterkning og tidskonstant fra modell***Eksempel 13** *Anta at vi har følgende lineære differensiallikningsmodell:*

$$\dot{y} = -2y + 5u \quad (10.16)$$

Hva er systemets forsterkning og tidskonstant?

Den gitte differensiallikningen skrevet på formen (10.15) blir

$$\frac{1}{2}\dot{y} = \frac{5}{2}u - y \quad (10.17)$$

Forsterkningen er derfor

$$K = \frac{5}{2} = 2,5 \quad (10.18)$$

og tidskonstanten er

$$T = \frac{1}{2} = 0,5 \quad (10.19)$$

[Slutt på eksempel 12]

Hvis modellen er lineær og har *flere enn ett inngangssignal*, la oss si u_1 og u_2 , kan modellen skrives som

$$T\dot{y} = K_1u_1 + K_2u_2 - y \quad (10.20)$$

Systemet har da to forsterkninger, K_1 og K_2 , og én tidskonstant, T . For en gitt modell, kan du finne alle disse tre parametrene ved å skrive modellen på formen (10.20).**Eksempel 14** *Beregning av tidskonstant for termisk system*Sprangresponser vist i figur 10.3 er faktisk sprangresponser til det termiske systemet vist i figur 10.2. Energibalansen for vannet i tanken gir følgende differensiallikning for temperaturen θ (theta) (her innføres θ for temperatur for å unngå sammenblanding med tidskonstanten T):

$$c\rho V\dot{\theta} = P + cw(\theta_i - \theta) \quad (10.21)$$

Vi skal finne tidskonstanten og forsterkningene for systemet når vi betrakter $P = u_1$ som inngangsvariabel og $\theta = y$ som utgangsvariabel for

systemet. Innløpstemperaturen θ_i er også en inngangsvariabel, u_2 . Vi skriver differensiallikningen på formen (10.20):

$$\underbrace{\frac{\rho V}{w}}_T \dot{\theta} = \underbrace{\frac{1}{cw}}_{K_1} \cdot P + \underbrace{1}_{K_2} \cdot \theta_i - \theta \quad (10.22)$$

Altså:

$$\text{Tidskonstanten er } T = \frac{\rho V}{w} \quad (10.23)$$

$$\text{Forsterkningen er } K_1 = \frac{1}{cw} \text{ og } K_2 = 1 \quad (10.24)$$

I reguleringsteknisk sammenheng er dette nyttige uttrykk siden de forteller hvordan prosessdynamikken i form av forsterkning(e) og tidskonstanten varierer med massestrømmen w . w kan svare til produksjonsraten i en fabrikk. Vi kommer tilbake til disse uttrykkene i eksempel 33 om tilpasning av regulatorparametre til varierende prosessdynamikk. Uttrykkene kan også brukes direkte i Skogestads formler for regulatorinnstilling, jf. kap. 12.4.

[Slutt på eksempel 14]

10.4 Integrator (akkumulator)

Gitt et system med følgende differensiallikningsmodell som uttrykker sammenhengen mellom inngang u og utgang y :

$$\dot{y}(t) = K_i u \quad (10.25)$$

der K_i er *integralforsterkningen*. (Vi kunne ha brukt avviksvariable Δu og Δy i modellen, slik vi gjorde i kap. 10.3, men vi lar det være her siden vi nå ikke skal gjøre beregninger på statiske responser. Faktisk fins det ikke noen nyttig statisk respons siden det eneste som kan gjøre at utgangen y er konstant, er at inngangen u er null.)

Ved å integrere denne (10.25) får vi

$$y(t) = K_i \int_0^t u \, d\tau \quad (10.26)$$

Utgangssignalet y er altså lik *integralet* av inngangssignalet, multiplisert med K_i . Systemet betegnes derfor *integrator*. Alle systemer som har en differensiallikningsmodell på formen (10.25), er integratorer. Vi skal gjennom et praktisk eksempel nedenfor se at denne modellen også kan kalles en *akkumulator*.

Før vi ser på eksempelet, skal vi se hvordan sprangresponsen ser ut for integratoren. Dvs. vi antar at inngangen u er en konstant med amplitude U og beregner responsen y pga. dette inngangssignalet. Vi kan bruke (10.25). Med $u = U$ kan (10.25) skrives

$$\dot{y}(t) = K_i U \quad (10.27)$$

Med andre ord, den deriverte eller stigningstallet er konstant, hvilket betyr at responsen er en rampe med stigningstall $K_i U$. Selve tidsresponsen blir da

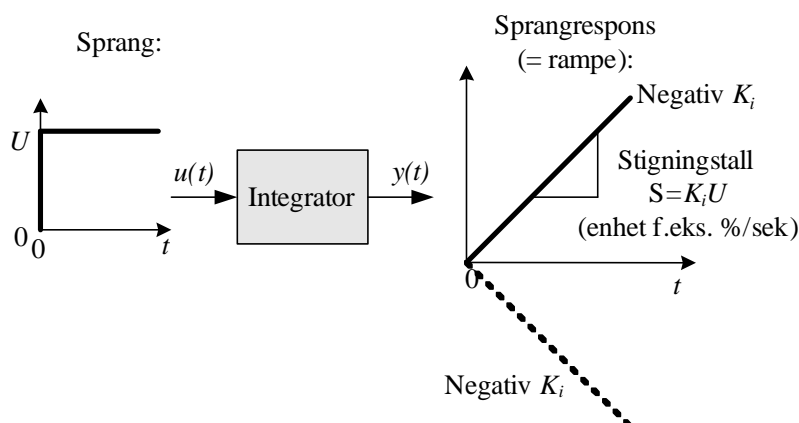
$$y(t) = K_i U t \quad (10.28)$$

som vi også kan finne fra integrallikningen (10.26).

Integratorens sprangrespons er altså en rampe med stigningstall

$$S = K_i U \quad (10.29)$$

Figur 10.4 viser rampen. Hvis K_i er negativ, vil rampen gå nedover i stedet for oppover. En tank med pumpe i utløpet er et eksempel på en integrator med negativ integralforsterkning.



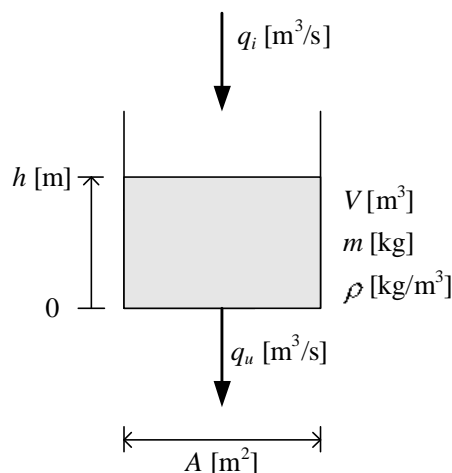
Figur 10.4: Sprangresponsen for en integrator er en rampe.

Anta at vi fra en observasjon av en rampeformet sprangrespons for et system har funnet at rampens stigningstall er S , f.eks. 2 cm/s (nivåendring i en tank). Vi kjenner til at inngangssignalets konstante verdi er U , f.eks. 0,1 cm³/s (innstrømning til tanken). Hva blir da systemets modellparameter K_i ? Fra (10.29) blir den

$$K_i = \frac{S}{U} = \frac{2 \text{ cm/s}}{0,1 \text{ kg/s}} = 20 \text{ cm/kg} \quad (10.30)$$

Eksempel 15 Integrator: Væsketank

Figur 10.5 viser en vanntank med inn- og utløp. I eksempel 5 utviklet vi en



Figur 10.5: Vanntank

matematisk modell for tanken vha. massebalanse. Anta nå for enkelhets skyld at det ikke er noe utløp, dvs. at $q_u = 0$. Modellen er da

$$\dot{h}(t) = \frac{1}{A} q_i(t) \quad (10.31)$$

som er på samme form som (10.25) med $h = y$, $q_i = u$ og $K_i = 1/A$. Vi kan da konkludere med at systemet er en integrator.

Vi vet at vanntanken samler opp vann som strømmer inn. Med andre ord, tanken *akkumulerer* innstrømmen. En tank er et stjerneeksempel på en akkumulator – og en integrator.

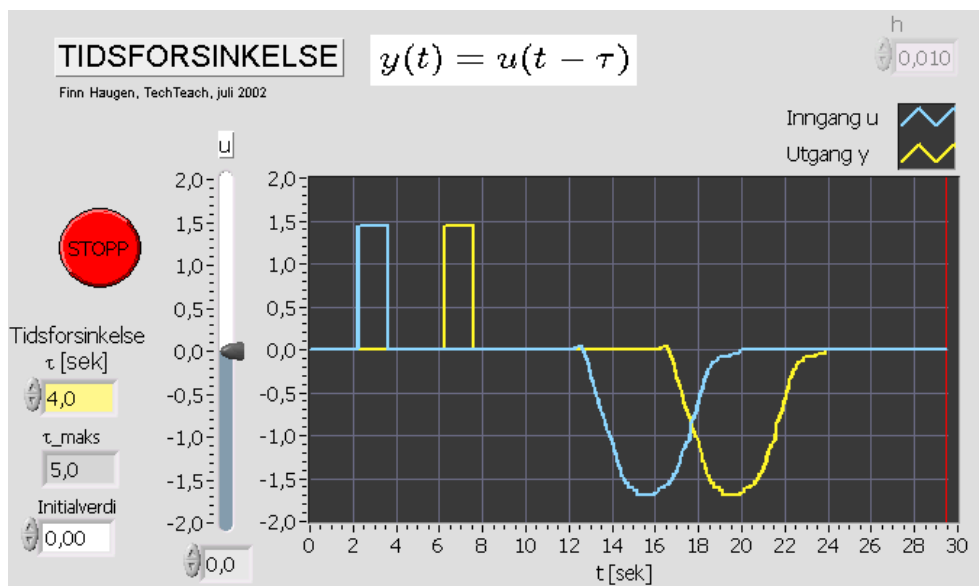
[Slutt på eksempel 15]

10.5 Systemer med tidsforsinkelse

I mange systemer vil det være en ren *tidsforsinkelse* eller *dødtid* i signalflyten, f.eks. i systemer med materialtransport på transportbånd eller gjennom rørledninger. Hvis tidsforsinkelsen er τ [sek eller en annen tidsenhet] mellom fra inngangssignalet $u(t)$ til utgangssignalet $y(t)$, gjelder

$$y(t) = u(t - \tau) \quad (10.32)$$

Figur 10.6 viser en simulering av en tidsforsinkelse. Inngangssignalet $u(t)$ og det tidsforsinkede signalet $y(t)$ er vist. Tidsforsinkelsen er $\tau = 4$ sek.



Figur 10.6: Signalet u er tidsforsinket 4 sek.

Eksempel 16 Beregning av tidsforsinkelse i rør

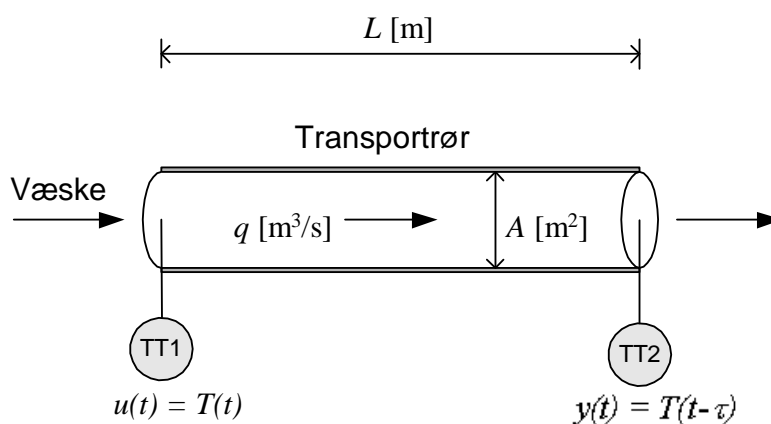
Figur 10.7 viser en rørledning som transporterer en væske med temperatur T . Vi antar at det ikke skjer noen utjevning av temperaturen under transporten i røret. Temperaturen på utgangssiden er da lik temperaturen på inngangssiden, men *tidsforsinket*. Tidsforsinkelsen τ er lik rørvolumet V dividert med volumstrømningen q :

$$\tau = \frac{AL}{q} \quad (10.33)$$

[Slutt på eksempel 16]

Eksempel 17 Tidsforsinkelse

Figur 10.8 viser en rørledning lik den i eksempel 16. Hva er svarene på de to spørsmålene som er stilt i figuren?



Figur 10.7: Rørledning for væsketransport. Det er en tidsforsinkelse mellom temperaturmålingene foretatt med hhv. måler TT1 og måler TT2 (Temperature Transmitter).

Svarene er her².

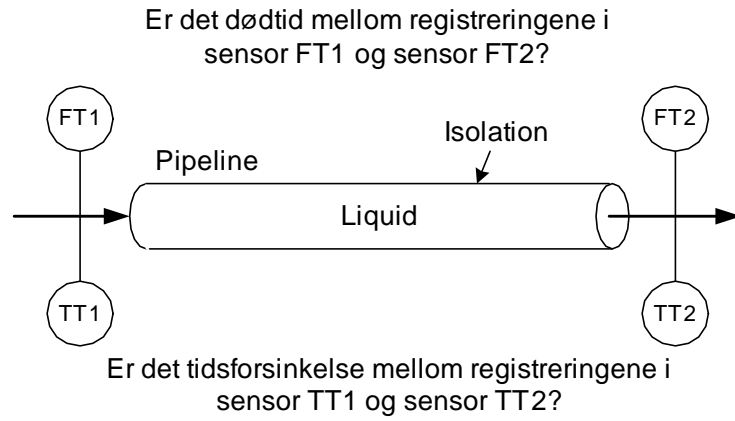
[Slutt på eksempel 17]

10.6 Systemer med sammensatt dynamikk

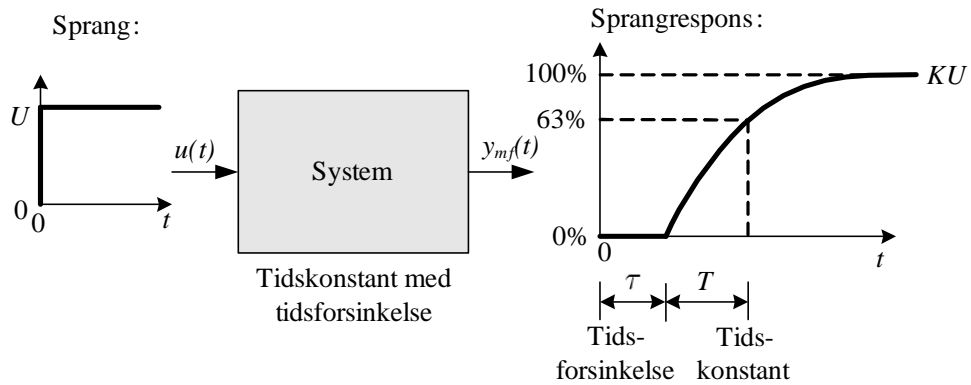
Figur 10.9 viser et system med sammensatt dynamikk, her antatt å være tidskonstant i serie med tidsforsinkelse. Figuren viser hvordan de tre parametrene K , T og τ kan finnes fra sprangresponsen.

Skogestads metode for regulatorinnstilling gjelder bl.a. for prosesser med slik “tidskonstant med tidsforsinkelse”-dynamikk, jf. kap. 12.4. Hvis du kjenner K , T og τ for prosessen som skal reguleres, kan du raskt regne ut en brukbar innstilling av en PI-regulator for prosessen.

²Det er ingen tidsforsinkelse mellom FT1 og FT2. Det er en tidsforsinkelse mellom TT1 og TT2.



Figur 10.8: Eksempel 17: Tidsforsinkelse eller ikke?



Figur 10.9: System med sammensatt dynamikk, her antatt å være tidskonstant i serie med tidsforsinkelse. Figuren viser hvordan de tre parametrene K , T og τ kan finnes fra sprangresponsen.

Kapittel 11

PID-regulatoren

11.1 Tidskontinuerlig PID-regulator

Den desidert mest brukte regulatorfunksjonen er PID-funksjonen. Ofte sier vi bare “PID-regulatoren”. PID står for proporsjonal + integral + derivat som er de tre matematiske operasjonene regulatoren utfører.

Det er to måter å presentere PID-regulatoren på:

- Som en tidskontinuerlig funksjon.
- Som en tidsdiskret funksjon, som er en diskretisering av den tidskontinuerlige funksjonen.

I dette kapitlet blir det mest fokus på den tidsdiskrete PID-regulatoren fordi den er enklere å forklare og forstå og fordi det er den som faktisk er brukt ved implementering. Men vi starter med den tidskontinuerlige PID-regulatoren:¹

$$\begin{aligned} u(t) &= u_{man} + \underbrace{K_p e}_{\text{P-ledd, } u_p} + \underbrace{\frac{K_p}{T_i} \int_0^t e \, d\tau}_{\text{I-ledd, } u_i} + \underbrace{K_p T_d \frac{de}{dt}}_{\text{D-ledd, } u_d} & (11.1) \\ &= u_{man} + u_p(t) + u_i(t) + u_d(t) \\ &= \text{M} + \text{P} + \text{I} + \text{D} \end{aligned}$$

¹Det fins varianter av PID-regulatoren, men den som vises her, er vanligvis utgangspunktet for variantene.

u er pådraget som regulatoren beregner. u_{man} er det manuelt innstilte pådraget. e er reguleringsavviket. Integrasjonen i I-leddet beregnes fortløpende, fra $t = 0$ som er tidspunktet da regulatoren ble satt i drift (som kan være flere år tilbake i tid) til nåværende tidspunkt.

PID-regulatorens pådrag er altså lik summen av det manuelle pådraget, faktoren K_p ganger avvikets nåværende størrelse, faktoren K_p/T_i ganger det løpende integralet av avviket og faktoren $K_p T_d$ ganger den deriverte eller endringsraten av avviket.

PID-regulatorens tre parametre er:

- **Regulatorforsterkningen** (eng.: controller gain) K_p .
- **Integraltiden** (integral time eller reset time) T_i i enhet sekunder eller minutter (evt. en annen passende tidsenhet).
- **Derivattiden** (derivative time) T_d i enhet sekunder eller minutter (evt. en annen passende tidsenhet).

I en del regulatorer (utstyr) brukes ikke regulatorforsterkningen K_p som parameter, men i stedet proporsjonalbåndet PB . Sammenhengen mellom PB og K_p er gitt ved

$$PB = \frac{100}{K_p} \text{ og motsatt: } K_p = \frac{100}{PB} \quad (11.2)$$

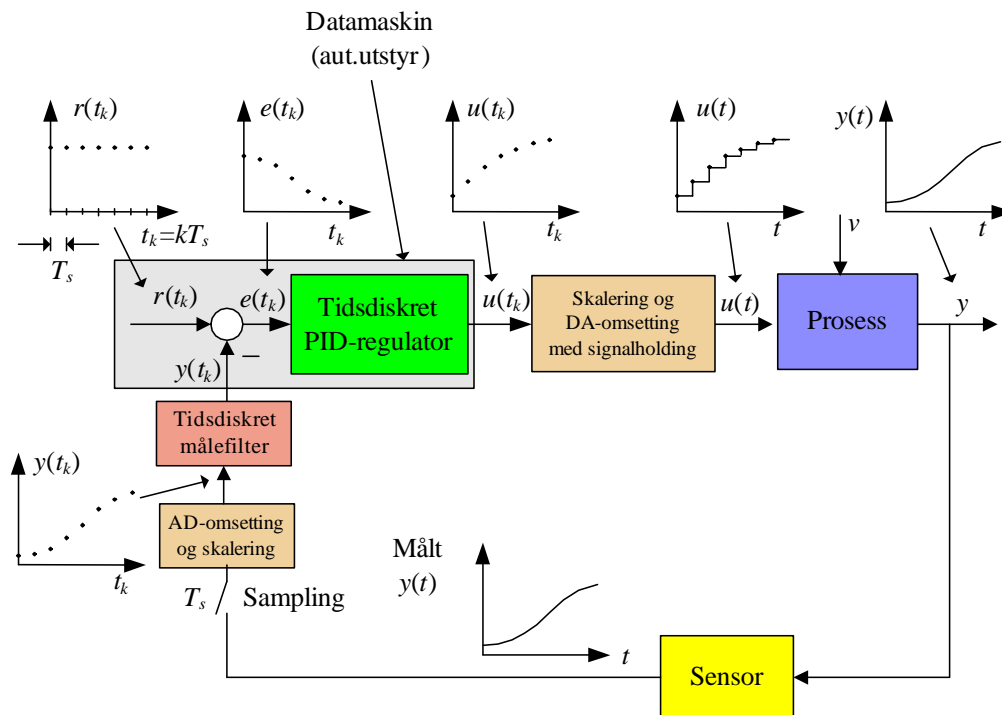
K_p og PB er altså omvendt proporsjonale.²

11.2 Datamaskinbasert reguleringsystem

I moderne automatiseringsutstyr er PID-regulatorene implementert i en datamaskin (mikroprosesser) i en eller annen form, f.eks. prosessregulator eller PLS eller PAC, jf. kap. 5. PID-regulatorene er derfor tidsdiskret i sin natur siden en datamaskin kun utføre beregninger bare ved diskrete tidspunkter. Figur 11.1 viser en reguleringsløyfe der regulatoren er implementert i en datamaskin.

Datamaskinen registrerer målesignalet via en signalsampler med AD-omsetter (fra analog til digital). AD-omsetteren genererer en tallverdi

²En tolkning av PB -verdien er at den er lik den endringen av prosessmålingen (i enhet %) som får pådraget til å endres fra 0% til 100%.



Figur 11.1: Reguleringsløype der regulatoren er implementert i en datamaskin i automatiseringsutstyret.

som representerer målingens verdi (i volt eller milliampere). Dette digitale signalet, $y(t_k)$, benyttes i regulatoralgoritmen (eller - program) som beregner en pådragsverdi, $u(t_k)$. Denne verdien sendes så ut til DA-omsetteren (digital-analog) der det holdes konstant inntil neste tidsskritt inntreffer. Pådraget får dermed en trappetrinnsform, som vist i figuren.

Tidsintervallet T_s [sek] mellom samplingene og pådragsberegningene (det nokså vanlig at tidsintervallet for AD- og DA-omsettingen er like) kalles *samlingsintervallet* eller *tidsskrittet*. Det er vanlig at T_s er så liten at pådragsorganet (f.eks. ventilen) ikke merker at det faktisk er styrt av et trappetrinnsformet signal, dvs. at pådragsorganet merker et tidskontinuerlig signal. En typisk verdi for T_s i industrielle regulatorer er $T_s = 0,1$ sek. Regulatoralgoritmen utføres da 10 ganger i sekundet.

Litt om symbolbruken: I figur 11.1 ser vi blant annet størrelsen $u(t_k)$. k er der en tellevariabel som angir tiden med T_s som enhet. k representerer nåværende tidspunkt, mens $k-1$ representerer tidspunktet ett tasteintervall tilbake. Andre skrivemåter for $u(t_k)$ er $u(k)$ og $u(kT_s)$.

11.3 Tidsdiskret PID-regulator

11.3.1 Utledning av tidsdiskret PID-regulator

Vi skal nå utlede den tidsdiskrete PID-regulatoren ved å diskretisere den tidskontinuerlige funksjonen (11.1). Sluttresultatet skal bli en formel eller algoritme for pådraget ved nåværende tidspunkt, $u(t_k)$, som blir på samme form som for den tidskontinuerlige regulatoren:

$$u(t_k) = u_{man} + u_p(t_k) + u_i(t_k) + u_d(t_k) \quad (11.3)$$

Vi diskretiserer hvert ledd i (11.1) etter tur.

M-leddet:

Siden u_{man} er en konstant, blir u_{man} akkurat den samme som for den tidskontinuerlige PID-regulatoren.

P-leddet:

P-leddet er heller ikke vanskelig å diskretisere:

$$u_p(t_k) = K_p e(t_k) \quad (11.4)$$

I-leddet:

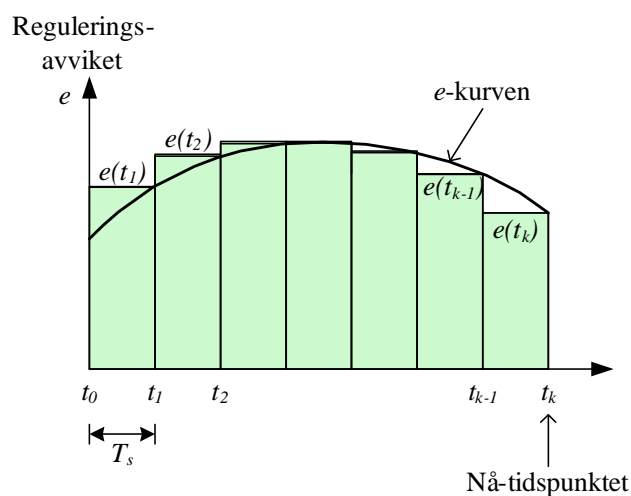
I-leddet i den tidskontinuerlige PID-regulatoren er

$$u_i(t) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e \, d\tau \quad (11.5)$$

Fra matematikken vet vi at integralet av et signal er lik arealet under signalets kurve. Det tidsdiskrete I-leddet skal være en eller annen numerisk beregning, som vil være en tilnærming, av dette integralet. Det fins mange slike numeriske metoder, men den som er den mest vanlige ifm. diskretisering av PID-regulatorer, er den såkalte Eulers bakovermetode som innebærer rektangeltilnærming bakover i tid, se figur 11.2. Fra figuren ser vi at integralet er tilnærmet lik summen av tidsskrittet T_s multiplisert med hvert av bakoverrektanglene:

$$\int_0^{t_k} e \, d\tau \approx T_s e(t_0) + T_s e(t_1) + \dots + T_s e(t_{k-1}) + T_s e(t_k) \quad (11.6)$$

$$= T_s [e(t_0) + e(t_1) + \dots + e(t_{k-1}) + e(t_k)] \quad (11.7)$$



Figur 11.2: Bruk av bakoverrektangler som tilnærmelse til arealet under e -kurven, som er integralet av e .

Så multipliserer vi med faktoren K_p/T_i for å få tilnærmelsen til $u_i(t)$ ved tidspunkt t_k :

$$u_i(t_k) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^{t_k} e \, d\tau \approx \frac{K_p T_s}{T_i} [e(t_0) + e(t_1) + \dots + e(t_{k-1}) + e(t_k)] \quad (11.8)$$

D-leddet:

D-leddet i den tidskontinuerlige PID-regulatoren er

$$u_d(t) = K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (11.9)$$

Det er vanlig å tilnærme den deriverte av e med en bakoverdifferanse, dvs. som differansen mellom nåværende avvik og forrige tidsskritt, dividert med tidsskrittets lengde:

$$u_d(t_k) \approx K_p T_d \frac{[e(t_k) - e(t_{k-1})]}{T_s} \quad (11.10)$$

Det totale pådraget

Det totale pådraget med den tidsdiskrete PID-regulatoren er da gitt ved (11.3) der hvert av leddene er gitt ovenfor. For å forenkle notasjonen i de etterfølgende uttrykkene, skriver vi heretter tidsargumentet som k i stedet for t_k .

$$u(t) = u_{man} + u_p(k) + u_i(k) + u_d(k) \quad (11.11)$$

11.3.2 Virkemåten for tidsdiskret PID-regulator

Vi skal studere hvert av pådragsleddene.

M-leddet, u_{man}

u_{man} er verdien av pådraget som operatøren stiller inn når regulatoren står i manuell modus, se figur 4.3. u_0 kan ikke justeres når regulatoren er i automatisk modus. En fornuftig verdi på sikrer støtfri omkopling mellom man/auto og auto/man (“bumpless transfer”).

P-leddet, u_p

u_p er proporsjonalt med avvikets nåværende verdi:

$$u_p(k) = K_p e(k) \quad (11.12)$$

P-leddet alene kan ikke sikre null avvik under statiske forhold (når alle variable har konstante verdier). Det kan vi se slik: Anta at e faktisk er 0. Da blir $u_p = 0$, men for de aller fleste prosesser vil ikke e kunne være null med null pådrag. Nei, i virkeligheten vil både e og u_p være forskjellige fra null.

P-leddet gir nokså hurtig pådragsendring når avviket endres. P-leddet kan derfor bidra til hurtig regulering. P-leddet virker også stabiliserende.

I-leddet, u_i

I-leddet er summen av alle avvik, dvs. *akkumulert* avvik, fra $t = 0$ (tidsindeks 0 i uttrykket nedenfor) som er tidspunktet da regulatoren ble satt i drift opp til nåværende tid (tidsindeks k):

$$u_i(k) = \frac{K_p T_s}{T_i} [e(0) + e(1) + \dots + e(k-1) + e(k)] \quad (11.13)$$

($t = 0$ kan være mange år tilbake i tid.)

Summeringen av avvikene tilsvarer matematisk integrasjon. Derfor betegnelsen integralledd (I-ledd).

Hvis regulatoren er i drift i lang tid, vil antall $e(i)$ -ledd blir svært stort. Det vil kreve stor lagerplass i datamaskinen å lagre alle de gamle e -leddene. En mye mer praktisk implementering av I-leddet enn denne “rå”

summeringen kan finnes ved å splitte opp summeleddet som vist her:

$$u_i(k) = \frac{K_p T_s}{T_i} [e(0) + e(1) + \dots + e(k-1) + e(k)] \quad (11.14)$$

$$= \frac{K_p T_s}{T_i} [e(0) + e(1) + \dots + e(k-1)] + \frac{K_p T_s}{T_i} e(k) \quad (11.15)$$

$$= \underbrace{\frac{K_p T_s}{T_i} [e(0) + e(1) + \dots + e(k-1)]}_{=u_i(k-1)} + \frac{K_p T_s}{T_i} e(k) \quad (11.16)$$

Som vi ser i (11.16), trengs bare det nåværende avviket, $e(k)$, og forrige tidsskrittets verdi av I-leddet, $u_i(k-1)$, for å kunne beregne $u_i(k)$.

(11.16) kan brukes i en programmert implementering av PID-regulatoren.

I-leddet er det viktigste leddet i regulatoren. Det er fordi I-leddet alene sørger for at reguleringsavviket går mot null under statiske forhold. Hvorfor makter I-leddet å gjøre det? Fordi I-leddets verdi øker (evt. minker) så lenge avviket e er forskjellig fra null! Det legges jo til (evt. trekkes fra) e -verdier i I-leddet så lenge e er forskjellig fra null, se (11.16). Når avviket er blitt null, holder I-leddet pådraget fast på den riktige verdien.

I-leddet sørger altså for at pådraget endres (økes/minkes) helt til avviket er blitt null. Og null avvik er målet!

Med andre ord: I-leddet gir aldri opp. Det gir seg ikke med sine forsøk på forbedring av reguleringen før målet er nådd (null avvik). Blir avviket av en eller annen grunn igjen forskjellig fra null, går I-leddet igang igjen med å endre pådraget – helt til avviket er blitt null.

Når avviket er null, inneholder pådraget u kun bidrag fra I-leddet og det manuelt innstilte pådraget, u_{man} .

D-leddet, u_d

D-leddet gir et pådragsbidrag som er proporsjonalt med reguleringsavvikets endringsrate (stigningstall):

$$u_d(k) = K_p T_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \quad (11.17)$$

Endringsraten er jo $[e(k) - e(k-1)]/T_s$. Dette uttrykket tilsvarer matematisk derivasjon (beregning av endringsrate). Derfor betegnelsen D-ledd.

Avviket e benyttet i D-leddet er egentlig $y_{SP} - y$ (settpunkt minus måling). Men mange regulatorer dropper settpunkt i $e(k)$ i D-leddet, dvs.

y_{SP} settes lik 0 i D-leddet. Grunnen er å unngå såkalt derivatspark (eng.: derivative kick) som er en impulsliknende endring av $u_d(k)$ ved sprang i settpunktet. Ved et sprang i settpunktet vil jo e endres som et sprang, og differansen $[e(k) - e(k - 1)] / T_s$ kan få en svært stor verdi. I regulatorer der settpunktet er fjernet i D-leddet, skal det i (11.17) være *minus* $y(k)$ i stedet for $e(k)$, og selvsagt *minus* $y(k - 1)$ i stedet for $e(k - 1)$.

Hvordan virker D-leddet? Det virker kun på *avviksendringer*. La oss se på to forskjellige tilfeller av endring av avviket:

- Anta at avviket av en eller annen grunn øker (som når prosessmålingen fjerner seg fra settpunktet). Da blir D-leddet positivt, og vi får en ekstra pådragsøkning. Det kan derfor bli *hurtigere regulering* med D-leddet i aksjon.
- Anta så at avviket avtar (som når prosessmålingen nærmer seg settpunktet). Da blir D-leddet negativt, og det blir et ekstra fradrag i pådraget. Det kan derfor bli en mer *dempet eller stabil regulering* med D-leddet i aksjon.

Med andre ord: D-leddet gir ekstra “gass” når det trengs, og ekstra “brems” når det trengs.

Dette høres jo bra ut, men...

Det er dessverre et alvorlig problem med D-leddet. Problemet skyldes hurtig varierende målestøy, som jo fins i alle praktiske anvendelser. Målestøyen er en komponent i målingen y . Siden støyen vil kunne variere nokså mye fra ett tidsskritt til et annet, vil differansen $e(k) - e(k - 1)$ kunne bli stor. Således kan D-leddet, og dermed det totale pådraget, bli stort – dvs. veldig støyfylt! D-leddet gir i praksis en forsterkning av målestøyen. Ikke bra.

D-leddets støyforsterkning er grunnen til at de aller fleste PID-regulator kjører som PI-regulatorer. En setter altså ofte

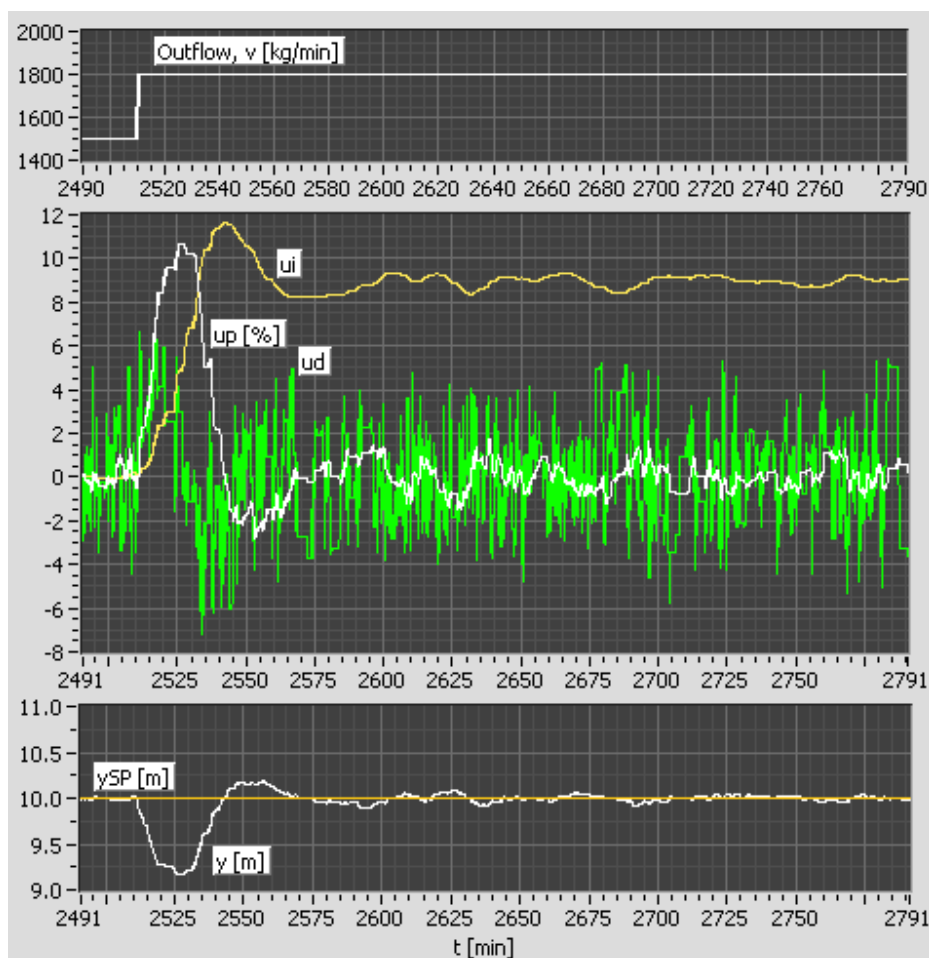
$$T_d = 0 \quad (11.18)$$

Et målefilter som glatter ut målesignalet – mer eller mindre – før det blir gåt inn på D-leddet, hjelper på situasjonen, men i de fleste tilfeller ikke nok til at D-leddet tas i bruk.

Typiske responser med PID-regulator

La oss se hvordan de ulike pådragsleddene i en PID-regulator oppfører seg i en simulering av flietankens nivåreguleringssystem. Figur 11.3 viser i

midten oppførselen til P-, I- og D-leddet etter et sprang i utstrømningen (forstyrrelsen), i figuren kalt v , fra 1500 kg/min til 1800 kg/min. Det er simulert med målestøy i nivåmålingen. PID-parametrene har verdier $K_p = 1,9$, $T_i = 540$ s, and $T_d = 135$ s. Vi ser følgende:



Figur 11.3: Oppførselen til de P-, I- og D-leddet etter et sprang i forstyrrelsen v (utstrømningen av flis fra tanken).

- I-leddet, u_i , er nokså tregt. u_i endrer verdi så lenge avviket er forskjellig fra null. u_i går til en ny konstant verdi (bortsett fra variasjonene pga. støy) etter spranget i v , akkurat stort nok til å kompensere for forstyrrelsen.
- P-leddet, u_p , reagerer raskere enn I-leddet, men tregere enn D-leddet. I stasjonær tilstand, der det midlere reguleringsavviket er null –

takket være I-leddet, gir ikke P-leddet noe bidrag til pådraget.

- D-leddet, u_d , er det raskeste av pådragsleddene. Det er ganske støyfylt. Den støyete oppførselen skyldes at D-leddet reagerer på endringer i reguleringsavviket, og støyen skaper ganske store endringer i avviket siden støyen er en komponent i målingen, som igjen inngår i avviket. I stasjonær tilstand, der det midlere reguleringsavviket er null – takket være I-leddet, gir ikke D-leddet noe bidrag til pådraget.

For spesielt interesserte

Hvis du ønsker å bli enda mer kjent med PID-regulatorens natur, kan du studere figur 11.4 som viser typiske forløp i de ulike leddene i en tidsdiskret PID-regulator. Det er et sprang i prosessforstyrrelsen. Det er antatt null målestøy.

11.4 Målestøy i reguleringsløyfen

Figur 11.5 viser et blokkdiagram for et reguleringsystem. Målestøy påvirker sensoren, og støyen vil forplante seg gjennom regulatoren og slå ut på pådraget som dermed kan bli støyfylt. Et målefilter filterer (glatter ut) målingen slik at støyen i målingen blir redusert.

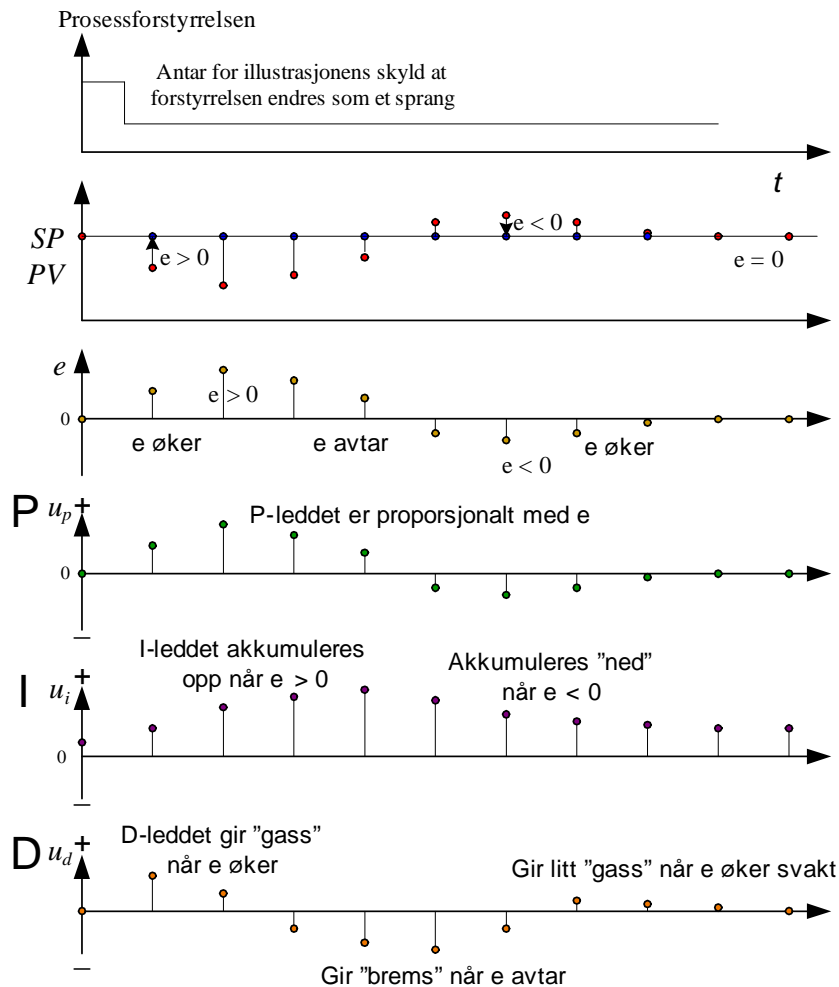
Den mest vanlige filterfunksjonen er et tidskonstantfilter implementert som en algoritme som kjører i automatiseringsutstyrets mikroprosessor. Filteret har samme matematiske funksjon som for standard tidskonstantsystemer, men med forsterkning lik 1, jf. (10.15):

$$T_f \dot{y}_{mf} = y_m - y_{mf} \quad (11.19)$$

der T_f [s] er filtertidskonstanten. y_m er ufiltrert (rått) målesignal, som er filterets inngangssignal. y_{mf} er filtret målesignal, som er filterets utgangssignal.

T_f kan justeres:

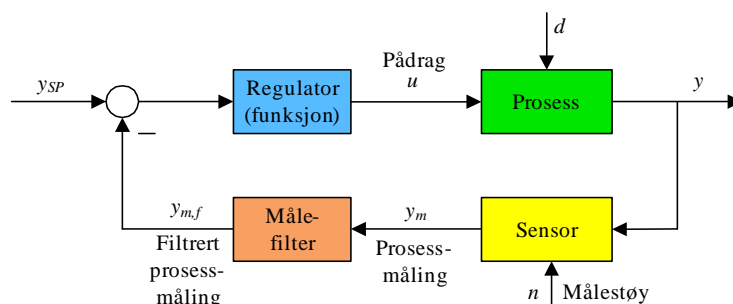
- En stor T_f gir tregere filter, hvilket medfører at filterets utgang følger den støyfylte inngangen dårlig, hvilket betyr god filtrering.
- En liten T_f gir raskt filter, hvilket medfører at filterets utgang følger den støyfylte inngangen “godt”, hvilket betyr dårlig filtrering.



Figur 11.4: Typiske forløp i de ulike leddene i en tidsdiskret PID-regulator

Hvilken T_f skal du velge? Det avhenger av hvor kraftig støyen er og av hvor treg/rask selve prosessen som skal reguleres, er. I utgangspunktet virker det fornuftig å velge en stor T_f for da blir filtreringen god, men problemet med god filtrering er at også reell prosessinformasjon kan bli filtrert vekk, og det vil være uheldig for reguleringen. Du kan ikke bruke et svært tregt filter dersom prosessen er svært rask, for da vil filteret fjerne de reelle, hurtige variasjonene i prosessvariabelen.

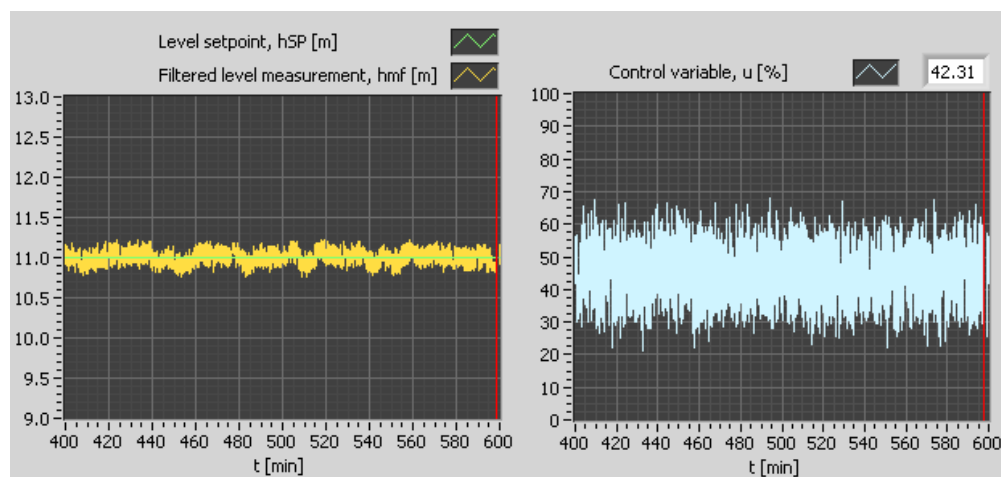
En typisk verdi for T_f i reguleringssystemer i industrien er noen sekunder. I hvert fall én modell av Fujis PID-regulatorer har forhåndsinnstilling av T_f lik 5 sek. En håndregel kan være at dersom prosessens dominerende (største) tidskonstant er T_p , bør du ikke sette T_f større enn $1/10$ av T_p .



Figur 11.5: Blokkdiagram for et reguleringssystem. Målestøy påvirker sensoren. Et målefilter filterer (glatter ut) målingen slik at støyen i målingen blir redusert.

Eksempel 18 Målefilter i flistankens nivåreguleringssystem

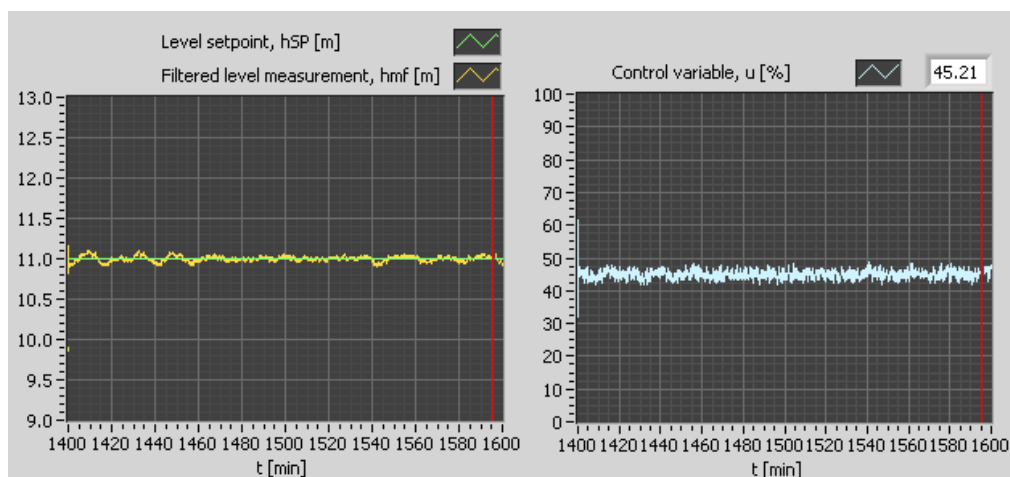
Figur 11.6 viser simulerte responser i nivåmålingen og pådraget i flistankens nivåreguleringssystem. Det er simulert med tilfeldig målestøy i form av et tilfeldig tall innenfor grensene $\pm 1\%$ av måleområdet, som er 15 m. I denne simuleringen er det *ikke brukt målefilter*, dvs. $T_f = 0$ s. Regulatoren er en PID-regulator med følgende innstillinger: $K_p = 1,9$, $T_i = 540$ s, and $T_d = 135$ s. Vi ser støyen i nivåmålingen vist i plottet til venstre. Pådraget vist i plottet til høyre er temmelig støyfylt. (At støyen i pådraget er så kraftig, skyldes derivatleddet i PID-regulatoren.)



Figur 11.6: Eksempel 18: Simulering uten målefilter ($T_f = 0$).

Vil målefilter bedre situasjonen? Figur 11.7 viser simulerte responser med

målefilter med tidskonstant $T_f = 50$ s, som er en nokså stor verdi, men det kan vi tillate oss på den trege flistanken. Vi ser at støyen i nivåmålingen nå er mye mindre (plottet til venstre), hvilket skyldes målefilteret. Og dermed blir støyen i pådraget også mindre.



Figur 11.7: Eksempel 18: Simulering med målefilter med $T_f = 50$ s.

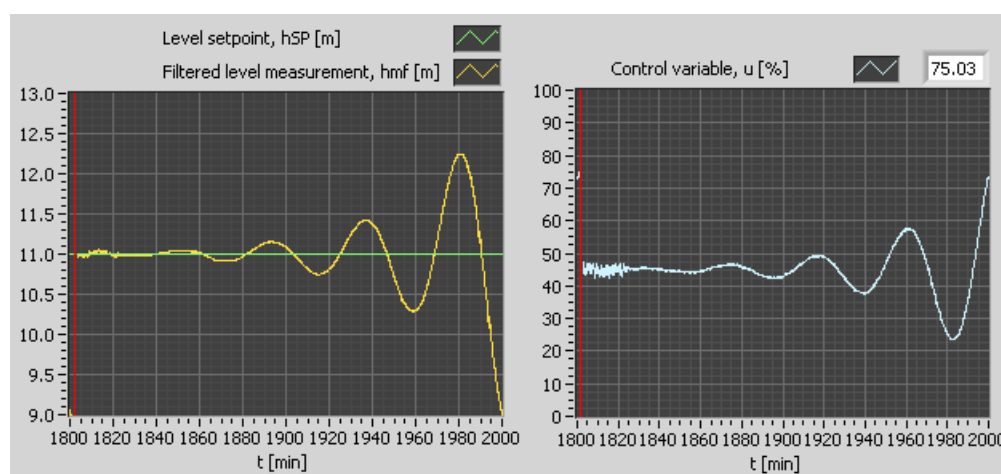
Du tenker kanskje: Hvorfor ikke velge en enda større T_f ? Da blir jo støyfiltreringen enda bedre, og pådraget enda mindre støyfylt. Figur 11.8 viser hva som skjer med $T_f = 500$ s. Reguleringsystemet er ustabil! Det kan forklares ved at filteret nå er så kraftig at det også fjerner reell informasjon om nivåvariasjonene, slik at regulatoren får feilaktig nivåinformasjon å reguleres ut fra, og resultatet er ustabil reguleringsystem.

[Slutt på eksempel 18]

11.5 Integratorbegrensning (anti windup)

Alle aktuatorer har metningsgrenser, eller grenser for maksimal og minimal “effekt” på prosessen: F.eks. kan ikke en reguleringsventil ha uendelig stor ventilåpning, og den kan ikke ha negativ åpning. Under normal drift bør ikke aktuatoren nå metningsgrensene (ellers er jo systemet underdimensjonert).

Men alt er jo ikke normalt hele tiden, og anta nå at det i en periode virker en stor (unormal) prosessforstyrrelse som reduserer verdien av



Figur 11.8: Eksempel 18: Simulering med målefilter med $T_f = 500$ s. Reguleringsystemet er blitt ustabil pga. den kraftige filtervirkningen i målefilteret.

prosessutgangen. Reguleringsavviket blir da stort og positivt, og pådraget vil vokse (på grunn av integralvirkningen). Vi antar at forstyrrelsen er så stor at pådragets maksimalverdi ikke er tilstrekkelig stor til å kompensere for forstyrrelsen. Dette gjør at reguleringsavviket holder seg stort, og integralleddet vil da forsette å integrere opp avviket, slik at u_i øker og øker.

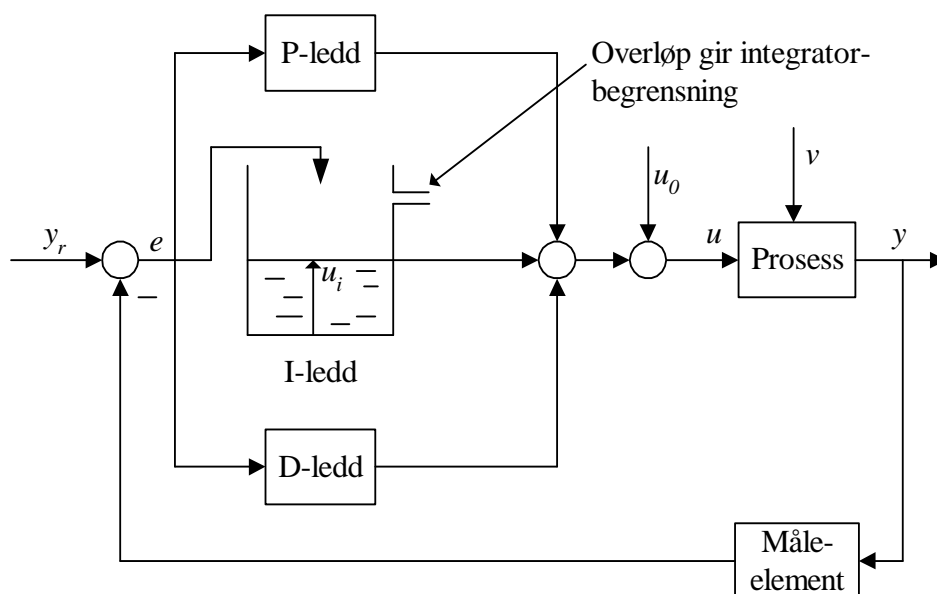
Dette er *integrator-windup*.

Når prosessforstyrrelsen etter hvert går tilbake til sin normale verdi, vil prosessutgangens verdi øke siden forstyrrelsen er redusert (lasten er fjernet), og avviket vil endre fortegn (bli negativt). Dermed begynner integralleddet å integrere andre veien, dvs. u_i vil reduseres, hvilket er ønskelig. Problemet er det kan ta *lang tid* før den store verdien av u_i er redusert (gjennom integreringen) til normale verdier. Og i denne lange tiden er pådraget større enn hva som kreves for å kompensere for forstyrrelsen, hvilket gjør at prosessutgangen vil ligge over referansen i lang tid. Til slutt kommer I-leddet og det totale pådraget tilbake til normale verdi, og alt blir “normalt” igjen (normalt pådrag, null avvik).

For å oppsummere: En prosessforstyrrelse som er så kraftig og langvarig at pådraget (gjennom regulatoren) drives til og holdes på en av metningsgrensene, vil resultere i et langvarig avvik forskjellig fra null.

En PID-regulator må håndtere faren for windup, og du kan regne med at dette er realisert i kommersielle regulatorer. Den prinsipielle løsningen er enkel: Siden problemet er at integralleddet vokser og vokser, kan vi sørge

for at integreringen stoppes (låses) når pådragsorganet har gått i metning. Dette kalles *integratorbegrensning* eller *anti windup*. Dette tilsvarer å montere et overløpsrør i en tank (en tank er jo en analogi til en integrator), se figur 11.9.



Figur 11.9: Et bilde på integratorbegrensning: Overløpsrøret stopper integreringen.

I en tidsdiskret PID-regulator kan du realisere integratorbegrensning ved å stoppe oppdateringen av I-leddet u_i i (11.16) ved å tvangssette $e(k)$ til null når pådraget er på én av metningsgrensene.

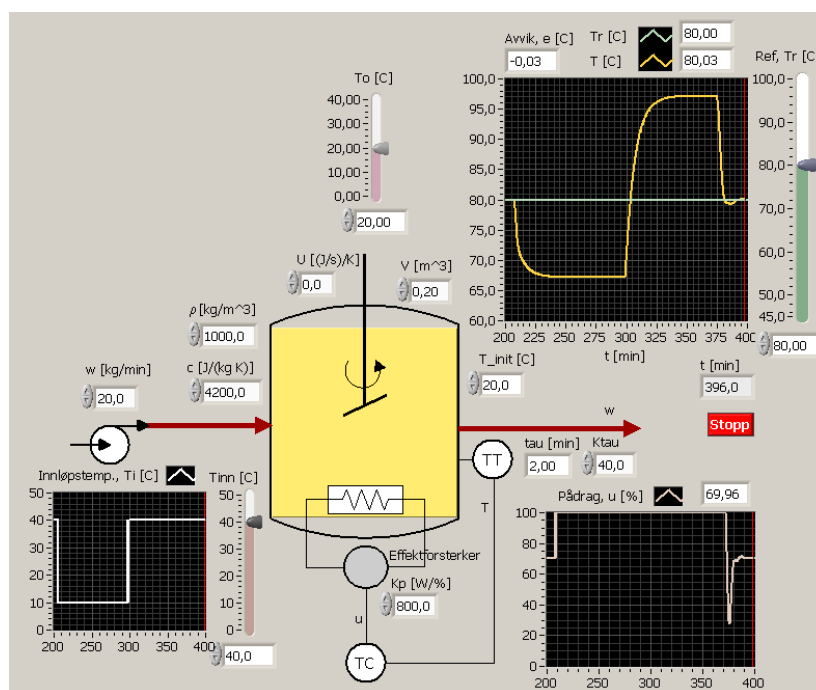
Merk at du ikke kan realisere integratorbegrensning ved bare å begrense pådraget som PID-regulatoren beregner. Det er selve integreringen som må låses.

Eksempel 19 *Integratorbegrensning i temperaturreguleringssystem*

Figur 11.10 viser frontpanelet for en simulator for et temperaturreguleringssystem for en væsketank med kontinuerlig massesgjennomstrømning. Forstyrrelsen er her i form av innløpstemperaturen T_{inn} , som vi antar endres som et sprang fra 40 °C til 10 °C ved ca. 205 min og tilbake til 40 °C ved ca. 300 min.

Temperaturreferansen T_r er $70\text{ }^\circ\text{C}$ (konstant). Regulatorparametrene i PID-regulatoren er $K_p = 6,7$, $T_i = 252\text{ sek} = 42\text{ min}$ og $T_d = 63\text{ sek} = 10,5\text{ min}$ (funnet vha. Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode). Pådragets maksimalverdi er 100 \% og minimalverdien er 0 \% . Når $T_{inn} = 10\text{ }^\circ\text{C}$, går pådraget u i metning (100%) i forsøk på å kompensere for (denne kalde) forstyrrelsen. Det kan vises at u må være $122,5\text{ \%}$ for å kompensere for $T_{inn} = 10\text{ }^\circ\text{C}$.

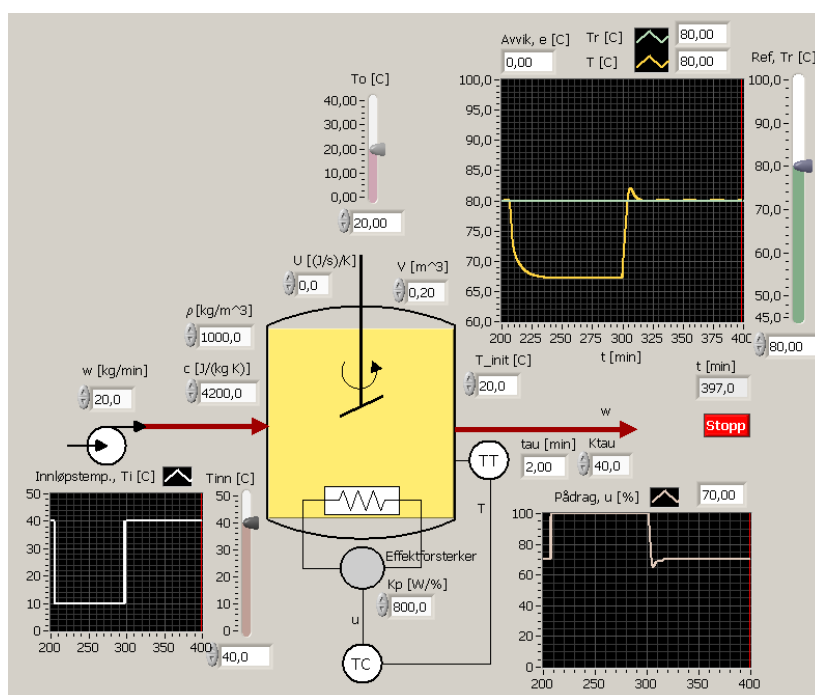
Figur 11.10 viser responsen i temperaturen T for *uten* bruk av integratorbegrensning, og figur 11.11 viser responsen *med*



Figur 11.10: Temperaturregulering *uten* integratorbegrensning

integratorbegrensning. Simuleringene viser at det er en stor fordel å bruke integratorbegrensning (temperaturen kommer langt raskere tilbake til referansen etter at forstyrrelsen har fått sin normale verdi igjen).

[Slutt på eksempel 19]



Figur 11.11: Temperaturregulering med integratorbegrensning

11.6 Revers- og direktevirkning i regulatoren

For noen prosesser skal regulatoren ha reversvirkning. For andre skal den ha direktevirkning. Dette er et valg du vanligvis kan foreta i regulatorens innstillingsmeny. Valget er gitt av i hvilken retning pådraget påvirker prosessmålingen, eller med andre ord – av fortegnet på forsterkningen mellom pådrag og måling. Denne retningen varierer fra prosess til prosess. Mer om dette nedenfor.

Bommer du på valget mellom revers- og direktevirkning, vil regulatoren justere pådraget i feil retning, for eksempel øke i stedet for redusere. Garantert resultat: *Reguleringsløyfen blir ustabil!*

Hvordan kan du finne ut om du skal velge revers- eller direktevirkning i regulatoren? Det er flere måter, men følgende måte fungerer bra:

Foreta følgende tankeeksperiment (“simulering”): Anta at prosessmålingen er lik settpunktet og at – av en eller annen grunn, f.eks. pga. endring i prosessforstyrrelsen, spiller ingen rolle – målingen øker og blir større enn settpunktet. Fortegnet på endringen av pådraget som skal til for å få

målingen ned til settpunktet igjen, bestemmer mellom revers- og direktevirkning:

- Hvis du kommer til at regulatoren skal *redusere pådraget* (for å motvirke økningen av målingen), skal regulatoren gis *reversvirkning*.
- Hvis du kommer til at regulatoren skal *øke pådraget* (for å motvirke økningen av målingen), skal regulatoren settes i *direktevirkning*.

Huskeregler:

Måling opp krever pådrag ned, dvs. “opp-ned”. Revers!

Måling opp krever pådrag opp, dvs. “opp-opp”. Direkte!

Reversvirkning innebærer egentlig positiv regulatorforsterkning K_p , mens direktevirkning innebærer negativ K_p . Dette er det nyttig å vite dersom regulatoren ikke har noen egen innstillingsmulighet for revers- og direktevirkning.³

Eksempel 20 *Revers eller direkte i nivåregulatoren?*

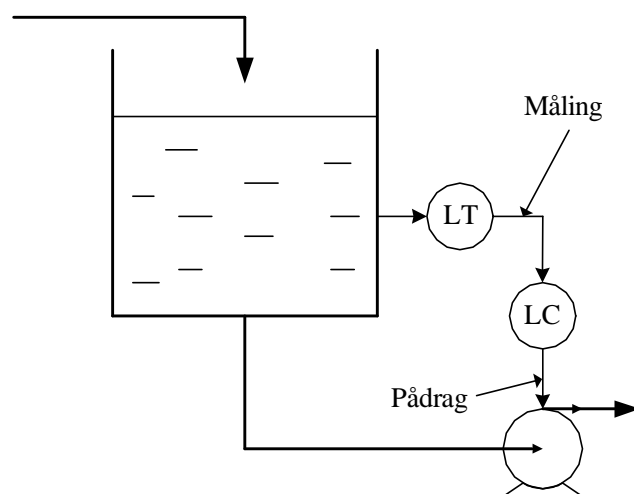
Figur 11.12 viser et nivåreguleringssystem der aktuatoren (pumpa) står i utløpet. Anta at økt pådrag øker utstrømningen.

Skal regulatoren ha revers- eller direktevirkning? Vi foretar en tankeeksperiment, som forklart ovenfor: Anta at nivået til å begynne med er lik nivåsettpunktet. Anta så at nivået (av en eller annen grunn) øker. I hvilken retning skal regulatoren justere pådraget for å få nivået ned igjen til settpunktet? Det er klart at pådraget her må økes. Altså: Økt måling krever at regulatoren øker pådrag. Øk – øk. *Direktvirkning!*

Hva hvis pumpa sto i innløpet i stedet? *Reversvirkning!*

Hva hvis det i stedet for ei pumpe i innløpet sto en reguleringsventil der, og denne ventilen virker slik at økt pådrag gir redusert ventilåpning og dermed redusert innstrømning? Her må det litt fintenkning til for å finne svaret. Men vi kommer egentlig greit i mål ved å bruke tankeeksperimentet beskrevet ovenfor: Økt nivåmåling krever redusert innstrømning, hvilket oppnås med økt pådrag. Øk – øk. Altså *direktevirkning*. Dette eksempelet

³Dette gjelder bl.a. for PID-regulatorene i LabVIEW og Simulink.



Figur 11.12: Eksempel 20: Nivåreguleringssystem. Skal regulatoren ha revers- eller direktevirkning?

viser at det er *skummelt* å bare bruke plasseringen av aktuatoren (foran eller etter prosessen) som regel for valg av revers- og direktevirkning, for aktuatorens virkemåte teller i høyeste grad med.

[Slutt på eksempel 20]

I noen temperaturregulatorer brukes ikke betegnelsen reversvirkning, men i stedet “heating mode”. Og i stedet for direktevirkning brukes betegnelsen “cooling mode”. Bakgrunnen for disse betegnelsene er som følger:

- Anta at temperaturregulatoren brukes for å styre oppvarmingen av en reaktor. Anta at økt pådrag gir økt varmtvannsstrømning inn til kappa rundt reaktoren. Regulatoren skal da ha reversvirkning (fordi regulatoren skal svare på økt temperaturmåling med reduksjon av pådraget), og den brukes altså til “heating” av reaktoren.
- Anta at temperaturregulatoren brukes for å styre kjølingen av en eksoterm reaktor. Anta at økt pådrag gir økt kaldtvannsstrømning inn til kappa rundt reaktoren. Regulatoren skal da ha direktevirkning (fordi regulatoren skal svare på økt temperaturmåling med økning av pådraget), og den brukes altså til “cooling” av reaktoren.

11.7 Alternativ til PID: Av/på-regulering

En av/på-regulator kan være et alternativ til en PID-regulator, spesielt ved temperaturregulering. Regulatorfunksjonen er enkel:

$$u = \begin{cases} u_{\text{maks}} & \text{for } e \geq 0 \\ u_{\text{min}} & \text{for } e < 0 \end{cases} \quad (11.20)$$

der e er reguleringsavviket. Pådraget settes altså til sin maksimalverdi u_{maks} når avviket er positivt (prosessmålingen er mindre enn settpunktet), og til minimalverdien u_{min} når avviket er negativt (målingen er større enn settpunktet). u_{maks} kan være 100% (eller 20 mA), og u_{min} kan være 0% (eller 4 mA). Det er slik termostatregulering i rom eller kjøleskap virker. En kan også legge inn et dødbånd på avviksverdien, slik at av/på-funksjonen får en hysteres.

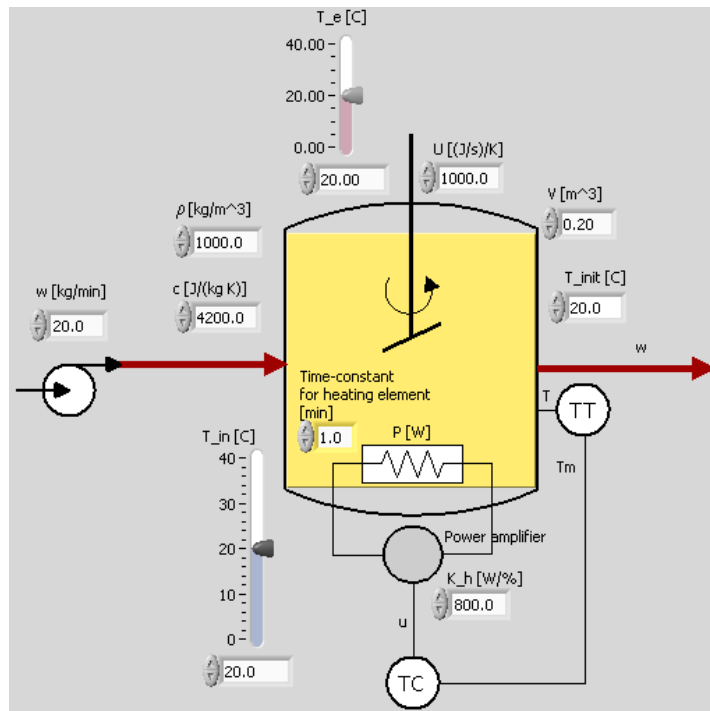
Med av/på-regulatoren blir det garantert stående svinginger i alle signaler i reguleringsløyfen. Og svingningene oppstår *automatisk*. De stående svingningene kan forklare slik: Anta at reguleringsavviket e er positivt. Da har pådraget u verdi lik u_{maks} , hvilket får prosessutgangen y og dermed prosessmålingen y_m til å øke. Når y_m har økt så mye at den blir større enn settpunktet, skifter avviket fortegn, og pådraget blir u_{min} , hvilket får prosessutgangen til å avta, og så blir avviket etter hvert positivt og pådraget blir u_{maks} , osv.

Svingningene i u blir firkantformede, naturlig nok. Hvis pådragsorganet er en mekanisk innretning, for eksempel en mateskrueskrue eller en ventil, kan de sprangvise bevegelsene innebære unødig slitasje. Men hvis pådragsorganet er elektronisk utstyr, som i et elektronisk styrt varmeelement, er det ikke problemer med slitasje. Svingningene i y blir for de fleste prosesser sinusliknende, men de kan også bli trekantformede, som i tankprosesser. Med en hystere som nevnt ovenfor, vil frekvensen i svingningene bli redusert, men samtidig vil svingningenes amplitude øke. Amplituden i svingningene i målingen er avhengig av verdiene av u_{maks} og u_{min} , og frekvensen er avhengig av prosessdynamikken, dvs. av hvor treg eller rask prosessen er.

En fordel med av/på-regulatoren i forhold til PID-regulering, er at det ikke trengs noen regulatorinnstilling i det hele tatt. En trenger kanskje heller ingen regulatorenhet i vanlig forstand – bare en elektronisk krets som kan slå pådraget av og på avhengig av om målingen er større eller mindre enn settpunktet. Regulatoren vil også kompensere hurtigere for forstyrrelser enn PID-regulatoren gjør fordi det alltid gis “full gass” i reguleringen. Ulempen er svingningene i prosessverdien.

Eksempel 21 Av/på-temperaturregulering

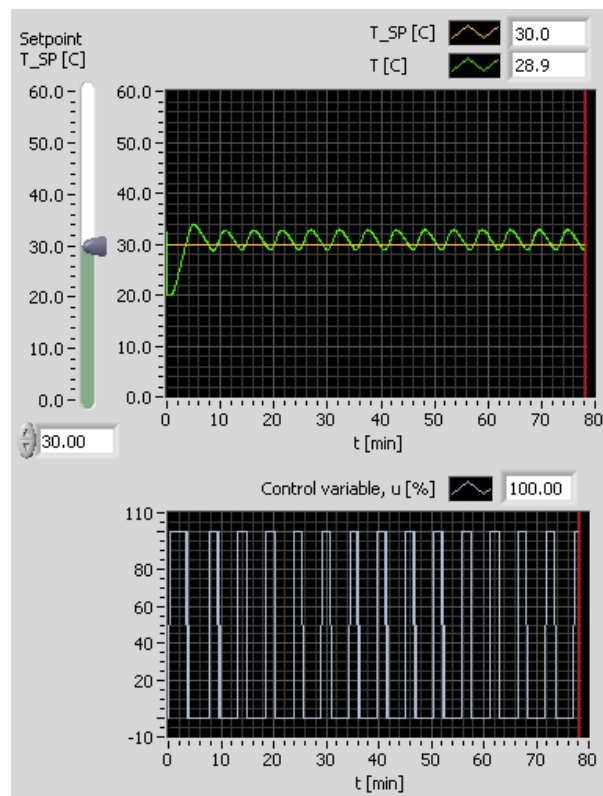
Figur 11.13 viser et temperaturreguleringssystem. Regulatoren er en av/på-regulator. Figur 11.14 viser responsene i reguleringssystemet.



Figur 11.13: Eksempel 21: Temperaturreguleringssystem for vanntank.

Pådraget er et firkantpulstog (som kommer automatisk). Temperaturen svinger omkring settpunktet.

[Slutt på eksempel 21]



Figur 11.14: Eksempel 21: Responser i temperaturreguleringssystemet basert på av/på-regulering

Kapittel 12

Metoder for innstilling av PID-regulatorer

12.1 Innledning

Dette kapitlet beskriver tre metoder for innstilling av regulatorparametre i en PID-regulator, dvs. metoder for å finne passende verdier av K_p , T_i og T_d :

- **Ziegler-Nichols' svingemetode** eller lukket sløyfe-metode, som nok er den mest kjente av alle innstillingsmetoder som fins. Metoden er basert på at det utføres eksperimenter med reguleringsystemet – på det virkelige systemet eller på en simulator.
- **Good Gain-metoden**, som likner på Ziegler-Nichols' svingemetode, men som har noen viktige praktiske fordeler: Systemet skal ikke svinge (oscillere) under eksperimentene som med Ziegler-Nichols' metode, og reguleringsystemet får gjerne bedre stabilitet.
- **Skogestads metode**, som er en modellbasert metode. Det betyr at PID-parameterverdiene er uttrykt som funksjoner av prosessparametrene – typisk forsterkning, tidskonstant og tidsforsinkelse. Verdien av disse modellparametrene kan vi finne fra en enkel sprangrespons-test på prosessen, men også rett fra en matematisk model og i så fall trenger vi ikke å kjøre noen eksperimenter på prosessen i det hele tatt for stille inn regulatoren – det holder å gjøre noen beregninger.

Ziegler-Nichols' metode kan *ikke* brukes for innstilling av regulatorer for integratorprosesser, f.eks. væsketanker som skal nivåreguleres – med mindre det fins en tidsforsinkelse eller annen betydelig dynamikk i prosessen, f.eks. i aktuatoren eller i målefilteret. Heller ikke Good Gain-metoden kan brukes på rene integratorprosesser. Skogestads metode kan imidlertid brukes rett-fram på slike prosesser.

Det hender jeg får spørsmål om hvilken metode av de ovenstående jeg rangerer høyest. Den metoden av disse tre som dekker de fleste anvendelser, er Skogestads metode, så jeg tror jeg setter den på 1. plass. På plass nr. 2 vil jeg sette Good Gain-metoden pga. fordelene den har i forhold til Ziegler-Nichols' metode. En fordel med Skogestads metode, utover at den er meget anvendbar, er at formlene for regulatorinnstilling forteller hvordan innstillingen skal endres hvis prosessparametrene endrer verdi (f.eks. hvis forsterkningen eller tidsforsinkelsen øker). I det hele tatt gir metoden en god beskrivelse av hvordan regulatoren skal tilpasses prosessen.

En sammenlikning av i alt 8 forskjellige innstillingsmetoder for PI-regulatorer anvendt på en og samme laboratorieprosess, som er varmlufttrøret vist i figur 6.12, er gitt i (Haugen, 2010c).¹

12.2 Ziegler-Nichols' svingemetode

Ziegler og Nichols publiserte i 1942 en forskningsartikkel (Ziegler og Nichols, 1942) der de beskrev to metoder for innstilling av regulatorparametre i P-, PI- og PID-regulatorer. De to metodene kan kalles hhv. *Ziegler-Nichols' svingemetode (eller lukket sløyfe-metode)* og *Ziegler-Nichols' prosessresponsmetode (eller åpen sløyfe-metoden)*. Svingemetoden er antakeligvis den mest kjente av alle innstillingsmetoder, og den beskrives her. Prosessresponsmetoden beskrives ikke her, bl.a. fordi Skogestads metode, som beskrives i kap. 12.4, kan brukes i stedet. Skogestads metode er mer anvendbar, dvs. den kan brukes på flere typer prosesser enn Ziegler-Nichols' prosessresponsmetode kan, og reguleringsystemets stabilitet blir gjerne bedre, hvilket er en fordel.

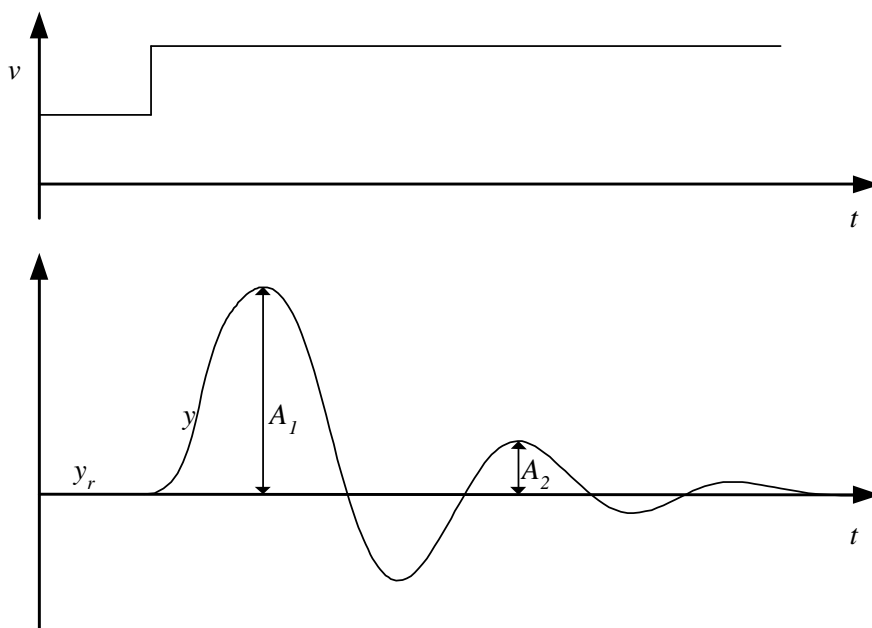
Ziegler-Nichols' svingemetode er basert på at reguleringsystemet skal *regulere (kompensere) så raskt som mulig, men også ha tilfredsstillende stabilitet*. Hva menes her med tilfredsstillende stabilitet? Enkelt sagt betyr det at responsen i prosessutgangen svinger seg inn med tilfredsstillende demping til en konstant verdi etter en en begrenset endring av settpunktet eller forstyrrelsen. Ziegler og Nichols satte tall på dette:

¹Sammenlikningen gir samme rangering som nevnt foran.

Amplituden i svingningene i reguleringsystemets sprangrespons (etter sprang i forstyrrelsen) skal avta slik at amplitudeforholdet mellom to påfølgende “topper” er ca. $1/4$ (“one quarter decay ratio”), se figur 12.1. Altså:

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{1}{4} \quad (12.1)$$

I et gitt reguleringsystem vil amplitudeforholdet neppe bli akkurat $1/4$,

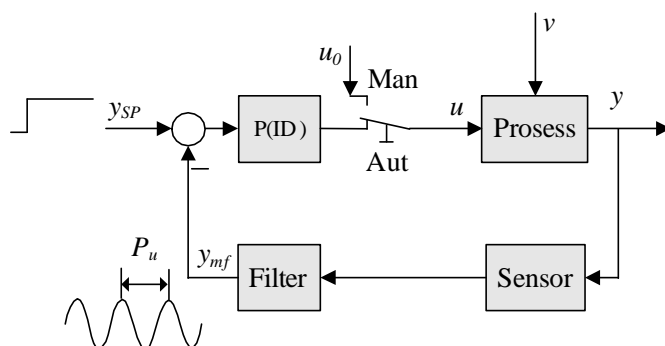


Figur 12.1: Iht. Ziegler og Nichols er et amplitudeforhold på $1/4$ mellom to påfølgende topper i reguleringsystemets sprangrespons (sprang i forstyrrelsen v) uttrykk for brukbar stabilitet.

men Ziegler og Nichols brukte i hvert fall denne definisjonen av brukbar stabilitet som utgangspunkt for sine PID-innstillingsformler.

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 i referansen, 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.

Metoden er basert på eksperimenter utført på den oppkoblede reguleringsløyfen, se figur 12.2. Metoden er som følger:



Figur 12.2: Reguleringsystemet skal være oppkoplet i Ziegler-Nichols' svingemetode

1. Sørg for at regulatoren står i manuell modus.
2. Bring prosessen til det spesifiserte arbeidspunktet ved å justere pådraget manuelt inntil prosessvariabelen er tilnærmet på settpunktet. Grunnen til at prosessen bør bringes til det spesifiserte arbeidspunktet, er at prosessens dynamiske egenskaper der er representativ for normal drift av reguleringsystemet. Prosessdynamikken (f.eks. forsterkning og tidskonstant) kan være forskjellig i andre arbeidspunkter, og de regulatorparametrene som passer i ett arbeidspunkt, passer kanskje ikke i et annet der dynamikken er forskjellig.
3. Sørg for at PID-regulatoren er en P-regulator med $K_p = 0$. PID-regulatoren blir en P-regulator med T_i svært stor (ideelt sett: $T_i = \infty$) og $T_d = 0$. Noen regulatorer bruker $T_i = "0"$ som kode for at $T_i = \infty$, men matematisk kan en jo ikke sette $T_i = 0$ siden T_i står under brøkstreken i I-leddet, se (11.13).
4. Sett regulatoren i automatisk modus.
5. Øk K_p (du kan starte med $K_p = 1$) inntil det oppstår stående svingninger i sløyfen etter et sprang i settpunktet. (Reguleringsystemet er da på stabilitetsgrensen.) Spranget skal være lite, f.eks. 5% av referansens verdiområde, slik at prosessen holder seg nokså nær arbeidspunktet. Men spranget må heller ikke være så lite at responsen ikke kan observeres.

Obs: Pass på at pådraget *ikke* når sine metningsgrenser (maks, min) under eksperimentene. For hvis pådraget når en av disse grensene, vil det kunne bli stående svingninger uansett hvor stor K_p vi bruker. F.eks. kan vi da ha funnet at $K_{pk} = 1000000$ gir stående svingninger,

og ihht. formelen for K_p i en PI-regulator skal da K_p settes lik 450000, som temmelig sikkert gir et ustabil reguleringsystem! Det gjelder altså å finne den *minste* K_{pu} som gir stående svingninger uten at pådraget når metningsgrensene. Dette krever at du overvåker pådraget under eksperimentene og passer på å ikke ha så store settpunktsendringer at pådraget når maksimum- eller minimumsverdiene.

6. Noter K_p -verdien som gir stående svingninger. Denne verdien kalles *den kritiske forsterkning* K_{pk} . Noter også perioden P_u for de stående svingningene. Denne perioden kalles *den kritiske perioden*.
7. Beregn regulatorparametrene i henhold til tabell 12.1 og legg dem inn i regulatoren.² Forhåpentligvis får da reguleringsystemet tilfredsstillende ytelse. Er stabiliteten i reguleringsløyfen dårlig (store oversving i responsene), er det enklest å prøve å redusere K_p .

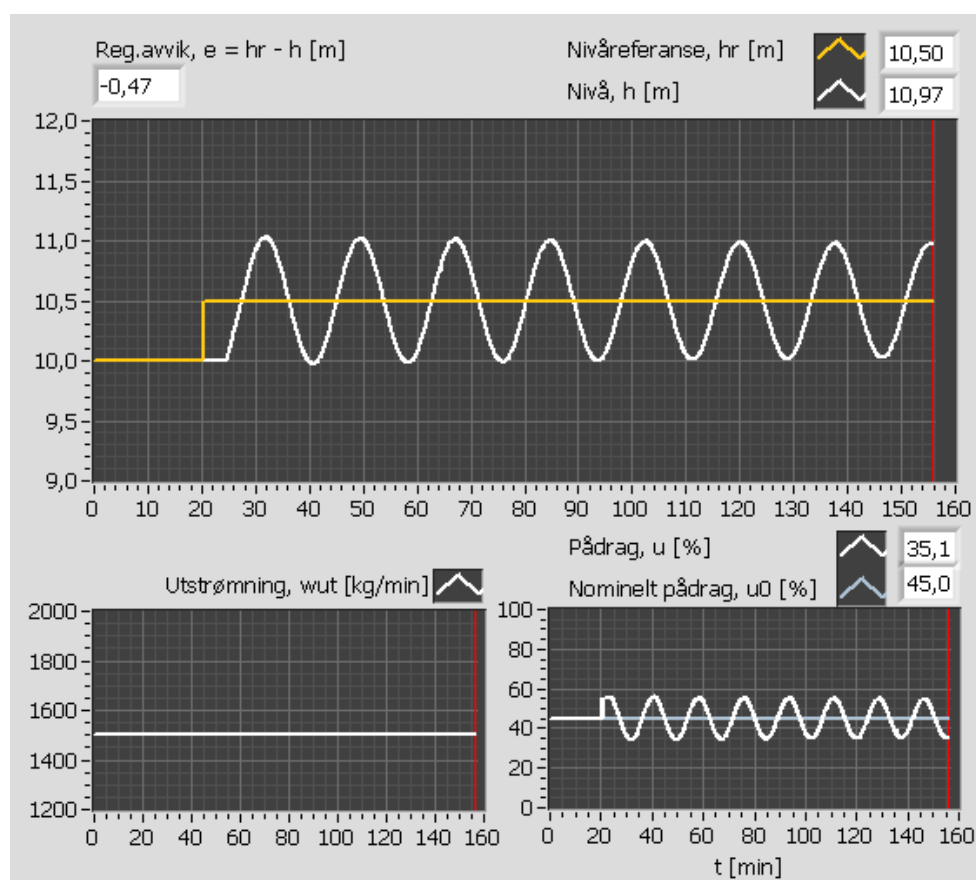
	K_p	T_i	T_d
P-regulator	$0,5K_{pk}$	∞	0
PI-regulator	$0,45K_{pk}$	$\frac{P_u}{1,2}$	0
PID-regulator	$0,6K_{pk}$	$\frac{P_u}{2}$	$\frac{P_u}{8} = \frac{T_i}{4}$

Tabell 12.1: Formler for regulatorparametrene i Ziegler-Nichols' svingemetode.

Eksempel 22 *Regulatorinnstilling med Ziegler-Nichols' svingemetode på flistankens nivåreguleringsystem*

Ziegler-Nichols' svingemetode skal brukes for innstilling av en PID-nivåregulator for flistanken. 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 $K_{pu} = 3,1$. Figur 12.3 viser svingningene i nivåreguleringsystemet. Den kritiske perioden ble avlest til å være $T_p = 18$ min. Innsetting av disse verdiene for K_{pk} og T_p i tabell 12.1 gir følgende PID-regulatorparametre: $K_p = 1,86$, $T_i = 9$ min, $T_d = 2,25$ min. Figur 12.4 viser responsen med PID-regulatoren (med disse parametrene) etter sprang i referansen og sprang i forstyrrelsen (utstrømningen). Reguleringsystemet har tilfredsstillende stabilitet. Amplitudeforholdet i de dempede svingningene er mindre enn 1/4, dvs. at det er bedre demping (bedre stabilitet) enn hva Ziegler og Nichols' gikk ut fra, men det er ingen ulempe.

²Som nevnt tidligere i boka, er PI-regulatoren den mest brukte av disse regulatorfunksjonene.

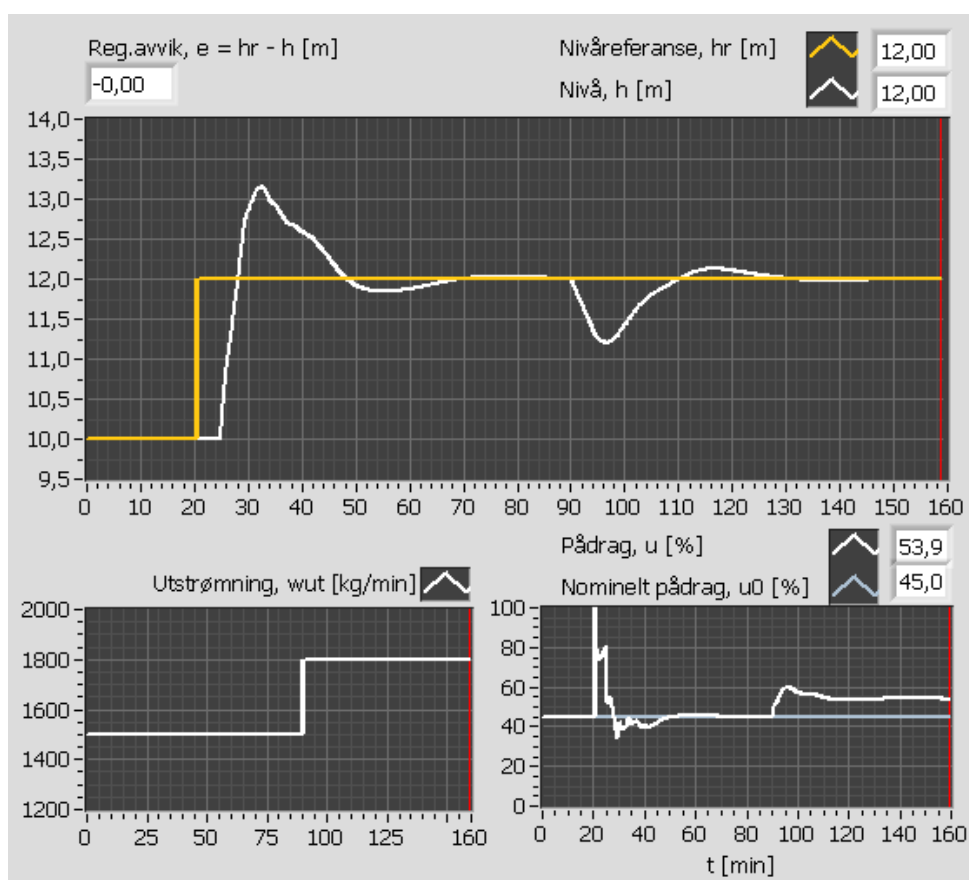


Figur 12.3: Eksempel 22: Ziegler-Nichols' svingemetode benyttet på flistankens nivåreguleringssystem.

[Slutt på eksempel 22]

Nedenfor er noen kommentarer til Ziegler-Nichols' svingemetode.

1. Vi har ikke full kontroll over amplituden i de stående svingningene. Amplituden vil avhenge av størrelsen på reguleringsavviket i begynnelsen av eksperimentene.
2. For trege prosesser kan være tidkrevende å finne frem til den kritiske forsterkningen (fra fysiske eksperimenter). Åstrøm-Hägglunds innstillingsmetode beskrevet i kap. 12.5 reduserer dette problemet ved at svingningene oppstår automatisk.
3. Reguleringssystemets responser *kan* bli lite tilfredsstillende med Ziegler-Nichols' metode(r). 1/4 amplitudeforhold kan for visse



Figur 12.4: Eksempel 22: Responser i nivåreguleringssystemet med PID-regulator innstilt med Ziegler-Nichols' svingemetode

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 med f.eks. 20%. Evt. kan du også (samtidig) prøve å øke T_i med samme prosentøkning.

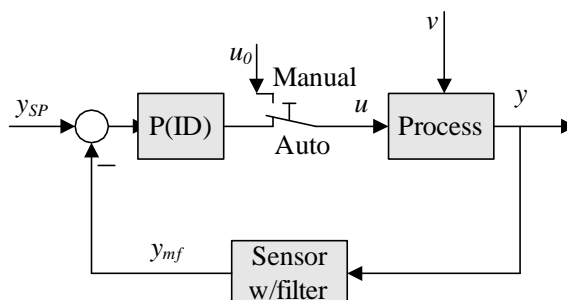
4. Hvis arbeidspunktet og prosessens dynamiske egenskaper vil variere under normal drift, bør du vurdere gain scheduling eller en annen metode for kontinuerlig tilpasning av PID-parametrene, jf. kap. 12.7.3. Hvis regulatorparametrene skal ha faste verdier, skal de finnes for det verste arbeidspunktet (“worst case”) mht. stabilitet. Det sikrer tilfredsstillende stabilitet hvis arbeidspunktet varierer, men reguleringssystemet kan oppføre seg relativt tregt. Det verste arbeidspunktet vil være det arbeidspunktet der prosessforsterkningen er størst og/eller der tidsforsinkelsen er størst.

12.3 Good Gain-metoden

Det er et par problemer med Ziegler-Nichols' svingemetode som kan være alvorlige i enkelte anvendelser:

- Reguleringsystemet skal ha stående svingninger under eksperimentene, dvs. at systemet skal bringes til stabilitetsgrensen.
- Reguleringsystemets stabilitet med ferdig innstilt regulator kan bli dårlig, dvs. at responser kan få dårlig dempning.

Good Gain-metoden (Haugen, 2010c, 2010d) bøter på begge disse problemene. Metoden har en del likheter med Ziegler-Nichols' svingemetode. Den er basert på eksperimenter utført på det oppkoblede reguleringsystemet (simulert eller virkelig system), se figur 12.5.



Figur 12.5: The Good Gain method for PID tuning is applied to the established control system.

Good Gain-metoden gjelder egentlig innstilling av PI-regulatorer, som er den desidert mest brukte regulatorfunksjonen, men i prosedyren beskrevet nedenfor, er også innstilling av P- og PID-regulator omtalt.

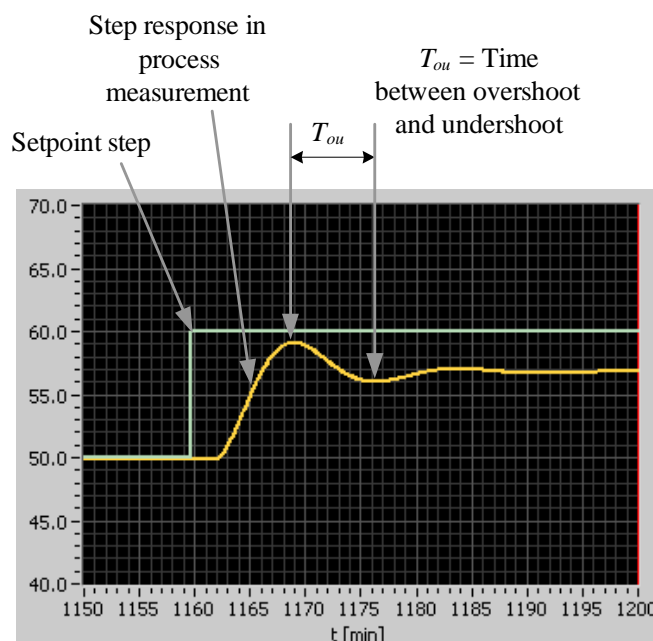
Metoden er som følger:

1. Sørg for at regulatoren står i manuell modus.
2. Bring prosessen til det spesifiserte arbeidspunktet ved å justere pådraget manuelt inntil prosessvariabelen er tilnærmet på settpunktet. Grunnen til at prosessen bør bringes til det spesifiserte arbeidspunktet, er at prosessens dynamiske egenskaper der er

representativ for normal drift av reguleringsystemet.

Prosessdynamikken (f.eks. forsterkning og tidskonstant) kan være forskjellig i andre arbeidspunkter, og de regulatorparametrene som passer i ett arbeidspunkt, passer kanskje ikke i et annet der dynamikken er forskjellig.

3. Sørg for at PID-regulatoren er en P-regulator med $K_p = 0$.
PID-regulatoren blir en P-regulator med T_i svært stor (ideelt sett: $T_i = \infty$) og $T_d = 0$. Noen regulatorer bruker $T_i = "0"$ som kode for at $T_i = \infty$, men matematisk kan en jo ikke sette $T_i = 0$ siden T_i står under brøkstreken i I-leddet, se (11.13).
4. Sett regulatoren i automatisk modus.
5. Finn K_p -verdien (du kan starte med f.eks. $K_p = 1$) slik at sprangresponsen i prosessmålingen etter et sprang i settpunktet viser et oversving etterfulgt av et lite – men synlig – undersving, hvilket indikerer at reguleringsløyvens stabilitet er god, se figur 12.6. Denne



Figur 12.6: Good Gain-metoden: Avlesning av tiden fra oversving til undersving.

K_p -verdien kalles K_{pGG} (Good Gain). Du kan selvsagt også bruke et negativt sprang i settpunktet. I så fall blir det et undersving etterfulgt av et lite oversving.

Hvis det er en P-regulator du skal stille inn, setter du selvsagt $K_p = K_{pGG}$ (og prosedyren avsluttes).

I figur 12.6 legger målingen seg under settpunktet, dvs. at det stasjonære reguleringsavviket er forskjellig fra null. Avviket blir gjerne forskjellig fra null når regulatoren er en P-regulator. Men når vi til slutt skal ta i bruk integralleddet også, blir det stasjonære (midlere) avviket null.

6. Les av tiden fra oversvinget til undersvinget, T_{ou} , og beregn integraltiden for PI-regulatoren som

$$T_i = 1,5T_{ou} \quad (12.2)$$

7. Beregn regulatorforsterkningen for PI-regulatoren som

$$K_p = 0,8K_{pGG} \quad (12.3)$$

Grunnen til at K_p reduseres til 80% av K_{pGG} -verdien, er at I-leddet vil introdusere dynamikk i reguleringsløyfen og dermed gjøre stabiliteten noe dårligere. Dette kompenseres for med redusert K_p .

Obs: Pass på at pådraget *ikke* når sin maksimums- og minimumsgrense under eksperimentene. Hvis så skjer, kan du få feil verdi for K_{pGG} og/eller T_{ou} , og regulatorinnstillingen kan bli feil. Du bør derfor overvåke pådraget under eksperimentene og passe på å ikke ha for store settpunktsendringer. Egentlig bør settpunktsendringen være så liten som mulig, men ikke så liten at responsene drukner i støy.

Hvis reguleringsssystemets stabilitet blir for dårlig, prøv å redusere K_p med 20%. Evt. prøv (også) å øke T_i med 20%.

Good Gain-metoden gjelder egentlig for en PI-regulator, men hvis du skal bruke en PID-regulator, kan du prøve med å beholde K_p og T_i som funnet for PI-regulatoren og sette $T_d = T_i/10$.

Eksempel 23 *Good Gain-metoden brukt på flistankens nivåregulator*

Figur 12.7 viser resultatet av bruk av Good Gain-metoden for innstilling av en PI-regulator for flistanken (på simulator). Jeg fant

$$K_{pGG} = 1,5 \quad (12.4)$$

og

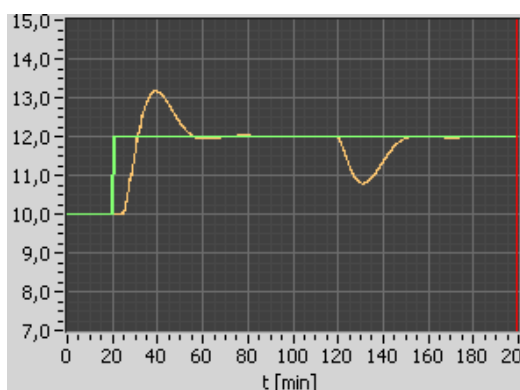
$$T_{ou} = 12 \text{ min} \quad (12.5)$$

PI-parametrene blir

$$K_p = 0,8K_{pGG} = 0,8 \cdot 1,5 = 1,2 \quad (12.6)$$

$$T_i = 1,5T_{ou} = 1,5 \cdot 12 \text{ min} = 18 \text{ min} = 1080 \text{ s} \quad (12.7)$$

Figur 12.7 viser responsen i nivået med den ferdig innstilte PI-regulatoren. Det er et sprang i nivåsettpunktet ved $t = 20$ min og et sprang i forstyrrelsen (utstr ømningen) fra 1500 til 1800 kg/min ved $t = 120$ min. Reguleringsystemet har god stabilitet.



Figur 12.7: Eksempel 23: Respons i nivået med PI-regulator innstilt med Good Gain-metoden. Det er et sprang i nivåsettpunktet ved $t = 20$ min og et sprang i forstyrrelsen (utstr ømningen) fra 1500 til 1800 kg/min ved $t = 120$ min.

[Slutt på eksempel 23]

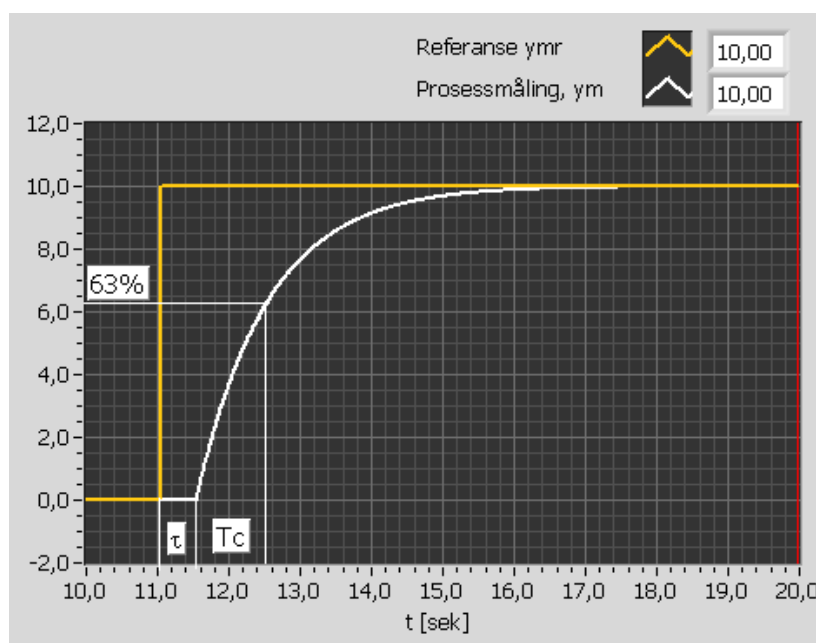
12.4 Skogestads metode

12.4.1 Metodens grunnlag

Skogestads metode (Skogestad, 2003) er en såkalt modellbasert metode for PID-innstilling. Det betyr at PID-parameterverdiene er uttrykt som funksjoner av prosessparametrene – typisk forsterkning, tidskonstant og tidsforsinkelse. Disse modellparametrene kan være funnet fra en enkel sprangresponsstest på prosessen (virkelig eller simulert prosess), men de kan også være funnet direkte fra en matematisk prosessmodell, jf. kap. 10.

I (Skogestad, 2003) er beskrivelsen av metoden basert på transferfunksjonsmodeller, men vi skal ikke bruke transferfunksjoner her.

Skogestads metode benytter modellparametre for prosessen for innstilling av regulatorparametrene. Men du må allikevel bestemme én parameter, som vil inngå i Skogestads formler. Denne ene parameteren er reguleringsystemets, dvs. det lukkede systems, tidskonstant T_C , som uttrykker hvor raskt du ønsker at reguleringsystemet skal være. Betydning av T_C framkommer i figur 12.8 som viser responsen i prosessmålingen etter et sprang i settpunktet (figuren viser med andre reguleringsystemets sprangrespons, og prosessmålingen svinger seg pent inn til settpunktet, uten stasjonært avvik).



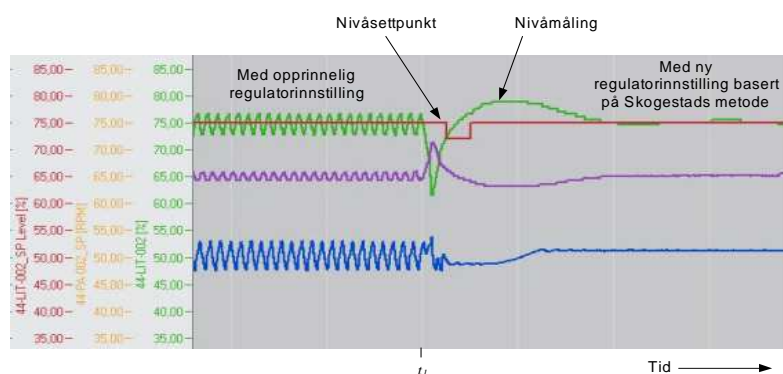
Figur 12.8: Reguleringsystemets sprangrespons i Skogestads PID-innstillingsmetode

Figur 12.8 viser reguleringsystemets ideelle sprangrespons når det er antatt at regulatoren er innstilt med Skogestads metode. Merk at responsen inneholder en tidsforsinkelse, τ . Den er lik prosessens tidsforsinkelse, og den vil, naturlig nok, inngå også i reguleringsystemets respons.

Som nevnt ovenfor skal altså brukeren selv velge verdien av reguleringsystemets tidskonstant, T_C . Hvis du ikke har noe sikkert grunnlag for å velge T_C , kan du bruke Skogestads håndregel om å sette tidskonstanten lik prosessens tidsforsinkelse:

$$T_C = \tau \quad (12.8)$$

Som en motivasjon for Skogestads metode, kan vi se litt på en på en lykkelig historie fra et firma som hadde behov for å stille inn en nivåregulator for en væsketank. De to øverste kurvene i figur 12.9 viser nivåsettpunktet og nivåmålingen (den nedeste kurven er irrelevant her). Før tidspunktet $t = t_1$ er nivåregulatoren – en PI-regulator – temmelig dårlig innstilt. Det er da svingninger i reguleringssystemet som forplanter seg til etterfølgende prosessavsnitt. Etter kl. $t = t_1$ er nivåregulatoren stilt inn med Skogestads metode. Vi ser at forbedringen er stor.



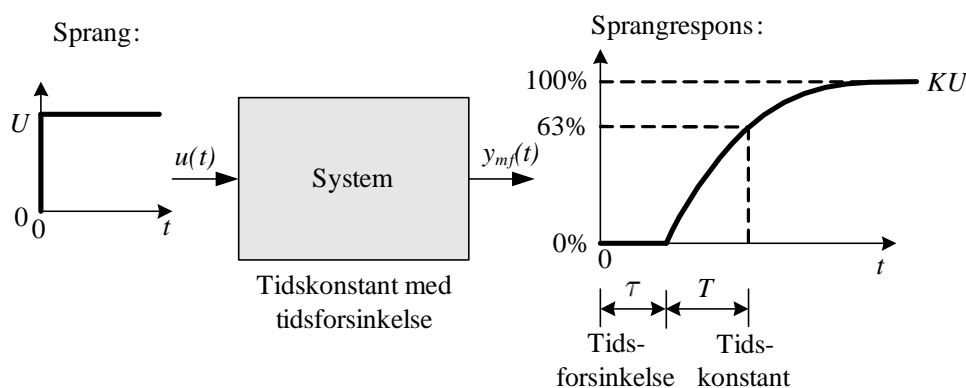
Figur 12.9: Nivåsettpunkt og nivåmåling i et nivåreguleringssystem. Opprinnelig regulatorinnstilling gjelder før $t = t_1$. Regulatorinnstillingen ihht. Skogestads metode gjelder deretter.

Skogestad har angitt PID-regulatorinnstilling for en rekke ulike prosess typer (-modeller). Vi skal i de etterfølgende underkapitlene se på regulatorinnstilling for følgende prosess typer:

- Tidskonstant med tidsforsinkelse, se underkap. 12.4.2. (Eksempel på prosess med slik dynamikk er varmeveksler.)
- Tidskonstant med neglisjerbar tidsforsinkelse, se underkap. 12.4.3. (Eksempel: Væsketank med oppvarming med nokså homogene forhold i tanken.)
- Integrator, eller akkumulator, med tidsforsinkelse, se underkap. 12.4.4. (Eksempel: Tank med transportbånd, som flistanken.)
- Integrator, eller akkumulator, uten tidsforsinkelse, se underkap. 12.4.5. (Eksempel: Væsketank styrt av pumpe eller ventil på inn- eller utløp.)
- Dobbelintegrator uten tidsforsinkelse, se underkap. 12.4.7. (Eksempel: Skip som skal posisjonsreguleres (dynamisk posisjonering).)

12.4.2 Innstilling av PI-regulator for “tidskonstant med tidsforsinkelse”

Anta at en gitt prosess har en sprangrespons som vist i figur 12.10. Det er her snakk om responsen i den filtrerte prosessmålingen y_{mf} etter et sprang i pådraget u på prosessen.) Figuren viser hvordan modellparametrene



Figur 12.10: Hvordan modellparametrene K , T og τ opptrer i sprangresponsen for et prosess av typen “tidskonstant med tidsforsinkelse”.

forsterkning K , tidskonstant T og tidsforsinkelse τ framkommer i sprangresponsen.

Anta at vi har spesifisert verdien for reguleringsystemets tidskonstant T_C . Skogestad anbefaler at denne prosessen reguleres med en PI-regulator med følgende innstilling:

$$K_p = \frac{T}{K(T_C + \tau)} \quad (12.9)$$

$$T_i = \min [T, c(T_C + \tau)] \text{ med } c = 2 \text{ eller } 4, \text{ jf. fotnote}^3 \quad (12.10)$$

der $\min [T, c(T_C + \tau)]$ betyr minste verdi av T og $c(T_C + \tau)$.

Eksempel 24 Innstilling av PI-regulator for “tidskonstant med tidsforsinkelse”

Gitt en prosess med sprangrespons som vist i figur 12.10 med

$$K = 1 \quad (12.11)$$

$$T = 1 \text{ s} \quad (12.12)$$

$$\tau = 0.5 \text{ s} \quad (12.13)$$

En PI-regulator for denne prosessen kan stilles inn med (12.9) og (12.10). Vi bruker (12.8) for å spesifisere en brukbar T_C :

$$T_C = \tau = 0.5 \text{ s} \quad (12.14)$$

PI-parametrene blir da

$$K_p = \frac{T}{K(T_C + \tau)} = \frac{1}{1 \cdot (0,5 + 0,5)} = 1 \quad (12.15)$$

$$T_i = \min [T, c(T_C + \tau)] \quad (12.16)$$

$$= \min [1, 2(0,5 + 0,5)] \quad (12.17)$$

$$= \min [1, 2] \quad (12.18)$$

$$= 1 \text{ s} \quad (12.19)$$

$$T_d = 0 \quad (12.20)$$

Figur 12.11 viser reguleringsystemets respons med den ferdig innstilte PI-regulatoren. Ved $t = 5$ s er det et sprang i settpunktet, og ved $t = 15$ s er det et sprang i prosessforstyrrelsen. Reguleringsystemet har god stabilitet. Dets tidskonstant, som avlest fra spranget i settpunktet, er nokså lik 0,5 s, som spesifisert. Sprangresponsen viser et lite oversving, mens den ideelle sprangresponsen jo ikke har oversving, se figur 12.8. At den faktiske responsen avviker litt fra den ideelle responsen er ikke noe problem.

[Slutt på eksempel 24]

12.4.3 Tidskonstantregelen for innstilling av PI-regulator

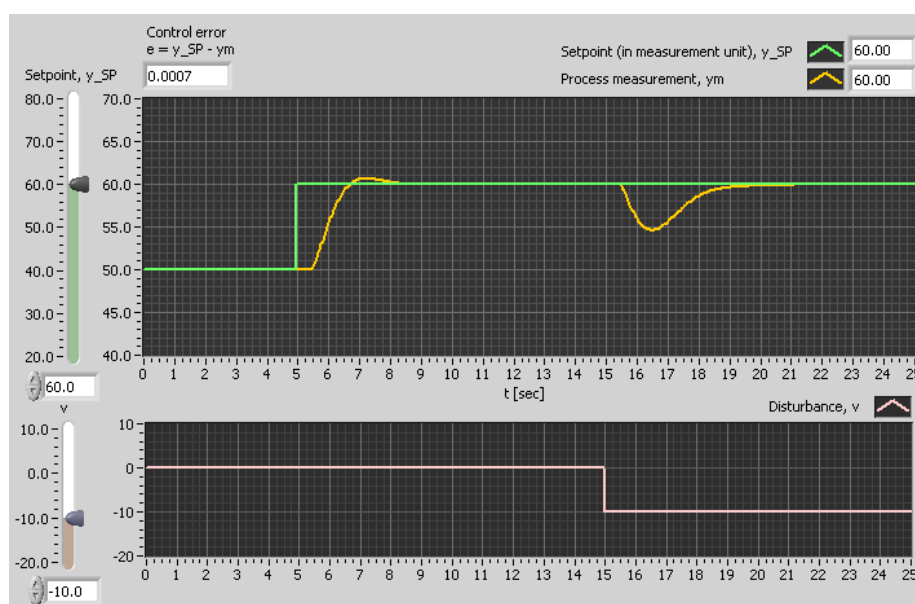
Vi skal nå komme fram til meget enkle formler for innstilling av en PI-regulator for en “tidskonstant med tidsforsinkelse”-prosess. Prosessens sprangrespons er da som vist i figur 12.10, men vi skal anta at prosessens tidsforsinkelse er mye mindre enn prosessens tidskonstant, dvs.

$$\tau \ll T \quad (12.21)$$

Her bør nok τ være mindre enn $T/5$. Som tidskonstant kan du bruke 63%-stigetiden i prosessens sprangrespons, selv om sprangresponsen inneholder en (liten) tidsforsinkelse.

Det er ikke så urimelig å spesifisere at reguleringsystemets tidskonstant skal være den samme som selve prosessens tidskonstant, altså at

$$T_C = T \quad (12.22)$$



Figur 12.11: Eksempel 24: Reguleringssystemets respons med ferdig innstilt PI-regulator.

Når vi setter $T_C = T$ inn i (12.9), får vi

$$K_p = \frac{T}{K(T_C + \tau)} = \frac{T}{K(T + \tau)} = \frac{1}{K(1 + \tau/T)} \approx \frac{1}{K} \quad (12.23)$$

dvs. at regulatorforsterkningen settes lik den inverse av prosessforsterkningen.

Når vi setter $T_C = T$ inn i (12.10), får vi

$$\underline{T}_i = \min [T, c(T_C + \tau)] = \min [T, c(T + \tau)] \quad (12.24)$$

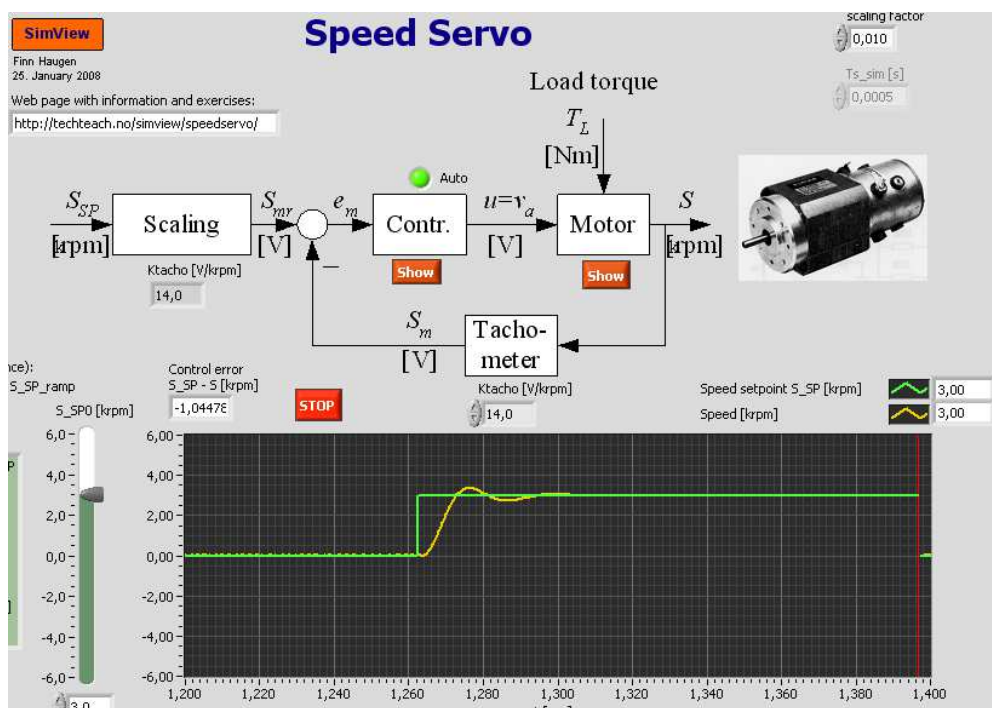
$$= \underline{T} \quad (12.25)$$

dvs. at integraltiden settes lik prosessens tidskonstant.

$K_p = 1/K$ og $T_i = T$ er to enkle formler for innstilling av en PI-regulator. Tilsammen kan vi kalle disse to formlene for *tidskonstantregelen* for innstilling av en PI-regulator.

Eksempel 25 *Tidskonstantregelen anvendt på en turtallsregulator for en likestrømsmotor*

Figur viser et reguleringsystem for en likestrømsmotors turtall (rotasjonshastighet). Regulatoren skal stilles inn med tidskonstantregelen.



Figur 12.12: Eksempel 25: Reguleringsystemets respons med PI-regulatoren innstilt med "tidskonstantregelen".

For å finne forsterkningen og tidskonstanten ble det satt på et sprang i pådraget (motorspenningen) u_a med amplitude 10 V (med regulatoren i manuell modus). Responsene vises ikke her, men avlesning på responsen i turtallsmålingen viste at turtallsmålingen økte med ca 10 V (stasjonært) pga. pådragspranget. Det gir prosessforsterkning lik

$$K = \frac{10\text{V}}{10\text{V}} = 1$$

Avlesning på turtallsresponsen ga en 63%-stigetid (tidskonstant) lik ca.

$$T = 0.006 \text{ s} \quad (12.26)$$

(Denne motoren er svært rask.) Fra (12.23) og (12.25) får vi da følgende PI-parametre:

$$K_p = \frac{1}{K} = \frac{1}{1} = 1 \quad (12.27)$$

$$T_i = T = 0.006 \text{ s}$$

Figur 12.12 viser turtallsreguleringssystemets respons etter sprang i referansen med den ferdig innstilte PI-regulatoren. Reguleringssystemet har god stabilitet.

[Slutt på eksempel 25]

La oss se på et spesialtilfelle, som allikevel er nokså typisk. Prosessforsterkningen er definert som

$$K = \frac{\text{måleverdiendring}}{\text{pådragsendring}} = \frac{\Delta y_m}{\Delta u} \quad (\text{stasjonært}) \quad (12.28)$$

Anta at pådragsverdien og måleverdien er angitt i *samme enhet*, typisk mA eller %, og at en gitt endring av pådragsverdien gir en tilnærmet lik endring i måleverdien, dvs. Δu og Δy_m er like. Da blir prosessforsterkningen

$$K = \frac{\text{måleverdiendring}}{\text{pådragsendring}} = \frac{\Delta y_m}{\Delta u} \approx 1 \quad (12.29)$$

(12.23) gir da

$$K_p = \frac{1}{K} = 1 \quad (12.30)$$

(som forøvrig tilsvarer 100% proporsjonalbånd). Formel (12.25) for T_i gjelder fremdeles, dvs.

$$T_i = T \quad (12.31)$$

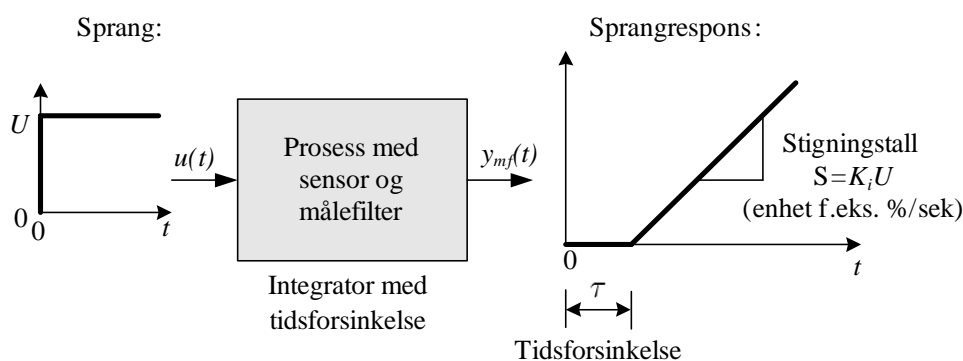
Dersom prosessmålingen og pådragssignalet er angitt i samme enheter (typisk % eller mA), kan $K_p = 1$ og $T_i = T$ i mange tilfeller være fornuftige parameterverdier for en PI-regulator – i det minste fornuftige startverdier som du evt. kan etterjustere.

12.4.4 Innstilling av PI-regulator for “integrator med tidsforsinkelse”

Anta at en gitt prosess har en sprangrespons som vist i figur 12.13. (Det er her snakk om responsen i prosessmålingen etter et sprang i pådraget på prosessen.) Figuren viser hvordan vi kan finne modellparametrene integratorforsterkning K_i , som er det normaliserte rampestigningstallet etter sprang i inngangssignalet u , og tidsforsinkelse τ fra sprangresponsen.

Anta at vi har spesifisert verdien for reguleringssystemets tidskonstant T_C . Skogestad anbefaler at denne prosessen reguleres med en PI-regulator med følgende innstilling:

$$K_p = \frac{1}{K_i(T_C + \tau)} \quad (12.32)$$



Figur 12.13: Hvordan modellparametrene K_i og τ opptrer i sprangresponsen for en prosess av typen "integrator (akkumulator) med tidsforsinkelse"

$$\underline{T_i = c(T_C + \tau)} \text{ med } c = 2 \text{ eller } 4, \text{ jf. fotnote}^4 \quad (12.33)$$

Eksempel 26 Innstilling av PI-regulator for flistanken

En matematisk modell for flistanken med transportbånd, basert på massebalanse, er

$$\rho A \dot{y}(t) = K_s u(t - \tau) - w_{ut}(t) \quad (12.34)$$

der y [m] er nivået. u [%] er pådraget på mateskruen. $\tau = 250 \text{ s} = 4,17$ min er transporttiden (tidsforsinkelsen) på transportbåndet. w_{ut} er masseutstrømningen. $\rho = 145 \text{ kg/m}^3$ er flistettheten. $A = 13,4 \text{ m}^2$ er tankens indre tverrsnittsareal. $K_s = 33,36 \text{ (kg/min)/\%}$ er skruens forsterkning. Anta at nivåmålingen y_m [%] er gitt ved

$$y_m = K_m y \quad (12.35)$$

der $K_m = 6,67 \text{ \%/m}$ er måleforsterkningen. (12.35) gir

$$y = \frac{1}{K_m} y_m \quad (12.36)$$

som innsatt for y i (12.34) gir

$$\frac{\rho A}{K_m} \dot{y}_m(t) = K_s u(t - \tau) - w_{ut}(t) \quad (12.37)$$

som kan skrives

$$\dot{y}_m(t) = \underbrace{\frac{K_m K_s}{\rho A}}_{K_i} u(t - \tau) - \frac{K_m}{\rho A} w_{ut}(t) \quad (12.38)$$

Vi ser at systemet mellom pådraget u og nivåmålingen y_m er “akkumulator med tidsforsinkelse”. K_i er det normaliserte rampestigningstallet til responsen i nivået etter et sprang i u .

Vi skal stille inn en PI-nivåregulator med Skogestads metode. Regulatoren setter ut u som pådraget (til skruen) og bruker y_m som målesignal. Vi bruker håndregelen

$$T_C = \tau = 250 \text{ s} = 4,17 \text{ min} \quad (12.39)$$

Innsetting i (12.32) gir

$$K_p = \frac{1}{K_i(T_C + \tau)} = \frac{1}{K_i(2\tau)} = \frac{1}{2\frac{K_m K_s}{\rho A} \tau} = \frac{\rho A}{2K_m K_s \tau} \quad (12.40)$$

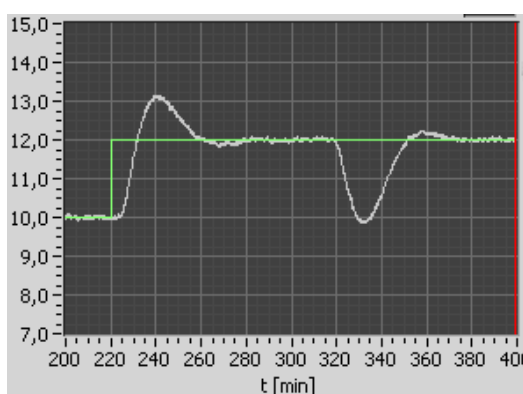
$$= \frac{145 \text{ [kg/m}^3] \cdot 13,4 \text{ [m}^2]}{2 \cdot 6,67 \text{ [%/m]} \cdot 33,36 \text{ [(kg/min)/\%]} \cdot 4,17 \text{ [min]}} \quad (12.41)$$

$$= 1,05 \text{ [% pådrag / \% måling]} \quad (12.42)$$

Innsetting i (12.33) gir

$$\begin{aligned} T_i &= c(T_C + \tau) = 2(2\tau) = 4\tau = 4 \cdot 250 \text{ s} \\ &= 1000 \text{ s} = 16,7 \text{ min} \end{aligned}$$

Figur 12.14 viser nivåreguleringssystemets respons med den ferdig innstilte PI-regulatoren. Ved $t = 220$ min er det et sprang i settpunktet fra 10 til 12 m, og ved $t = 320$ min er det et sprang i prosessforstyrrelsen (utstrømningen) fra 1500 til 2000 kg/min. Reguleringssystemet har god stabilitet.



Figur 12.14: Eksempel 26: Nivåreguleringssystemets respons med PI-regulatoren innstilt med Skogestads metode.

[Slutt på eksempel 26]

12.4.5 Innstilling av PI-regulator for “integrator uten tidsforsinkelse”

Flistanken med transportbånd har en betydelig tidsforsinkelse knyttet til transportbåndet. Både Skogestads metode, Ziegler-Nichols’ svingemetode og Good Gain-metoden kan brukes for innstilling av nivåregulatoren for flistanken. Hvis prosessen i stedet er en væsketank med pumpe som aktuator på inn- eller utløp, er det ingen transportforsinkelse. Med andre ord: Prosessen er en ren integrator (akkumulator). (Det samme gjelder hvis det aktuatoren er en strømningsregulert ventil.) Vi kan ikke bruke verken Ziegler-Nichols’ svingemetode eller Good Gain-metoden på rene integratorprosesser. Ziegler-Nichols’ metode kan ikke brukes fordi det ikke vil kunne oppstå svingninger med P-regulator, og Good Gain-metoden kan ikke brukes fordi det ikke vil kunne oppstå oversving med P-regulator.⁵

Vi kan bruke Skogestads metode på slike integratorprosesser. Anta at tidsforsinkelsen τ er null. (12.32) gir

$$K_p = \frac{1}{K_i(T_C + 0)} = \frac{1}{K_i T_C} \quad (12.43)$$

Og (12.33) gir

$$T_i = c(T_C + \tau) = 2(T_C + 0) = 2T_C \quad (12.44)$$

Siden $\tau = 0$, kan Skogestads håndregel $T_C = \tau$ ikke brukes (for med $T_C = 0$ blir jo K_p uendelig og T_i null). Du må derfor selv velge en fornuftig T_C .

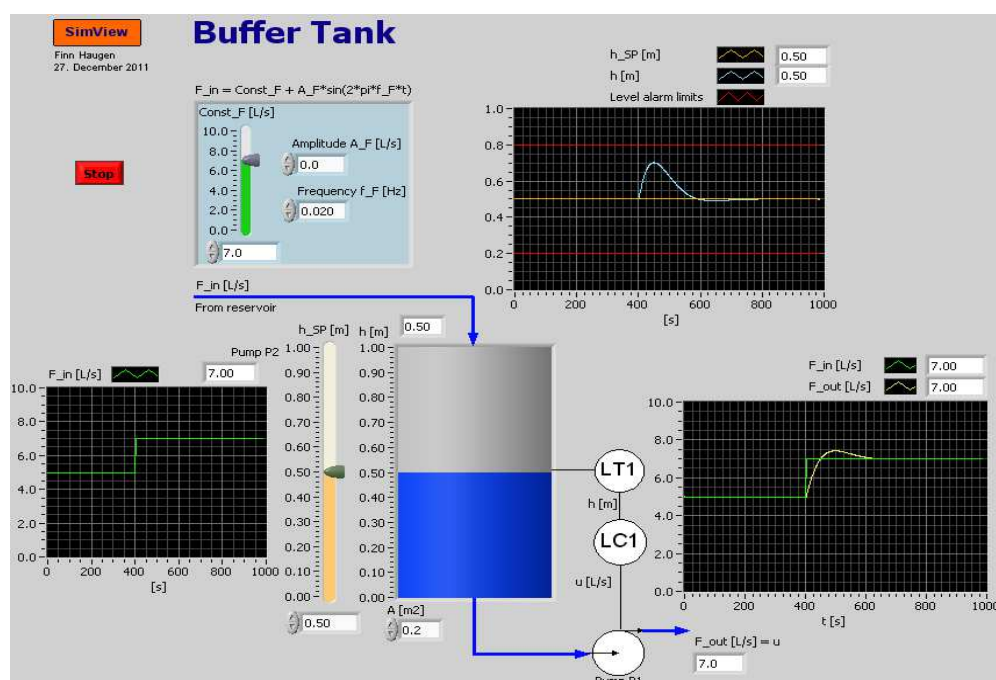
Det trenger ikke være vanskelig å velge T_C . Husk at T_C angir hvor raskt reguleringssystemet skal være, og du vil sannsynligvis ha en idé om dette.

Eller du kan prøve deg fram til en brukbar T_C .

Eksempel 27 Innstilling av PI-nivåregulator med Skogestads metode

Figur 12.15 viser en vanntank der nivåregulatoren er en PI-regulator som skal stilles inn med Skogestads metode. Ihht. Skogestads formler (12.43) og (12.44) trenger vi T_C , som vi spesifiserer, og K_i , som er normalisert rampestigningstall (rate) i nivåresponsen etter sprang i pumpepådraget. Vi kan finne dette stigningstallet som følger. Beregningene blir enklest (minst sjans for feil) dersom vi holder oss til SI-enheter. Anta foreløpig at

⁵Hvis det fins betydelig dynamikk i aktuatoren eller i nivåsensoren eller i et evt. målefilter, kan det allikevel være mulig å bruke Ziegler-Nichols’ metode eller Good Gain-metoden, men siden denne dynamikken sannsynligvis vil være relativt hurtig, kan resultatet bli en ganske aggressiv PI-regulator, med stor forsterkning K_p og liten integraltid T_i , og regulatoren kan gi urolig pådrag pga. målestøy.



Figur 12.15: Vanntank der nivåregulatoren er en PI-regulator som skal stilles inn med Skogestads metode.

pumpepådraget u angir den strømmingen i m^3/s som faktisk går gjennom pumpa, men vi skal senere ta hensyn til at u faktisk er i enhet L/s. Anta at pådraget er konstant, U [m^3/s]. Da vil vannvolumet V [m^3] i tanken endre seg som en rampe med (negativt) stigningstall lik $-U$ [m^3/s]. Dette innebærer at nivået h endrer seg som en rampe med (negativt) stigningstall

$$S = -\frac{U \text{ [m}^3/\text{s}]}{A \text{ [m}^2]} = -\frac{U}{A} \text{ [m/s]} \quad (12.45)$$

der A [m^2] er tverrsnittsarealet (arealet av vannspeilet).

Normalisert rampestigningstall K_i blir

$$K_i = \frac{S}{U} = \frac{-\frac{U}{A}}{U} = -\frac{1}{A} \text{ [m}^2] \quad (12.46)$$

(12.43) blir

$$K_p = \frac{1}{K_i T_C} = \frac{1}{(-\frac{1}{A}) T_C} = -\frac{A}{T_C} \text{ [m}^2/\text{s}] \quad (12.47)$$

(Negativ K_p betyr at regulatoren skal ha direktevirkning.)

(12.44) blir

$$T_i = 2T_C \text{ [s]} \quad (12.48)$$

Hvilken verdi bør vi spesifisere for T_C ? Her er to mulige måter å spesifisere T_C på:

1. T_C kan settes i forhold til tankens oppfyllingstid, som er den tiden det tar for nominell (normal) innstrømning å fylle en tom tank. Denne oppfyllingstiden er lik maksimalt volum dividert på strømning:

$$T_C = k \cdot T_{full} = k \cdot \frac{V \text{ [m}^3\text{]}}{F \text{ [m}^3\text{/s]}} = k \cdot \frac{V}{F} \text{ [s]} \quad (12.49)$$

Det er vanskelig å si generelt hva k skal være, men 0,2 kan jo være et utgangspunkt.

2. T_C kan settes slik at en antatt bestemt sprangvis endring i innstrømningen⁶ gir et spesifisert maksimalt avvik fra nivåsettpunktet, f.eks. slik at avviket ikke blir så stort at nivåalarmer aktiveres. Hvis vi antar at settpunktet er 50% (midt i tanken) og alarmgrensene er 80% og 20%, vil det maksimalt akseptable avviket være 30%. Dette tilsier at T_C skal settes så liten som mulig, for jo mindre T_C , jo raskere blir nivåreguleringen og jo mindre blir avviket fra nivåsettpunktet. Men hvis T_C velges svært liten, vil variasjoner i innstrømningen slå igjennom som så å si like store variasjoner i utstrømningen, og tanken mister sin (ofte ønskede) funksjon som buffer eller strømningsdemper. Dempevirkningen blir større jo større T_C velges, for da vil nivåreguleringen bli treg og variasjonene i innstrømningen blir “fanget opp” av nivåvariasjoner og utstrømningen blir jevn.

- Disse to kravene, dvs. (a) nivåavviket ved en brå (sprangvis) innstrømningsendring skal minimeres og (b) innstrømningsvariasjoner skal dempes mest mulig gjennom tanken slik at utstrømningen blir mest mulig jevn, trekkes i T_C i hver sin retning. *Kompromisset må bli at T_C skal velges så stor som mulig, men ikke så stor at nivåalarmer aktiveres.* Akkurat hvilken verdi en skal spesifisere for T_C , kan beregnes (men beregningene vises ikke her) eller velges fra simuleringer.

⁶I olje&gass-bransjen kalles en slik brå økning av olje/vann/gass-innstrømningen til separatorer for “slug”.

La oss nå sette inn tallverdier. Vi bruker spesifikasjonen (12.49). Anta at $A = 0,5 \text{ m}^2$, $V = 0,2 \text{ m}^3$ og $F = 5 \text{ L/s} = 0,005 \text{ m}^3/\text{s}$. (12.49) gir da

$$T_C = T_{\text{fyll}} = \frac{V}{F} = \frac{0,2}{0,005} = 40 \text{ s} \quad (12.50)$$

(12.47) gir

$$K_p = \frac{1}{K_i T_C} = -\frac{A}{T_C} = -\frac{0,5}{40} = -0,0125 \text{ [m}^2/\text{s]} \quad (12.51)$$

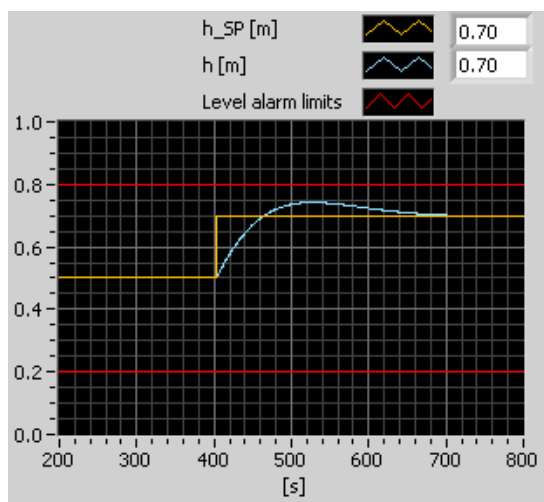
Denne K_p -verdien gjelder under forutsetning av at regulatorens pådrag u er i enhet m^3/s . Men i systemet vist i figur 12.15 er pådraget i enhet L/s . Siden vi må multiplisere verdien i m^3/s med 1000 for å få verdien i L/s , må vi multiplisere den endelige K_p -verdien gitt ved (12.51) med 1000. Vi får da

$$K_p = -0,0125 \cdot 1000 = 12,5 \quad (12.52)$$

(12.48) gir

$$T_i = 2T_C = 2 \cdot 40 \text{ s} = 80 \text{ s} \quad (12.53)$$

Figur 12.16 viser responsen i nivået etter et sprang i nivåsettpunktet med den ferdig innstilte PI-regulatoren. Vi ser at reguleringsystemets tidskonstant er tilnærmet 40 s, som spesifisert.



Figur 12.16: Eksempel 27: Responsen i nivået etter et sprang i nivåsettpunktet med den ferdig innstilte PI-regulatoren.

[Slutt på eksempel 27]

12.4.6 Bruke derivatleddet?

For alle prosessene foran i dette underkapitlet anbefaler Skogestad en PI-regulator, altså at derivattiden T_d settes lik 0. Det gjelder altså følgende prosesser:

- Tidskonstant med/uten tidsforsinkelse
- Integrator med/uten tidsforsinkelse

Anta at disse prosessene egentlig har noe mer dynamikk enn det som er nevnt ovenfor, og at denne dynamikken kan representeres med en tidskonstant. Det kan f.eks. være tidskonstanten knyttet til en aktuatoren – ventilen, pumpa, mateskruen, varmeelementet. F.eks. er en typisk tidskonstant for en ventil i størrelsesorden noen få sekunder, f.eks. 2 sek. La oss kalle denne tidskonstanten $T_{aktuator}$.

For å kompensere for denne dynamikken og derved oppnå hurtigere regulering, anbefales det at du i dette tilfellet bruker en PID-regulator i stedet for en PI-regulator. Derivattiden settes lik “aktuatortidskonstanten”:

$$T_d = T_{aktuator} \quad (12.54)$$

Forsterkningen K_p og integraltiden T_i kan settes ihht. de opprinnelige formlene som gjelder for prosessen uten aktuatordynamikken (dvs. med $T_{aktuator} = 0$).

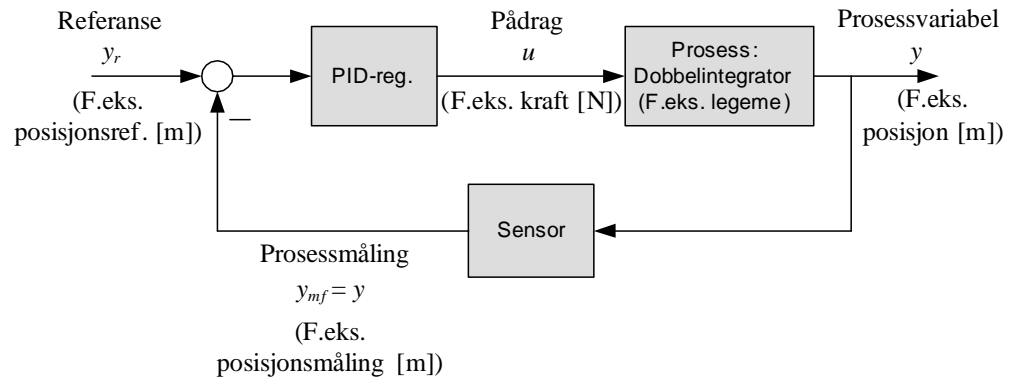
Obs: Som forklart i kap. 11.4 kan det oppstå alvorlige problemer hvis regulatoren har derivatleddet. D-leddet forsterker målestøyen og kan gi meget støyfylt pådrag. Det kan derfor være at du allikevel velger å skrinlegge derivatleddet, men det kan du ta en beslutning om etter at regulatoren (med D-ledd) er tatt i bruk.

12.4.7 Innstilling av PID-regulator for “dobbelintegrator”

Gitt en prosess med følgende modell:

$$\ddot{y} = K_{ii}u \quad (12.55)$$

der y er prosessvariabelen eller prosessutgangen, u er pådraget og K_{ii} er en parameter. Prosessen skal reguleres med en PID-regulator, se figur 12.17.



Figur 12.17: PID-regulering av dobbelintegrator

En slik prosess er en *dobbelintegrator* siden y er K_{ii} ganger dobbelintegralet av u .⁷ Skogestad har formel for å stille inn en regulator for en slik prosess.

Et eksempel på en dobbelintegrator er et legeme som ikke er påvirket av dempekrefter, f.eks. et skip der det antas at hastigheten er så liten at det ikke virker dempekrefter fra vannet på skipet, hvilket svarer til at skipet ligger så å si i ro. Skipets modell er jo da gitt ved Newtons 2. lov:

$$m\ddot{y} = u \quad (12.56)$$

som gir

$$\ddot{y} = \frac{1}{m}u = K_{ii}u \quad (12.57)$$

der y [m] er posisjonen og pådraget u er propellkraften som regulatoren kan bevege skipet med. m [kg] er skipets masse. Denne stille-tilstanden vil være det mest kritiske arbeidspunktet ved posisjonsregulering, fordi det der ikke er noen naturlig dempning på bevegelsen. Hvis du skal stille inn en posisjonsregulator for skipet i et DP-system (dynamisk posisjonering), jf. eksempel 1, bør du velge denne tilstanden som arbeidspunkt, og prosessmodellen er altså gitt ved 12.57.

Det kan vises (vha. teoretisk stabilitetsanalyse) at regulatoren for en dobbelintegrator må ha derivatvirkning, ellers vil reguleringssløyfen garantert bli ustabil. Regulatoren bør velges som en PID-regulator.⁸ Skogestad angir følgende PID-innstilling for en såkalt *seriell*

⁷ $y = K_{ii} \int (\int u dt) dt$

⁸En PD-regulator, dvs. en PID-regulator uten I-ledd, kan også benyttes, men da vil konstante prosessforstyrrelser gi reguleringsavvik som blir forskjellig fra null under statiske forhold.

PID-regulator, som er en PID-regulator der en PI-regulator står i serie med en PD-regulator:

$$K_p = \frac{1}{4K_{ii} T_C^2} \quad (12.58)$$

$$T_i = 4T_C \quad (12.59)$$

$$T_d = 4T_C \quad (12.60)$$

der T_C er reguleringsløyvens spesifiserte tidskonstant.

I praksis er det nok mer vanlig med såkalte *parallele PID-regulatorer*, der P-, I- og D-leddet summeres, jf. (11.11). Utledningen vises ikke her, men følgende formler transformerer PID-parametrene for seriell PID-regulator til tilsvarende PID-parametre for en parallell PID-regulator:

$$K_{pp} = K_{ps} \left(1 + \frac{T_{ds}}{T_{is}} \right) \quad (12.61)$$

$$T_{ip} = T_{is} \left(1 + \frac{T_{ds}}{T_{is}} \right) \quad (12.62)$$

$$T_{dp} = T_{ds} \frac{1}{1 + \frac{T_{ds}}{T_{is}}} \quad (12.63)$$

For å finne PID-innstillingen for en parallell PID-regulator tar vi da bare innstillingene for en seriell PID-regulator, som er (12.58)–(12.60), og setter disse inn i transformasjonsformlene. Men før vi gjør det, skal vi rette opp en unøyaktighet som i hvert fall eksisterer for PID-regulatorer der referansen ikke inngår i D-leddet, hvilke er tilfelle for mange industriregulatorer.⁹ Det viser seg at den faktiske tidskonstanten for det ferdig innstilte reguleringsystemet blir omtrent 2 ganger den spesifiserte tidskonstanten, T_C . For å rette opp denne unøyaktigheten modifiserer vi (12.58)–(12.60) ganske enkelt ved å sette $T_C/2$ i stedet for T_C der. Vi setter så de modifiserte formlene inn i transformasjonsformlene. Resultatet blir da følgende (forbedrede) PID-innstilling for en (parallell) PID-regulator:

$$K_p = K_{pp} = \frac{2}{K_{ii} T_C^2} \quad (12.64)$$

$$T_i = T_{ip} = 4T_C \quad (12.65)$$

$$T_d = T_{dp} = T_C \quad (12.66)$$

Eksempel 28 *PID-innstilling for DP-system (dynamisk posisjonering av skip)*

⁹Det er vanlig å sløyfe referansen i D-leddet for å unngå å derivere brå referanseendringer, som ville ha medført såkalt derivatspark i pådraget (eng.: derivative kick).

Eksempel 1 (side 41) beskriver et DP-system. Skipets masse er

$$m = 71164 \text{ tonn} \quad (12.67)$$

PID-regulatoren er stilt inn ut fra spesifikasjonen

$$T_C = 2 \text{ min} \quad (12.68)$$

I simuleringene i eksempelet er følgende PID-innstilling benyttet:

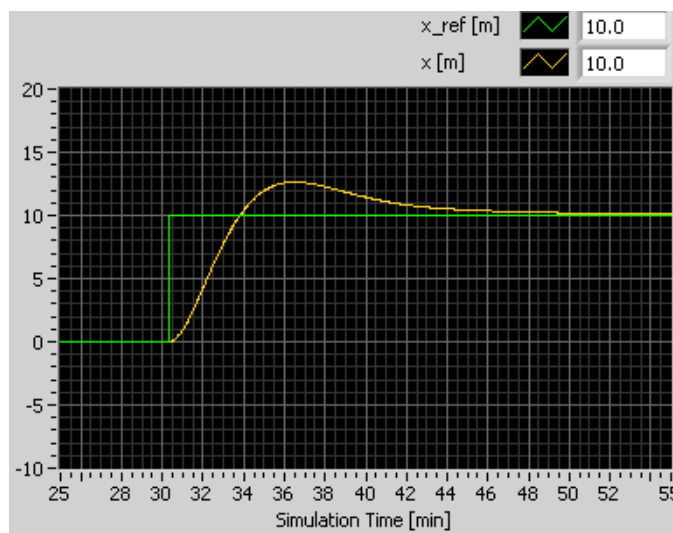
$$K_p = 9884 \quad (12.69)$$

$$T_i = 8 \text{ min} \quad (12.70)$$

$$T_d = 2 \text{ min} \quad (12.71)$$

Stemmer PID-innstillingene med formlene (12.64)–(12.66)? Du kan vel sjekke selv.

Figur 12.18 viser responsen i skipets posisjon etter et sprang i settpunktet. Den observerte 63% stigetiden er ca 2,2 min som er ganske nær den spesifiserte tidskontanten på 2 min.



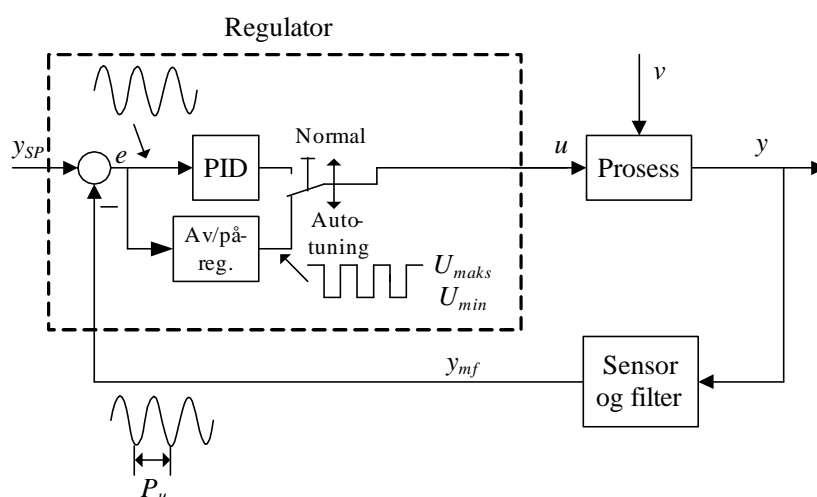
Figur 12.18: Eksempel 28: Responsen i skipets posisjon etter et sprang i settpunktet.

[Slutt på eksempel 28]

12.5 Autotuning med av/på-regulator

Autotuning innebærer automatisk innstilling av en PID-regulator. Det er i dag vanlig at industrielle regulatorer har en autotuner. Du kan aktivere autotuneren via en knapp på regulatorens frontpanel eller med et passende menyvalg. Autotuneren vil da selv gjennomføre et forhåndsprogrammert eksperiment på prosessen. Ut fra målinger fra eksperimentet regner autotuneren ut brukbare parameterverdier for PID-regulatoren. Når PID-regulatoren er innstilt, går regulatoren automatisk over fra autotuning til normal drift.

Åstrøm og Hägglund (1988) har utviklet den såkalte relémetoden som er en velkjent metode for autotuning (Åstrøm og Hägglund, 1988). Metoden kan betraktes som en hensiktsmessig implementering av Ziegler-Nichols' svingemetode. Metoden er basert på at en av/på-regulator (implementert i programvare) koples inn på PID-regulatorens plass i reguleringsløyfen når autotuning skal gjennomføres, se figur 12.19. Av/på-regulatoren gir ut



Figur 12.19: Reguleringsløyvens oppkopling ved Åstrøm-Hägglunds av/p metode for innstilling av en PID-regulator

pådraget U_{maks} når reguleringsavviket er større enn 0 og U_{min} når avviket er mindre enn null. Dette vil medføre at det *automatisk* oppstår stående svingninger i reguleringsløyfen, som antydnet i figur 12.19. Typiske verdier for U_{maks} og U_{min} er hhv. 100% og 0%, evt. 20 mA og 4 mA dersom pådraget er angitt i mA.

Det viser seg at svingningene med av/på-regulatoren får tilnærmet samme

periodetid P_u som hvis Ziegler-Nichols' svingemetode hadde blitt benyttet. Vi kan også enkelt regne ut den kritiske forsterkningen K_{p_u} for bruk i Ziegler-Nichols' metode, slik: Anta at reguleringsavviket e svinger med amplitude E , som vil være samme amplitude som i prosessmålingen (siden settpunktet antas å være konstant). Pådragets amplitude er

$$A = \frac{U_{\text{maks}} - U_{\text{min}}}{2} \quad (\text{typisk } 50\%, \text{ evt. } 8 \text{ mA}) \quad (12.72)$$

Av/på-regulatoren representerer en ulineær funksjon. Vi kan anslå en forsterkning $K_{relé}$ for denne regulatoren, som vi så kan benytte som kritisk forsterkning K_{p_u} i Ziegler-Nichols' formler. Vi kan si at $K_{relé}$ er lik forholdet mellom amplituden i utgangssignalet fra av/på-regulatoren og amplituden i innsignalet til av/på-regulatoren, dvs.

$$K_{p_u} \approx \frac{A}{E} \quad (12.73)$$

(En mer presis verdi er $K_{p_u} = 4A/(\pi E) = 1,27A/E$ hvilket kan beregnes vha. Fourierrekke teori, men feilen med (12.73) er er heldigvis i trygg retning siden den gir en mindre K_{p_u} og dermed sannsynligvis en mer stabil reguleringsløyfe.)

12.6 Hvordan forutsi og rette opp ustabilitet i reguleringsløyfen

12.6.1 Parameterendringer som gjør at stabiliteten i reguleringsløyfen blir dårligere

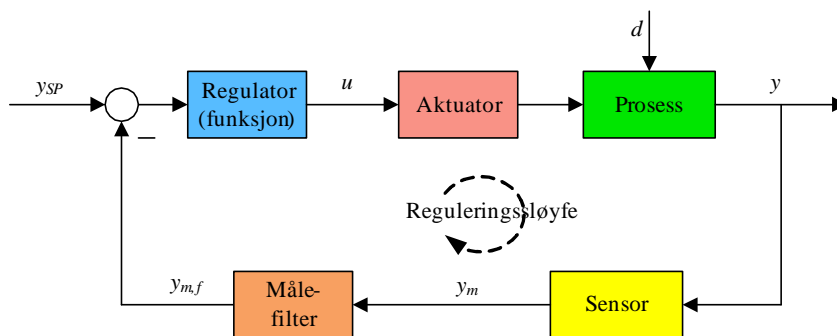
En reguleringsløyfe kan bli *ustabil*! Ustabilitet innebærer at signalene i løyfen begynner å svinge med stadig større amplitude, inntil svingningenes amplitude blir begrenset av rent fysiske grunner (oftest at metningsgrenser i pådragsorganet nås, f.eks. at en ventil blir stående med maksimal åpning). En ustabil reguleringsløyfe kan selvsagt forårsake skader: Ekslosjoner, ukontrollerte utslipp, kollisjoner, osv. Alle metoder for innstilling av regulatorparametre har selvsagt som mål at reguleringsløyfen blir stabil. Men selv om du har stilt inn regulatoren slik at reguleringsystemet er stabilt, kan systemet senere bli ustabil dersom det skjer parameterendringer i systemet.

Det er klart at det er viktig at du er i stand til å forutsi hvilke typer parameterendringer i reguleringsløyfen som gir stabilitetsproblemer. Vi kan si at det er tre ulike typer parameterendringer som gir stabilitetsproblemer:

- **Forsterkningsøkning** (i en komponent i reguleringsløyfen)
- **Tidsforsinkelsesøkning** (i en komponent i reguleringsløyfen)
- **Tidskonstantøkning** (i en komponent i reguleringsløyfen)

Noen ganger bruker vi begrepet *sløyfeforsterkning* om en reguleringsløyfe. Sløyfeforsterkningen er produktet av forsterkningene i hver av komponentene i sløyfen. En økning av forsterkningen i én av komponentene medfører at sløyfeforsterkningen øker. Det kan oppstå stabilitetsproblemer hvis sløyfeforsterkningen øker.

Det er spiller ingen rolle i hvilken av komponentene i sløyfen de ovennevnte parameterendringene oppstår. Det kan være i regulatoren, aktuatoren, prosessen, sensoren eller målefilteret, se figur 12.20. Konsekvensen for stabiliteten blir den samme.

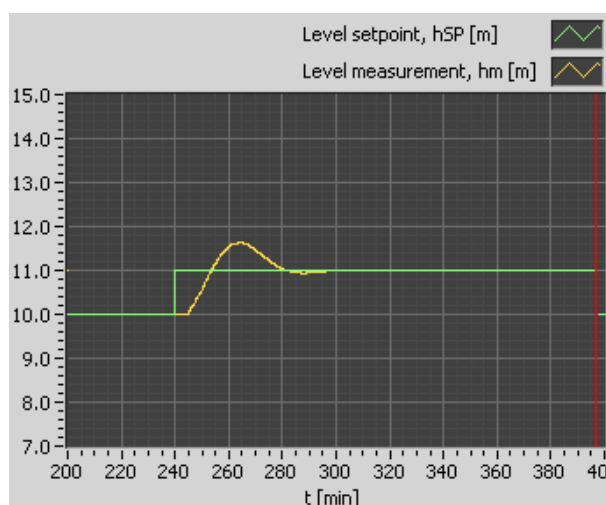


Figur 12.20: Komponentene i reguleringsløyfen

Eksempel 29 Ustabilitet i flistankens nivåreguleringssystem

Vi skal se hvordan de tre typene parameterendringer nevnt ovenfor kan skape ustabilitet i flistankens nivåreguleringssystem. Regulatoren er en PI-regulator med parameterverdiene $K_p = 1.2$ og $T_i = 1080$ s som ble funnet med Good Gain-metoden i eksempel 23. Figur 12.21 viser responsen i nivået etter et sprang i settpunktet med denne regulatorinnstillingen. Responsen viser at reguleringssystemet i utgangspunktet har god stabilitet.

Parameterendringene som er anvendt på nivåreguleringssystemet er beskrevet nedenfor. Simulerte responser for alle endringene er vist samlet i figur 12.22.



Figur 12.21: Sprangresponsen i nivået med PID-regulatoren innstilt med Good Gain-metoden. Stabiliteten er god.

- **Forsterkningsøkning:**

– *Regulatoren:*

- * Økning av regulatorforsterkningen K_p : Hvis K_p er satt for stor, vil pådraget kunne bli meget stort selv om reguleringsavviket (som jo går inn på regulatoren) er lite. Det store pådraget vil få prosessvariabelen til å øke verdi, vekk fra settpunktet, hvilket får avviket til å bli stort, hvilket pga. den store regulatorforsterkningen gir et kjempestort pådragssignal – osv. Figur 12.22 viser virkningen av å øke K_p fra 1, 2 til 3. Reguleringsystemet har fått svært dårlig stabilitet, men strengt tatt er det stabilt. Med K_p f.eks. 4 blir systemet ustabil, med stadig økende utslag i nivået.

Den økte K_p -verdien innebærer at sløyfeforsterkningen øker.

- * Reduksjon av integraltiden T_i : PID-regulatorens integralledd er gitt ved (11.13) som gjengis her: $(K_p T_s / T_i) [e(0) + e(1) + \dots + e(k-1) + e(k)]$. Integraltiden T_i står under brøkstreken. Det betyr at forsterkningen i I-leddet øker, og sløyfeforsterkningen øker, dersom T_i reduseres. Figur 12.22 viser virkningen av å redusere T_i fra 1080 til 400. Reguleringsystemet er blitt ustabil.
- * Økning av derivattiden T_d : PID-regulatorens derivatledd er gitt ved (11.17) som gjengis her:

$u_d(k) = K_p T_d [e(k) - e(k-1)] / T_s$. Derivattiden T_d er en faktor i D-leddet. Hvis T_d økes, vil D-leddets forsterkning øke. Generelt kan derivatleddet stabilisere en reguleringsløyfe, men hvis T_d settes for stor, kan resultatet i stedet bli ustabilitet. Figur 12.22 viser virkningen av å øke T_d fra 0 til 600 s. Reguleringsystemet er blitt ustabilt.

– *Aktuatoren:*

- * Økning av skruekapasiteten K_s : En økning av K_s tilsvarer at skruen kjører med økt kapasitet. Dette er tilfellet hvis den opprinnelige skruen er byttet ut med en ny skrue med økt kapasitet. En økning av K_s gjør at sløyfeforsterkningen øker, og vi må regne med stabilitetsproblemer. Figur 12.22 viser virkningen av å øke K_s fra opprinnelig 33,36 (kg/min)/% til det dobbelte, 66,72 (kg/min)/%. Reguleringsystemet ser ut til å ha blitt ustabilt. Egentlig er det fremdeles stabilt, men stabiliteten er svært dårlig.

– *Prosessens:*

- * Reduksjon av tverrsnittsarealet A : Hvis A reduseres (ikke sånn over natten, men en ny tank kan jo ha mindre A), blir nivået mer følsomt for massetilførsel, og prosessforsterkningen øker. Dette medfører at sløyfeforsterkningen øker, og vi må regne med stabilitetsproblemer. Figur 12.22 viser virkningen av å redusere A fra opprinnelig 13,4 m² til det halve, 6,7 m². Reguleringsystemet er fremdeles stabilt med denne reduksjonen av A , men stabiliteten er svært dårlig. Merk at situasjonen med redusert tverrsnittsareal (tverrsnittsarealet er væskeoverflaten) oppstår i liggende sylindertanker¹⁰ og kuletanker når væsknivået er nær maksimum eller nær minimum.

– *Sensoren:*

- * Økning av måleforsterkningen K_m : Opprinnelig dekker nivåsensoren hele tanken. 0-100% målesignal tilsvarer 0-15 m. Måleforsterkningen er derfor $K_m = 100/15$ %/m. Anta at sensorens måleområde justeres slik at kun 7,5 m dekkes, f.eks. fra 7,5 til 15 m, men slik at sensoren fremdeles gir et målesignal fra 0 til 100% (i dette nye området). Måleforsterkningen blir da dobbelt så stor: $K_m = 100/7,5 = 13,3$ %/m. Dette medfører at sløyfeforsterkningen får dobbelt så stor verdi, og vi må

¹⁰Et eksempel på en sylindertank er en olje/vann/gass-separator.

regne med stabilitetsproblemer. Figur 12.22 viser virkningen av å øke K_m til det dobbelte.

Reguleringssystemet er fremdeles stabilt med denne økningen av K_m , men stabiliteten er svært dårlig.

Obs 1: Hvis nivåsettpunktet angis i meter, men går inn på regulatoren i enhet %, som jo er den enheten målesignalet inn på regulatoren har, må omregningen av settpunkt fra meter til % endres ihht. den endrede måleforsterkningen – ellers blir settpunktetsverdien inn på regulatoren helt feil.

Obs 2: Hvis målesignalet inn til regulatoren ikke er i prosent, men i meter, og vi antar at målesignalets meterverdi er korrekt uansett hvordan sensorens måleområde er, vil en innsnevring av måleområdet som beskrevet ovenfor, ikke medføre stabilitetsproblemer i sløyfen! Dette er én av fordelene ved å bruke fysiske enheter i målesignalet – og pådragssignalet for den saks skyld. Reguleringen blir på en måte mer robust overfor endringer i sensoren og/eller aktuatoren.¹¹

- **Tidsforsinkelsesøkning:**

- *Proessen*

- * Økning av transporttiden τ på båndet: Anta at båndets hastighet reduseres. Det medfører at transporttiden på båndet øker og at tidsforsinkelsen i reguleringssløyfen øker. Konsekvensen av dette er at virkningen på nivået av en pådragsendring blir tidsforsinket. Massetilførselen inn til tanken kan derfor bli feil i forhold til det faktiske, nåværende nivået, og reguleringsavviket kan bli stort. Dette igjen medfører at regulatoren justerer pådraget kraftig. Resultatet kan bli store utslag i nivået. Reguleringssystemet har da dårlig stabilitet. Figur 12.22 viser virkningen av å fordoble τ fra opprinnelig 4,17 min til 8,34 min. Reguleringssystemet er blitt ustabilt.

- **Tidskonstantøkning:**

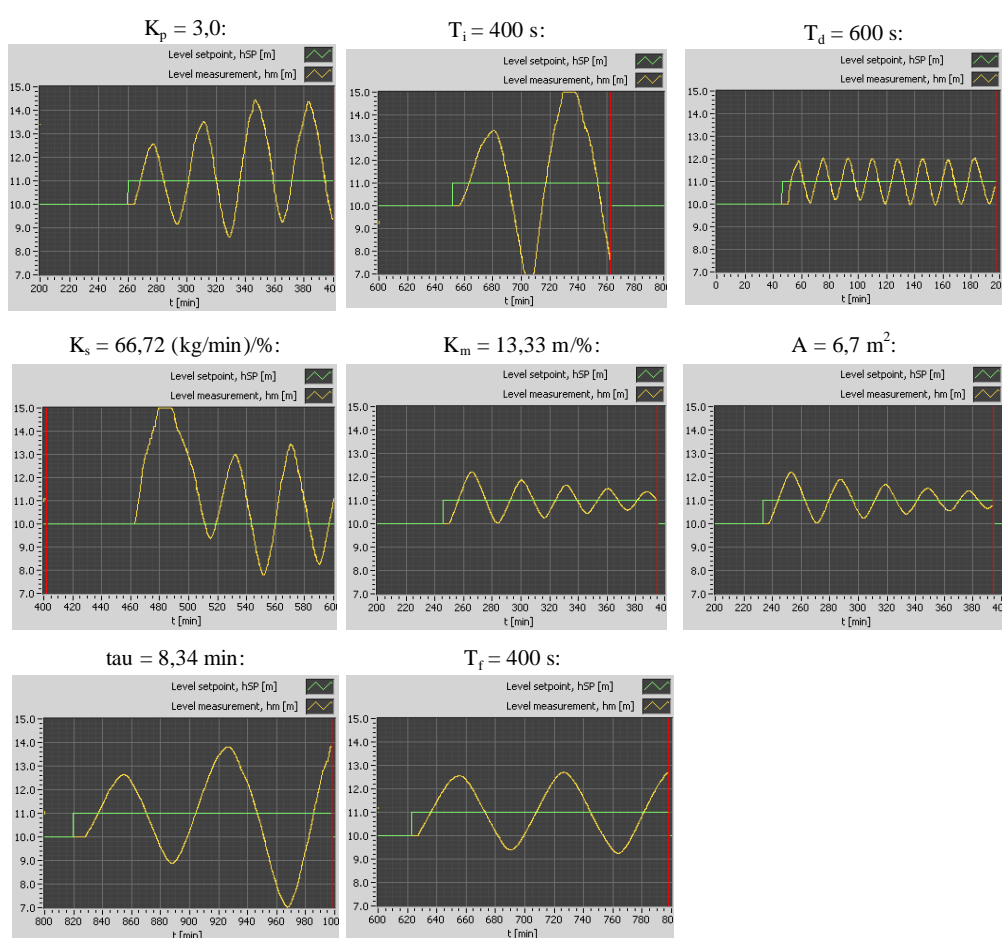
- *Målefilteret:*

- * Økning av filtertidskonstanten T_f : Økt tidskonstant i en komponent i reguleringssløyfen medfører dynamikken i at komponenten blir tregere. Signalet ut av komponenten blir

¹¹En annen fordel er at tallverdiene av målesignalet og pådragssignalet blir lettere å forstå og tolke.

på en måte tidsforskjøvet i forhold til signalet inn, dvs. det vil “henge etter”. Dette gir noe av samme virkning på stabiliteten i sløyfen som enn økning av tidsforsinkelsen – stabiliteten blir dårligere. Figur 12.22 viser virkningen av å øke filtertidskonstanten T_f i målefilteret fra 20 s til 400 sek. Reguleringsystemet er blitt ustabil.

Figur 12.22 viser responser i nivåmålingen etter sprang i referansen for forskjellige parameterendringer i nivåreguleringsystemet.



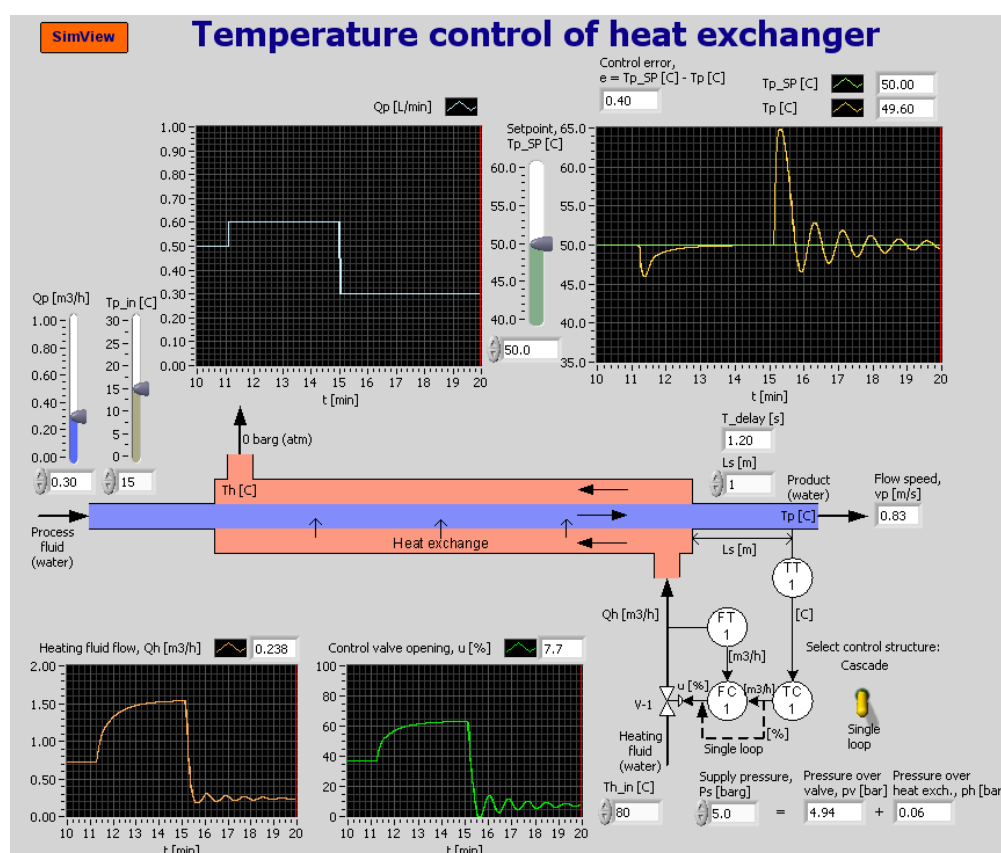
Figur 12.22: Responser i nivå målingen etter sprang i referansen for forskjellige parameterendringer i nivåreguleringsystemet.

[Slutt på eksempel 29]

Her er et annet eksempel som demonstrerer at reguleringsystemet kan bli ustabil dersom det oppstår endringer i prosessdynamikken.

Eksempel 30 *Ustabilitet i temperaturreguleringssystemet for en varmeveksler*

Figur 12.23 viser en varmeveksler med et reguleringsystem for prosesstrømmens temperatur.



Figur 12.23: Eksempel 30: Varmevekslerens temperaturreguleringssystem får bedre stabilitet hvis prosesstrømningen øker og dårligere stabilitet hvis strømmingen avtar.

Varmevekslerens dynamiske egenskaper er egentlig nokså komplisert å beskrive og modellere¹², men en tilnærming til virkeligheten er å betrakte

¹²Varmeveksleren er et såkalt fordelt system som innebærer at temperaturen i både

prosessvæsken i varmeveksleren som en tank fylt av en gjennomstrømmende prosessvæske som varmes opp av et varmeelement (som egentlig er varmtvannet i varmeveksleren). I eksempel 14 side 101 fant vi at nettopp en slik termisk prosess har følgende dynamiske parametre:

$$\text{Forsterkningen: } K = \frac{1}{cw} \quad (12.74)$$

$$\text{Tidskonstanten: } T = \frac{\rho V}{w} \quad (12.75)$$

Det er interessant for oss at *både prosessens forsterkning K og tidskonstant T øker når massestrømmen w avtar*. Generelt må vi regne med stabilitetsproblemer i en reguleringsløyfe dersom K og/eller T får større verdi, og bedre stabilitet hvis de får mindre verdi. Hvis stoler på tilnærmelsen om at varmeveksleren er som en vanntank med gjennomstrømning, kan vi konkludere at temperaturreguleringsystemet for varmeveksleren får forverret stabilitet hvis prosesstrømmen $Q_p = w$ avtar, og bedre stabilitet dersom strømmen øker.

La oss se på tidsresponsene i figur 12.23.

- Ved $t = 11$ min er Q_p økt fra 0,5 til 0,6 m³/h, se plottet oppe til venstre i figuren. Temperaturen i prosesstrømmen er vist i plottet oppe til høyre i figuren. Strømningsøkningen skaper ingen stabilitetsproblemer i sløyfen. Faktisk er stabiliteten forbedret.
- Ved $t = 15$ min er Q_p redusert fra 0,6 til 0,3 m³/h. Nå er det stabilitetsproblemer! Forklaringen er at både forsterkningen og tidskonstanten er blitt større som følge av den reduserte prosesstrømmen, jf. (12.74) og (12.75).

En lærdom av dette eksempelet er at minimal prosesstrøm representerer det mest kritiske arbeidspunktet for en slik varmeveksler. Hvis temperaturregulatoren skal ha faste parametre, bør den stilles inn når prosesstrømmen er minimal. En bedre løsning er å la regulatorparametrene variere med prosesstrømmen. En praktisk måte å gjøre det på, er med gain scheduling (parameterstyrning), jf. kap. 12.7.3.

[Slutt på eksempel 30]

prosessvæsken og varmevæsken vil variere med både tid og rom. Simulatoren vist i figur 12.23 er basert på en slik fordelt modell, som er implementert som et antall ideelle blandetankmodeller ved siden av hverandre.

12.6.2 Hvordan rette opp ustabilitet i reguleringsløyfen

Foran så vi at parameterendringer i en av komponentene i reguleringsløyfen kan medføre dårlig stabilitet i løyfen – til og med ustabilitet. Anta at du ikke kan eller ikke ønsker å rette opp stabilitetsproblemene ved å endre på parametre i prosessen eller aktuatoren eller sensoren. Du må da prøve å justere regulatorparametrene! Men hvordan? Hvordan skal du endre K_p , T_i og T_d ?

Skogestads formler for PID-innstilling, jf. kap. 12.4, kan her være nyttige. Disse formler uttrykker PID-parametrene som funksjoner av prosessparametrene. Dersom noen av prosessparametrene varierer, viser Skogestads formler hvordan PID-parametrene bør justeres. Formlene kan brukes til etterjustering av regulatorparametrene *selv om de opprinnelig er funnet med en annen metode enn Skogestads metode*.

De mest aktuelle prosessene og instillingsformlene er som følger. I formlene er håndregelen $T_C = \tau$ (reguleringssystemets tidskonstant settes lik prosessens tidsforsinkelse) benyttet.

For tidskonstant + tidsforsinkelse-prosess anbefales en PI-regulator:

$$K_p = \frac{T}{2K\tau} \quad (12.76)$$

$$T_i = \min [T, 4\tau] \quad (12.77)$$

For integrator + tidsforsinkelse-prosess anbefales også en PI-regulator:

$$K_p = \frac{1}{2K_i\tau} \quad (12.78)$$

$$T_i = 4\tau \quad (12.79)$$

Ut fra disse formlene kan vi lage noen enkle håndregler for etterjustering av regulatorparametrene som (forhåpentligvis) vil sørge for at reguleringsystemets stabilitet forblir tilfredsstillende:

- Dersom forsterkningen i aktuatoren eller prosessen (K_i) øker med en viss faktor, skal K_p reduseres med samme faktor, mens T_i skal være uendret. (Dette vil medføre at sløyfeforsterkningen vil forbli uendret.)
- Dersom tidsforsinkelsen i sløyfen (τ) øker med en viss faktor, skal K_p reduseres med samme faktor og T_i skal økes med samme faktor.

Merk at T_i skal endres bare dersom en "tidsparameter" i sløyfen (her: tidsforsinkelsen) varierer. Den skal altså ikke endres dersom kun sløyfeforsterkningen varierer. K_p skal i alle tilfeller endres, dvs. uansett hvilke parametre i sløyfen som varierer.

Eksempel 31 Flistanken: Etterjustering av PI-parametrene ved parameterendringer i prosessen

Flistanken er en integrator + tidsforsinkelse-prosess. Skogestads PI-formler for slike prosesser er (12.78) og (12.79). La oss se på noen utvalgte tilfeller med parameterendringer fra eksempel 29:

Økning av skruekapasiteten K_s :

Vi økte K_s til det dobbelte og fant at reguleringssystemet fikk meget dårlig stabilitet, se figur 12.22. Hvordan bør vi justere regulatorparametrene for å få tilbake den gode stabiliteten? K_s er en faktor i integralforsterkningen K_i , men K_s inngår ikke i tidsforsinkelsen τ . Hvordan kan jeg påstå at K_s er en faktor i K_i ? Fra figur 12.13 ser vi at K_i er proporsjonal med stigningstallet i ramperesponsen etter et sprang i pådraget. Det er også klart at hvis K_s la oss si fordobles, vil dette stigningstallet fordobles. (Vi kan finne denne sammenhengen også fra en matematisk prosessmodell basert på massebalanse.)

(12.78) og (12.79) forteller hvordan K_p og T_i skal endres dersom K_i endrer verdi. Hvis K_i fordobles fra 33,36 til 66,72 (kg/min)/%, skal K_p skal halveres og T_i skal være som før. Altså:

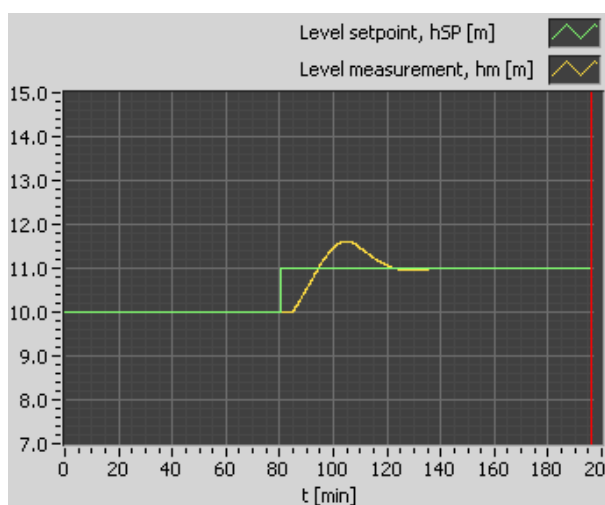
$$K_p = \frac{1,2}{2} = 0,6 \quad (12.80)$$

$$T_i = 1080 \text{ s} \quad (12.81)$$

Dette kunne vi kanskje ha konkludert direkte fra figur 12.20 også. Ved en fordobling av forsterkningen i aktuatorblokken bør forsterkningen i regulatorblokken halveres for at sløyfeforsterkningen skal opprettholdes (slik at sløyfens stabilitet kan opprettholdes).

Figur 12.24 viser en simulering som bekrefter at denne etterjusteringen virker. K_s er der satt til 66,72 (kg/min)/%, og K_p og T_i er som angitt ovenfor.

Økning av transporttiden τ på båndet:



Figur 12.24: Eksempel 31: Nivåreguleringssystemets sprangrespons med K_p halvert etter at K_s ble fordoblet.

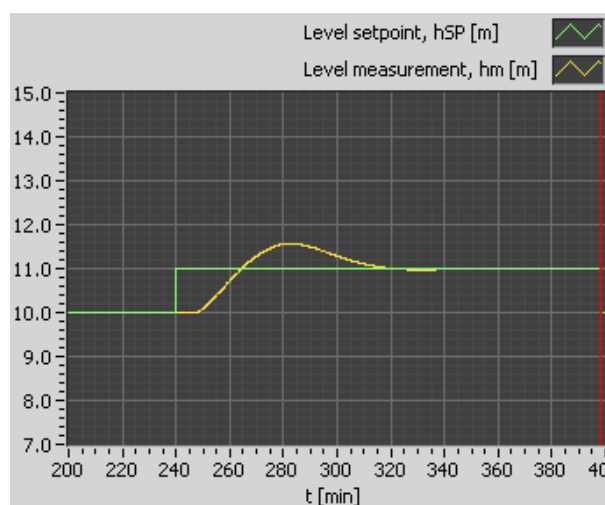
Vi økte τ til det dobbelte og så at reguleringssystemet ble ustabil, se figur 12.22. Hvordan bør regulatorparametrene justeres for å få tilbake stabiliteten? (12.78) sier at K_p skal halveres, (12.79) sier at T_i skal fordobles. Altså:

$$K_p = \frac{1,2}{2} = 0,6 \quad (12.82)$$

$$T_i = \frac{1080}{2} \cdot 2 = 2160 \text{ s} \quad (12.83)$$

Figur 12.25 viser en simulering som bekrefter at denne etterjusteringen virker. τ er satt til $2 \cdot 4,17 = 8,34$ min, og K_p er som angitt ovenfor. Reguleringssystemet har god stabilitet – men det er blitt tregere enn før endringene pga. τ . Denne økte tregheten må en alltid regne med når tidsforsinkelsen øker.

[Slutt på eksempel 31]



Figur 12.25: Eksempel 31: Nivåreguleringssystemets sprangrespons med halvert K_p og fordoblet T_i etter at τ ble fordoblet.

12.7 Hvordan tilpasse regulatorparametrene til varierende prosessdynamikk

12.7.1 Innledning

Anta at du har stilt inn en PID-regulator for et bestemt arbeidspunkt for prosessen slik at reguleringssystemet blir passe hurtig og samtidig stabilt. Hvis prosessens dynamiske egenskaper endres uten at regulatoren stilles inn på nytt, kan reguleringssystemet

- få *dårligere stabilitet* eller
- bli *tregere*,

hvilket kan være problematisk.

Noen løsninger på problemer med variabel prosessdynamikk er:

- **Regulatoren stilles inn i det verste arbeidspunktet.** Disse innstillingene beholdes i alle andre arbeidspunkter og reguleringssystemet får der bare bedre stabilitet. Med den (for) gode stabiliteten følger dessverre treg regulering, men det er viktigere at systemet ikke får for dårlig stabilitet.

Hva menes her med verste arbeidspunkt? Det er det arbeidspunktet der prosessforsterkningen er størst, evt. der tidsforsinkelsen er størst, f.eks.:

- Væsketank med massegjennomstrømning der tankens innhold skal temperaturreguleres: Det verste arbeidspunktet er ved minimal massegjennomstrømning gjennom tanken, for ved minimal gjennomstrømning er prosessforsterkningen størst.
 - Tank som fylles av et transportbånd der tankens nivå skal reguleres (f.eks. flistanken): Det verste arbeidspunktet er ved maksimal transporttid eller tidsforsinkelse på transportbåndet når det antas at båndet har varierende transporttid.
 - Væsketank som skal nivåreguleres: Det verste arbeidspunktet er der ved det nivået der tverrsnittsarealet (væskeoverflatens areal) er minimalt, f.eks. ved maksimalt eller minimalt nivå i en liggende sylindertank (f.eks. en olje/vann/gass-separator).
- **Regulatorparametrene justeres i takt med variasjonene i prosessdynamikken** slik at reguleringssystemets ytelse forblir tilfredsstillende, uansett arbeidspunkt. Tre aktuelle måter, som beskrives nærmere i etterfølgende underkapitler, er:
- PID-parameterjustering med Skogestads formler, kap. 12.7.2.
 - Gain scheduling eller parameterstyring, kap. 12.7.3.
 - Adaptiv regulator, kap. 12.7.4.

12.7.2 PID-parameterjustering med Skogestads formler

Skogestads metode for PID-innstilling (underkap. 12.4) er en *modellbasert* metode hvilket betyr at PID-parametrene er funksjoner av prosessparametrene. Dersom vi til enhver tid kjenner verdien av prosessparametrene, kan vi dermed få en regulator som alltid – uansett arbeidspunkt – er innstilt til å passe til prosessens dynamiske egenskaper.

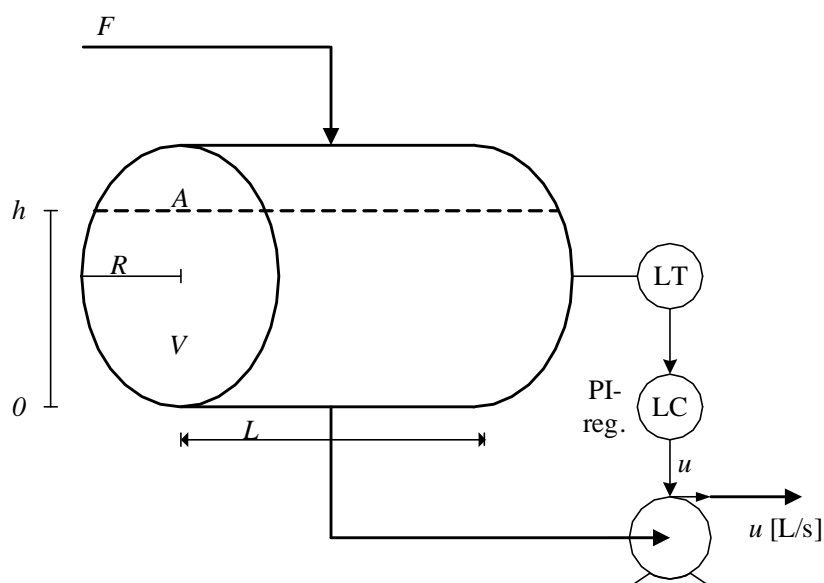
Eksempel 32 *Parameterstyrt PI-nivåregulator*

Figur 12.26 viser et nivåreguleringssystem for en liggende sylindertank.¹³ Det kan vises at tverrsnittsarealet A (arealet av væskespeilet) varierer med væskeniået h slik:

$$A(h) = 2L\sqrt{R^2 - (R - h)^2} \quad (12.84)$$

I eksempel 27 fant vi følgende parameterverdier for PI-regulatoren i et

¹³Olje/vann/gass-separatorene har en liknende utforming.



Figur 12.26: Nivåreguleringssystem for en liggende sylindertank. Tverrsnittsarealet er en funksjon av nivået.

liknende nivåreguleringssystem:

$$K_p = -\frac{A}{T_C} \quad (12.85)$$

$$T_i = 2T_C \quad (12.86)$$

Vi antok der at A var konstant, men formlene for K_p og T_i kan brukes også om A varierer. (12.85) blir da

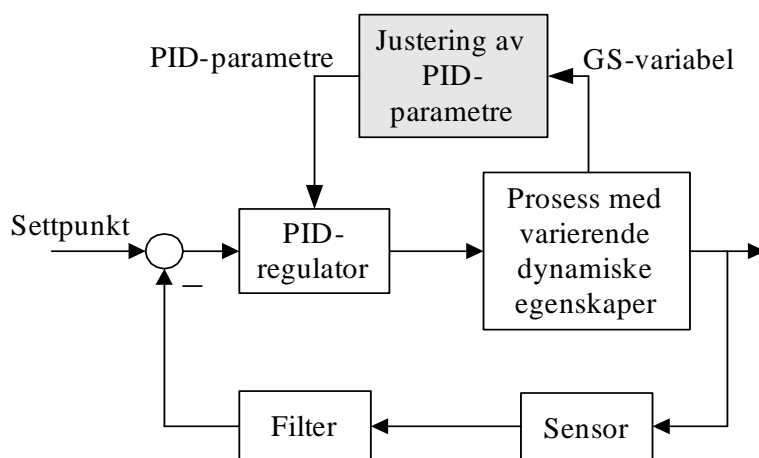
$$K_p = -\frac{A}{T_C} = -\frac{2L\sqrt{R^2 - (R-h)^2}}{T_C} \quad (12.87)$$

som viser K_p som funksjon av A og som funksjon av h . Fra (12.86) ser vi at T_i skal være fast, dvs. dens verdi skal ikke endres selv om A eller h varierer.

[Slutt på eksempel 32]

12.7.3 Gain scheduling

Figur 12.27 viser strukturen av et reguleringssystem for en prosess som kan ha varierende dynamiske egenskaper (f.eks. varierende forsterkning). *Gain scheduling*-variabelen GS er en målt variabel som gir uttrykk for de



Figur 12.27: Blokkdiagram av reguleringssystem for en prosess som kan ha varierende dynamiske egenskaper. GS -variabelen er en måling som til enhver tid gir uttrykk for prosessens dynamiske egenskaper.

dynamiske egenskapene til enhver tid. Som vi skal se i eksempel 33, kan GS være f.eks. massestrømmen gjennom en væsketank. Anta at vi har funnet brukbare verdier av PID-parametrene K_p , T_i og T_d med f.eks. Good Gain-metoden ved forskjellige verdier av GS . Vi kan da legge inn PID-parametersettene i en tabell – gain schedule – som vist i i tabell 12.2. Fra denne tabellen

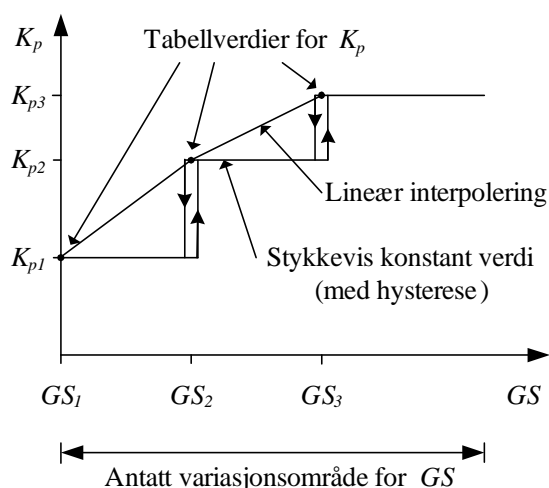
GS	K_p	T_i	T_d
GS_1	K_{p1}	T_{i1}	T_{d1}
GS_2	K_{p2}	T_{i2}	T_{d2}
GS_3	K_{p3}	T_{i3}	T_{d3}

Tabell 12.2: Parametertabell for regulatparametrene i en PID-regulator. GS (Gain-variabelen er en måling som representerer prosessdynamikken og som bestemmer hvilket sett av regulatorparametre som regulatoren skal bruke.

kan det til en hver tid velges brukbare PID-parametre, som dermed blir funksjoner av GS , dvs. de blir “styrt” av verdien av GS .

Men hvordan skal vi velge PID-parameterverdier fra tabellen, dvs. hvordan skal det interpoleres mellom tabellverdiene? En mulighet er å definere intervaller omkring de enkelte GS -verdiene i tabellen og la regulatorparametrene være faste når GS -verdien er innenfor det aktuelle intervallet. Dette er en enkel løsning som synes å være nokså vanlig i kommersielle regulatorer. Når GS -verdien går fra ett intervall til et annet,

vil regulatorparametrene endres brått, se figur 12.28 som illustrerer dette for K_p , men situasjonen er den samme for T_i og T_d . I figur 12.28 er det antatt at GS -verdier mot venstre er mest kritisk mht. stabilitet. Med andre ord: Det antas at det er trygt å holde K_p konstant lik K_p -verdien i venstre del av intervallet. Med denne løsningen vil det oppstå en forstyrrelse i form



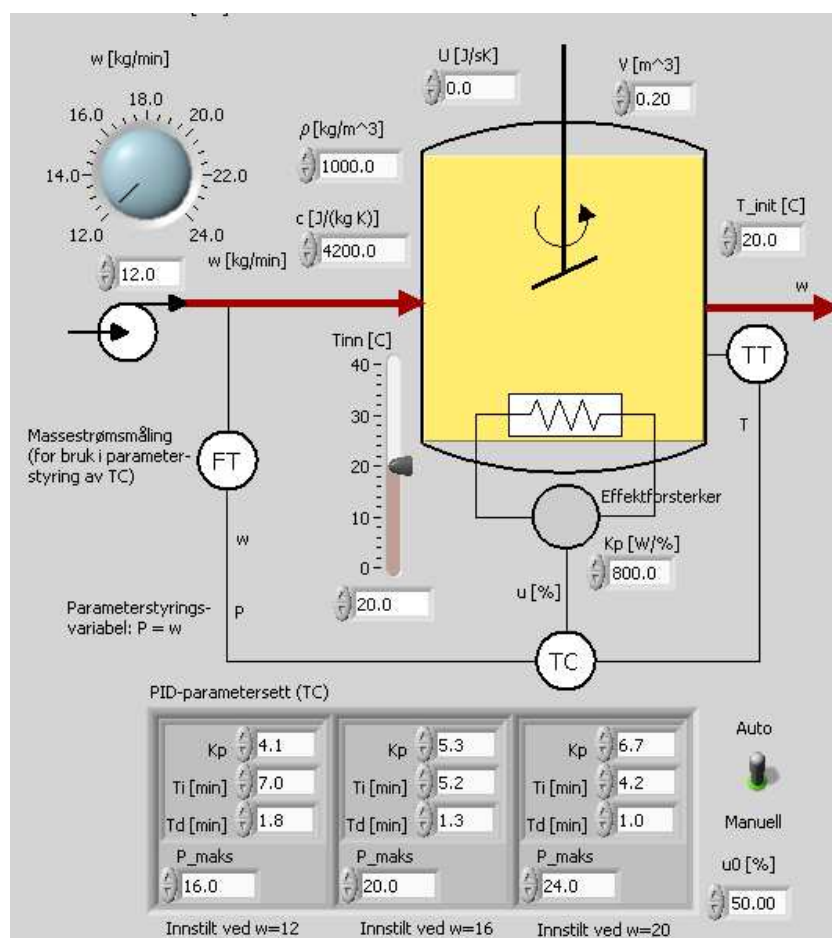
Figur 12.28: To ulike måter å interpolere i en PID-tabell (gain schedule) på: Lineær interpolering og bruk av stykkevis konstante verdier

av et sprang i pådraget når GS går fra ett intervall til et annet, men denne forstyrrelsen er sannsynligvis ubetydelig for prosessutgangen. For å unngå at PID-parametrene stadig skifter verdi pga. små endringer i GS (pga. støy i GS -målesignalet), kan det legges inn en hysteres som vist i figur 12.28.

En annen måte å slå opp i tabellen på, er lineær interpolering (eller en annen form for polynombasert interpolering), hvilket gir en kontinuerlig endring av PID-parametrene, se figur 12.28.

Eksempel 33 Parameterstyrt PID-temperaturregulator for tank med variabel gjennomstrømning

Figur 12.29 viser frontpanelet for en simulator for et temperaturreguleringssystem for en væsketank med variabel massegjennomstrømning, w . Pådraget u styrer effekten til varmeelementet. Temperaturen T måles med en måler som er plassert litt unna hetelementet. Det er en tidsforsinkelse fra pådrag til måling siden omrøringen i tanken ikke er perfekt.



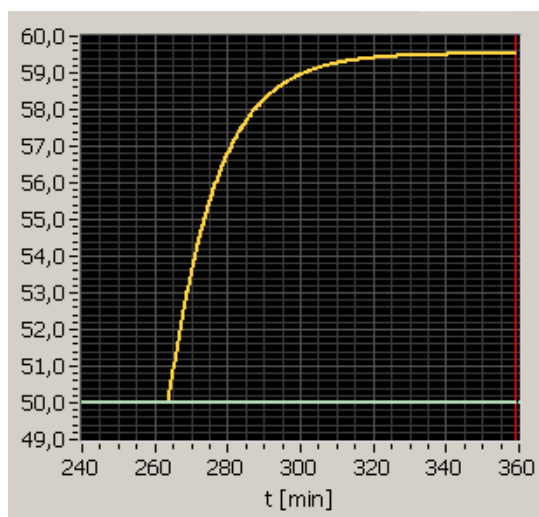
Figur 12.29: Temperaturreguleringssystem for en væsketank med variabel massegjennomstrømning

Varmevekslere og blandetanker som står i en prosesslinje der produksjonsraten (massegjennomstrømningen) varierer, har liknende dynamiske egenskaper som tanken i dette eksempelet.

Prosesdynamikken

Vi skal først se, både med simuleringer og med analytiske uttrykk, at selve prosessens dynamiske egenskaper *varierer med massestrømmen w* . Responsen i T er simulert for følgende to tilfeller (i simuleringene er reguleringssystemet koplet ut, dvs. at det er simuleringer av åpen-sløyfe-systemet, som er bare prosessen):

- Sprang i u på 10%, fra 31,5 % til 41,5 % for $w = 12$ kg/min, som her er en relativt *liten* verdi, se figur 12.30.



Figur 12.30: Responsen i temperaturen T etter et sprang i u på 10%, fra 31,5 % til 41,5 % for $w = 12$ kg/min

- Sprang i u på 10%, fra 63,0 % til 73,0 % for $w = 24$ kg/min, som her er en relativt *stor* verdi, se figur 12.31.

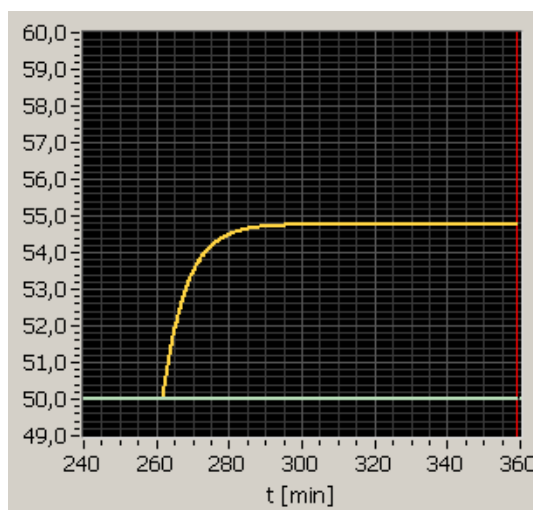
Simuleringene viser at følgende skjer når massestrømmen w er redusert (fra 24 til 12 kg/min):

- Forsterkningen K er større.
- Tidskonstanten T_t er større.
- Tidsforsinkelsen τ er større.

Modellen som simulatoren er bygget på, er en differensiallikningsmodell utviklet fra energibalanse under antakelse om homogene forhold i tanken, og det er lagt inn en tidsforsinkelse i temperaturmålingen som er antatt å være proporsjonal med gjennomstrømningen. Modellen er som følger:

$$c\rho V\dot{T}_1(t) = K_P u(t) + cw [T_{inn}(t) - T_t(t)] \quad (12.88)$$

der T_1 [K] er temperaturen i tanken under antakelsen om homogene forhold, T_{inn} [K] er innløpstemperatur, c [J/(kg K)] er spesifikk



Figur 12.31: Responen i temperaturen T etter et sprang i u på 10%, fra 63,0 % til 73,0 % for $w = 24$ kg/min

varmekapasitet, V [m³] er volumet, ρ [kg/m³] er tetthet, w [kg/s] er massestrøm (samme ut som inn), K_P [W/%] er effektforsterkningen, u [%] er pådraget, $c\rho VT_t$ er (den temperaturavhengige) energien i tanken. Det er antatt at tanken er isolert, dvs. uten varmegjennomgang til omgivelsene. For å gjøre modellen mer realistisk, er det inkludert en tidsforsinkelse τ [s] som kan representere inhomogene omrøringsforhold i tanken. Det er ikke urimelig å anta at tidsforsinkelsen er omvendt proporsjonal med massestrømmen. Temperaturen T i målepunktet er da

$$T(t) = T_1 \left(t - \underbrace{\frac{K_\tau}{w}}_{\tau} \right) \quad (12.89)$$

der τ er tidsforsinkelsen og K_τ er en konstant.

Fra modellen kan vi finne følgende sammenhenger:

$$\text{Prosessforsterkningen: } K = \frac{\Delta T_1}{\Delta u} = \frac{K_P}{c} \cdot \frac{1}{w} \quad (\text{omvendt prop. med } w) \quad (12.90)$$

$$\text{Tidskonstanten: } T_t = \rho V \cdot \frac{1}{w} \quad (\text{omvendt prop. med } w) \quad (12.91)$$

$$\text{Tidsforsinkelsen: } \tau = K_\tau \cdot \frac{1}{w} \quad (\text{omvendt prop. med } w) \quad (12.92)$$

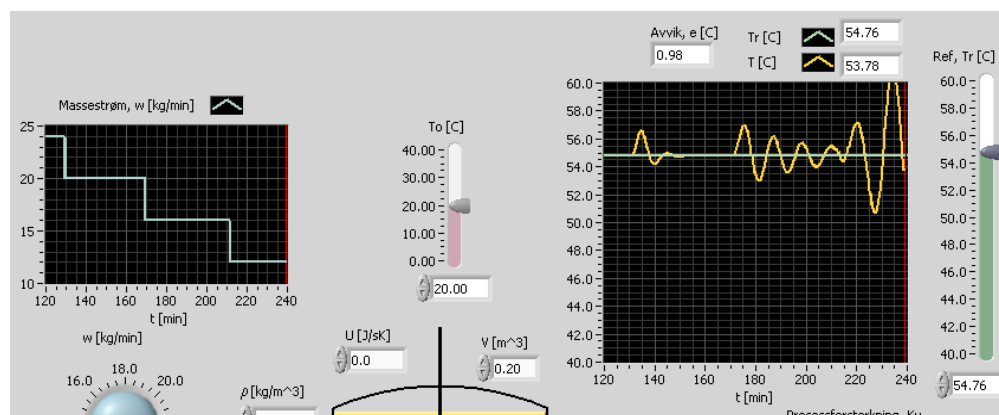
Disse uttrykkene er i overensstemmelse med simuleringene: Liten massestrøm w gir større prosessforsterkning, større tidskonstant og større tidsforsinkelse.

Vi skal nå se hvordan temperaturreguleringen virker med ulike løsninger for innstilling av PID-regulatoren.

Fast PID-innstilling funnet i et “snilt” arbeidspunkt – *ikke* gain scheduling

Vi skal bruke fast PID-innstilling funnet i et “snilt” arbeidspunktet, som her er ved maksimal strømning w , som er 24 kg/min. I dette arbeidspunktet er prosessforsterkningen minst, tidskonstanten minst og tidsforsinkelsen minst. PID-innstillingene (funnet med Ziegler-Nichols’ svingemetode) er $K_p = 7,8$, $T_i = 3,6$ og $T_d = 0,9$. Figur 12.32 viser responsene i temperaturen ved (trinnavis) reduksjon av w : Stabiliteten blir dårligere, og reguleringsystemet blir faktisk *ustabilt* ved den minimale w -verdien, som er 12 kg/min.

Generelt: En bør ikke bruke PID-parametre funnet i et snilt arbeidspunkt!



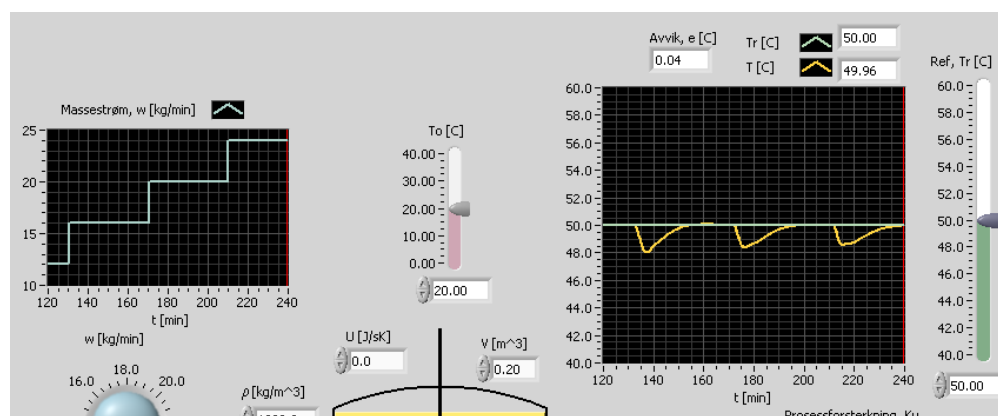
Figur 12.32: Simulering av temperaturreguleringssystemet med PID-regulator med faste parametre stilt inn i det “snilleste” arbeidspunktet, som er med maksimal massestrøm.

Fast PID-innstilling funnet i verste arbeidspunkt – *ikke* gain scheduling

Vi skal nå bruke fast PID-innstilling funnet i det verste arbeidspunktet, som er ved minimal strømning w , som er 12 kg/min. I dette arbeidspunktet er prosessforsterkningen størst, tidskonstanten størst og tidsforsinkelsen størst. PID-innstillingene er $K_p = 4,1$, $T_i = 7,0$ og

$T_d = 1, 8$. Figur 12.33 viser hva som skjer ved (trinnvis) økning av w : Stabiliteten er god for alle w -strømningsverdier. Ved stor w er stabiliteten ekstra god, og reguleringen er egentlig ekstra treg, men dette er selvsagt å foretrekke framfor et ustabil reguleringsystem slik vi fikk med PID-innstilling funnet i et “snilt” arbeidspunkt.

Generelt: Det kan være akseptabelt å bruke faste PID-parametre funnet i det verste arbeidspunktet!



Figur 12.33: Simulering av temperaturreguleringssystemet med PID-regulator med faste parametre stilt inn i det “verste” arbeidspunktet, som er med minimal massestrøm.

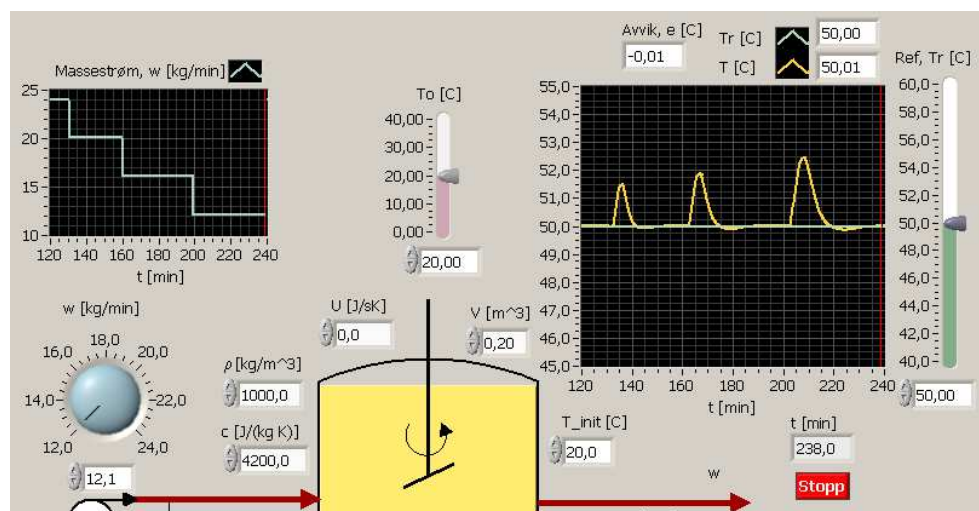
Gain scheduling

Vi skal nå bruke Gain scheduling. Det er naturlig å bruke måling av w som GS-variabel siden prosessdynamikken varierer med w :

$$GS = w \quad (12.93)$$

Jeg har stilt inn PID-regulatoren (med Ziegler-Nichols’ svingemetode) for følgende tre GS - eller w -verdier: 12, 16 og 20 kg/min. De respektive PID-parametersettene er vist nederst i figur 12.29. PID-parametrene holdes stykkevis konstante innenfor de aktuelle w -intervallene. Figur 12.34 viser responsen i temperaturen ved (trinnvis) reduksjon av w . Vi ser at *reguleringsystemets stabilitet er tilfredsstillende or responsene er relativt raske for alle w .*

Generelt: Gain scheduling er å foretrekke framfor bruk av fast PID-innstilling.



Figur 12.34: Simulering av temperaturreguleringsystemet med PID-regulator med målt massestrøm som GS-variabel.

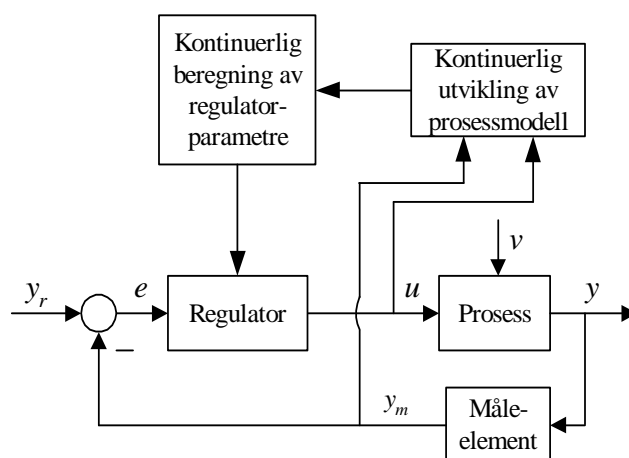
[Slutt på eksempel 33]

12.7.4 Adaptiv regulator

Adaptiv regulering innebærer at det på basis av data som kontinuerlig logges i prosessen, utvikles en matematisk modell av prosessen, typisk en transferfunksjonsmodell. Loggedataene er vanligvis samplede pådragsverdier (u) og prosessmåleverdier (y_m), og på basis av disse utvikles (oppdateres) en prosessmodell kontinuerlig. Modellens struktur antas gjerne gitt, mens modellens parametre estimeres med minste kvadraters metode el.l. På basis av den kontinuerlig estimerte prosessmodellen beregnes parametrene i en PID-regulator (eller i en annen regulatorfunksjon) slik at reguleringsystemet kontinuerlig får spesifisert ytelse i form av f.eks. spesifiserte stabilitetsmarginer, spesifiserte poler eller minimum varians i prosessutgangen.[10] Se figur 12.35.

12.8 Reduksjon av reguleringsavviket gjennom prosessendringer

Med god innstilling av regulatorparametrene, f.eks. med Good Gain-metoden eller Skogestads metode, vil reguleringsystemet gi en så



Figur 12.35: Adaptivt reguleringssystem

rask kompensering for prosessforstyrrelser som den gitte reguleringsfunksjonen og reguleringsstrukturen tillater. Men reguleringsavviket avhenger ikke bare av regulatorens oppførsel, men også av forstyrrelsene og selve prosessens egenskaper. Ut fra dette skal det i prinsippet være mulig å redusere reguleringsavviket også ved å endre på forstyrrelsene eller selve prosessen. Dette er forklart nedenfor, med konkrete eksempler.

1. **Avviksreduksjon ved å redusere forstyrrelsene.** For de fleste prosesser er det nok *vanskelig eller umulig* å realisere dette punktet. Det skyldes at forstyrrelsene er nært knyttet til prosessens funksjon eller at forstyrrelsene stammer fra naturkrefter el.l.

Noen eksempler:

- *Eksempel 1:* I nivåreguleringssystemet for flistanken er det uaktuelt å endre utstrømningen (forstyrrelse) siden den jo utgjør selve råstoffet for kokeriet som befinner seg etter flistanken i prosessstrengen.
- *Eksempel 2:* Figur 12.29 viser et temperaturreguleringssystem for en væsketank. Omgivelsestemperaturen og innløpstemperaturen til tanken er prosessforstyrrelser. Det er neppe mulig å endre omgivelsestemperaturen. Innløpstemperaturen kan også være vanskelig – eller ikke ønskelig – å manipulere.
- *Eksempel 3:* I et turtallsreguleringssystem for en motoren vil lastmomentet på motoren være en forstyrrelse. Siden dette vil

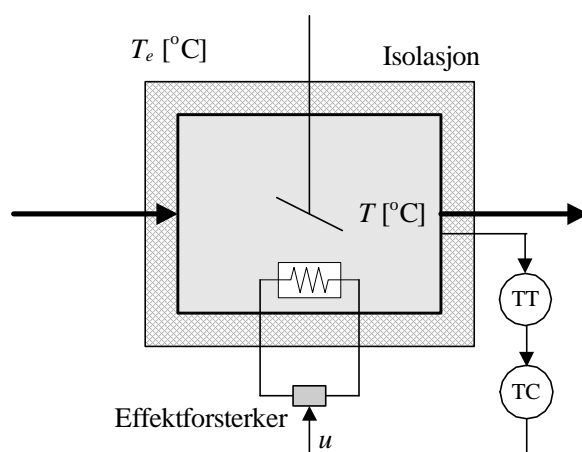
være så nært knyttet til motorens funksjon (f.eks. sliping eller drift av transportbånd) er det lite aktuelt å gjøre noe med disse forstyrrelsene.

2. Avviksreduksjon ved å gjøre endringer i prosessens utforming.

For prosesser som allerede er konstruert, skal det selvsagt mye til å foreta en endring av konstruksjonen. Men for en prosess som er på planleggingsstadiet, står en mye friere.

Noen eksempler:

- *Eksempel 1:* I nivåreguleringssystemet for flistanken vil en bredere tank redusere nivåvariasjoner (men ikke massevariasjoner).
- *Eksempel 2:* I nivåreguleringssystemet vil reduksjon av transporttiden på transportbåndet kunne mindre nivåvariasjoner, for jo mindre tidsforsinkelsen er, jo hurtigere regulering kan oppnås (ved å stille inn regulatoren til den reduserte transporttiden). Og tenk hvis båndet og mateskruen ble styrt proporsjonalt med pådraget...¹⁴
- *Eksempel 3:* I temperaturreguleringssystemet kan tanken isoleres bedre for å redusere virkningen av omgivelsestemperaturen, se figur 12.36. Og en økning av



Figur 12.36: Med bedre isolasjon av tanken reduseres virkningen som omgivelsestemperaturen T_o har på tanktemperaturen T .

tankvolumet vil gi bedre dempning (dynamisk, men ikke statisk) av temperaturforstyrrelser i tanken.

¹⁴ da ville tidsforsinkelsen blitt eliminert.

- *Eksempel 4:* I turtallsreguleringssystemet vil en større motor eller bruk av gir redusere lastmomentets virkning.

12.9 Sammenheng mellom K_p i standardenheter og K_p i fysiske enheter

Tallverdien av regulatorforsterkningen K_p er fullt og helt avhengig av enheten for settpunktet og prosessmålingen (som reguleringsavvikets enhet). Dette kan vi få demonstrert gjennom tidskonstantregelen for innstilling av en PI-regulator, jf. underkap. 12.4.3. (12.23) er

$$K_p = \frac{1}{K} = \frac{1}{\frac{\text{tallverdi av endring i måling [pådragsenhet]}}{\text{tallverdi av endring i pådrag [måleenhet]}}} \quad (12.94)$$

$$= \frac{\text{tallverdi av endring i pådrag [pådragsenhet]}}{\text{tallverdi av endring i måling [måleenhet]}} \quad (12.95)$$

Obs: Tallverdiene av integraltiden T_i og derivattiden T_d er uavhengige av hvilken enhet som er valgt for måling (og settpunkt) og pådrag. Verdiene av T_i og T_d er i stedet indirekte gitt av størrelsen på tidskonstanter og tidsforsinkelser i prosessen.

Vi definerer enheter som %, mA og V som *standardenheter* (SE), mens enheter som meter, kg/min, grader C osv. er fysiske enheter (FE) (eng.: engineering units).

Noen ganger er det praktisk å kunne regne om K_p -verdien fra ett valg av enheter til en tilsvarende K_p -verdi for et annet valg av enheter. F.eks. er det en tommelfingerregel å sette $K_p = 1$ i en regulator dersom målesignalets enhet er % (evt. mA) og pådragssignalets enhet også er % (evt. mA). Hva blir da den tilsvarende “tommelfinger-regelen” for K_p dersom målesignalet som går inn til PID-regulatorfunksjonen er i enhet meter i stedet for %, og pådraget ut av regulatoren er i enhet kg/min i stedet for %?

Figur 12.37 utleder en omregningsformel for K_p uttrykt i standardenheter for måling og pådrag til K_p uttrykt i fysiske enheter for måling og pådrag. Omregningsformelen er (enhetsbegrepene i formelen er definert i figurteksten):

$$K_{p,FE} \frac{[FE_p]}{[FE_m]} = K_{sm} \frac{[SE_m]}{[FE_m]} \cdot K_{p,SE} \frac{[SE_p]}{[SE_m]} \cdot K_{sp} \frac{[FE_p]}{[SE_p]} \quad (12.96)$$

Et spesialtilfelle: Tommelfingerregelen $K_p = 1$ når måleenheten er % (evt. mA) og pådragsenheten er % (evt. mA) betyr at $K_{p,SE}$ i (12.96) er

$$K_{p,SE} \frac{[\text{SEp}]}{[\text{SEm}]} = K_{p,SE} \frac{[\%]}{[\%]} = 1 \quad (12.97)$$

Eksempel 34 Omregning av K_p for flistankens nivåreguleringssystem

Anta at nivåmålingen er i meter når den føres inn på PID-regulatoren og at pådraget ut fra regulatoren (til mateskruen) er i kg/min. La oss tenke oss at vi har veldig dårlig tid eller ikke har peiling på regulatorinnstilling, men vi vet at $K_p = 1$ er en fornuftig verdi i mange reguleringssystemer så vi vil prøve den verdien og håpe på det beste (dvs. håpe at reguleringssløyfen blir stabil). Vi vet også at $K_p = 1$ forutsetter at måleenheten er % og pådragsenheten er %. Problemet er at vårt nivåreguleringssystem ikke bruker % som enhet for måling og pådrag, men i stedet meter for måling og kg/min for pådrag. Spørsmålet er da: Hvilken K_p -verdi er det vi bør prøve, som tilsvarer $K_p = 1$?

Det er $K_{p,FE}$ i (12.96) skal finne. Vi skriver opp (12.96) med de enhetene vi har i vårt tilfelle:

$$K_{p,FE} \frac{[\text{kg/min}]}{[\text{m}]} = K_{sm} \frac{[\%]}{[\text{m}]} \cdot K_{p,SE} \frac{[\%]}{[\%]} \cdot K_{sp} \frac{[\text{kg/min}]}{[\%]} \quad (12.98)$$

De tre faktorene på høyresiden blir som følger:

- K_{sm} angir måleforsterkningen fra m til %. Anta at 0-15 m tilsvarer 0-100%, med lineær sammenheng i dette området. Det betyr at

$$K_{sm} \frac{[\%]}{[\text{m}]} = \frac{100\% - 0\%}{15\text{m} - 0\text{m}} = 6,67 \frac{[\%]}{[\text{m}]} \quad (12.99)$$

- $K_{p,SE}$ er den K_p -verdien vi antar er fornuftig:

$$K_{p,SE} \frac{[\text{SEp}]}{[\text{SEm}]} = K_{p,SE} \frac{[\%]}{[\%]} = 1 \frac{[\%]}{[\%]} \quad (12.100)$$

- K_{sp} angir pådragsforsterkningen fra % til kg/min. Anta at 0-100 % tilsvarer 0-3336 kg/min, med lineær sammenheng i dette området. Det betyr at

$$K_{sp} \frac{[\text{kg/min}]}{[\%]} = \frac{3336\text{kg/min} - 0\text{kg/min}}{100\% - 0\%} = 33,36 \frac{[\text{kg/min}]}{[\%]} \quad (12.101)$$

(12.98) blir da

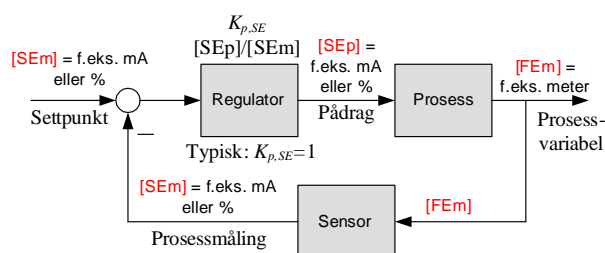
$$K_{p,FE} \frac{[\text{kg}/\text{min}]}{[\text{m}]} = 6,67 \frac{[\%]}{[\text{m}]} \cdot 1 \frac{[\%]}{[\%]} \cdot 33,36 \frac{[\text{kg}/\text{min}]}{[\%]} = 222,5 \frac{[\text{kg}/\text{min}]}{[\text{m}]} \quad (12.102)$$

K_p med fysiske enheter får altså en helt annen verdi enn K_p med fysiske enheter!

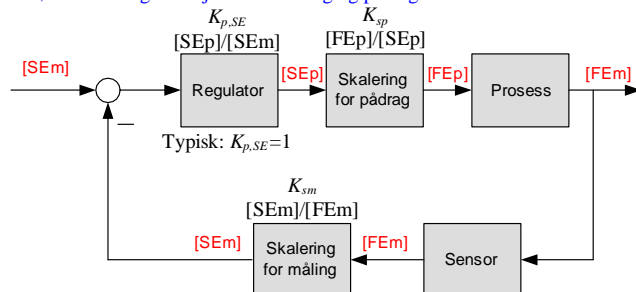
Responser med $K_p = 222,5$ vises ikke her siden poenget med eksempelet ikke er selve regulatorinnstillingen, men i stedet omregningen av K_p . Jeg kan allikevel opplyse om at reguleringssystemet faktisk har brukbar stabilitet med denne verdien, gitt at T_i har en fornuftig verdi, f.eks. 1080 s. (Good Gain-metoden gir $K_p = 267,0$ og $T_i = 1080$ s.)

[Slutt på eksempel 34]

1. Opprinnelig: K_p i standardenheter for måling og pådrag :



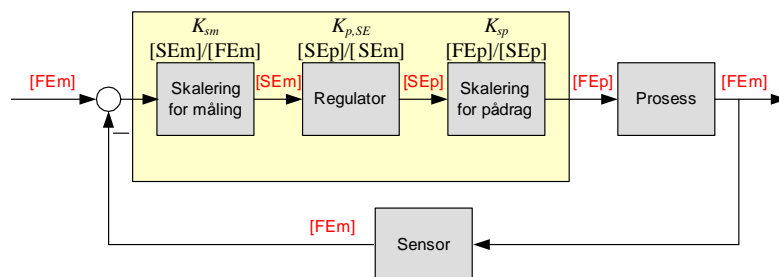
2. Innfører skaleringsfunksjoner for måling og pådrag :



3. Flytter skaleringsblokkene og regulatorblokken sammen , og finner dermed K_p i fysiske enheter for måling og pådrag :

Regulatorforsterkning :

$$K_{p,FE} = K_{sm} K_{p,SE} K_{sp} \frac{[FEp]}{[FEm]}$$

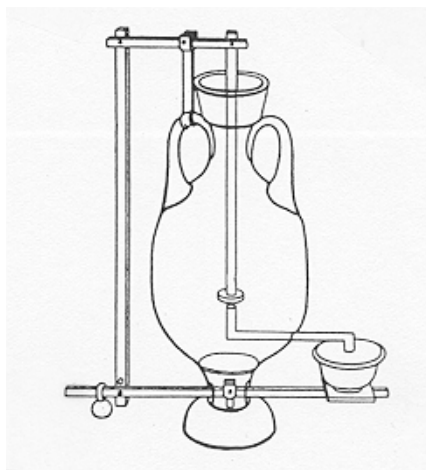


Figur 12.37: Utledning av omregningsformel for K_p uttrykt i standardenheter for måling og pådrag til K_p uttrykt i fysiske enheter for måling og pådrag. (SEm = standardenhet for måling. SEp = standardenhet for pådrag. FEm = fysisk enhet for måling. FEp = fysisk enhet for pådrag.)

Tillegg A

Litt reguleringsteknisk historie

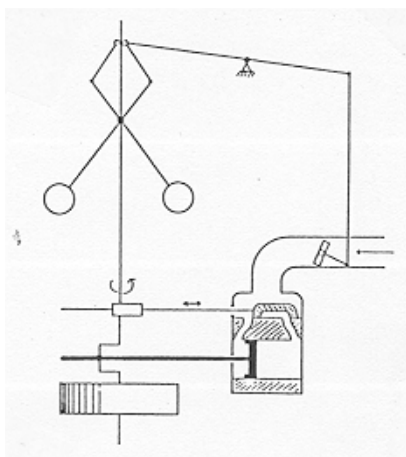
Allerede rundt år 2000 f.Kr. konstruerte babylonerne automatiske vanningsanlegg basert på nivåregulering. Antikkens grekere lagde nivåreguleringssystemer for vannklokker og oljelamper. Vektreguleringssystemet vist i figur A.1 (Mayr, 1971), fungerer som en automatisk bartender.



Figur A.1: Et vektreguleringssystem (automatisk bartender?) fra antikken

På 1600- og 1700-tallet ble det laget temperaturreguleringssystemer for inkubatorer (varmekasser for egg), trykkreguleringssystemer for dampkjeler og retningsreguleringssystemer for vindmøller.

I 1788 konstruerte James Watt et hastighetsreguleringssystem for en dampmaskin, se figur A.2 (fra (Åstrøm, 1968), men bearbejdet). Watts



Figur A.2: Prinsippskisse av James Watts hastighetsreguleringssystem

hastighetsreguleringssystem var basert på tilbakekopling fra målt rotasjonshastighet til ventilåpningen for damptrykket (pådraget), via en sentrifugalregulator som virket slik: Jo større hastighet, jo mindre ventilåpning og vice versa. Dermed holdt hastigheten seg nær en fast verdi selv om det virket forstyrrelser i form av variasjoner i damptrykket og ytre momenter på maskinakselen. Watts hastighetsreguleringssystem regnes som den første bruk av reguleringsteknikk i industrielle prosesser.

Watts konstruksjon var ikke basert på noen nøyaktig matematisk analyse, snarere på eksperimenter og prøving og feiling. Først i 1868 gjennomførte James C. Maxwell en matematisk analyse av dampmaskinens hastighetsreguleringssystem, og dette kan oppfattes som startskuddet for utviklingen av de reguleringstekniske eller -teoretiske metoder.

Reguleringsteknikken har hatt en stor utvikling siden 1930-årene. Det ble laget mekaniske og pneumatiske regulatorer for prosessindustrien som først hadde proporsjonal-virkning, men som senere ble utvidet med både integral- og derivatvirkning. Regulatoren var en fysisk enhet koplet på selve reguleringsventilen. Men man manglet gode metoder for å stille inn reguleterene. Dette problemet ble løst av Ziegler og Nichols rundt 1940. Deres arbeid har hatt stor betydning for bruken av reguleringsteknikk i prosessindustrien. Ziegler var også med på utviklingen av den første PID-regulatorene (Fulscope 100 produsert av Taylor Instruments & Co. på slutten av 30-tallet). PID-regulatorene (proporsjonal-integral-derivat) er selve arbeidshesten i industriell automatisering i dag, og det meste av

denne boken handler om PID-regulering.

De store sprangene i den mer teoretiske siden av reguleringsteknikken, eller rettere: de nye retningene, har gjerne vært initiert av helt konkrete problemer som måtte løses. Ett eksempel er arbeidet med utviklingen av tilbakekoblede forsterkere ved Bell Telephone Lab. i USA i 1930-årene, som ledet til *frekvensresponsmetodene* for analyse og design av tilbakekoblede forsterkere og tilbakekoblede reguleringssystemer. Et annet eksempel er utviklingen av styringssystemer for radarantenner og artilleri under 2. verdenskrig. Videre utviklingen av romfarten i Sovjet og USA i 1950- og 1960-årene, som reiste problemer som ble forsøkt løst med *optimalregulering* formulert og løst ved hjelp av *tilstandsrombaserte metoder*. Poenget med optimalregulering er å finne frem til en optimal balanse mellom pådragsbruk og ytelse for reguleringssystemet (disse to kravene er motstridende).

På 70-tallet kom viktige teoretiske bidrag til analyse og syntese av *adaptive regulatorer*, som er regulatorer som kontinuerlig tilpasser seg til prosessens dynamiske egenskaper. På begynnelsen av 80-tallet kom de første kommersielle adaptive PID-regulatorene. Adaptive regulatorer er basert på at en prosessmodell estimeres kontinuerlig, og PID-parametrene innstilles automatisk for denne modellen.

En annen form for adaptivitet ligger i *autotuning*, som innebærer at en algoritme i regulatoren finner passende PID-parametre gjennom ett eksperiment som regulatoren selv gjennomfører, men initiert av operatøren. Disse parametrene benyttes så inntil en evt. ny autotuning. De fleste kommersielle PID-regulatorer i dag har mulighet for autotuning. Noen algoritmer er enkle, som Åstrøm-Hägglund-autotuneren der en av/på-regulator settes i PID-regulatorens plass under autotuning. Andre er kompliserte og basert på estimering av en prosessmodell som grunnlag for parameterberegningen.

I slutten av 80-årene og i begynnelsen av 90-årene var det en del interesse for *fuzzy-regulering*, og det fins funksjoner for fuzzy-regulering i en del kommersielt reguleringutstyr. Det teoretiske fundamentet stammer fra fuzzy-logikken som ble utviklet av Lotfi Zadeh i 1965. Fuzzy-regulering er spesielt egnet for prosesser der kunnskapen om prosessen er i form av erfaringskunnskap hos for eksempel operatører og der kunnskapen kan uttrykkes – gjerne diffust (fuzzy!) – i form av regler der systemvariablene (pådrag, prosessvariabel, m.v.) kan anta lingvistiske verdier som “stor”, “middels” og liknende.

Fra midten av 80-tallet har *modellbasert prediktiv regulering* eller MPC

(Model-based Predictive Control) vært et sentralt tema innen reguleringsteoretisk forskning. Flere leverandører av reguleringsutstyr leverer nå MPC-moduler (-funksjoner), og MPC er tatt i bruk i mange industrianlegg. MPC-algoritmene tar utgangspunkt i en realistisk prosessmodell, som kan være en f.eks. transferfunksjonsmodell, en sprangresponsmodell eller en tilstandsrommodell, inklusive evt. fysiske signalbegrensninger, og beregner en framtidig pådragssekvens for prosessen ut fra et optimaliseringskriterium der pådragsbruken og reguleringsavviket vektet. I denne pådragssekvensen benyttes pådraget for nåværende tidsskritt som faktisk pådragsignal på prosessen. MPC har vist seg å gi god regulering av vanskelige prosesser, som ulineære multivariable prosesser med dødtid. I praksis benyttes MPC-pådragene som referanser (settpunkter) for lokale PID-regulatorer (dette kan sikre brukbar regulering selv om MPC-reguleringen av en eller annen grunn er koplet ut).

Det kan virke som at MPC er den “ultimate” regulatoren – i hvert fall sett i lys av de siste tiårs utvikling. Det har ikke kommet like dramatiske nyvinninger innen praktisk reguleringsteknikk på mange år. Ett forhold som understøtter synet på MPC som den ultimate regulatoren, er at den bygger på prinsipper som vi selv som mennesker bruker når vi utfører god regulering, og vi må vel kunne si at vi mennesker, med vår lange utviklingshistorie, har en god del innebygget kunnskap om hvordan systemer skal styres. Vi utnytter jo kunnskap om systemet til å planlegge og implementere god styring eller regulering der vi både tar hensyn til hvor nøyaktig regulering vi ønsker å oppnå og til hvor “kraftig” vi ønsker å styre, og vi justerer styringen når vi ser at det er behov for det, dvs. når avviket blir for stort – akkurat slik MPC gjør.

Bibliografi

- [1] Haugen, F. (2010a). *Advanced Dynamics and Control*, TechTeach (<http://techteach.no>)
- [2] Haugen, F. (2010b). *Basic Dynamics and Control*, TechTeach (<http://techteach.no>)
- [3] Haugen F. (2010c). *Comparing PI Tuning Methods in a Real Benchmark Temperature Control System*. Modeling, Identification and Control, Vol. 31, No. 3. <http://www.mic-journal.no>.
- [4] Haugen F. (2010d). *The Good Gain method for PI(D) controller tuning*, <http://techteach.no/publications/articles>.
- [5] Mayr, O. (1971). *Origins of Feedback Control*, The MIT Press.
- [6] Seborg, D. E., Edgar, Th. F., Mellichamp, D. A. (2004). *Process Dynamics and Control, 2. Ed*, Wiley.
- [7] Skogestad, S. (2003). *Simple Analytical Rules for Model Reduction and PID Controller Tuning*, J. Process Control, Vol. 13.
- [8] Ziegler, J. G. and Nichols, N. B. (1942). *Optimum Settings for Automatic Controllers*, Trans. ASME, Vol. 64, pp. 759-768.
- [9] Åström, K. J. and T. Häggglund, T. (1988). *Automatic Tuning of PID Controllers*, Instrument Society of America.
- [10] Åström, K. J. and Wittenmark, B. (1989). *Adaptive Control*, Addison-Wesley.
- [11] K. J. Åström: *Reglerteori*, Almqvist & Wicksell, 1968

Register

- AD-omsetter, 110
- adaptiv regulering, 181
- akkumulator, 102
- anti windup, 121
- automatiseringsenhet, 27
- automatisk, 10
- automatisk modus, 28
- av/på-regulator, 128
- avviksdrevet regulering, 13

- bakovermetoden, 112
- balanseloven, 72
- bevegelsesmengdebalanse, 80
- bevegelsessystemer, 80
- blokkdiagram, 25

- dødtid, 104
- DA-omsetter, 111
- datamaskin, 110
- DCS-systemer, 35
- derivatpark, 116
- direktevirkning, 125
- dobbelintegrator, 156
- dynamikk, 71

- effekt, 85
- elektriske systemer, 84
- energibalanse, 77
- Eulers bakovermetode, 112

- forholdsregulering, 64
- forsterkning, 95
 - for integrator, 102

- gain scheduling, 174

- impulsbalanse, 80

- integrator, 102
- integrator-windup, 122
- integratorbegrensning, 121

- kaskaderegulering, 57
- kraftbalanse, 80
- kvalitetsregulering, 65

- lukket-sløyfe-metode, 132

- målestøy, 118
- manuell modus, 28
- masse-fjær-demper, 81
- massebalanse, 74
- massesystem, 74
- matematisk modellering, 71
- modell, 71
- modellering, 71
- modellfeil, 71
- modellusikkerhet, 71
- molbalanse, 74
- momentbalanse, 82

- Newtons 2. lov, 81

- Ohms lov, 84

- parallell PID-regulator, 157
- parameter, 74
- parameterstyring, 174
- PID-regulator, 16, 109
- PLS, 32
- primærsløyfe, 57
- primærsløyfen, 57
- prosessmodellering, 71
- prosessregulator, 29

- regulator, 29

- regulering, 9
- reguleringsavviket, 9
- reguleringsteknikk, 10
- reversvirkning, 125
- roterende bevegelse, 82

- samplingsintervallet, 111
- SCADA-systemer, 34
- sekundærregulator, 57
- sekundærsløyfe, 57
- selyjusterende, 10
- seriell PID-regulator, 157
- Skogestads innstillingsmetode, 141
- sløyfeforsterkning, 161
- spinnbalanse, 82
- split-range-regulering, 66
- stabilitet, 160

- tank, 74, 78
- teknisk flytskjema, 19
- temperaturregulering, 175
- termiske systemer, 77
- TFS, 19
- tidsforsinkelse, 104
- tidskonstantregelen for innstilling av en PI-regulator, 146
- tidsskrittet, 111
- tilbakekopling, 14
- translatoriske systemer, 82

- væsketank, 74
- varmeovergang, 79
- varmetank, 78
- volumbalanse, 76

- windup, 122

- Ziegler-Nichols' lukket-sløyfe-metode, 132