



Snabb processreglering med transient börvärde.

Filip Hornborg

EXAMENSARBETE	
Arcada	
Utbildningsprogram:	Elektroteknik
Identifikationsnummer:	8018
Författare:	Filip Alexander Hornborg
Arbetets namn:	
Handledare (Arcada):	Rene Herrman
Uppdragsgivare:	Arcada
<p>Sammandrag:</p> <p>Målet med arbetet är att förkorta insvängningen av en temperaturreglering. Insvängningen består av en transient del samt av en stabil del. Målet nås med att påbörja regleringen under den transienta delen av börvärdesinsvängningen. Nuläget är att regulatorm inte reglerar förrän processen övergår till den stabila delen. Den nya versionen av regulatorm gör det möjligt att regleringen kan påbörjas under transienta delen av börvärdesinsvängningen. Det görs möjligt med ett digitalt lågpasfilter vars grovhet anpassas linjärt under insvängningen. Lågpasfiltrets grovhet måste anpassas eftersom för fin filtrering i början leder till fördröjning av transienta delen. Under den transienta delen används derivatan av signalen samt derivatan av det uppmätta värdet för att styra processen under detta transienta skede. Reglerstrategin är inte konstant utan under transienta delen av insvängningen regleras derivatan mera medan felet har en större inverkan på regleringen under stabila delen. Viktigt att notera är att regulatorm endast kan värma inte kyla.</p>	
Nyckelord:	PID-reglering, suddiglogik, börvärde, ärvärde
Sidantal:	
Språk:	svenska
Datum för godkännande:	

DEGREE THESIS	
Arcada	
Degree Programme:	Electrotechnology
Identification number:	8018
Author:	Filip Alexander Hornborg
Title:	
Supervisor (Arcada):	Rene Herrman
Commissioned by:	Arcada
<p>Abstract:</p> <p>The goal of this thesis is lower the settling time of a temperature control process. The process consists of a transient phase and a stable phase. Currently the controller doesn't react until the stable phase is reached. The improved controller will start controlling the process during the transient phase. This is made possible by implementing a digital low-pass filter that linearly increases the smoothing of the measured setpoint. A digital low-pass filter that applies excessive smoothing during the transient phase would cause a delay that would ultimately increase the settling time. As an additional control parameter the derivative of the setpoint is used to control the temperature during the transient phase. During the transient phase the controller relies on the derivative to controll the process while the error is used more during the stable phase. The controller can only apply heating not cooling.</p>	
Keywords:	PID-control, fuzzy logic control, setpoint,processvalue
Number of pages:	
Language:	swedish
Date of acceptance:	

OPINNÄYTE	
Arcada	
Koulutusohjelma:	Elektrotekniikka
Tunnistenumero:	8018
Tekijä:	Filip Alexander Hornborg
Työn nimi:	
Työn ohjaaja (Arcada):	Rene Herrman
Toimeksiantaja:	AMK Arcada
Tiivistelmä:	
<p>Tämän työn tavoitteena on lyhentää lämpöohjausprosessin asettumisaikaa. Prosessi koostuu kahdesta eri vaiheesta, ohimenevästä ja stabiilista. Lyhenetty asettumisaika saavutetaan aloittamalla säätäminen transientin vaiheen aikana. Alkuperäinen ohjain odottaa asetusarvon stabilisoitumista ennen kuin säätäminen aloitetaan. Uudella ohjaimella pyritään aloittamaan säätäminen transientin vaiheen aikana. Tämän mahdollistaa digitaalinen matalapäästösuodatin, jonka vahvuus muuttuu linearisesti prosessin aikana. Liiallinen suodattaminen prosessin alussa johtaa viiveeseen, joka pidentää asettumisaikaa. Transientin aikana käytetään erosuureen lisäksi asetusarvon sekä prosessin todellisen arvon derivaattaa. Näin pystytään ohjaamaan todellinen arvo seuraamaan asetusarvon käyttäytymistä transientin vaiheen aikana. Prosessiin voidaan ainoastaan vaikuttaa säätämällä lämpöä.</p>	
Avainsanat:	
Sivumäärä:	
Kieli:	
Hyväksymispäivämäärä:	

INNEHÅLL / CONTENTS

1	Inledning.....	9
1.1	Bakgrund	11
1.2	Metod.....	12
2	Teori.....	13
2.1	PID.....	13
2.1.1	<i>Deriverings och integreringstiden</i>	14
2.1.2	<i>Integrator saturation</i>	15
2.2	Parallell PID.....	16
2.3	Kaskad PID.....	17
2.3.1	<i>Fördelar</i>	18
2.3.2	<i>Nackdelar</i>	18
2.4	Adaptiv PID.....	19
2.5	Suddig logik.....	Error! Bookmark not defined.
2.5.1	<i>Tillhörighetsfunktioner</i>	23
2.5.2	<i>Fuzzy-regler</i>	24
2.5.3	<i>Fuzzifiering</i>	25
2.5.4	<i>Defuzzifiering</i>	25
2.6	Filtrering.....	27
3	Process signal	28
3.1	Reglermål	29
3.1.1	<i>Reglernoggrannhet</i>	30
3.1.2	<i>Kurvornas tidskonstant</i>	31
4	Nya regleralgoritmen	32
4.1	Blockschema	32
4.1.1	<i>Reglerparametrar</i>	33
4.2	LP-filtrer	34
4.3	Derivata	35
4.4	Reglering	37
4.5	Adaptiv PID.....	37
4.6	Fuzzy övervakning.....	38
5	Sammandrag.....	39
	Källor / References	40

Figurer / Figures

Figur 1	Insvängningstiden [2/ s.42].....	9
Figur 2	En process med en tidskonstant [2/ s.29].....	10
Figur 3	Temperaturregleringsprocess.....	11
Figur 4	Exempel för en P- samt PI-regulator, [4/ s.13].....	13
Figur 5	Integreringstiden T_i , [4/ s.2].....	14
Figur 6	Deriveringstiden T_d , [4/ s.4].....	14
Figur 7	I graferna illustreras integrator saturation [5/].....	15
Figur 8	Blockschema för en parallell.PID, [2/ s.60].....	16
Figur 9	Blockschema över kaskad PID, [6/ s.244].....	17
Figur 10	Kaskadreglerat värmesystem, [2/ s.228].....	18
Figur 11	Blockschema för PID-regulator med fuzzy övervakning [7/ s.2].....	19
Figur 12	Användar interface för att planera tillhörighetsfunktionerna för fuzzy övervakning, [7/ s.3].....	20
Figur 13	Graf för tillhörighetsfunktionerna Z,S,M och B, [3/ s.157].....	22
Figur 14	Allmän formel för att definiera tillhörighetsfunktioner av modell triangel eller trapets, [3/ s.68].....	23
Figur 15	5x5 matris vilken illustrerar suddiga regler i en FAM matris ,[1/ s.14]	24
Figur 16	Producerande av ett skarpt värde genom massmedelpunkts ekvation[8/]	25
Figur 17	Elektriskt lågpasfilter, [3/ s.30].....	27
Figur 18	Förhållandet mellan in och utsignalen för ett första ordningens lågpasfilter .	28
Figur 19	Insvängning av börvärde och ärvärde till slutliga nivån T_o	29
Figur 20	Graf över hur tidskonstanten för ärvärdet ökas under förloppet av sju tidskonstanter av börvärdet	31
Figur 21	Blockschema över temperaturreglerings PID-regulatorn (del 1).....	32
Figur 22	Blockschema över temperaturreglerings PID-regulatorn (del 2).....	32
Figur 23	Graf över fördröjning orsakad av lågpasfiltrering.....	34
Figur 24	Filtrerat börvärde med optimerad filtrering	35
Figur 25	Derivatan av ärvärdet.....	36
Figur 26	Blockschema för fuzzy övervakad PID regulator.....	38

Tabeller / Tables

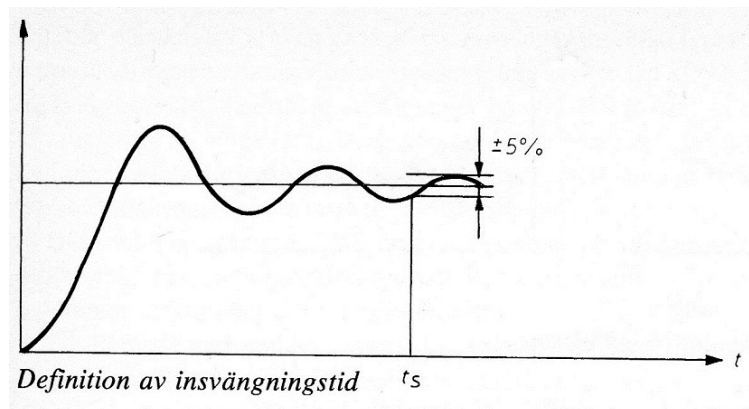
Tabell 1 Tabell över resultat för suddig övervakad PID samt utan, [7/ s.3].....	21
Tabell 2 Tabellen beskriver hur utsignalen av en exponentialfunktion minskar i förhållande till tidskonstanten	30
Tabell 3 Tabell över hur PID-parametrarna justeras linjärt.....	37

FÖRORD / FOREWORD

Jag vill tacka min handledare Rene Herrman som har hjälpt mig med detta examensarbete och jag vill även tacka alla som har stött mig under hela processen.

1 INLEDNING

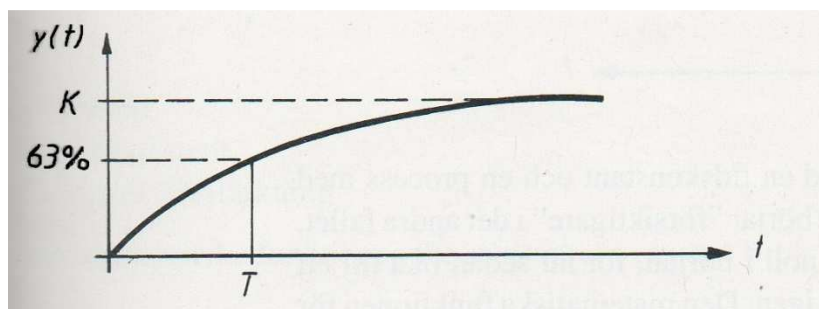
Målet med detta arbete är att minimera insvängningstiden för en process med en okänd tidskonstant och transient börvärden. Själva processen utgörs av att ärvärdet skall balanseras med börvärdet tills jämviktsläget blir nått. Det utförs genom att reglera effekt tillförseln av en PWM-källa (pulsbredds modulation). Börvärdet i processen är det värde som man strävar efter att ärvärdet skall bli och ärvärdet är den som regleringen påverkar. I mitt fall är börvärdet transient i cirka 300 till 700 sekunder varefter den övergår till ett stabilt läge. Adaptiv reglering krävs eftersom processens tidskonstant inte är känd. Viktiga begrepp i detta examensarbete är insvängningstid och tidskonstant. Insvängningstiden i ett reglersystem beskrivs enligt Thomas [2/ s.41] som den tid det tar för signalen att nå det slutliga värdet med en fem procents noggrannhet (se figur ett).



Figur 1 Insvängningstiden [2/ s.42]

Tidskonstanten kan definieras för var och en process enligt Thomas [2/ s.29] med hjälp av ett stegsvar. Detta betyder att man matar processen med ett enhetssteg¹ och sedan granskar hur utsignalen ändrar sig. I figur två ser man stegsvaret för en process med en tidskonstant. Processen som regleras i detta arbete har endast en tidskonstant. Själva tidskonstanten definieras enligt Thomas [2/ s.29] i figur två med funktionen $y(t) = K(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$. Tidskonstanten för processen är den tiden det tar för processen att nå ungefär 63 % av den slutliga nivån K efter att insignalen ändrades med enhetssteget.

¹ enhetssteget är en signal med värdet ett



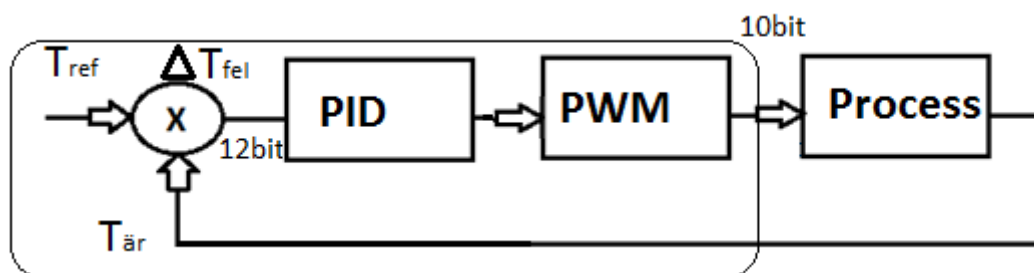
Figur 2 En process med en tidskonstant [2/ s.29]

I detta arbete kommer jag att gå igenom några varianter av PID-reglering samt ett sätt att reglera en process med en suddiglogik regulator för fallet att regleringen startas under tiden för transient börvärde istället för konstant börvärde. Förkortningen PID står för proportionell, integrerande och deriverande. Styrsignalen byggs upp genom att summera ihop dessa tre faktorer där var och en varierar i storlek. Det finns flera olika versioner av PID-reglering men jag håller mig till parallell PID, kaskad PID och adaptiv PID. Enligt Galan [2012 s.1] passar en traditionell PID till flera uppgifter men klarar inte av till exempel precisionstemperaturkontroll i exempelvis formsprutning av plaster då den inte kan styra en process utan att producera stora överslag. I detta fall tyder stora överslag till fall då temperaturen i en formsprutningsprocess regleras till en ny temperaturnivå och den inte får över- eller understiga den temperaturen vilket skulle leda till förlängning i insvängningstiden. En kaskad PID består av två skilda system, en som grovjusterar och en annan som finjusterar styrsignalen. Fördelen med ett sådant system är enligt Arrieta et al. [2008 s.1] att det gör styrningen mera robust. Den klarar av störningar bättre än en traditionell PID-regulator. Fördelen med en adaptiv PID-regulator är enligt Chaínho et al. [2012 s.5] att man inte behöver kalibrera den, utan den justerar sig själv vilket resulterar i att den snabbt kan kompensera för störningar i signalen och därtill kan man reglera noggrannt över ett störe område.

1.1 Bakgrund

Processen som jag skall undersöka är en temperaturreglering som har utvecklats i yrkeshögskolan Arcada. I figur tre illustrerar den omringade delen av flödesdiagrammet området som arbetet behandlar.

Instrumentet som utgör processen innehåller två stycken temperaturgivare av modell (TMP100, Texas Instruments) där ena mäter börvärdet och den andra ärvärdet. Mät noggrannheten för temperatursensorerna är $0,0625^\circ$ grader. Mikrokontrollern som används i processen är av modell PIC16F88 och behandlar data med 10bit. Mätvärdenas fel i AD-konverteringen uttrycks som $Fel = \frac{1}{2^n}$ samt felet i stryrvärdena är $Fel = \frac{1}{2^N}$. Då $N=10$ blir felet 0,00097 som motsvarar $\approx 0,1\%$.



Figur 3 Temperaturregleringsprocess

1.2 Metod

Det är möjligt att reducera reglertiden av en traditionell adaptiv PID-regulator genom att starta regleringen under den transienta delen av börvärdets insvängning istället för att vänta tills börvärdet har stabiliserat och sedan börja reglera. Problemet med att reglera under transienta delen är att temperaturgivaren skapar mätbrus² vilket måste filtreras. Fin filtrering i början av insvängningen leder till en fördröjning av transienta delen. Reglering av felet mellan bör- och ärvärdet räcker inte till under transienta delen utan även derivatan för bör- och ärvärdet skall användas som reglerparameter. Reglerstrategin blir därmed att under transienta delen används derivatan för att styra börvärdes- samt ärvärdesignalerna mot samma värde, medan då börvärdet har stabiliserat sig används felet för att nå jämviktsläget. Viktigt att notera är att regulatormen kan endast värma med hjälp av PWM-källan inte kyla.

En annan möjlighet är en regulator som delvis är PID baserad men har därtill en fuzzy regulator inbyggd i sig. Genom att sampla signalerna kan man räkna ut tidskonstanten för bägge signalerna och sedan avgöra med regression var kurvorna skär varandra, teoretiskt utgör denna skärningspunkt den kortaste möjliga reglertiden. Eftersom processens egenskaper är kända, man vet att ärvärdet börjar från ett högre värde än börvärdet samtligt är tidskonstantens storleksklass känd (omkring 600sekunder), så kan man avgöra att processen innehåller två skilda parametrar vilka dikterar regleringsbehovet. Det som man vet är att en skillnad mellan bör och ärvärdet skall regleras bort genom att tillföra effekt till PWM-källan och därtill vet vi att om derivatan för ärvärdet är brantare än den för börvärdet så skall även effekten sättas på. Det gäller alltså att påverka ärvärdet med två skilda parametrar för att skapa jämvikt, vilket är det balancerade läget där bör- och ärvärdet har samma värde och derivatan för båda är noll. Till detta kan en fuzzy övervakad PID-regulator användas.

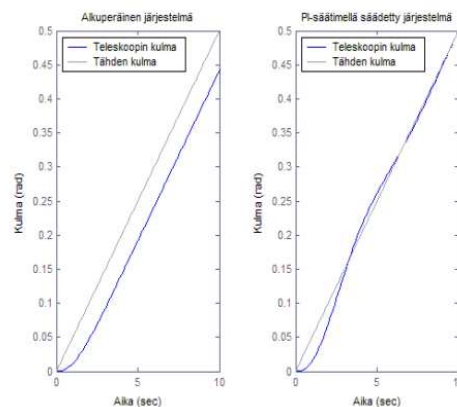
² Mätbrus beskrivs enligt Thomas [2/ s.352] som högfrekventa störningar på utsignalen.

2 TEORI

I detta kapitel går jag kort igenom grunderna för PID-reglering samt olika strukturer för PID-reglering. Till dessa hör parallell-, kaskad- och adaptiv-reglering. Följande beskriver jag även grunderna av suddig logik för processreglering och slutligen digital filtrering.

2.1 PID

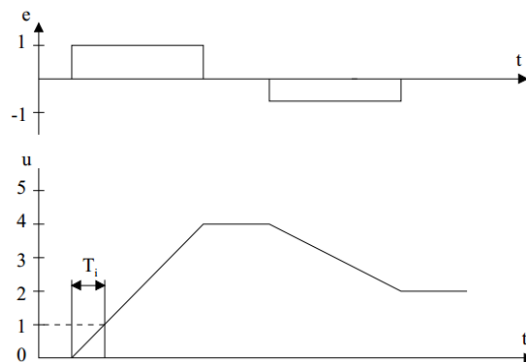
För att förstå vad en PID-regulator gör måste man förstå vad de skilda P,I och D komponenterna gör till styrsignalen. Proportionella delen P är direkt direkt proportionell mot insignalen. Den proportionella delens förstärkning K multipliceras med felet mellan bör- och ärvärdet. Bilden har tagits ur föreläsningsmaterial för Åbo yrkeshögskola av Suhonen [2.5.2012 s.13] där en P-regulator skall styra ett teleskop som följer en komet. Teleskopets vinkelhastighet styrs med en motor vars signal styrsignal produceras av P-regulatorn. På vänstra sidan kan man se jämviktsfelet. Detta betyder i praktiken att teleskopet har rätt vinkelhastighet men kometen är konstant lite till sidan av mittpunkten. Genom att introducera den integrerande delen kan man minska jämviktsfelet till noll. Den integrerande delen har som uppgift att köra jämviktsfelet till noll genom att integrera skillnaden mellan bör och ärvärdet för alla tidigare värden. I detta exempel skulle en deriverande del inte vara nödvändig eftersom signalen är mycket monoton och varierar inte hastigt. Den deriverande delen gör regleringen mycket snabb på att reagera på skillnader i insignalen. I figur 5 ser man att då felet e blir 1 reagerar deriverande delen mycket snabbt och kör styrsignalen till dess maximala värde varefter den börjar minska.



2.1.1 Deriverings och integreringstiden

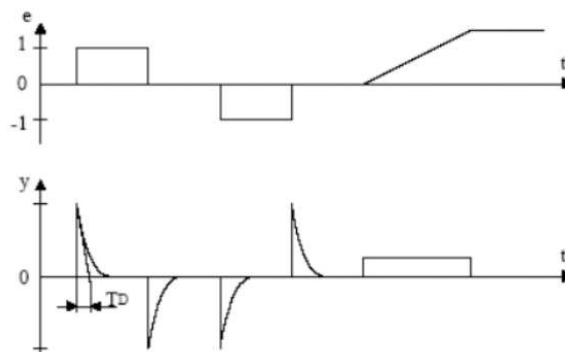
Att veta hur integrerings- och deriveringstiden T_i och T_d uttrycks är viktigt eftersom förstärkningarna $k_i = \frac{K}{T_i}$ och $k_d = KT_d$ grundar sig på dessa tider.

Integreringstiden T_i är enligt Uleåborgs universitet [PID-sättimen virittäminen 2.5.2012 s.6] den tiden det tar för utsignalen att nå storleken på enhetssteget efter en stegfunktion (se figur 8).



Figur 5 Integreringstiden T_i , [1/4/ s.2]

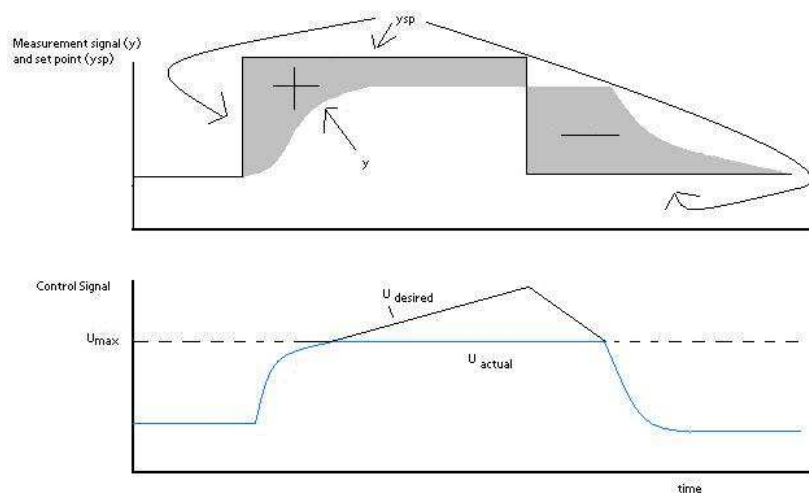
Deriveringstiden T_d är enligt Uleåborgs universitet [PID-sättimen virittäminen, 2.5.2012 s.8] den tid det tar för deriverande delen att nå sitt maximala värde och sedan minska till värdet noll efter en stegfunktion (se figur 7).



Figur 6 Deriveringstiden T_d , [1/4/ s.4]

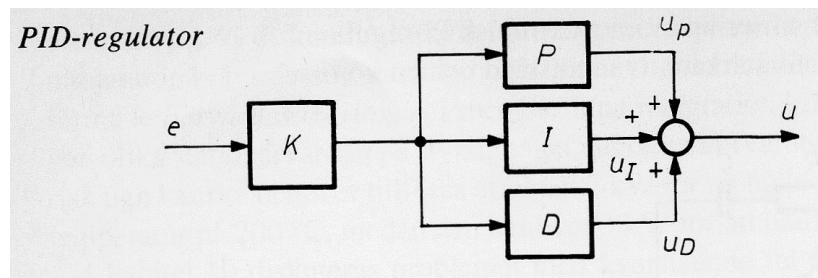
2.1.2 Integrator saturation

Funktionen av den integrerande delen är att summera ihop skillnaden mellan y och börvärdet. På det sättet undviks jämviktsfelet eftersom ett jämviktsfel som P-parametern inte kan eliminera summeras till de senaste värdena så länge som det uppstår ett fel, och därmed ökar på I-parametern. Ett problem uppstår då PID-regulatorn ger ett styrvärde som är högre än den reglerade maskinen kan producera. Ett värmelement kan inte ge ut mera effekt än den är specificerad till att göra. Nu har man en situation där PID-regulatorns styrvärde ökar men felet minskar inte. Efter att processen övergår till ett tillstånd där felet minskar av sig själv kommer den integrerande delen att sakta minska. I figuren ser man att till en PI-regulator matas en fyrkantsvåge som börvärde, varefter värdet på y ökar. Amplituden på y blir mättad vid en viss nivå eftersom y motsvarar en maskin som inte kan producera en tillräcklig effekt. I nedre bilden ser man att styrvärdet u ökar så länge som börvärdet är högre än ärvärdet. När börvärdet går under ärvärdet förblir maskinen i ett mättat tillstånd tills värdet på integralen jämnar ut sig.



Figur 7 I graferna illustreras integrator saturation [/5/]

2.2 Parallell PID



Figur 8 Blockschema för en parallell.PID, [2/ s.60]

Enligt Tervaskanto [2011 s.23] kallas parallell PID även för *icke interaktiv* eftersom PID-konstanterna inte påverkar varandra. Standard formen för en PID-regulator är enligt Varodom [2011 s.1]

$$u(t) = K[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad 1.0$$

Men kan även skrivas med hjälp av konstanter för P,I och D delarna.

$$u(t) = Ke(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad 1.1$$

I formel 1.1 är parametrarna k_i och k_d funktioner av K.

$$k_p = Ke(t), \quad k_i = \frac{K}{T_i}, \quad k_d = KT_d$$

Överföringsfunktionen för ekvation 1.1 blir då enligt Thomas [1992 s.24]

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad 1.3$$

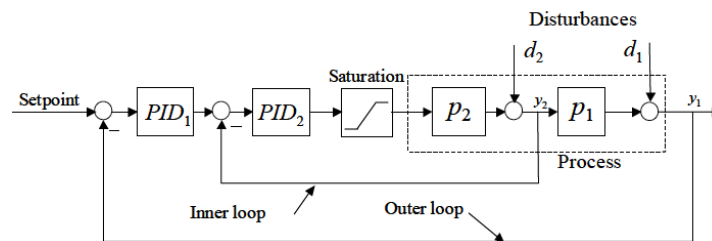
Till skillnad från standard formen är den parallella formen enligt Varodom

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad 1.4$$

I laplacetransformen för denna funktion ser man att parallella formen har en proportionell förstärkning som inte är bunden till integral delen eller derivata delen.

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d \quad 1.3$$

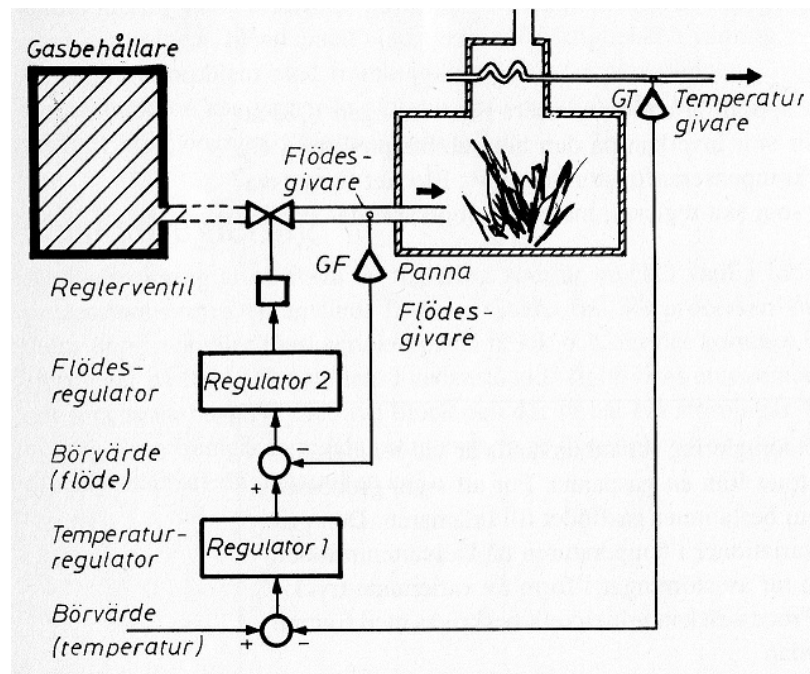
2.3 Kaskad PID



Figur 9 Blockschema över kaskad PID, [6/ s.244]

En kaskad pid topologi består av en inre- och yttre kontrollslina där den inre kontrollslinan följer den yttre. Den inre slingan kallas för slave och den yttre för master. Den yttre slingan producerar börvärdet för den inre slingan. I allmänhet behandlar den inre slingan mera högfrekventa förändringar som till exempel en vättiskas flödes hastighet i ett rör där snabba förändringar kan ske. Denna inre slinga producerar i sin tur styrvärdet för en ventil eller motsvarande komponent. Yttre slingan har som fördel att inte reagera drastiskt på små ändringar. Arthur Holland skriver i en artikel [2001 s.3] att valet av sensoren för slave slingan skall väljas så att frekvensen är cirka 5 gånger högre än i master slingan. I figur 9 ser man ett traditionellt blockschema för en kaskad pid. Man kan se att PID₂ tillhör inre slingan och PID₁ den yttre. Störningen d₂ är ofta i formen av högre frekvent brus som orsakas av sensorer som till exempel temperatur-, tryck- eller flödessensorer.

I figur 10 som är tagen ur *Modern reglerteknik* av Bertil Thomas ser man en kaskadreglerad gaspanna. Inre slingan som består av regulator två reglerar gasflödet och har som uppgift att motverka störningar som kan orsakas av förändringar i gstryck. Regulator ett reglerar temperaturen genom att producera börvärdet för den inre slinga.



Figur 10 Kaskadreglerat värmesystem, [2/ s.228]

2.3.1 Fördelar

- stabilitet
- kan hantera icke-linjär reglering
- flere sensorer kan integreras i processen

2.3.2 Nackdelar

- komplicerad
- P, I och D parametrarna är svårare att ställa in
- kräver mera utrustning

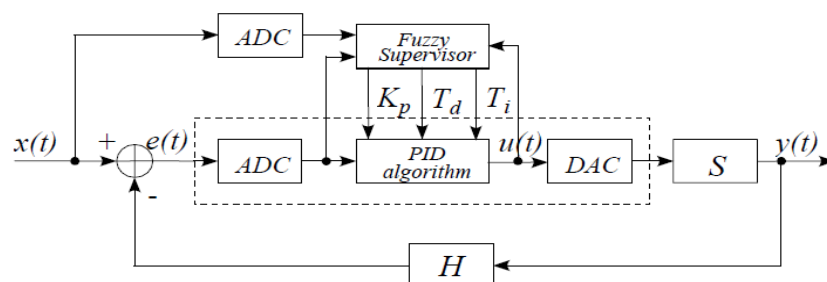
Woolf Peter. 2009, *Control Architectures: Feed Forward, Feedback, Ratio, and Cascade* [videoföreläsning] beskriver en kaskad PID kontroll med formel 2.0 . Den första delen beskriver inre slingan och den andra beskriver den yttre slingan. Den yttre slingan

reglerar börvärdet för den inre vilken i sin tur styr en ventil. Här ser man redan att problemet med att ställa in PID-konstanterna är mycket verklig. Enligt Woolf [2009] kan man inte utnyttja ett Ziegler-Nichols system för att ställa in dessa parametrar samtidigt, utan Woolfe konstaterar att man lämnar i allmänhet bort den yttre slingan och justerar den inre först varefter man ställer in PID-parametrarna för den yttre medan den inre är initialiserad.

$$v1 = v1_{offset} + K_{c1}(T_{bör} - T_{är}) + \frac{1}{\tau_{i1}} \int (T_{bör} - T_{är}) dt + \tau_{D1} \frac{d(T_{bör} - T_{är})}{dt}$$

$$T_{bör} = T_{bör\ offset} + K_{c1}(T2_{bör} - T2_{är}) + \frac{1}{\tau_{i1}} \int (T2_{bör} - T2_{är}) dt + \tau_{D1} \frac{d(T2_{bör} - T2_{är})}{dt} \quad 2.0$$

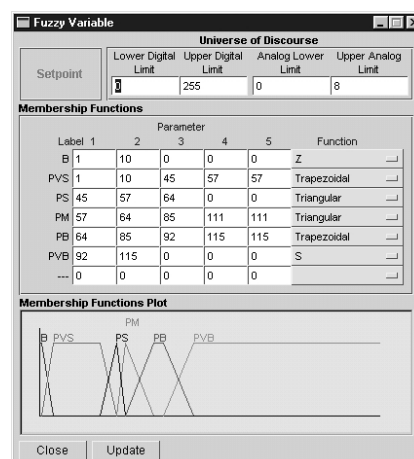
2.4 Adaptiv PID



Figur 11 Blockschema för PID-regulator med fuzzy övervakning [7/ s.2]

Då man optimerar en process måste man justera PID-parametrarna skillt för sig. Det kan göras med att experimentera eller genom matematisk analys. I somliga processer är det inte möjligt att reglera med endast ett set av PID-parametrar eftersom processen kan vara olinjär. Resultatet av att använda samma PID-parametrar över hela området är att regleringen inte är optimal och eventuellt blir processen ostabil. Som exempel skriver Seraji [28.5.2012 s.1] att då man skall styra en robotisk arm att sammandra sig så vet man vad styvhetskoefficienten för reaktionsytan är men ifall att samma parametrar används för en mjukare yta så responsen trögare och insvängningen är långsammare.

En adaptiv PID-regulator har PID-parametrar som kan justeras under förloppet av processen. I ISE, inc. företags datablad [1996 s.4] beskrivs adaptiv justering sådant att systemet granskar efter oscillering omkring börvärdet och ändrar PID-parametrarna för att eliminera oscilleringen. Enligt Lyytikäinen och Mäkelä [1999 s.20] kan man med suddig logik beräkna P, I och D parametrarna för de olika regler områdena. Ett exempel för en fuzzy adaptiv regulator har producerats av Dotoli et al. [28.5.2012 s.2]. I figur 9 ser man att en suddig övervakning används för att justera PID-parametrarna för att optimera regleringen över hela området. Som referenser används skillnaden mellan bör och ärvärdet, insignalen samt styrsignalen. För att ställa in PID-parametrarna för de olika reglerområdena har Ziegler-Nichols metoden användts. Genom att producera färdiga parametrar för de olika reglerområdena kan en tabell för suddig logik skapas. I figur 10 ser man att tillhörighetsfunktionerna är av triangel-, trapets-, S- och Z-form. I tabell 11 ser man resultatet av regulatorn för två olika arbetsområden (6V och 1.8V).



Figur 12 Användar interface för att planera tillhörighetsfunktionerna för fuzzy övervakning, [7/ s.3]

I tabell 11 ser man mätningar gjorda för att illustrera två fall. Nämligen två arbetspunkter har valts där den första är 1.6 V och följande 6 V. I övre tabellen på översta raden är PID-parametrarna optimerade vid 6 V och producerar inte en stor översvängning och inte heller en lång insvängningstid. På följande rad är den adaptiva PID:n vilken har minimal översvängning samt den snabbaste insvängningstiden. Den sista raden beskriver en PID-regulator som är optimerad för fel arbetspunkt nämligen 1.6 V och är därmed inte optimal. Tabellen gör det tydligt att det sker en 8.4 % översvängning samt insvängningstiden är längre. I den undre tabellen är samma test kört

men med en omvänd uppställning. Slutligen konstaterar Dotoli et al. [28.5.2012 s.5] att nackdelen med ett sådant system är den stora mängden förkunskaper som krävs av designern. Ytterligare är det mycket tidskrävande att ställa in PID- parametrarna för alla reglerområden vilka kan vara flere än två.

Tabell 1 Tabell över resultat för suddig övervakad PID samt utan, [7/ s.3]

Test type	Proportional gain (final for fuzzy)	Integral time constant (final for fuzzy)	Derivative time constant (final for fuzzy)	ITAE 10s	Overshoot	Rise time	Delay time	Settling times	
								5%	10%
Optimal unsupervised PID (tuned at 6.0 V)	1.50	0.280	1.159	12.97	0%	1.60	1.21	3.25	2.81
Fuzzy supervised PID	1.50	0.276	1.159	12.28	0%	1.49	1.27	3.14	2.75
Non optimal unsupervised PID (tuned at 1.8 V)	1.28	0.135	1.133	23.81	8.4%	1.32	1.21	8.91	2.53

Test type	Proportional gain (final for fuzzy)	Integral time constant (final for fuzzy)	Derivative time constant (final for fuzzy)	ITAE 10s	Overshoot	Rise time	Delay time	Settling times	
								5%	10%
Optimal unsupervised PID (tuned at 1.8 V)	1.28	0.135	1.133	3.71	0%	2.37	0.83	3.52	3.03
Fuzzy supervised PID	0.95	0.149	0.990	6.24	0%	2.31	0.83	3.36	3.03
Non optimal unsupervised PID (tuned at 6.0 V)	1.50	0.280	1.159	7.49	14%	0.77	0.72	4.29	3.91

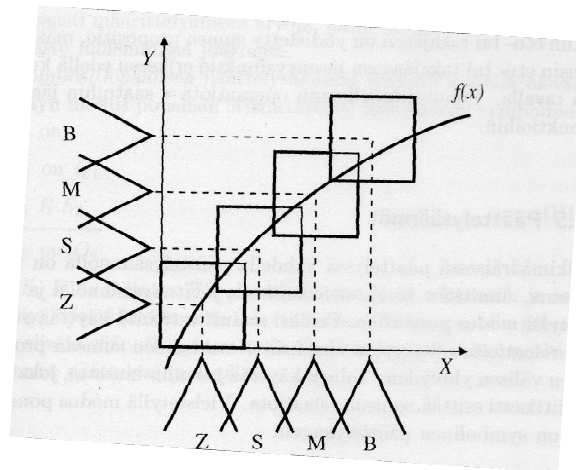
2.5 Suddig logik

I detta kapitel beskriver jag grunderna till suddig logik och hur man kan utnyttja en suddig-regulator för att välja passliga PID-konstanter k_p , k_i och k_d (se sida 16).

Suddig logik blev enligt Mäkelä och Lyytikäinen [SUMEA LOGIikka NEUROVERKOT 1999 s.7] utvecklad av prof. Lotfi A. Zadeh år 1965 i Kaliforniens universitet Berkley. Den allmänna opinionen mot suddig teori var mycket negativ och prof. Zadeh fick mycket kritik. Det tog flera år förrän man började utnyttja suddig logik i industriella och kommersiella processer. I SUMEAN LOGIikkAN OPPIKIRJA av Mattila [2002 s.20] konstaterar Mattila att år 1988 började en uppgång inom suddig logik. Sedan dess har mycket med undersökningar gjorts inom området för suddig logik.

Suddig logik härmar människans sätt att reglera olika processer. Man betraktar inte endast absoluta värden som [0,1] utan man kan beskriva värden mellan 0 och 1 som kan

delvis vara sanna eller delvis falska. Den tar i beaktande erfarenheter och ofta byggs upp av en person som är bekant med processen ifråga. Man beskriver en process med lingvistiska uttryck som har någon betydelse för en själv. Som ett exempel kan man tänka sig hur människor känner temperaturen utomhus. Om det är ca +20 grader celsius



Figur 13 Graf för tillhörighetsfunktionerna Z,S,M och B, [3/ s.157]

så torde det allmänna uttrycket vara att det är varmt ute, vi bestämmer då att tillhörighetsfunktionen har värdet $x=1$ vid 20 grader celsius. Om vi nu mäter temperaturen pånytt och får som resultat +19 grader celsius så är det fortfarande varmt men eventuellt med en mindre tillhörighetsgrad cirka $x=0.9$. På detta sättet använder vi ett lingvistiskt uttryck för att definiera någonting konkret.

I figur 13 ser vi att tillhörighetsfunktionerna Z (zero/noll), S (small/liten), M (medium/medelstor) och B (Big/stor) som ligger under x-axeln har ett definierat värde på y-axeln. Detta kan tolkas så att om X är B så skall Y vara B. Tillhörighetsfunktionerna bestäms av användaren för varje process. I bilden kommer det fram att tillhörighetsfunktionen består av en kärna och en stödgrupp som utgörs av kvadraten. Kärnan utgör det området där X har värdet 1 i någon av tillhörighetsfunktionerna. I denna bild finns det endast 1 punkt eftersom tillhörighetsfunktionen är i triangelform medan en trapetsformad tillhörighetsfunktion har ytterligare en kvadrat inom stödgruppen. Stödgruppen utgör hela området där x har ett värde över 0. Med andra ord på detta sätt beskriver suddig logik värden som är delvis sanna eller falska.

Figur 13 beskriver hur man kan använda suddig logik för att välja PID-parametrarna till en adaptiv-PID med fuzzy övervakning. Som tidigare nämndes skall en person som är bekant med processens karakteristik bygga upp suddiglogik regulatorn. Man undersöker

vilka PID-konstanter är optimala för de olika arbetspunkterna sedan bygger man upp tillhörighetsfunktionerna sådant att regulatoren byter PID-konstanterna då processen byter arbetspunkt. På detta sätt kan en PID-regulator göras adaptiv.

2.5.1 Tillhörighetsfunktioner

Det finns flera olika former för tillhörighetsfunktioner till exempel triangel, trapets och klockform bland andra. I läroboken Sumean logiikan oppikirja av Mattila [2002 s.67-69] beskrivs olika formler för varsin funktion. En formel för att definiera en trapetsformad tillhörighetsfunktion beskriver Mattila [2002 s.68] i följande formel. Ur formeln ser man att α är punkten där $x=0$ och trapetsens sida börjar stiga mot värdet 1. Mellan α och β ökar värdet för x och mellan γ och δ minskar värdet för x , mellan β och γ är värdet för x konstant 1. Intervallet $\alpha \leq x \leq \delta$ bildar stödgruppen för tillhörighetsfunktionen medan då $\beta \leq x \leq \gamma$ bildar kärnan. Vi kan genom att inte definiera intervallet $\beta \leq x \leq \gamma$ bild en triangelformad tillhörighetsfunktion. Formen av tillhörighetsgrads funktionen som passar är baserad på processen som skall styras och därmed vald av en person som känner till processens karakteristik. Enligt Mäkelä och Lyytikäinen [1999 s.9] är de vanligaste tillhörighetsfunktionerna av formen Z, Π , Λ och S. Z-formade funktionen är en som har värdet ett till en definierad nivå på x-axeln varefter den minskar mot noll. Π -formade funktionen är trapetsformad och Λ -funktionen är en triangelformad tillhörighetsfunktion. Till sist är den S-formade vilken är motsatt till den Z-formade tillhörighetsfunktionen.

$$\Pi(x; \alpha, \beta, \gamma, \delta) = \begin{cases} 0 & , \text{kun } x < \alpha \\ \frac{x - \alpha}{\beta - \alpha} & , \text{kun } \alpha \leq x \leq \beta \\ 1 & , \text{kun } \beta \leq x \leq \gamma \\ \frac{\gamma - x}{\delta - \gamma} & , \text{kun } \gamma < x \leq \delta \\ 0 & , \text{kun } x > \delta. \end{cases}$$

Figur 14 Allmän formel för att definiera tillhörighetsfunktioner av modell triangel eller trapets, [1/3/ s.68]

2.5.2 Fuzzy-regler

Villkorena för processen sparas som en grupp regler. Dessa kan vara i formen av R_i : om (x är A_i och y är B_i), så (z är C_i). Dess regler bildas enligt Mäkelä och Lyytikäinen [1999 s.13] intuitivt eller på basis av erfarenhet. De konstaterar även att dessa regler bildar systemets FAM (Fuzzy associative memory) och att de kan representeras som en FAM-matris. I figur 14 som är tagen ur [SUMEA LOGIikka NEUROVERKOT 1999 s.14], ser man en 5*5 matris. Delar av matrisen är tom eftersom denna matris representerar en process vilken har testats i praktiken och endast dessa regler aktiverades.

- NL är negative large (negativ stor)
- NS är negative small (negativ liten)
- Z är zero (noll)
- PS är positive small (positiv liten)
- PL är positive large (positiv stor)

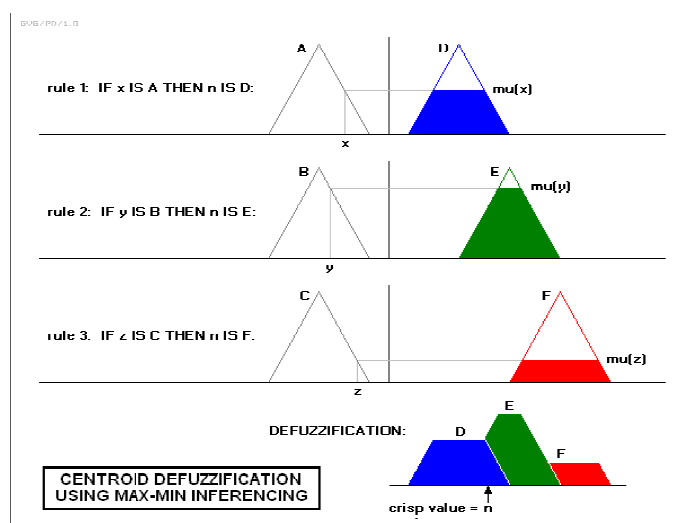
Reglerna i denna matris beskriver vinkeln för en inverterad pendel samt vinkelhastigheten. Inne i matrisen är då tillhörighetsfunktionerna för utsignalen.

	NL	NS	Z	PS	PL	
			PL			NL
			PS	Z		NS
	PL	PS	Z	NS	NL	Z
		Z	NS			PS
			NL			PL

Figur 15 5x5 matris vilken illustrerar suddiga regler i en FAM matris. [1/ s.14]

2.5.3 Fuzzifiering

Med fuzzifiering menar man att ett upmätt värde x som kallas för ett skarpt värde ändras till ett suddigt tal. Enligt Mattila [2002 s.178] används oftast singletone som fuzzifieringsoperator. Man granskar till vilken tillhörighetsfunktion x tillhör, eventuellt finns det flera. Sedan avläser man vilket suddiga värde tillhörighetsfunktionen ger som är ett värde mellan 0 och 1. I figur 16 kan man avläsa att i vänstra ledet har ett skarpt värde på variablerna x, y och z registrerats. Dessa värden jämförs till alla regler som har definierats. Vi kan se att x tillhör tillhörighetsfunktionen A och uppfyller den till en viss grad ungefär 0,5. Därmed uppfyller den $n=D$ till samma grad. Samma görs för alla inputvärden. När alla värden har blivit granskade skall ett skarpt värde framställas eftersom vår process inte kan göra någonting med tillhörighetsfunktioner.



Figur 16 Producerande av ett skarpt värde genom massmedelpunkts ekvation[8/]

2.5.4 Defuzzyfiering

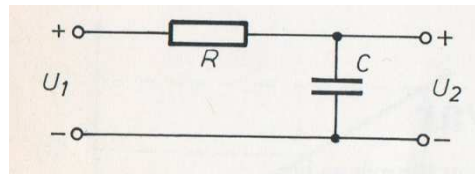
Med defuzzyfication menar man att den slutliga suddiga gruppen skall transformeras till ett skarpt värde. Som det tidigare nämndes klarar arbetsmaskinen inte av en suddig grupp utan behöver ett konkret värde. Detta kan skötas med flere olika funktioner men jag väljer att gå igenom den vanligaste, nämligen COG eller COA (center of gravity/Area). I allmänna fall betraktas massmedelpunkten enligt Mäkelä och Lyytikäinen [1999 s.17] för en homogen, jämntjock och tunn skiva som ett förhållande mellan totalmomentet och arean. Ekvationen för att beräkna massmedelpunkten är följande:

$$z_0 = \frac{\int_W zC(z)dz}{\int_W C(z)dz} \quad 3.0$$

Då man använder linjära tillhörighetsfunktioner kan man enligt Mäkelä och Lyytikäinen [1999 s.18] utnyttja summaformeln. Nyttan med detta är att det är mycket simplare att summera ihop massmedelpunkten x_i multiplicerad med arean A_i för var och en tillhörighetsfunktion än att integrera. I formeln står A_i för arean av tillhörighetsfunktionen och x_i är massmedelpunkten. Ett litet fel uppstår eftersom överlappande tillhörighetsfunktioners snitt summeras dubbelt. Det är dock i de flesta fallen ett litet fel som kan ignoreras

$$z_0 = \frac{\sum z_j C(z_j)}{\sum C(z_j)} \quad 3.1$$

2.6 Filtrering

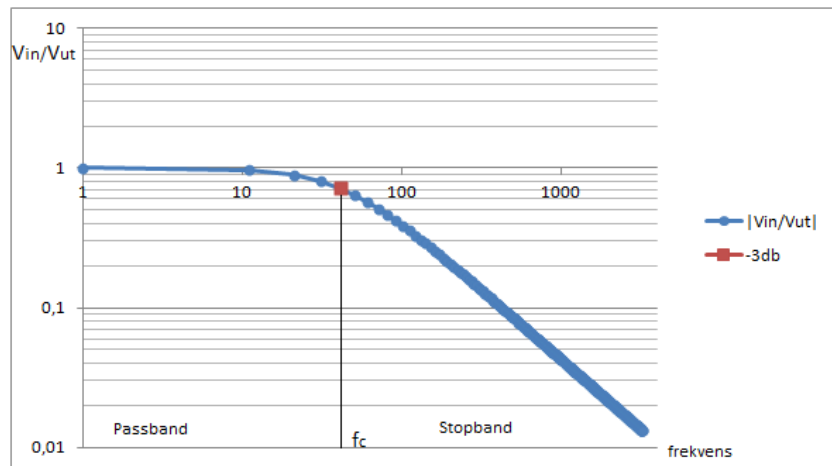


Figur 17 Elektriskt lågpasfilter, [3/ s.30]

Man kan dela lågpasfilter in i två grupper nämligen analoga och digitala. I figur 17 ser man ett enkelt analogt lågpasfilter som består av en kondensator och ett motstånd. Högfrekventa delar av signalen som till exempel brus leds ut via kondensatorn medan lågfrekventa delarna av signalen inte blir dämpade. Skillnaden mellan ett analogt och ett digitalt lågpasfilter är att det analoga filtret behandlar signalen kontinuerligt medan det digitala arbetar med diskreta sampel av samma signal. I wikipedia [eng. Digital filter filter] beskrivs digital filtrering sådant att en matematisk räkneoperation utförs på en samplad signal för att dämpa eller förstärka vissa delar av signalen. Nyttan med att använda ett digitalt filter är att man undviker att använda analoga komponenter vilka orsakar förluster i formen av värme och därtill sparar man i kostnader. För att beskriva det digitala lågpasfilter som används i detta arbete ser vi på dess analoga motsvarighet. Filtrets egenskaper som passbandet och stopbandet bestäms av motståndet och kondensatorn. Passbandet är det område av frekvenser som inte dämpas i filtret medan stopbandet är området som blir dämpat (se figur 18). Då man beräknar cutoff³ frekvensen används enligt wikipedia [fi. alipäästösuodatin] formeln $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. I formeln är R motståndet i resistorn och C är kondensatorns kapacitans vilka tillsammans bildar tidskonstanten för filtret. Förhållandet mellan in och utsignalen kan bestämmas med hjälp av f_0 och formel 3.2.

$$\left| \frac{u_2}{u_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0} \right)^2}} \quad 3.2$$

³ frekvensen där styrkan på signalen har minskat med -3db



Figur 18 Förhållandet mellan in och utsignalen för ett första ordningens lågpasfilter

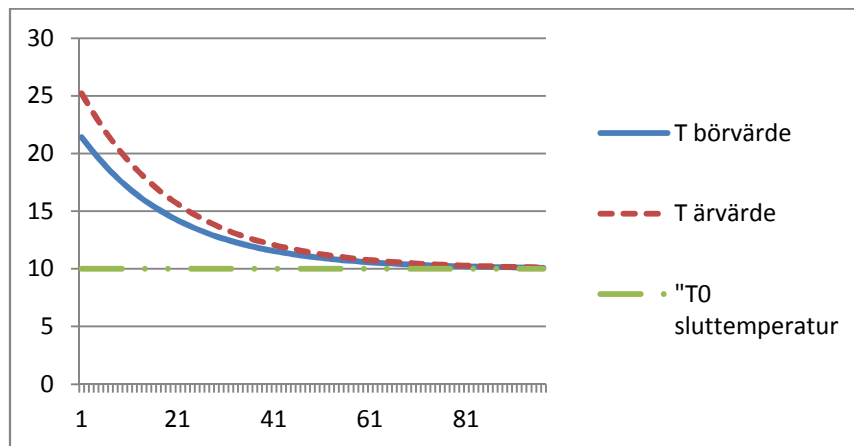
I det digitala filtret används en filterkonstant för att definiera filtrets karakteristik. I wikipedia [eng. Low-pass filter] är filterkonstanten α definierad som $\alpha = \frac{\Delta T}{RC + \Delta T}$, ΔT är samplingsintervallet. Eftersom motståndet multiplicerat med kapacitansen bildar tidskonstanten för det analoga filtret kan föregående formel skrivas om till $RC = \Delta T * \frac{(1-\alpha)}{\alpha}$. Man kan nu se att tidskonstanten för det digitala filtret är beroende på vilket alfa som väljs.

Den numeriska motsvarigheten till det analoga filtret är enligt wikipedia [eng. Low-pass filter] $y_i = \alpha x_i + (1 - \alpha)y_{i-1}$. Filterekvationen är ett exponentiellt viktat glidande medeltal eftersom nya värden jämnas ut av alla tidigare värden och dess vikter. I filterekvationen är α filterkonstanten, den kan ha ett värde inom intervallet $0 < \alpha < 1$. Ett värde $\alpha \approx 0$ gör filtreringen fin och ett värde $\alpha \approx 1$ gör den grov. Denna sortens filter har valts eftersom den jämnar ut samplad data och kräver inte mycket beräkningar och är därmed enkel att implementera digitalt.

3 PROCESS SIGNAL

I denna del av arbetet går jag igenom vad som måste beaktas då den nya PID-regulatorn skall skapas.

3.1 Reglermål



Figur 19 Insvängning av börvärde och ärvärde till slutliga nivån T_0

Målet med detta arbete är att styra ett fel mellan bör- och ärvärdet till noll med hjälp av att tillföra effekt från en PWM-källa (pulsebredds modulation). I grafen ser man hur förloppet av en optimal process skulle löpa. Denna graf baserar sig på formel 4.0. I grafen ser man att temperaturen för börvärdet konvergerar mot sluttemperaturen T_0 . Vidare ser man att även ärvärdet konvergerar mot samma slutvärde. I processen är $\tau_{bör}$ konstant och kan inte påverkas eftersom den beror på materialet som mäts samt dess värmespridningsförmåga. Däremot kan vi påverka $\tau_{är}$ eftersom den påverkas av värmen från PWM-källan. Om tidskonstanten τ är stor leder det till att insvängningen blir långsam medan ett litet värde på τ gör att kurvan avtar brant. Om förloppet för processen ifråga kan jag ur personlig erfarenhet konstatera att i början har ärvärdet en högre temperatur i jämförelse till börvärdet. Som tidigare sades kan man reglera $\tau_{är}$ så att värdet är mindre än $\tau_{bör}$ i början. Detta sker genom att reglera PWM-modulationens pulsbredd. När skillnaden mellan bör- och ärvärdet minskar skall värdet på $\tau_{är}$ ökas mot $\tau_{bör}$. Syftet med detta är att snabbt reglera bort felet mellan bör- och ärvärdet varefter man styr ärvärdet längs med kurvan av börvärdet.

$$T_{bör} = (T_{bör\ 0} - T_0) * e^{\left(\frac{-t}{\tau_{bör}}\right)} + T_0 \quad 4.0$$

$$T_{\text{är}} = (T_{\text{är}0} - T_0) * e^{\left(\frac{-t}{\tau_{\text{är}}}\right)} + T_0$$

3.1.1 Reglernoggrannhet

Tabell 2 Tabellen beskriver hur utsignalen av en exponentialfunktion minskar i förhållande till tidskonstanten

t	$e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)}$
$t = 1\tau$	$e^{-1} = 0,37 \approx 37\%$
$t = 3\tau$	$e^{-3} = 0,049 \approx 4,9\%$
$t = 5\tau$	$e^{-5} = 0,0067 \approx 0,7\%$
$t = 7\tau$	$e^{-7} = 0,0009 \approx 0,01\%$

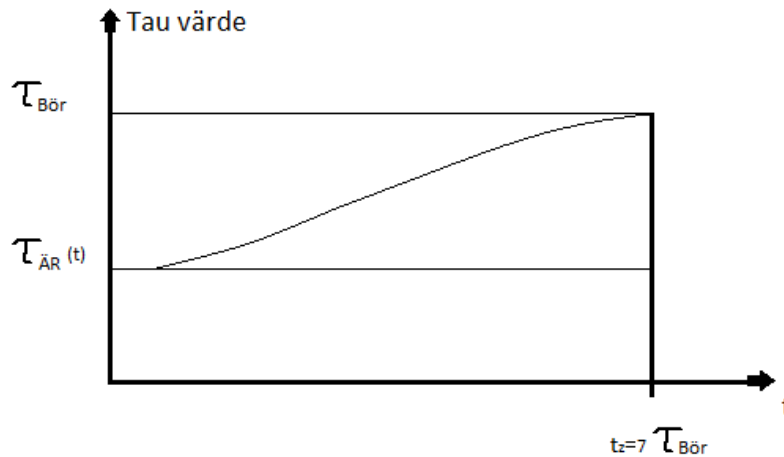
I tabellen framkommer vilket värde kurvan har av sitt ursprungliga värde efter att processen har nått 1τ , 3τ , 5τ och 7τ . Det som måste beaktas är mätnoggrannheten i processen, eftersom datan behandlas med 10bit gäller det att $\frac{1}{2^{10}} \approx 0.001$ är den högsta noggrannheten. Det betyder att vid ungefär 7τ är insvängningen färdig eftersom $e^{-7} = 0.0009$ vilket leder till att resolutionen inte längre räcker till för att göra regleringen noggrannare.

För att beräkna skärningspunkten för kurvorna skall de ställas lika med varandra, $T_{bör} = T_{\text{är}}$. Lösningen för denna ekvation blir ekvation 4.6. Ur denna formel kan man konstatera att ifall båda kurvorna har samma start temperatur kommer naturliga logaritmen att bli $\ln[1] = 0$.

$$t_{min} = \left(\frac{\tau_{bör} * \tau_{\text{är}}}{t_{bör} * t_{\text{är}}}\right) * \ln\left[\frac{T_{bör0} - T_0}{T_{\text{är}} - T_0}\right] \quad 4.2$$

3.1.2 Kurvornas tidskonstant

En viktig insikt är att uppskatta ytterligare en parameter vilken inverkar i regleringen. Nämligen tangenten för kurvorna skalla vara samma om dessa kurvor ligger på varandra. Eftersom $T_{\text{är}} > T_{\text{bör}}$ och $\tau_{\text{är}} < \tau_{\text{bör}}$ i början kommer även tangenten för ärvärdet att vara brantare vilket är önskevärt då ärvärdet ligger ovan börvärdet. Det som måste beaktas är att ifall ärvärdet blir mindre än börvärdet så bör effekten till PWM-källan ökas oberoende om tangenten för ärvärdet blir större. I grafen framkommer hur tidskonstanten för ärvärdet förändras som en funktion av tiden, när slutligen vid 5τ av börvärdet skall tidskonstanterna vara samma för bägge kurvor.

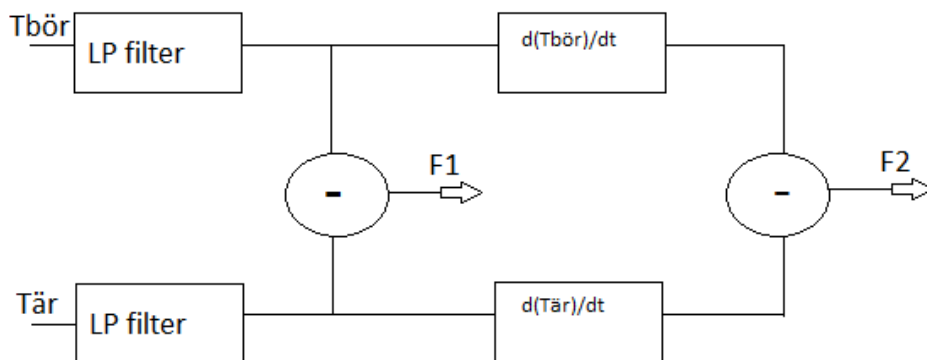


Figur 20 Graf över hur tidskonstanten för ärvärdet ökas under förloppet av sju tidskonstanter av börvärdet

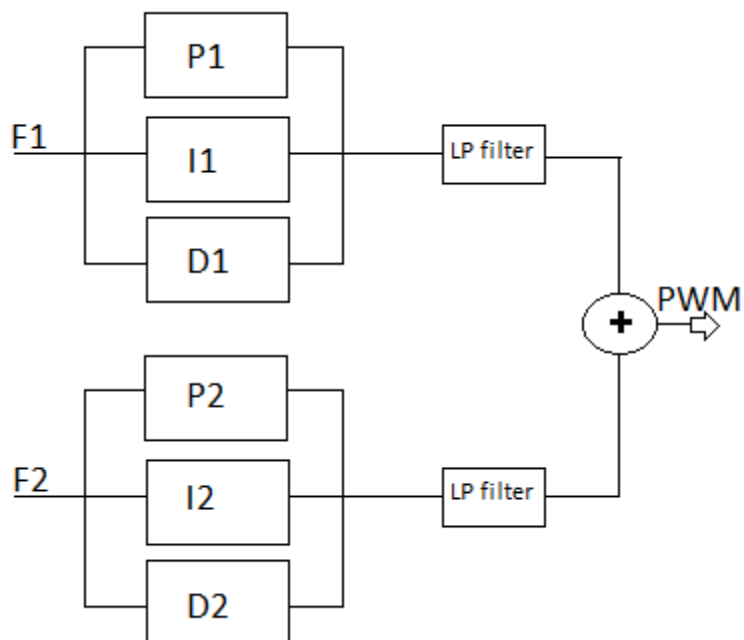
4 NYA REGLERALGORITMEN

I detta kapitel går jag genom den nya regulatorns struktur samt alla delmoment. Först presenteras blockschemat för hela regulatorn sedan beskrivs alla blockena skilt för sig.

4.1 Blockschema



Figur 21 Blockschema över temperaturreglings PID-regulatorn (del 1)



Figur 22 Blockschema över temperaturreglings PID-regulatorn (del 2)

4.1.1 Reglerparametrar

Det finns tre parametrar som processen skall övervaka samt utföra beräkningar på. Felet mellan bör- och ärvärdet skall beräknas och derivatan för bör- och ärvärdet skall beräknas och därtill skall dessa även jämföras med varandra.

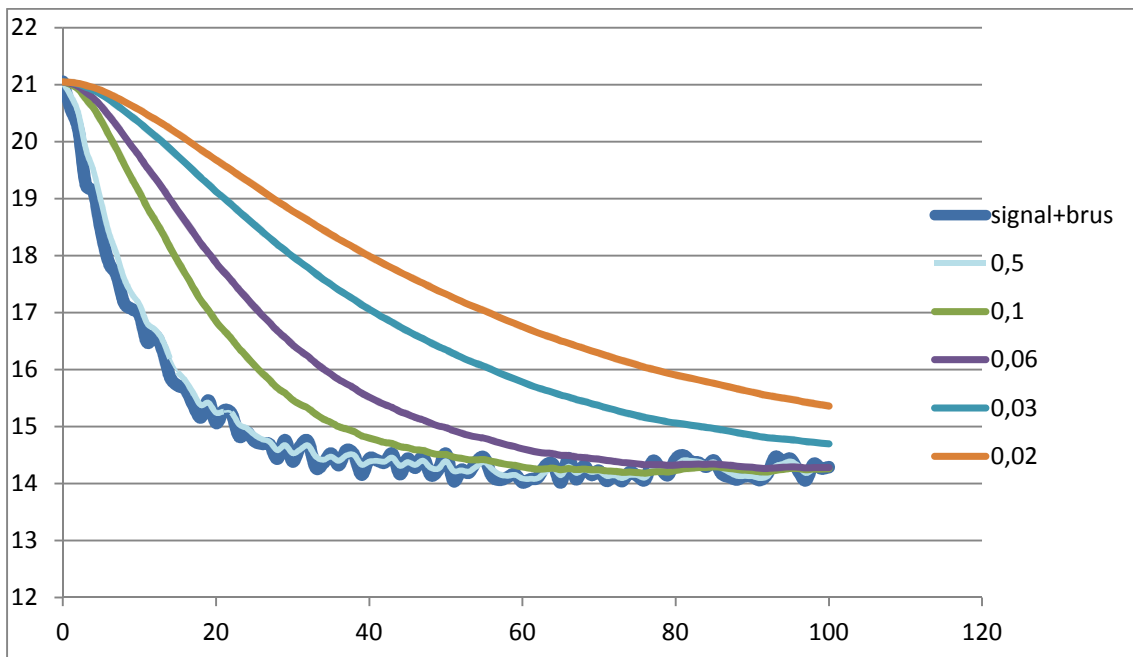
- felet mellan Bör, och ärvärdet (behandlas i F1)
- derivatan av börvärdet (behandlas i F2)
- derivatan av ärvärdet (behandlas i F2)

Då man implementerar en digital PID-regulator bör man uppskatta att mikrokontrollern inte använder sig av en kontinuerlig form, utan endast approximationer som motsvarar det. Det är mycket enklare att programmera i denna form eftersom räkneoperationerna är mycket enkla. Enligt Tervaskanto [2011 s.21] kan man se en möjlighet för att approximera derivatan. Tervaskanto beskriver att derivatan får man genom att subtrahera föregående sampel (t_{k-1}) med det senaste samplet t_k , differensen divideras med samplings intervallet h .

$$\frac{de(t_k)}{dt} = \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{h} \quad 4.3$$

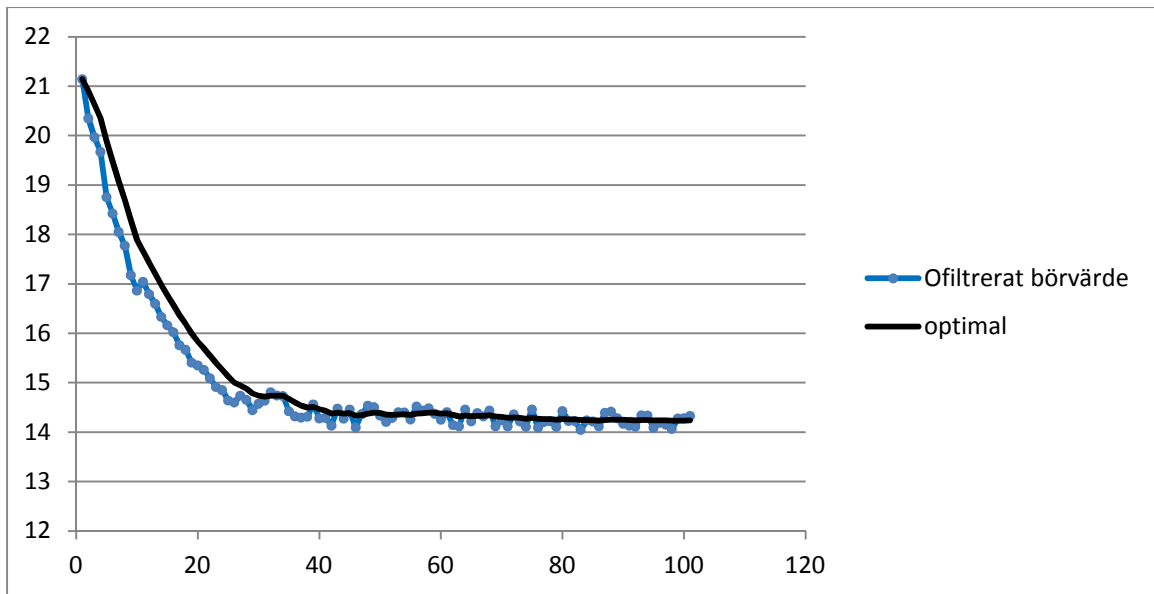
Man kan då använda denna form för att beräkna derivatorna för ärvärdet samt börvärdet och sedan jämföra dessa värden sinsemellan.

4.2 LP-filter



Figur 23 Graf över fördröjning orsakad av låpassfiltrering

I blockschemat ser man att den första funktionen som skall skötas är filtreringen vilken i sig är oerhört viktig då den förverkligar möjligheten att påbörja regleringen under insvängningen av börvärdet. Den skall skötas med ekvationen som tidigare nämndes det vill säga $y_i = \alpha x_i + (1 - \alpha)y_{i-1}$ som är ett exponentiellt viktat flyttande medeltal. I grafen ovan ser man hur filtreringen orsakar en fördröjning i insvängningen av börvärdet. Desto mindre filterkonstanten är desto längre räcker det innan börvärdet byter till det stabila läget. Vidare kan vi se att ifall filterkonstanten är 0,5 så sker nästan ingen fördröjning men filtreringen i slutet är inte tillräcklig. Eftersom bruset i signalen inte har en så stor inverkan i början kan filterkonstanten väljas att på början ha ett högre värde som exempelvis 0,3 och sedan linjärt justera detta värde mot 0,02. I figur 24 har filterkonstanten värdet 0,3 i början och närmar den sig 0,02 mot slutet av insvängningen. Den optimerade filtreringen har mycket liten fördröjning under insvängningen och filtrerar bruset mycket effektivt mot slutet av insvängningen. Gällande filterkonstanten måste man ännu beakta att $\alpha x_i \geq 1 \text{ bit}$ så beroende på x_i bör man justera α så att produkten inte blir mindre än en bit vilket sku resultera att ingen förändring sker.



Figur 24 Filtreerat börvärde med optimerad filtrering

4.3 Derivata

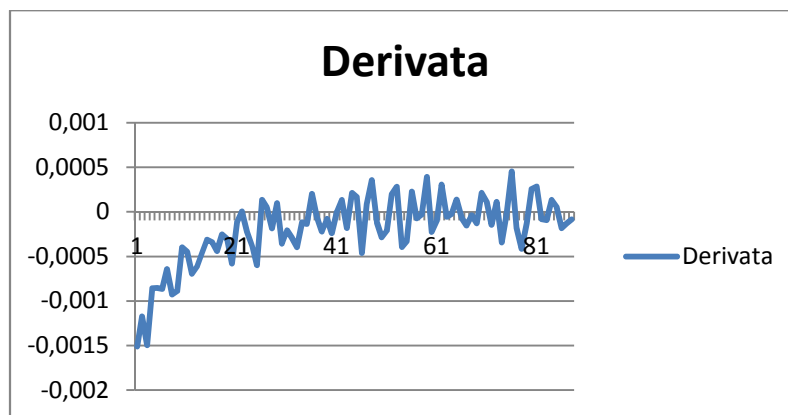
I följande del av blockschemat skall bör- och ärvärdet deriveras. Som tidigare nämndes används denna formel $\frac{de(t_k)}{dt} = \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{h}$ för detta. Genom att beräkna skillnaden mellan två mätvärden efter varandra och sedan dividera med tiden mellan mätningarna får man en sluttning vilken motsvarar tangenten för en kontinuerlig kurva. Eftersom deriveringen sker efter att signalen är filtrerad blir den egentliga deriveringsformeln förenklad till formel 4.4.

$$\frac{y_i - y_{i-1}}{dt} = \frac{\alpha x_i + (1 - \alpha)y_{i-1} - y_{i-1}}{dt} \quad 4.4$$

Om man löser denna ekvation får man, denna formel förutsätter att α är oförändrad:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{\alpha(x_i - y_{i-1})}{dt} \quad 4.5$$

För att vara säker om att derivatan inte har blivit felaktig på grund av brus skall derivatan för bägge signaler jämföras till föregående derivata. Differensen mellan denna beräkning bör vara negativ förutom i fallet att ärvärdet har sjunkit under börvärdet i vilket fall derivatan skall regleras till att vara positiv. Det som även måste beaktas är att mot slutet av insvängningen kommer derivatan för signalen att börja oscillera eftersom bruset kommer att ha en större betydelse än i början. Det betyder att derivatan inte skall användas efter att derivatan för börvärdet har börjat närma sig noll. Man ser även i figur 22 att det är viktigt att granska derivatan för störningar.



Figur 25 Derivatan av ärvärdet

4.4 Reglering

Som regleringsmetod kan man välja adaptiv PID eller en fuzzy övervakad PID-regulator.

4.5 Adaptiv PID

I följande del av blockschemat skall PID-parametrarna för bägge kontrollportarna bestämmas. För att få en adaptiv reglering skall PID-parametrarna justeras under förloppet av processen. Grundvärdena för PID förstärkningarna skall väljas enligt Bennet et al. [2007 PIDTuningClassical] till $k_p = 2 - 10$, $T_i = 2 - 10min$ och $T_d = 0 - 5min$. Ur ekvation 2.0 ser vi att $k_i = \frac{k_p}{T_i}$, $k_d = k_p T_d$. Dessa värden passar enligt Bennet et al. [2007] till temperaturregleringsprocesser. Därefter skall den justeras enligt ekvationerna i tabell 3. För att PID-konstanterna skall minska i takt med insvängningen används tidskonstanten i formeln $\frac{dP}{dt} \approx \frac{P_0}{2\tau}$ för att ändra på PID-konstanterna under förloppet av 2 tau.

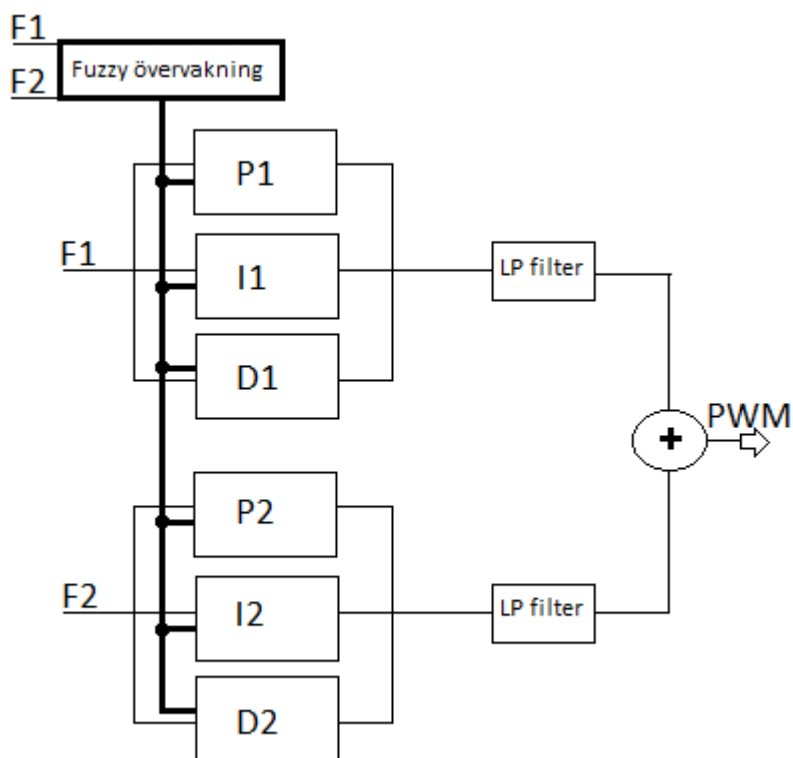
Tabell 3 Tabell över hur PID-parametrarna justeras linjärt

$P = P_0 - \frac{dP}{dt} * t$	$\frac{dP}{dt} \approx \frac{P_0}{2\tau}$
$I = I_0 + \frac{dI}{dt} * t$	$\frac{dI}{dt} \approx \frac{I_0}{2\tau}$
$D = D_0 - \frac{dD}{dt} * t$	$\frac{dD}{dt} \approx \frac{D_0}{2\tau}$

Då processen startas är $t = 0$, när processen fortskrider ökar t vilket leder till att den proportionella delen minskar. Proportinella delen kan minskas mot slutet eftersom den integrerande delen ökas för att kompensera denna förändring. Förstärkningen för derivatan skall i början vara maximal men mot slutet av insvängningen skall den närma sig noll.

4.6 Fuzzy övervakning

Alternativet till adaptiva PID-regulatorn är att använda en fuzzy regulator för att övervaka PID-konstanterna för processer med olika tidskonstanter. Det innebär att man skapar färdiga PID-konstanter som lämpar sig för olika tidskonstanter och med andra ord olika material. Efter det skapar man tillhörighetsfunktioner som motsvarar olika tidskonstanter vilka i sin tur kan justera PID-regulatorns PID-konstanter. Fuzzy övervakningen skulle följa med om börvärdet hastigt avtar i början eller alternativt långsamt och även skillnaden mellan bör- och ärvärdet skulle beaktas, det skulle huvudsakligen leda till valet av PID-konstanterna. Efter att PID-konstanterna har blivit valda följer fuzzy övervakningen med vad skillnaden i derivatan är och lika som den adaptiva PID-regulatorn minskar den på proportionella verkan och deriverande verkan och ökar på integrerande verkan. Denna modell innebär att man först med exempelvis Ziegler-Nichols metoden skapar de optimerade PID-konstanterna för de olika arbetspunkterna.



Figur 26 Blockschema för fuzzy övervakad PID regulator

5 SAMMANDRAG

Syftet med detta arbete var att minimera insvängningstiden av en temperaturreglering. Det görs genom att påbörja regleringen medan börvärdet fortfarande är i den transienta delen av insvängningen. Detta innebär att börvärdet skall filtreras med ett digitalt lågpäss filter för att ta bort mätbrus. Filtreringen i sin tur orsakar en fördröjning till den transienta delen av insvängningen. Därmed skall lågpäss filtret vara grovt i början av processen för att inte någon märkbar fördröjning skall ske och sedan ändras filtret linjärt sådant att filtreringen blir fin mot slutet. Detta minimerar filtrets fördröjning till insvängningen. Genom att mäta derivatan för bör- och ärvärdet och sedan styra ärvärdets derivata mot börvärdet kan en optimal insvängning åstadkommas. Slutligen skall regulatorn vara adaptiv eftersom tidskonstanten för processen är okänd.

KÄLLOR / REFERENCES

Litteratur:

Sumea Logiikka Neuroverkot, Teollisuuden Älykkäät Ohjausjärjestelmät. 1999, Lyytikäinen Timo, Mäkelä Merja

Sumean logiikan oppikirja, Johdatusta sumean Matematiikkaan. 2002. Jorma K. Mattila, Art House Oy

Modern Reglerteknik, 1992, Bertil Thomas

Internet källor:

PID-Säätimen virittäminen, Hämtad 31.10.2012
<http://cc.oulu.fi/~posyswww/opiskelu/sytelabrat/tyo1.pdf>

Manne Tervaskanto, PID-SÄÄDÖN PERUSTEET, Hämtad 31.10.2012
http://cc.oulu.fi/~manneter/PID/PID_saadon_perusteet_2011. Hämtad 31.10.2012

Dr.Varodom Toochinda, Digital PID controllers, Hämtad 31.10.2012
<http://www.controls-systems-lab.com/doc/b4/pid.pdf>

Peter Galan et al. , Temperature control based on traditional PID versus fuzzy controllers Hämtad 31.10.2012
<http://www.ee.uidaho.edu/ee/classes/ECE573F05/PID%20vs%20Fuzzy%20Control.pdf>

Arthur Holland, Cascade Control, Hämtad 31.10.2012
<http://www.pacontrol.com/download/Cascade%20Control%20-%20Handle%20Processes%20that%20Challenge%20Regular%20PID%20Control.pdf>

Arthur Holland, Cascade Control, Hämtad 31.10.2012
<http://www.scribd.com/doc/2291418/Cascade-Control-Handle-Processes-that-Challenge-Regular-PID-Control>

Orlando Arrieta et al. , Procedure for Cascade Control Systems Design: Choice of Suitable PID Tunings , Hämtad 31.10.2012

<http://journal.univagora.ro/download/pdf/134.pdf>

Zoran Vukic och Ognjen Kuljaca, LECTURES ON PID CONTROLLERS, Hämtad 31.10.2012

http://arri.uta.edu/acs/jyotirmay/EE4343/Labs_Projects/pidcontrollers.pdf

Mauri Suhonen [föreläsningsmaterial], Hämtad 02.05.2012

<http://kehittaminen.turkuamk.fi/msuhonen/automaatio/Luennot/Luento8.pdf>

ISE inc [datablad], PID Control Technical Notes, Hämtad 31.10.2012

<http://instrumentation-central.com/TechNotes/PIDTechNotes.pdf>

Homayuon Seraji, A New Class of Nonlinear PID Controllers Hämtad 31.10.2012

<http://trs-new.jpl.nasa.gov/dspace/bitstream/2014/13962/1/00-0341.pdf>

Mariagarzia Dotoli et al, Fuzzy-Supervised PID Control: Experimental Results, Hämtad 31.10.2012

http://dee.poliba.it/labcontrolli/file_pdf/Eunite01.pdf

James Bennet et al, PID Tuning Classical, Hämtad 31.10.2012

<https://controls.engin.umich.edu/wiki/index.php/PIDTuningClassical>

Wikipedia eng, sökord Low-pass filter Hämtad 31.10.2012

http://en.wikipedia.org/wiki/Low-pass_filter

Wikipedia eng, sökord Digital Filter, Hämtad 31.10.2012

http://en.wikipedia.org/wiki/Digital_filter

Wikipedia fi, sökord alipäästösuodatin, Hämtad 31.10.2012

<http://fi.wikipedia.org/wiki/Alip%C3%A4%C3%A4st%C3%B6suodatin> Hämtad 31.10.2012

Figurkällor:

/1/ Sumea Logiikka Neuroverkot, Teollisuuden Älykkäät Ohjausjärjestelmät. 1999, Lyytikäinen Timo, Mäkelä Merja

/2/ Modern Reglerteknik, 1992, Bertil Thomas

/3/ Sumean logiikan oppikirja, Johdatusta sumean Matematiikkaan. 2002. Jorma K. Mattila, Art House Oy

/4/ <http://kehittaminen.turkuamk.fi/msuhonen/automaatio/Luennot/Luento8.pdf> hämtad 22.6.2012

/5/

https://controls.engin.umich.edu/wiki/index.php/File:Integrator_windup_illustration2.JPG hämtad 28.5.2012

/6/ http://www.bgu.ac.il/chem_eng/pages/Courses/oren%20courses/Chapter_10.pdf hämtad 18.10.2012

/7/ http://dee.poliba.it/labcontrolli/file_pdf/Eunite01.pdf hämtad 18.10.2012

/8/ http://en.wikipedia.org/wiki/File:Fuzzy_control_-_centroid_defuzzification_using_max-min_inferencing.png hämtad 18.10.2012

Videokällor:

Peter Woolf, Control Architectures: Feed Forward, Feedback, Ratio, and Cascade, Hämtad 30.10.2012

<http://www.youtube.com/watch?v=pireiS3HILw>