

AUTOMATISERINGSPROSJEKT VÅR 2024

IELET2104

---

# PID funksjonsblokk arbeidsnotat

## REGULERING AV VANNTANK

---

Stahl, Harald  
Wirkestad, Nora

---

## Innholdsfortegnelse

<b>1</b>	<b>Bakgrunn [HS, NW]</b>	<b>1</b>
1.1	Kundespesifikasjoner [HS, NW] . . . . .	1
1.2	Systemoversikt [HS] . . . . .	1
<b>2</b>	<b>Teori [HS, NW]</b>	<b>3</b>
2.1	PID [NW] . . . . .	3
2.1.1	Proporsjonalledd . . . . .	3
2.1.2	Integralledd . . . . .	3
2.1.3	Derivatledd . . . . .	3
2.1.4	Nominelt pådrag . . . . .	4
2.2	Foroverkobling [HS] . . . . .	4
2.2.1	Lead-lag . . . . .	4
2.3	Annen funksjonalitet [NW] . . . . .	5
2.3.1	Anti-windup . . . . .	5
2.3.2	Rykkfri overføring . . . . .	5
2.3.3	Ratebegrensing . . . . .	6
2.4	Diskretisering [NW] . . . . .	6
<b>3</b>	<b>Implementering[HS, NW]</b>	<b>7</b>
3.1	Diskretisering av regulatoren [NW] . . . . .	7
3.1.1	Diskret proporsjonalledd . . . . .	7
3.1.2	Diskret integralledd . . . . .	7
3.1.3	Diskret derivatledd . . . . .	8
3.1.4	Lead-lag . . . . .	8
3.1.5	Anti-windup . . . . .	8
3.1.6	Rykkfri overføring . . . . .	9
3.1.7	Ratebegrensing . . . . .	9
3.2	Testing av regulatoren [HS] . . . . .	10
3.2.1	Ziegler-Nichols . . . . .	10
3.2.2	Etterjustering . . . . .	11

3.2.3	Nominelt pådrag . . . . .	11
3.2.4	Lead-lag . . . . .	12
3.2.5	Testskjema . . . . .	12
<b>Referanser</b>		<b>i</b>

## 1 Bakgrunn [HS, NW]

Dette arbeidsnotatet har som hensikt å presentere et generelt reguleringssystem som skal kunne brukes på en vilkårlig prosess.

### 1.1 Kundespesifikasjoner [HS, NW]

I prosjektmøte én og to ble det presentert krav for innsvingningen av tanknivået. Følgende krav ble satt for sprang i referansen til 50%.

- **Ingen oversving**
- **Innsvingningstiden** skal være kortest mulig.
- **Systemets respons** skal være av første orden, eller andre orden, med sammenfallende reelle poler.
- **Kritisk dempet system**
- **Mulighet for manuell modus**
- **Null stasjonært avvik**
- **Foroverkobling** gjennom innstillbart lead-lagelement.
- **Ratebegrensning** som kan kontrolleres i brukergrensesnitt.
- **En Anti-windup** løsning skal implementeres.
- **Rykkfri overføring/parameterinnstilling** mellom regulatorer og mellom auto og manuell modus.
- **Derivasjonsfilter** som kan stilles inn fra brukergrensesnitt.
- **Samplingsintervall** som skal kunne endres i brukergrensesnittet.

Kravene som er satt skulle oppfylles av flere regulator typer. Det skulle være mulig å velge P-, PI-, PD- og PID-regulator for både frekvensomformer og reguleringsventil i brukergrensesnittet. Regulator typene skulle fungere like godt uavhengig av prosess.

### 1.2 Systemoversikt [HS]

Det ble designet et system som skulle kunne teste regulator-blokkenes funksjonalitet. Regulator-blokkene i seg selv ble programmert i PLS-programmet GX Works 2, for så å bli lastet opp på en PLS av typen Mitsubishi FX2n-32MR. Et brukergrensesnitt ble laget for å kunne sende parameterverdier og avlese prosessdata. Den virtuelle prosessen ble laget i Simulink. Sprang i forstyrrelser, diskretisering og prosessdata ble også håndtert i Simulink. Tjenesten, KEPserverEX, sørget for at sending og mottak av data mellom disse programmene ble håndtert.

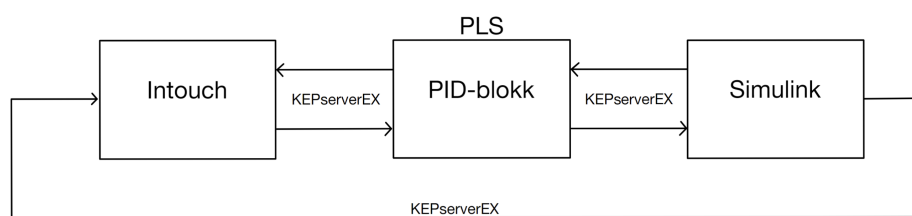


Figure 1: Systemoversikt

## 2 Teori [HS, NW]

I denne delen av notatet skal det teoretiske grunnlaget for en digital regulator, som kan brukes på en generell prosess, dannes.

### 2.1 PID [NW]

En PID-regulator består av et proporsjonal-, integral-, og derivatledd. Disse leddene kan deaktiveres ut fra behov, slik at man kan bruke den som en P-, PI-, PD-, og PID-regulator. [2]

#### 2.1.1 Proporsjonalledd

Formålet med dette leddet er å gjøre om prosessverdiens avvik fra referansen, til et pådrag ved å forsterke det med en faktor  $K_p$ . Formel 1 viser den generelle formen til proporsjonalleddet. Pådraget fra dette leddet avtar etter hvert som prosessen nærmer seg referansen. Dette leddet alene vil derfor regulere inn prosessen med et stasjonært avvik. I tillegg blir systemet følsomt for endringer og forstyrrelser. Med for stor forsterkningsfaktor vil en P-regulator lede til ustabilitet i systemet. [2]

$$u_p(t) = K_p \cdot e(t) \quad (1)$$

#### 2.1.2 Integralledd

Integralleddet implementeres for å motvirke stasjonært avvik i systemet. Så lenge det er et avvik fra referansen jobber dette leddet for å integrere opp prosessverdien. Med en høyere integraltid vil pådraget fra integralleddet være lavere, og innstillingen tar lengre tid. Dersom integraltiden derimot er for lav vil det føre til oscillasjoner i systemet, og det kan bli ustabilt. Integralleddet har den generelle formen til formel 2. [2]

$$u_i(t) = \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2)$$

#### Integral wind-up

Et problem som kan oppstå av integralleddet er integral "wind-up". Dette oppstår når det teoretiske pådraget fra integralleddet fortsetter å øke, selv om den faktiske pådragsverdien ikke kan bli høyere. For at pådraget fra integralleddet skal reduseres må systemet nå referansen, eller referansen må endres. Da vil det ta lang tid før den teoretiske pådragsverdien reduseres til metning, slik at prosessverdien kan begynne å reguleres inn imot referansen. [3]

#### 2.1.3 Derivatledd

Formålet med derivatleddet er å dempe brå endringer i prosessverdien ved å derivere avviket fra referansen. Dette er med på å hindre oversving og oscillasjoner, samt stabilisere systemet. Derivatleddet har den generelle formen til formel 3. [2]

$$u_d(t) = K_p \cdot T_d \cdot \dot{e}(t) \quad (3)$$

### Derivatspark

Derivatleddet i en helt enkel PID-regulator finner vekstfarten til systemets avvik fra referansen. Derfor blir systemet sensitivt for sprang i referansen. I sprangøyeblikket vil derivatleddet bli uendelig stort. Det kan føre til ustabilitet i systemet. [3]

### Derivat-filter

Likning 3 viser et ideelt derivatledd. Dette leddet er ikke proper og dermed ikke realiserbar. Det vil også forsterke både sprang i referansen og støy. For å motvirke disse problemene kan et derivatfilter brukes. Med dette filteret får derivatleddet formen som er vist i likning 4 i frekvensdomenet. [3]

$$U_D(s) = K_P \frac{T_D \cdot s}{1 + \alpha \cdot T_D \cdot s} E(s) \quad (4)$$

#### 2.1.4 Nominelt pådrag

For å motvirke stasjonært avvik med regulatorer uten integralledd kan en legge til et nominelt pådrag. Dette pådraget er en konstant verdi som legges til pådraget fra proposjonal- og derivatleddet. [2]

## 2.2 Foroverkobling [HS]

En foroverkobling er en reguleringssteknikk som bruker kunnskap om systemet for å gi en raskere og mer robust respons. Foroverkoblingen er koblet fra referansen og/eller forstyrrelsen i systemet. En foroverkobling vil kunne måle på en forstyrrelse og ta høyde for dette i pådraget. I et ideelt system vil en kombinasjon av forover- og tilbakekobling skape et svært robust system. [3]

### 2.2.1 Lead-lag

En metode som brukes dersom det ikke eksisterer noen god modell av overføringsfunksjonen fra forstyrrelsen til utgangen. Lead-lag-enheten tunes eksperimentelt. Lag-elementet kan sees på som et lavpass-filter som filtrerer og gir et fint signal, mens lead-elementet kan sees på som en PD-regulator som prøver å predikere hvordan signalet vil endre seg. [3]

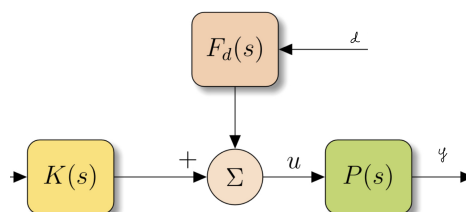


Figure 2: Blokkskjema med leadlag-blokk [3]

Formel 5 viser en generell lead-lag-fremoverkobling i frekvensdomenet hvor  $D(s)$  er forstyrrelsen.

$$F_d(s) = \frac{U(s)}{D(s)} = k_f \frac{\tau_{lead} \cdot s + 1}{\tau_{lag} \cdot s + 1} \quad (5)$$

## 2.3 Annen funksjonalitet [NW]

Noen flere funksjonaliteter som kan være gunstig i et reguleringsystem er anti-windup, rykkfri overføring og ratebegrensing.

### 2.3.1 Anti-windup

For å forhindre integral wind-up, som ble presentert i 2.1.2, er det ofte gunstig å implementere en anti-windup løsning. Det finnes flere mulige metoder for anti-windup, en av disse metodene er "tracking". Med tracking som anti-windup-system aktiveres tracking-modus først når beregnet pådrag når pådragsorganets maksimale grense. Dersom pådraget ikke er for høyt vil systemet være i normal modus, slik at trackingen ikke har noen innvirkning på pådragsverdien. Når tracking-modus er aktivert vil det teoretiske pådraget måles, omtalt som "u" i figur 3, og trekkes fra maksimalt pådrag som omtales som " $u_r$ ". Dersom u er større enn  $u_r$  vil en negativ verdi sendes inn i tracking-blokken, og legges til pådragsverdien. På den måten dempes pådraget og man unngår wind-up.

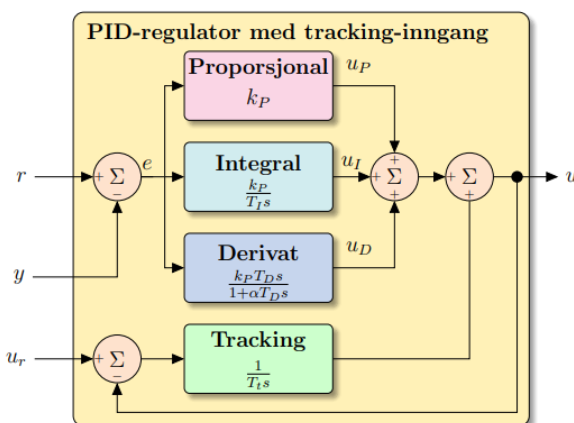


Figure 3: PID med tracking-inngang [3]

For likningen i trackingblokken må man finne en verdi for  $T_t$ . For å finne en passende verdi kan tommelfingerregelen vist i formel 6 brukes. [3]

$$T_t = \sqrt{T_D \cdot T_I} \quad (6)$$

### 2.3.2 Rykkfri overføring

I et system hvor det skal byttes mellom forskjellige regulatorer, og mellom manuell- og auto-modus kan det oppstå store rykk og hopp i pådraget. For å unngå å forstyrre prosessverdien, og ikke minst unngå slitasje av pådragsorganet, kan det være gunstig å implementere forskjellige løsninger for å få en rykkfri overføring. En løsning for dette kan være å bruke tracking. Med tracking overvåker man pådragsverdien. Med den informasjonen kan man velge å dempe endringen i pådraget ved hjelp av tilbakekobling og en tracking-blokk på samme måte som i et anti-windupsystem. [3]



### 2.3.3 Ratebegrensing

For å unngå store, brå endringer i pådraget kan man bruke ratebegrensing. Formålet med implementasjonen er å skåne pådragsorganet for unødvendig slitasje, og bidra til rykkfri overføring. Dette gjøres ved å bremse endringer som er over en viss hastighet, og sørge for at disse endringene går over en litt lengre tid. [3]

## 2.4 Diskretisering [NW]

Når en kontinuerlig funksjon skal brukes i digitale system, som for eksempel på en PLS, må dette diskretiseres. På den måten får man et kontinuerlig system til å gå steg for steg. Det finnes flere måter å gjøre dette på. En av disse er bakoverdifferanse. Denne metoden går ut på å bruke verdien funnet i forrige tidssteg for å beregne verdien til den deriverte som fremstilt i tidsdiskret form med likning 7.

$$\dot{y}(t) \approx \frac{y[n] - y[n-1]}{T_s} \quad (7)$$

Bakoverdifferanse kan også brukes for å diskretisere et uttrykk i frekvensdomenet. Da brukes regelen som er vist i likning 8. [1]

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (8)$$

### 3 Implementering[HS, NW]

I denne delen av notatet skal metoden for implementasjonen av regulatoren på en PLS, og innstillingen av parametere gjøres rede for.

#### 3.1 Diskretisering av regulatoren [NW]

Når regulatoren skulle implementeres på en PLS måtte hver del diskretiseres. Likningen for en PID-regulator ble dermed uttrykt ved likning 9. For å uttrykke de forskjellige leddene for proporsjonal-, integral- og derivat-leddene i diskret form ble bakoverdifferanse brukt for hvert ledd. Ved å fjerne noen ledd kan man også ta i bruk leddene som en P-, PI- og PD-regulator.

$$u_{PID}[n] = u_P[n] + u_I[n] + u_D[n] \quad (9)$$

##### 3.1.1 Diskret proporsjonalledd

Det diskret proporsjonalleddet ble uttrykt ved likning 10. Likningen viser at pådraget fra proporsjonalleddet kommer fra prosessverdiens avvik fra referansen ved det aktuelle steget,  $n$ .

$$u_P[n] = K \cdot e[n] \quad (10)$$

##### 3.1.2 Diskret integralledd

I likning 11 er integralleddet uttrykt i frekvensdomenet. Ved å bruke bakoverdifferanse ble uttrykket vist i likning 12 utarbeidet. Likningen ble så skrevet om til tidsdiskret form som vist i likning 13. Likningen viser at for hvert steg,  $n$ , summeres alle tidligere steg som er lagret i  $u_I[n-1]$ .

$$U_I(s) = K \frac{1}{T_i \cdot s} E(s) \quad (11)$$

$$U_I(z) = K \frac{T_s}{T_i(1 - z^{-1})} E(z) \quad (12)$$

$$u_I[n] = u_I[n-1] + K \cdot \frac{T_s}{T_i} \cdot e[n] \quad (13)$$

For å forenkle uttrykket ble  $\alpha$  introdusert som vist i likning 14. Da ble integralleddet uttrykt som vist i likning 15.

$$\alpha = \frac{T}{T_i} \quad (14)$$

$$u_I[n] = u_I[n-1] + K \cdot \alpha \cdot e[n] \quad (15)$$

### 3.1.3 Diskret derivatledd

Når derivatleddet skulle uttrykkes ble det bestemt at leddet skulle kobles av referansen for å unngå derivatspark ved sprang i referansen. Derfor ble det tatt utgangspunkt i et derivatledd med derivatfilter som kun påvirkes av endringen i prosessverdien som vist i likning 16 i frekvensdomenet. Leddet skulle så diskretiseres ved hjelp av bakoverdifferanse som vist i likning 17. Deretter ble leddet uttrykt i tidsdiskret form i likning 18.

$$U_D(s) = -K \frac{T_s \cdot s}{1 + \frac{T_d}{N} s} Y(s) \quad (16)$$

$$U_D(z) + U_D(z) \frac{T_d(1 - z^{-1})}{T_s \cdot N} = -K \cdot T_d \cdot Y(z) \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (17)$$

$$u_D[n] = \frac{T_d}{T_d + T_s \cdot N} u_D[n-1] - \frac{K \cdot T_d \cdot N}{T_d + T_s \cdot N} (y[n] - y[n-1]) \quad (18)$$

For å forenkle dette uttrykket ble  $\beta$  introdusert i likning 19. Da kunne derivatleddet skrives på formen vist i likning 20.

$$\beta = \frac{T_d}{T_d + T_s \cdot N} \quad (19)$$

$$u_D[n] = \beta \cdot u_D[n-1] - K \frac{T_d}{T_s} (1 - \beta) \cdot [y[n] - y[n-1]] \quad (20)$$

### 3.1.4 Lead-lag

For å diskretisere lead-lag-elementet fra likning 5 ble det først skrevet om til tidsplanet som vist i likning 21. Deretter ble det diskretisert ved hjelp av bakoverdifferanse, og uttrykt ved likning 22. Denne likningen tar inn forstyrrelsen,  $v[n]$ , tidligere forstyrrelse,  $v[n-1]$ , og tidligere pådrag,  $u[n-1]$  for å finne den nye pådragsverdien fra lead-lag-elementet.

$$u_{ll}(t) + \tau_{lag} \dot{u}_{ll}(t) = k_f \cdot \tau_{lead} \dot{v}(t) + K_f \cdot v(t) \quad (21)$$

$$u_{LL}[n] = \frac{K_f \cdot \tau_{lead} (v[n] - v[n-1]) + K_f \cdot v[n] \cdot T_s + \tau_{lag} \cdot u_{LL}[n-1]}{T_s + \tau_{lag}} \quad (22)$$

### 3.1.5 Anti-windup

Anti-windup-løsningen som ble valgt for systemet var tracking, som ble introdusert i 2.3.1. For å diskretisere likningen for tracking 23 ble den først overført til tidsplanet som vis i likning 24. Videre ble bakoverdifferanse brukt for å diskretisere likningen. Den diskretiserte tracking formelen for anti-windup er vist i likning 25.

$$U_T(s) = \frac{sat(U(s)) - U(s)}{T_t \cdot s} \quad (23)$$

$$T_t \cdot \dot{u}_t(t) = \text{sat}(u(t)) - u(t) \quad (24)$$

$$u_T[n] = (\text{sat}(u[n]) - u[n]) \frac{T_s}{T_t} + u_T[n-1] \quad (25)$$

### 3.1.6 Rykkfri overføring

For å implementere rykkfri overføring mellom regulatorene, og ved skifte fra manuell til auto modus, ble tracking brukt. Det ble lagt inn en funksjon som bestemmer at dersom endringen i pådraget er større enn en viss verdi skal tracking-modus aktiveres. Det ble tatt utgangspunkt i likning 25, også ble den endret slik at den tar inn pådrag og forrige pådrag, som vist i likning 26. Dersom pådraget har økt med mer enn ønskelig vil  $u[n-1] - u[n]$  være negativ og dermed dempe pådraget. Dersom pådraget har blitt redusert mer enn ønskelig vil  $u[n-1] - u[n]$  være positivt og øke pådraget.

$$u_T[n] = (u[n-1] - u[n]) \frac{T_s}{T_t} + u_T[n-1] \quad (26)$$

For å implementere rykkfri overføring fra auto til manuell modus ble det lagt inn en funksjon i brukergrensesnittet som gjør at verdien til det manuelle pådraget hele tiden følger etter pådraget. På den måten vil det ikke være noen endring i pådraget i det et skifte fra auto til manuell modus blir gjort. Dette er vist i figur 4

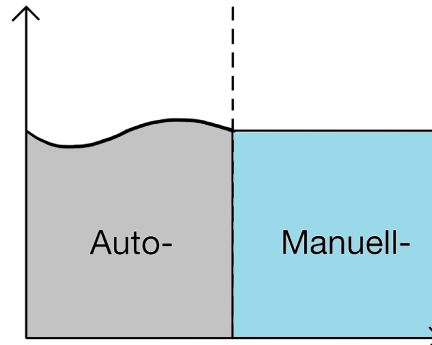


Figure 4: Overgang fra auto til manuell modus

### 3.1.7 Ratebegrensing

For å implementere ratebegrensing i systemet ble det lagt inn en funksjon som hele tiden sammenlikner forrige pådragsverdi med pådragsverdien. Dersom pådraget har økt med mer enn en gitt verdi,  $RB$  vil pådragsverdien endres til  $u[n-1] + RB$ . Dersom pådraget har blitt redusert med mer enn  $RB$  vil pådragsverdien endres til  $u[n-1] - RB$ .

### 3.2 Testing av regulatoren [HS]

For å oppnå kravene til kunde om raskest mulig innsvingningsforløp og null oversving, ble det utført en rekke tester for å finne gode initialverdier.

For å oppnå kravene til kunde om raskest mulig innsvingningsforløp og null oversving skulle regulatoren testes med en simulert prosess. Etter litt info fra kunde ble det klart at det skulle velges en andre ordens prosess med reelle poler. Prosessen som ble brukt under all testing er vist i likning 27.

$$\frac{1}{s^2 + 4s + 4} \quad (27)$$

#### 3.2.1 Ziegler-Nichols

Ziegler-Nichols metode ble brukt som utgangspunkt for å finne initialverdiene til regulatoren. Fremgangsmetoden som ble brukt var å sette regulatoren i P-modus, sette referansen til en verdi og la den stabilisere seg. Når prosessen var stabil, ble  $K_p$  økt gradvis i kombinasjon med små sprang i referansen for å fremprovosere oscillasjoner. Etter hvert oppstod det grensesvingninger som ble brukt til å finne  $K_k$  og  $T_k$  (se Figur 5).

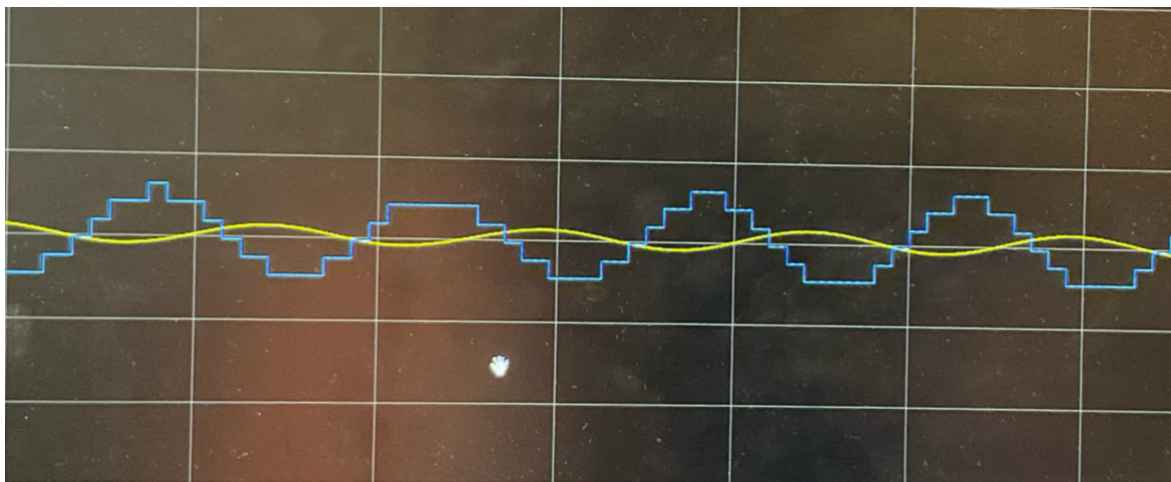


Figure 5: Stående svingninger

Grensesvingningene ble oppnådd med en  $K_p = 4.4$  og fant  $T_k \approx 3$ . Tabellen til Ziegler-Nichols ble brukt for å finne initialverdier som kunne brukes som utgangspunkt.

Regulatortype	$K_P$	$T_i$	$T_d$
P	2.20	NA	NA
PD	2.86	NA	0.36
PI	1.98	2.55	NA
PID	2.86	1.50	0.36

Figure 6: Initialverider som utgangspunkt

### 3.2.2 Etterjustering

Ettersom at initialverdiene førte til store oversving, måtte det en del etterjustering til. PID-regulatoren ble valgt for å finne en initialverdi til hvert ledd. Ettersom at prosessen var svært ustabil var første steg å halvere  $K_p$ , tredoble  $T_i$  og la  $T_d$  være. Det ga resultater som kunne arbeides videre med. Etter en del mindre etterjusteringer ble initialverdiene til PID-regulatoren satt.

For å finne initialverdiene til de andre regulatortypene ble omvendt Ziegler-Nichols brukt med hensyn på regulatorens verdier. Dette ga generelt greie verdier, men det krevde fortsatt en del etterjustering. Figur 7 viser de endelige initialverdiene som ble brukt under testingen av regulatoren.

Regulatortype	$K_P$	$T_i$	$T_d$
P	1.15	NA	NA
PD	1.50	NA	0.50
PI	1.20	5.50	NA
PID	1.50	5.00	0.50

Figure 7: Endelige Initialverdier

### 3.2.3 Nominelt pådrag

Som beskrevet i kapittel 2.1.4, ville regulatorene uten integral-ledd skape et stasjonært avvik. Et passende nominelt pådrag til ønsket referanse måtte derfor legges til. Dermed ble det satt en referanse på 50 og  $K_p$  lik 1.15. Etter at stasjonært avvik hadde oppstått ble det testet hvor mye nominelt pådrag som måtte til for å nå referansen. I vårt tilfelle ble  $U_0$ -verdien satt til 200 noe som fungerte godt resten av testen.

### 3.2.4 Lead-lag

For å finne Lead-lag parameterne ble den stegvise guiden fra Cristian-Fredrik Sætres kompendium benyttet [3]. Første steg var å styre prosessen mot en gitt referanse for så å slå av tilbakekoblingen. For å gjøre dette ble  $K_p$  satt lik 0, noe som i praksis betyr at tilbakekoblingen er skrudd av. Neste steg var å sette  $\tau_{lead} = \tau_{lag} = 0$  og  $K_f$  ble så satt til en liten verdi. I dette tilfellet ble  $K_f = 0.075$  valgt. Videre ble det satt et sprang i forstyrrelsen slik at det oppsto et stasjonært avvik. For å fjerne det stasjonære avviket ble  $K_f$  gradvis økt. Den endelige verdien ble til slutt  $K_f = 1.75$ .

For å finne  $\tau_{lead}$  måtte først  $K_f$  settes lik 0.  $\tau_{lead}$  ble bestemt av tidskonstanten  $\tau_p$  som ble funnet med å måle på systemets respons etter et sprang i referansen.  $\tau_{lag}$  på sin side viste seg å ikke være gjennomførbart slik som først tenkt med å sette sprang i forstyrrelsen for så å måle  $\tau_p$ . Siden tilbakekoblingen var slått av og  $k_f$  var satt lik 0 kompenserte ikke systemet for spranget i forstyrrelsen, og systemet oppnådde ikke den typen respons som var nødvendig for å finne en verdi for  $\tau_{lag}$ . Verdien ble dermed valgt basert på erfaringer om at den vanligvis er mye mindre enn  $\tau_{lead}$ . Med en  $K_f$  lik 1.75, ble  $\tau_{lead} = 1.0$  og deretter ble  $\tau_{lag}$  satt lik 0.1.

### 3.2.5 Testskjema

Det ble utviklet et testskjema for regulatoren. Testskjemaet skulle sørge for at feil og mangler ved regulatoren skulle bli avdekket før den ble integrert i en fysisk prosess.

Hver regulatormodus måtte igjennom hvert sitt skjema med tester som var skreddersydd for å kontrollere funksjonalitet. En PI-regulator ble for eksempel testet for anit-windup, mens en PD-regulator ble testet i kombinasjon med et nominelt pådrag. Foroverkoblingen hadde sin egen test der innsvingningsforløpet med og uten ble sammenlignet. Regulatoren ble testet for rykkfri overgang mellom moduser. Dette ble gjort med å sette et sprang i referansen for så å bytte mellom moduser underveis i innsvingningen. Resultatet av denne testingen er å finne i vedlegg 1.

## Referanser

- [1] Torleif Anstensrud. *Tema 5 Alternative avbildninger*. Institutt for teknisk kybernetikk, NTNU, 2023.
- [2] Kåre Bjørvik og Per Hveem. *Reguleringsteknikk*. Kybernetes forlag, 2014.
- [3] Christian Fredrik Sætre. *Dynamiske systemer: Modellering, Simulering og Regulering*. Institutt for teknisk kybernetikk, NTNU, 2024.



## Vedlegg

- Vedlegg 1: Testskjema