

Arbeidsnotat PID Automatiseringsprosjekt

IELET2104
Gruppe 2308
Trondheim, Vår 2023

KANDIDATER (etternavn, fornavn):

Stranden, Håkon

Kalheim, Endre

Magnus, Fredrik

Karlson, Martine

Ibrahim, Sami

Wiggen, Øyvind

DATO:

12.04.2023

FAGKODE:

IELET2104

GRUPPE (navn/nr):

2308

SIDER/BILAG:

20/ 1

FAGLÆRER:

Irja Gravdahl

TITTEL:

Arbeidsnotat PID og Lead-Lag funksjonsblokk

Sammendrag:

Dette arbeidsnotatet tar utgangspunkt i PID og Lead-Lag funksjonsblokkene som har blitt realisert i GX works 2. Disse blokkene skal brukes til å regulere prosessen i automatiseringsprosjektet. Dokumentet inneholder generell informasjon om problemstillinger knyttet til blokkene og metoder brukt for å realisere dem. All programkode, aktuelle utregninger og PID testskjema ligger i det vedlagte Github lageret.

Innhold

1	Bakgrunn	4
2	Teori	4
2.1	PID-Funksjonsblokk	4
2.1.1	P-Leddet (HS)	4
2.1.2	I-Leddet (HS, FM)	4
2.1.3	D-Leddet (HS, FM)	5
2.1.4	Derivat-Filter (HS)	5
2.1.5	Nominelt Pådrag (HS)	5
2.1.6	Former på PID-regulator (HS)	6
2.1.7	Metningskontroll (HS, FM)	6
2.1.8	Anti-windup (HS, FM)	6
2.1.9	Ratebegrensning (HS)	7
2.1.10	Samplingstid (HS, FM)	7
2.2	Lead-Lag-Funksjonsblokk (HS, FM)	8
2.3	Diskretisering av kontinuerlig signal (HS)	8
2.3.1	Z-Transformasjon (HS)	8
2.3.2	Eulers fremovermetode (HS)	9
2.3.3	Eulers bakovermetode (HS)	9
2.3.4	Tustins metode (HS)	10
3	Metoder	11
3.1	PID-regulator (FM, HS)	11
3.1.1	Proporsjonal-delen	11
3.1.2	Integral-delen	11
3.1.3	Derivat-delen	12
3.2	Diskretisering av PID regulator (FM, HS)	13
3.3	Diskretisering av Lead-Lag element (FM, HS)	14
3.4	Ytterligere funksjonalitet	14
3.5	Implementering i GX Works 2 (EK, SI)	15
4	Referanser	19

1 Bakgrunn

Oppgaven går ut på å skape et sammensatt system som skal tillate effektiv regulering av vann-nivået i en tank. Utføring av nivåregulering krever programmering og innstilling av regulatoren som skal tas i bruk. Regulatoren kan deles i to hovedelementer; en PID-regulator og en foroverkobling i form av et lead-lag-element. Spesifikasjoner for regulatoren er definert av kunden, som ønsker null oversving og så rask regulering av prosessen som mulig. Ytterligere krav til regulatoren inkluderer justerbart nominelt pådrag dersom regulatoren opererer uten integralvirkning, mulighet for manuell-modus, innstillbar ratebegrensning, justerbart derivatfilter, samt rykkfri endring av regulatormodus- og parametre.

2 Teori

2.1 PID-Funksjonsblokk

PID-blokken er en essensiell del av automatiseringsprosjektet. Den har som oppgave å regulere prosessen på anlegget. En PID-regulator produserer et pådrag på prosessen som reguleres basert på et reguleringsavvik; forskjellen mellom ønsket- og målt prosessverdi. Regulator-blokken kan deles i tre deler; en proporsjonal-, en integral- og en derivatdel. Proporsjonaldelen gir et pådrag proporsjonalt med reguleringsavviket, integraldelen gir et pådrag proporsjonalt med integralet av avviket og derivatdelen gir et pådrag proporsjonalt med endringen i avviket.

2.1.1 P-Leddet (HS)

Proporsjonal-leddet gir gjennom en forsterkningsparameter, K_p , et bidrag som er proporsjonalt med avviket $e(t)$. Økt forsterkningsparameter gir raskere respons og mindre stasjonært avvik, men kan også gi lavere stabilitetsmargin og et unødvendig høyt pådrag. Pådraget gitt av P-leddet er i tidsdomenet definert som:

$$u_p(t) = K_p \cdot e(t)$$

2.1.2 I-Leddet (HS, FM)

Integral-leddet i en PID-regulator gir et pådrag proporsjonalt med integralet av reguleringsavviket. Pådraget produsert er definert som integralet av reguleringsavviket delt på

integral-tiden T_i :

$$u_i(t) = \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau$$

Integral-leddet hjelper å eliminere stasjonært avvik, som kan forekomme ved bruk av en P- eller PD-regulator. Et av de største problemene relatert til integralvirkningen er fenomen kalt over-lading (*windup*). Integralvirkningen kan også føre til oscillasjoner og i verste fall ustabilitet, spesielt dersom tidsforsinkelser inngår i prosessen.

2.1.3 D-Leddet (HS, FM)

Derivat-leddet blir brukt som et prediksjons-ledd i regulatoren. Leddet har som oppgave å forutse endringer i prosessvariablene og korrigere pådraget etter dette. Effekten av leddet i et system vil variere utifra systemets dynamikk, det er spesielt nyttig i systemer med rask dynamikk. Fordeler kan være raskere respons, økt stabilitetsmarginer og mindre oversving. En ulempe med derivat-leddet er at det forsterker høyfrekvente signaler. Det er dermed svært følsomt for målestøy og kan gi såkalte *derivatspark* ved raske endringer i reguleringsavviket. Det er dermed viktig å lavpass-filtrere signaler som sendes til derivatleddet. Pådraget produsert av derivatleddet er definert som:

$$u_d(t) = K_d \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

2.1.4 Derivat-Filter (HS)

Et ideellt derivat-ledd har en overføringsfunksjon som ikke er proper. Da må det implementeres et filter for å gjøre funksjonen realiserbar. Dette filteret bli vanligvis gitt på formen:

$$Gcd(s) = \frac{Td * s}{1 + \alpha * Td * s}$$

2.1.5 Nominelt Pådrag (HS)

Nominelt pådrag, også kalt manuelt pådrag, er et brukersatt pådrag som skal gi ønsket prosessverdi. Pådragsverdien er teoretisk utledet, og det er viktig at verdien er hensiktsmessig slik at den ikke skaper et avvik som regulatoren må kompensere.

2.1.6 Former på PID-regulator (HS)

Den mest grunnleggende formen for en PID-regulator er på ideell form. I tidsdomenet blir denne gitt med:

$$U_{pid}(t) = U_{nom} + \kappa p * e(t) + \kappa i \int_0^t e(\tau) d\tau + \kappa d * \frac{de(t)}{dt}$$

En PID-regulator kan og realiseres på parallell/sum- og serie/produkt-form.

En regulator i ideell parallell-form blir i s-domenet gitt med:

$$K_{parallell}(s) = \kappa p \left(1 + \frac{1}{T_i * s} + T_d * s \right)$$

I serie-form kan PID-regulatoren bli ansett som en PI-regulator i serie med en PD-regulator. Denne regulatoren blir i s-domenet gitt med:

$$K_{serie}(s) = \kappa p \left(\frac{1 + \tau * s}{\tau * s} \right) * (\tau * s + 1)$$

Funksjonsmessig skal det være svært liten differanse mellom de ulike regulatorformene og det er enkle matematiske formler for å bytte mellom formene. Parallellformen kan bli ansett som mer generell en serie fordi den kan ha komplekse nullpunkt.

2.1.7 Metningskontroll (HS, FM)

Ethvert pådragsorgan opererer innenfor grensene minimalt til maksimalt pådrag. Regulatoren som regulerer pådragsorganet kan derimot forespørre et vilkårlig høyt eller lavt pådrag. For å sikre at regulatoren forespør et pådrag som pådragsorganet faktisk kan gi er det nødvendig med metningskontroll. Metningsfunksjonen implementeres etter følgende formel:

$$sat_{\underline{u}}^{\bar{u}}(u) = \min(\bar{u}, \max(\underline{u}, u)) = \begin{cases} \bar{u} & \text{dersom } u \geq \bar{u} \\ u & \text{dersom } \underline{u} \leq u \leq \bar{u} \\ \underline{u} & \text{dersom } u \leq \underline{u} \end{cases} \quad (1)$$

Hvor u representerer pådraget, \bar{u} representerer pådragets maksimalverdi og \underline{u} representerer minimalverdien. Metningsfunksjonen er også viktig i implementeringen av anti-windup.

2.1.8 Anti-windup (HS, FM)

Over-lading (*windup*) er et fenomen som kan oppstå i alle regulatorer med et integral-ledd eller i et pådragsorgan med ratebegrensninger. I den gitte prosessen i automatiseringspros-

jektet kan f.eks ventiler bare være helt åpen eller helt lukket. Det betyr at integral-leddet kan lades opp når pådragsorganet går i metning. Konsekvenser av denne overladningen kan være overskyting av settpunkt, trege transienter og ustabilitet. *Anti-windup* definerer systemer som motvirker over-lading. Det finnes flere måter å implementere anti-windup. Blandt de mest populære er *clamping* og *back-calculation*. I dette systemet implementeres anti-windup ved bruk av *tracking*, som er svært likt *back-calculation*. Anti-windup ved bruk av *tracking* går ut på at integrator-delen integrerer avviket mellom PID-pådraget, u_{PID} , og det mettede PID-pådraget $\text{sat}_{\underline{u}}^{\bar{u}}(u_{PID})$. Dette fører til at integrator-delen ikke lades opp dersom PID-pådraget går i metning. Anti-windup er implementert ved å justere integral-leddet til følgende:

$$u_i(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + \frac{1}{T_t} (\text{sat}_{\underline{u}}^{\bar{u}}(u_{PID}) - u_{PID})$$

Hvor T_t er en tidskonstant for *tracking*-funksjonen. Det er viktig at T_t er tilstrekkelig liten til at den kan kansellere bidraget fra den *vanlige* integrator-delen. En huskeregel fra [Åström and Hägglund, 2006] er å ta T_t større enn T_d og mindre enn T_i [4].

2.1.9 Ratebegrensning (HS)

For å skåne pådragsorgan blir det implementert en ratebegrensning. Denne blir implementert etter følgende formel:

$$\text{sat}_{\underline{\dot{v}}}^{\bar{\dot{v}}}(\dot{v}) = \min(\bar{\dot{v}}, \max(\dot{v}, \underline{\dot{v}})) = \begin{cases} \bar{\dot{v}} & \text{når } \dot{v} \geq \bar{\dot{v}}, \\ \dot{v} & \text{når } \underline{\dot{v}} \leq \dot{v} \leq \bar{\dot{v}}, \\ \underline{\dot{v}} & \text{når } \dot{v} \leq \underline{\dot{v}}. \end{cases}$$

2.1.10 Samplingstid (HS, FM)

Regulatoren som brukes i dette prosjektet er diskret og krever dermed diskrete signaler. Kontinuerlige signaler diskretiseres ved å gjøre punktprøver av det kontinuerlige signalet med et gitt tidsintervall. Dette tidsintervallet kalles samplingstiden og definerer tiden mellom punktprøver. En lav samplingstid gir en mer nøyaktig approksimasjon av det kontinuerlige signalet og er dermed ønskelig. Det er også viktig at samplingstiden er forutsigbar. Flaskehalsen for hvor lav samplingstiden kan være ligger i ytelsen på programvaren samt størrelsen på programmet. Det kan implementeres en blokk i programmet som leser av samplingstiden og varsle når den overstiger den brukerdefinerte tiden. Dermed kan brukeren empiriske teste seg frem til den korteste samplingstiden PLSen klarer å kjøre på det gitte programmet.

2.2 Lead-Lag-Funksjonsblokk (HS, FM)

En foroverkobling kan brukes for å dempe effekten av forstyrrelser. En ideell foroverkobling fjerner forstyrrelsen helt ved å produsere et pådrag som kansellerer effekten av forstyrrelsen. Dette er sjeldent mulig å implementere i praksis. En *lead-lag enhet* derimot, er enkel å implementere og kan i mange tilfeller gi en tilstrekkelig god approksimasjon av den ideelle foroverkoblingen [5]. Transferfunksjonen til et lead-lag element er:

$$G_{ff}(s) = K_{ff} \frac{\tau_{lead} \cdot s + 1}{\tau_{lag} \cdot s + 1}$$

Parametrene K_{ff} , τ_{lead} og τ_{lag} er avhengige av forstyrrelsen som ønskes å fjernes og hvordan forstyrrelsen påvirker systemet. Parametrene kan bestemmes eksperimentelt eller analytisk.

2.3 Diskretisering av kontinuerlig signal (HS)

I et reguleringsystem ønsker en ofte å finne responsen på et signal når det går gjennom et lineært tidsinvariant system. I tidsdomenet blir dette gitt ved konvolusjonsintegralet:

$$y(t) = u(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau) * g(\tau) d\tau$$

Isteden for å utføre denne krevende operasjonen blir ligningen betraktet i s-domenet:

$$Y(s) = G(s) * U(s)$$

For å få ligningen fra s-planet anvendelig i et diskret system blir den z-transformert. Den komplekse variablene i z-domenet blir definert som:

$$z = e^{sT}$$

2.3.1 Z-Transformasjon (HS)

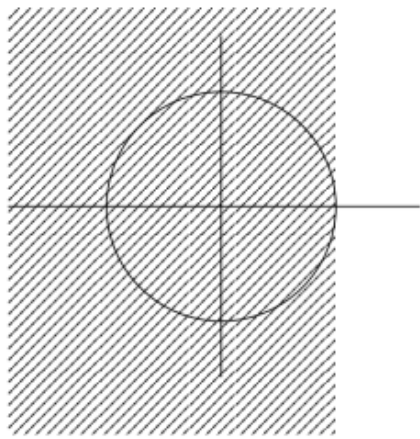
z-transformasjonen avbildes nøyaktig med ligningen $z = e^{sT}$, men transformasjonen kan forenkles med ulike metoder. Det største problemet med noen av de enklere avbildingsmetodene er at polene som er stabilt i et av planene ikke alltid er stabilt i det andre.

2.3.2 Eulers fremovermetode (HS)

Med Eulers fremovermetode blir avbildingen fra s til z -planet uttrykt som:

$$z = 1 + T * s$$

Polplasseringen fra z til s -planet blir gitt i figur 1



Figur: 1: Polpassering fra z til s -planet; [2]

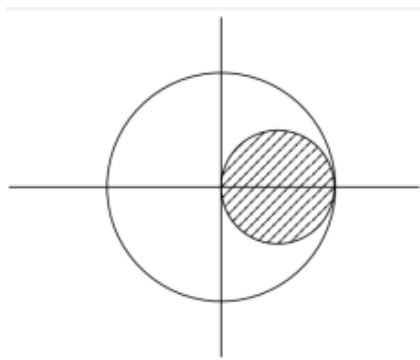
Som figur 1 viser kan stabile poler i s -planet bli ustabile i z -planet.

2.3.3 Eulers bakovermetode (HS)

Med Eulers bakovermetode blir avbildingen fra z til s -planet uttrykt som:

$$z = \frac{1}{1 - T * s}$$

Polplasseringen fra s til z -planet blir gitt i figur 2



Figur: 2: Polpassering fra s til z -planet; [2]

Som figur 2 viser kan ustabile poler i s-planet bli ustabile i z-planet.

2.3.4 Tustins metode (HS)

Med Tustins metode blir avbildningen fra z til s-planet uttrykt som:

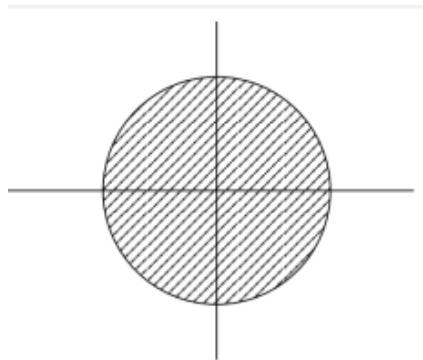
$$z = \frac{1 + \frac{sT}{2}}{1 - \frac{sT}{2}}$$

Denne avbildningen kan utledes fra trapesapproksimasjonen av et integral:

$$\int_a^b f(x) dx \approx \sum_{k=1}^N \frac{f(x_{k-1}) + f(x_k)}{2} \Delta x_k$$

Dette antyder at Tustins metode kan være gunstig å bruke for diskretisering av en integrator.

Polplasseringen ved overgang mellom begge planene blir gitt i figur 3



Figur: 3: Polpassering mellom s og z-planet; [2]

Som figur 3 viser vil alle poler som er stabile i et plan være stabile i det andre.

3 Metoder

Regulatoren består av to hovedelementer, PID-blokken og lead-lag blokken. PID-blokken er et sammensatt system bestående av flere deler; Proporsjonal-, Integral og Derivat-delen. Utover PID og lead-lag blokkene er det også implementert ytterligere funksjonaliteter, blant annet en metnings-funksjon og en ratebegrenser.

3.1 PID-regulator (FM, HS)

PID-regulatoren består av en proporsjonal-, integral-, og derivat-del. Regulatoren er implementert i parallellform og hver del er implementert hver for seg og er uavhengig av de andre delene. Dette ble gjort for å oppnå mest mulig oversiktlig kode og for å gjøre det lettere å videreutvikle og erstatte deler av systemet uavhengig av de andre delene.

Overføringsfunksjonen for regulatoren med derivatfilter blir i kontinuerlig form gitt med ligningen:

$$K_c(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot \frac{N}{1 + N\frac{1}{s}}), K_c(s) = \frac{u(s)}{e(s)}$$

Regulatoren skal implementeres i en PLS, som kun kan håndtere diskrete verdier. Dermed må overføringsfunksjonen diskretiseres for å kunne implementeres. Det totale pådraget fra regulatoren, u_{PID} , er summen av pådragene fra hver del:

$$u_{PID}[n] = u_0[n] + u_p[n] + u_i[n] + u_d[n]$$

Her representerer $u_0[n]$ et nominelt pådrag og $u_p[n]$, $u_i[n]$ og $u_d[n]$ representerer hhv. pådragene fra proporsjonal-, integral- og derivat-delen.

3.1.1 Proporsjonal-delen

Pådraget generert av regulatorens proporsjonal-del er direkte proporsjonalt med det målte avviket, $e[n]$, gjennom proporsjonalitetskonstanten K_p . Pådraget, u_p , fra proporsjonal-delen defineres dermed som:

$$u_p[n] = K_p \cdot e[n]$$

3.1.2 Integral-delen

Integral-delen i PID-blokken består av to elementer; en generell integrator og en *Integrator-Options*-blokk. Den generelle integratoren approksimerer en ideell integrator, representert i laplace-domenet som $\frac{1}{s}$. *Integrator-Options*-blokken bestemmer hva som sendes til integratoren og tillater enkel implementasjon av ytterlig funksjonalitet, som anti-windup og

tracking.

Integratoren diskretiseres med Tustins-metode. Dette resulterer i at integralet approksimeres numerisk ved bruk av trapes-metoden. Overføringsfunksjonen til den diskretiserte integratoren blir da:

$$\frac{u_i(z)}{X(z)} = \frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

Hvor T_s representerer samplingstiden og $X(z)$ representerer signalet som sendes fra *Integrator-Options* blokken. Dette kan videreutvikles til en differensligning som enkelt kan implementeres i en PLS:

$$u_i[n] = u_i[n-1] + \frac{K_p \cdot T_s}{2 \cdot T_i} \cdot (x[n] + x[n-1])$$

3.1.3 Derivat-delen

Derivat-delen i PID-blokken består av to hovedelementer; et derivatfilter og en generell derivator. Derivatfilteret er et lavpass-filter som demper høyfrekvente frekvenskomponenter til signaler. Derivatoren mottar det filtrerte signalet og returnerer en numerisk approksimasjon av derivatet til signalet. Derivatfilteret og derivatoren er implementert hver for seg og er funksjonelt uavhengig av hverandre, som gjør videreutvikling av hvert element enkelt.

I laplace-domenet er overføringsfunksjonen for derivatfilteret gitt som:

$$\frac{N}{s + N}$$

Hvor N representerer en justerbar filterkoeffisient. Overføringsfunksjonen diskretiseres ved bruk av bakoverdifferanse, som resulterer i den diskrete overføringsfunksjonen:

$$\frac{X(z)}{E(z)} = \frac{N \cdot T_s}{1 - z^{-1} + N \cdot T_s}$$

Hvor $E(z)$ representerer reguleringsavviket og $X(z)$ er det filtrerte utgangssignalet. Fra dette kan differensligningen for filteret utledes til å være:

$$x[n] = \beta \cdot e[n] + (1 - \beta) \cdot x[n-1], \text{ hvor } \beta = \frac{N \cdot T_s}{N \cdot T_s + 1}$$

Derivatfilteret på denne formen blir et *exponential moving average* filter. Derivatoren er en numerisk approksimasjon av en ideell derivator, representert i laplace-domenet som s . Diskretisering av derivatoren gjøres ved bruk av bakoverdifferanse, som garanterer stabilitet. Den diskrete overføringsfunksjonen for derivatoren blir da:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}$$

Hvor $X(z)$ er det filtrerte inngangssignalet til derivatoren og $Y(z)$ er utgangssignalet fra derivatoren; en approksimasjon av derivatet til inngangssignalet $X(z)$. Dette resulterer i differensligningen:

$$y[n] = \frac{1}{T_s}(x[n] - x[n-1])$$

Hvor $y[n]$ er approksimasjonen av derivatet til inngangen $x[n]$. Dette signalet multipliseres så med PID-koeffisientene K_p og T_d , som gir derivat-delens utgangssignal:

$$u_d[n] = K_p T_d \cdot y[n]$$

3.2 Diskretisering av PID regulator (FM, HS)

PID regulatoren som har blitt realisert i GX Works 2 er i parallell-form. Denne regulatoren med derivatfilter blir i kontinuerlig form gitt med ligningen:

$$K_c(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot \frac{N}{1 + N\frac{1}{s}}), K_c(s) = \frac{u(s)}{e(s)}$$

Regulatoren er i denne formen fordi det gjør det mulig å diskretisere hver del etter hvilken metode som er hensiktsmessig. Det totale pådraget fra regulatoren kan bli gitt med ligningen:

$$u[n] = u_0[n] + u_p[n] + u_i[n] + u_d[n]$$

Proporsjonaldelen av regulatoren blir oppgitt med differensligningen:

$$u_p[n] = K_p \cdot e[n]$$

Integraldelen av regulatoren blir diskretisert med Tustins-metode, som tillater diskret approksimasjon av integralet ved bruk av trapes-metoden. Overføringsfunksjonen til den diskretiserte integratoren blir da:

$$\frac{u_i(z)}{e(z)} = \frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

Dette gir differensligningen:

$$u_i[n] = u_i[n-1] + \frac{K_p \cdot T_s}{2 \cdot T_i} \cdot (e[n] + e[n-1])$$

Derivatoren og derivatfilteret i regulatoren blir diskretisert enkeltvis. Det diskretiserte derivatfilteret får ligningen:

$$H_f(z) = \frac{N \cdot T_s}{1 - z^{-1} + N \cdot T_s}, H_f(z) = \frac{e_f(z)}{e(z)}$$

Dette gir en differensligning for filteret:

$$e_f[n] = \beta \cdot e[n] + (1 - \beta) \cdot e_f[n - 1]$$

Derivatfilteret på denne formen blir et *exponential moving average filter*. I differensligningen for derivatoren blir det benyttet bakoverdifferanse ettersom dette garanterer stabilitet. Differensligningen for derivatoren er gitt som:

$$y[n] = \frac{1}{T_s}(x[n] - x[n - 1])$$

Hvor $y[n]$ er approksimasjonen av derivatet til inngangen $x[n]$

3.3 Diskretisering av Lead-Lag element (FM, HS)

Lead-Lag på kontinuerlig form er gitt som:

$$G_{ff} = K_{ff} \cdot \frac{\tau_{lead} \cdot s + 1}{\tau_{lag} \cdot s + 1}$$

For å gjør elementet anvendelig i GX Works 2 må det diskretiseres. Det blir i dette elementet gjort med Tustins-metode.

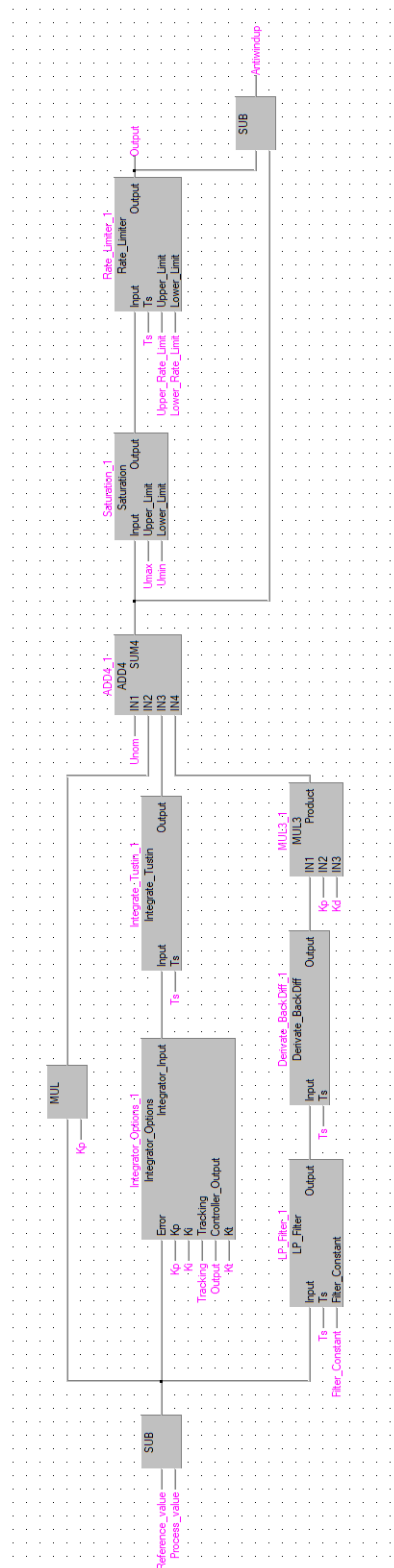
$$G_{ff} = K_{ff} \frac{2 \cdot \tau_{lead}(z - 1) + T_s(z + 1)}{2 \cdot \tau_{lag}(z - 1) + T_s(z + 1)}, \quad G_{ff} = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

Med dette får vi differensligningen:

$$y[n] = \frac{1}{2\tau_{lag} + T_s} \cdot [(2\tau_{lag} - T_s) \cdot y[n - 1] + K_{ff}(2\tau_{lead} + T_s) \cdot x[n] + K_{ff}(T_s - 2 \cdot \tau_{lead}) \cdot x[n - 1]]$$

3.4 Ytterligere funksjonalitet

3.5 Implementering i GX Works 2 (EK, SI)



Figur: 4: PID Regulator i GX works

I figur 4 kan man se de ulike delene i PID regulatoren. Det er en proporsjonal-del, integral-del, og en derivat-del. I tillegg er det et nominelt pådrag som blir lagt sammen med de andre delene før det går inn i en metningsblokk, og deretter inn i en ratebegrenser. Under metningsblokken blir det regnet ut en Anti-Windup verdi som passer på at integratoren ikke overlades. Integratoren er realisert ved bruk av Tustins metode, og verdiforandringen blir regnet ut i blokken "Integrator Options". Dette pådraget blir i integralblokken lagt sammen med det tidligere integralpådraget. Derivatdelen er realisert ved bruk av Eulers bakovermetode. Først går signalet gjennom derivatfilteret, og deretter går det gjennom derivatblokken som regner ut derivatet. Derivatet blir ganget med skalarene K_d og K_p . I "add" blokken blir alle pådragene lagt sammen. Det er fire pådrag totalt; et nominelt pådrag, en proporsjonaldel, en integraldel, og en derivatdel som tilsammen utgjør det totale pådraget. Pådraget går gjennom en metningsblokk og en ratebegrenser for å passe på at pådraget ikke øker for raskt og at det ikke går over maksverdien, som i dette tilfelle er 255 på grunn av at dataordet har en 8 bit begrensning på kretskortet til PLSen.

I figur 5 kan man se en blokk som tar inn inngangene fra brukergrensesnittet og konverterer dem til forsterkningsverdier. K_i er lik $1/T_i$, og T_d er lik K_d . For å sørge for at integratoren går av når noen skrur av PD eller P, vil integrator _OnOff-modulen sørge for at integraldelen går av. Dette kan ikke gjøres ved å sette K_i lik null, fordi dette vil føre til at integratoren gir et konstant pådrag. Hvis integraldelen blir satt til null med en gang, vil det skape et stort rykk i pådraget, noe som er uønsket. For å unngå dette, går integrator _OnOff gjennom en ratebegrenser, som gradvis reduserer forandringen i integraldelen, slik at den går kontrollert mot null.

I figur 6 kan man se Lead-Lag modulen. Den har som oppgave å motvirke forstyrrelser, forbedre dynamikken, og gi mer stabilitet i systemet. Lead-delen gir en fremskynding i systemet for at den skal kunne forutse hva som kommer til å skje, noe som fører til at responstiden forbedres. Lag-delen gir en forsinkelse i systemet, slik at støy og høyfrekvente oscillasjoner dempes.

Figur 7 viser blokkene som er ansvarlige for både å sette spenning på kretskortet, og for å lese av spenningen på utgangen av kortet. Den øvre delen av figuren brukes til å lese av prosessverdien, som da er spenningen på utgangen av kortet. Denne oppgaven utføres av FROM-blokken. Den nedre delen av figuren viser TO-blokken, som brukes til å påføre en spenning på kortet som tilsvarer verdien av Pådrag. Pådraget kan variere mellom 0 og 255, og ved en verdi på 255 vil spenningen på kortet være 5 volt.

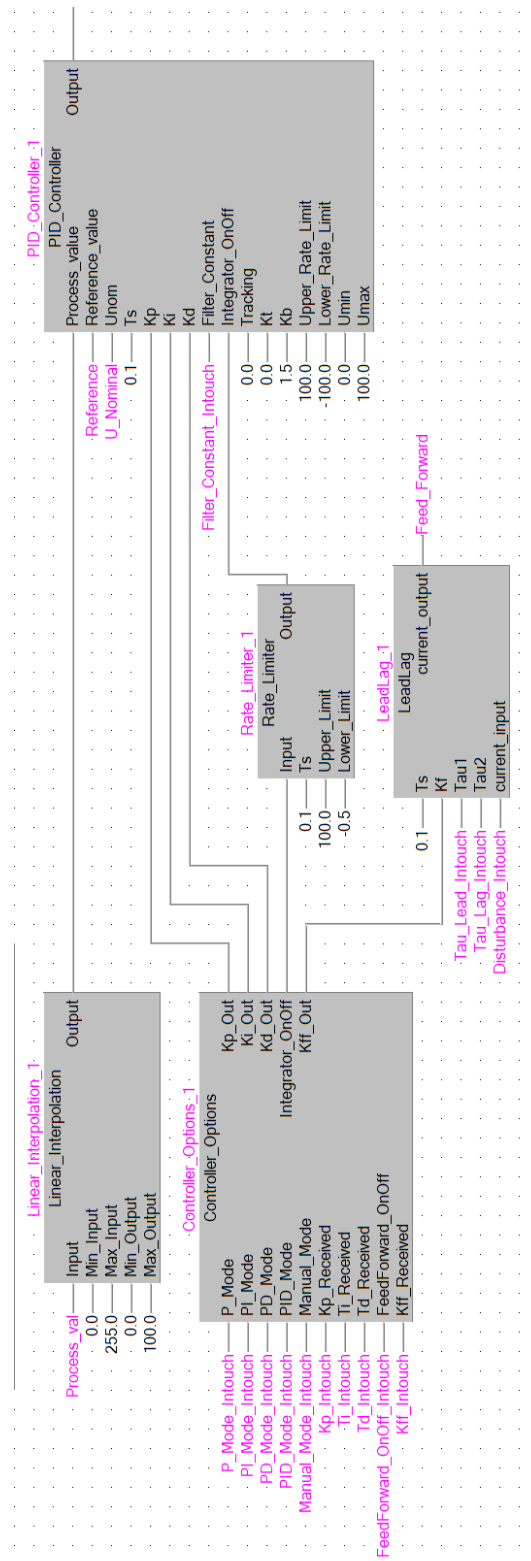
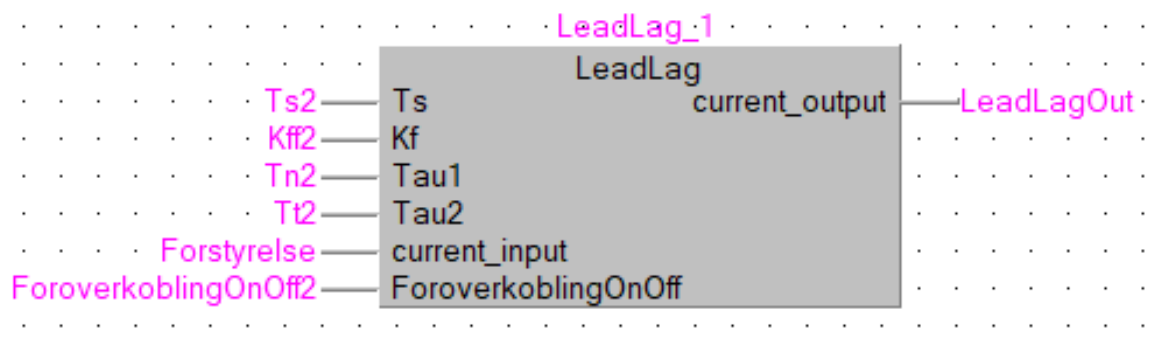
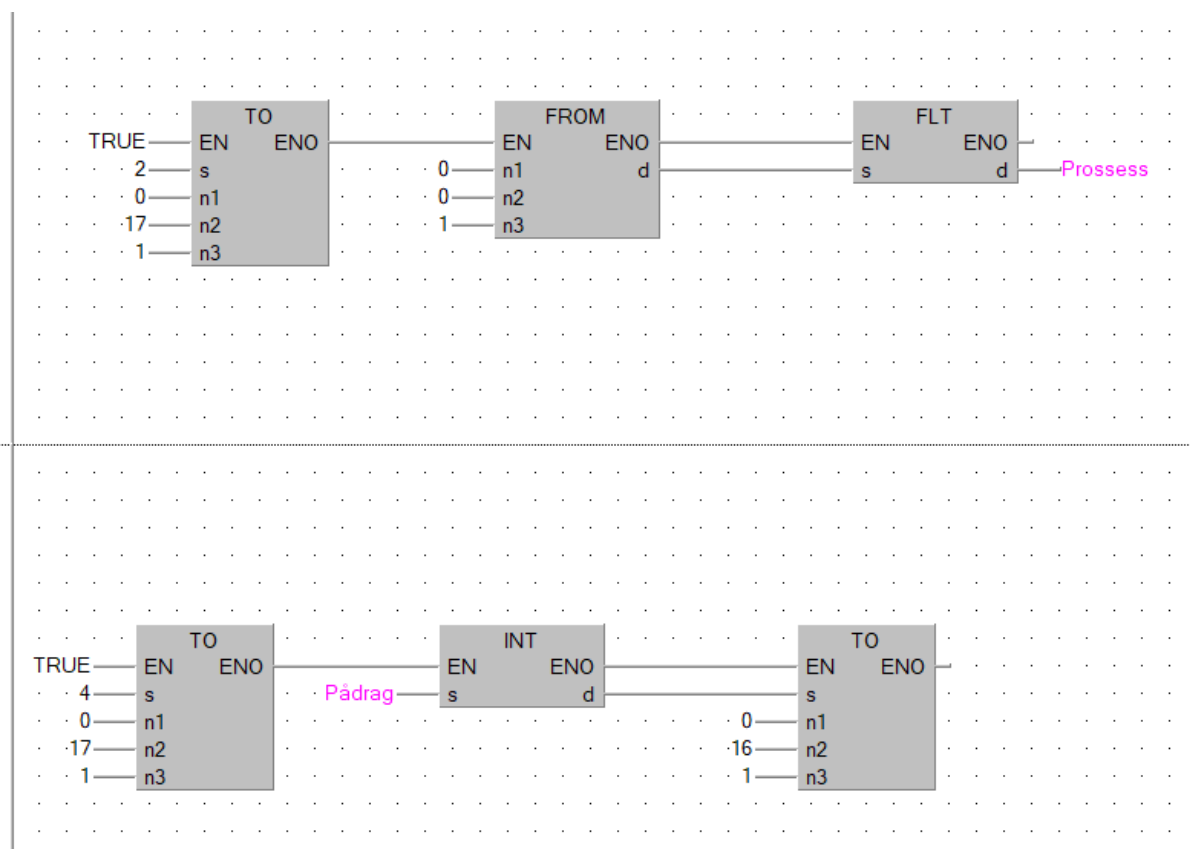


Figure 5: PID System



Figur: 6: Lead-Lag element i GX works



Figur: 7: Initialisering av ADC DAC

4 Referanser

Referanser

- [1] PID Controllers, 2nd Edition [Åström, Hågglund, 2006]
- [2] Tema 6 - Digitale filtre [Ansterud, Torleif 2023]
- [3] Forelesningsnotater IELET2101 [Sætre, Christian Fredrik, 2023]
- [4] [Åström and Hågglund, 2006] Åström, K. J. and Hågglund, T. (2006). Advanced PID control, volume 461. ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society.
- [5] [Seborg et al., 2016] Seborg, D. E., Edgar, T. F., Mellichamp, D. A., and Doyle III, F. J. (2016). Process dynamics and control. John Wiley Sons, 4th edition.

Vedlegg

1. [Github lager](#)
2. Brukermanual FX2N-32MR PLS [FX2N-32MR manual](#)