



**UNIVERSITA' POLITECNICA DELLE MARCHE**

**FACOLTA' DI Ingegneria**

---

Corso di Laurea triennale in **Ingegneria Informatica e dell'Automazione**

**Prefiltraggio del segnale di riferimento per il miglioramento delle prestazioni dei regolatori industriali**

**Input prefiltering for improving the performances of industrial regulators**

Relatore: Chiar.ma

Prof.ssa **Valentina Orsini**

Candidato:

**Antonio Ciavarrella**

Correlatore: Chiar.mo

Prof. **Leopoldo letto**

**A.A. 2019 / 2020**



# Indice

<b>1</b>	<b>Regolatori industriali (PID)</b>	<b>1</b>
1.1	Introduzione	1
1.2	Struttura dei PID	2
1.3	Discretizzazione dei regolatori industriali	3
<b>2</b>	<b>Tuning dei parametri</b>	<b>5</b>
2.1	Tecnica di Ziegler-Nichols a catena aperta	5
2.2	Tecnica di Ziegler-Nichols a catena chiusa	6
<b>3</b>	<b>Prefiltraggio del segnale</b>	<b>9</b>
3.1	Sistemi di controllo a due gradi di libertà (2DOF)	9
3.2	Prefiltraggio del segnale di riferimento	12
<b>4</b>	<b>Descrizione del progetto</b>	<b>13</b>
4.1	Risultati numerici	13
<b>5</b>	<b>Conclusione e discussione</b>	<b>21</b>
<b>6</b>	<b>Bibliografia</b>	<b>23</b>



# Capitolo 1

## Regolatori industriali (PID)

### 1.1 Introduzione

L'*Automatica* è il complesso di tecniche volte a sostituire l'intervento umano o a migliorarne l'efficienza. Un'importante branca dell'*Automatica* è la teoria dei *Controlli automatici*, il cui obiettivo è quello di definire degli *algoritmi di controllo* affinché un sistema (es: processo industriale) svolga i suoi compiti con intervento umano limitato o assente (grandezze d'uscita), manipolando opportunamente le grandezze d'ingresso.

Uno degli algoritmi di controllo più efficaci e diffusi è quello dei *Regolatori Industriali*, conosciuti anche con il nome di *Controllori PID*. Il motivo per cui sono largamente diffusi nell'ambito industriale risiede nella loro semplicità e versatilità, infatti sono costituiti da un modello ben preciso e possono essere predisposti dall'utente modificandone i parametri (attraverso tecniche di taratura come quelle di *Ziegler-Nichols*) ed effettuando prove sull'impianto preso in considerazione.

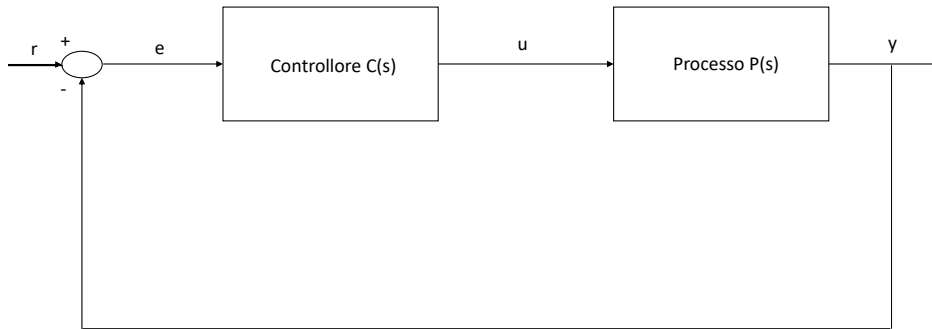
Nella maggiorparte delle situazioni, le prestazioni dei regolatori industriali di primo tentativo non portano al risultato sperato e quindi si rivelano quasi sempre insoddisfacenti perchè la risposta a gradino presenta oscillazioni troppo elevate ed un tempo di assestamento non accettabile. Per questo motivo, verrà adottato uno schema a due gradi di libertà.

Qui di seguito verranno spiegate alcune tecniche per migliorare le prestazioni dei regolatori industriali mediante il prefiltraggio del segnale a gradino attraverso un filtro opportunamente progettato, calcolandone successivamente l'errore dovuto alla risposta del processo al segnale filtrato per stabilire con una certa precisione la struttura migliore del filtro. I parametri del filtro verranno scelti opportunamente in base all'errore tra la risposta a gradino filtrato e la risposta desiderata.

Inoltre verranno trattate alcune relazioni empiriche intercorrenti tra i parametri del modello del processo identificato tramite le tecniche di Ziegler-Nichols e quelli del filtro adoperato per il prefiltraggio del segnale di riferimento.

## 1.2 Struttura dei PID

L'algoritmo PID è l'algoritmo di controllo maggiormente usato in ambito industriale. I PID sono costituiti da tre "componenti": la parte Proporzionale, la parte Integrale e la parte Derivativa. Considero innanzitutto la seguente struttura:



Dunque la variabile di controllo  $u(t)$  del controllore PID è scritta come:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (1.1)$$

dove  $K_P, K_I, K_D$  sono i coefficienti del termine proporzionale, integrale e derivativo, mentre  $e(t)$  è l'errore di inseguimento (tracking error), ossia la differenza tra il valore desiderato dell'ingresso  $r$  e l'uscita attuale  $y$ .

Al variare di  $K_P, K_I, K_D$ , la risposta del sistema cambia: un aumento (non troppo elevato) di  $K_P$  porta ad una diminuzione dell'errore  $e$ , oltre che ad una maggiore rapidità del sistema;  $K_I$  si occupa di annullare l'errore asintotico; aumentando  $K_D$  si hanno, invece, miglioramenti sulla sovralongazione e stabilità.

Applicando la trasformata di Laplace all'equazione (1.1), si ottiene la funzione di trasferimento del controllore PID:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \quad (1.2)$$

Ponendo  $T_I = \frac{K_P}{K_I}, T_D = \frac{K_D}{K_P}$  si ottiene una forma generale del tipo:

$$F(s) = K_P \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = K_P \frac{T_I T_D s^2 + T_I s + 1}{T_I s} \quad (1.3)$$

Al fine di rispettare la fisica realizzabilità, nella pratica il termine derivativo viene

leggermente modificato aggiungendo un opportuno polo ad alte frequenze:

$$F_D(s) = \frac{K_P T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} \quad (1.4)$$

dove  $N$  è scelto in modo che il polo  $-N/T_D$  sia fuori dalla banda di controllo (solitamente è un valore compreso tra 3 e 20).

Dunque, l'equazione (1.3) prende la seguente forma:

$$F(s) = K_P \frac{(1 + N)T_I T_D s^2 + (T_I N + T_D)s + N}{T_I T_D s^2 + T_I N s} \quad (1.5)$$

Tabella 1.1: Effetto dei parametri

Parametri	$T_{sal}$	Sovrael.	$T_{ass}$	Errore
$K_P$	diminuisce	aumenta	cambia poco	diminuisce
$K_I$	diminuisce	aumenta	aumenta	nullo
$K_D$	cambia poco	diminuisce	diminuisce	no cambio

Queste precisazioni non sono del tutto esatte perchè  $K_P, K_I, K_D$  sono dipendenti tra di loro, dunque cambiando uno di questi termini può cambiare l'effetto degli altri due. Affinchè l'algoritmo PID dia risultati accettabili, c'è bisogno di effettuare numerose prove sull'impianto, variando opportunamente i tre parametri  $K_P, K_I, K_D$  e cercando sempre di mantenere il controllore il più semplice possibile.

### 1.3 Discretizzazione dei regolatori industriali

Per poter implementare questi algoritmi di controllo PID, è richiesto un trattamento "digitale", dunque è necessario *discretizzare* le varie componenti. Innanzitutto, una scelta fondamentale è la scelta di un tempo di campionamento  $T_c$  relativamente piccolo, per evitare errori di stabilità. Inoltre, abbiamo bisogno di due convertitori: un convertitore *Analogico-Digitale*, per campionare il segnale d'ingresso e poterlo mandare al controllore, ed uno *Digitale-Analogico*. In quest'ultimo avviene la "trasformazione inversa" alla precedente grazie all'organo che attua la *Tenuta di ordine zero (ZOH)*: il segnale viene mantenuto costante tra due intervalli consecutivi. Ovviamente anche questo sistema di due convertitori+controllore ha una funzione di trasferimento ben precisa, data dalla cascata delle tre rispettive funzioni. In campo discreto entra in gioco la *Trasformata Z*; dopo alcuni passi matematici e sostituzioni, la funzione di

*Capitolo 1 Regolatori industriali (PID)*

trasferimento  $F(z)$  del controllore discretizzato prende la seguente forma:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z\{[L^{-1}(\frac{G(s)}{s})]_{t=hT_c}\} \quad (1.6)$$



## Capitolo 2

### Tuning dei parametri

Dopo aver trattato le equazioni che governano i controllori PID, occorre introdurre delle tecniche per settare i parametri di cui essi sono composti, affinché un controllore possa funzionare correttamente se connesso a sistemi industriali.

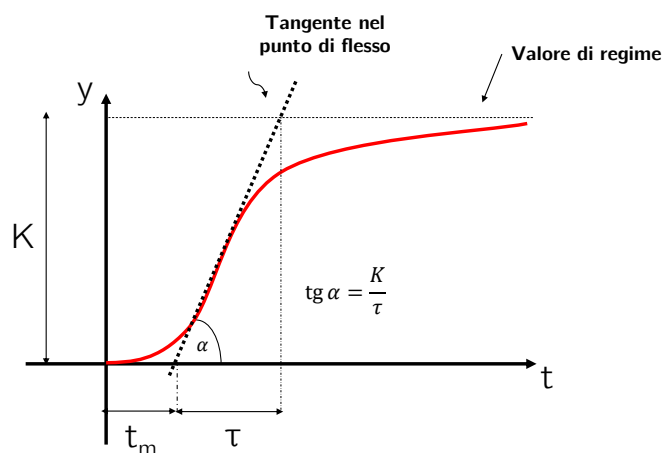
Le tecniche di *taratura* dei parametri (*tuning*) maggiormente utilizzate sono quelle di Ziegler-Nichols, due semplici regole basate su considerazioni empiriche che fanno riferimento a prove semplici da eseguire sull'impianto.

#### 2.1 Tecnica di Ziegler-Nichols a catena aperta

Questo metodo, detto anche *Metodo della risposta a gradino*, si basa su processi la cui risposta a gradino è assimilabile a quella di un sistema del primo ordine, non oscillante e con la presenza di un ritardo finito, ossia descrivibili con il seguente modello:

$$F(s) = \frac{K}{1 + \tau s} e^{-t_m s} \quad (2.1)$$

dove  $K$  è il *guadagno statico*,  $\tau$  è la *costante di tempo*,  $t_m$  è il *tempo morto*.



Le relazioni intercorrenti tra i tre parametri  $K$ ,  $\tau$  e  $t_m$  e i parametri del controllore  $K_P, \tau_I = \frac{K_P}{K_I}, \tau_D = \frac{K_D}{K_P}$  sono riassunti nella seguente tabella:

Tabella 2.1

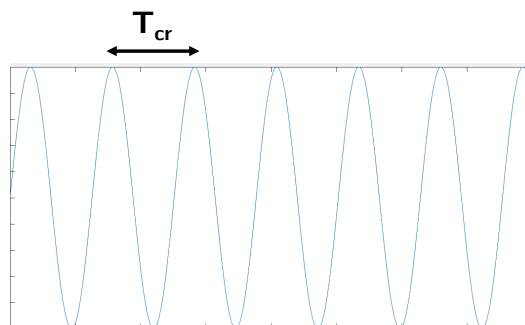
Controllore	$K_P$	$\tau_I$	$\tau_D$
P	$\frac{\tau}{K t_m}$		
PI	$\frac{0.9\tau}{K t_m}$	$3.3 t_m$	
PID	$\frac{1.2\tau}{K t_m}$	$2 t_m$	$0.5 t_m$

I valori rappresentati nella *Tabella 2.1* forniscono valori di primo tentativo, dunque possono essere soggetti a modifiche da parte del progettista.

## 2.2 Tecnica di Ziegler-Nichols a catena chiusa

Questo metodo, detto anche *Metodo della risposta in frequenza*, rispetto al precedente, opera con il sistema in retroazione unitaria (a catena chiusa), col PID inserito. Per poter applicare questa tecnica c'è bisogno di:

1. Annullare l'effetto dell'azione integrale e derivativa, facendo lavorare il controllore solamente con l'azione proporzionale;
2. Aumentare il parametro  $K_P$  in modo progressivo (e prudente);
3. Trovare il parametro  $K_{cr}$  dal quale il sistema inizia ad oscillare permanentemente con periodo  $T_{cr}$ ;



## 2.2 Tecnica di Ziegler-Nichols a catena chiusa

Infine si ricorre ad una tabella di conversione per poter settare correttamente i parametri di controllo, così come è stato fatto con il primo metodo in catena aperta:

Tabella 2.2

Controllore	$K_P$	$\tau_I$	$\tau_D$
P	$0.5K_{cr}$		
PI	$0.45K_{cr}$	$0.8T_{cr}$	
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5T_{cr}$	$0.125T_{cr}$

In generale, questo metodo fornisce risultati migliori rispetto al metodo precedente ad anello aperto, però presenta lo svantaggio di dover portare il sistema ai limiti di stabilità: ciò facendo, si rischierebbe di forzare eccessivamente il sistema conducendolo a guastarsi.

E' chiaro che questa tecnica non è applicabile per sistemi la cui uscita non oscilla in modo permanente.



# Capitolo 3

## Prefiltraggio del segnale

### 3.1 Sistemi di controllo a due gradi di libertà (2DOF)

Come detto in precedenza, in questa tesi verrà trattato uno schema del sistema a *due gradi di libertà* per migliorare le prestazioni dei regolatori industriali (*Figura 3.2*). Dalla figura si nota come il sistema sia caratterizzato da una parte retroazionata  $H(s)$  che, per semplicità, verrà posta uguale a 1, e da una parte concernente il prefiltraggio del segnale di riferimento, avente una struttura ben precisa (descritta nel paragrafo successivo).

Ed è proprio attorno alla struttura del filtro che ruoterà il lavoro svolto in questa tesi, concentrando l'attenzione sui due parametri caratteristici: il polo  $p$  e l'ordine  $n$ .

Come sarà dimostrato successivamente, solamente grazie allo schema a due gradi di libertà si potranno notare miglioramenti nella risposta del sistema: senza un adeguato prefiltraggio del segnale di riferimento, la risposta del sistema non può essere considerata accettabile.

I gradi di libertà di un sistema di controllo sono pari al numero delle funzioni di trasferimento a catena chiusa.

La forma generale di un sistema di controllo 2DOF è mostrata in *Figura 3.1*, dove il controllore consiste di due parti:  $C(s)$  (*main compensator*) e  $C_f(s)$  (*feedforward compensator*): Le funzioni di trasferimento a ciclo chiuso da  $r$  ad  $y$  e da  $d$  ad  $y$  sono, rispettivamente, date da:

$$G_{yr}(s) = \frac{P(s)(C(s) + C_f(s))}{1 + P(s)C(s)H(s)} \quad (3.1)$$

$$G_{yd}(s) = \frac{P_d(s)}{1 + P(s)C(s)H(s)} \quad (3.2)$$

L'errore stazionario tende a zero robustamente se:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} C(s) = \infty \quad (3.3)$$

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{C_f(s)}{C(s)} = 0 \quad (3.4)$$

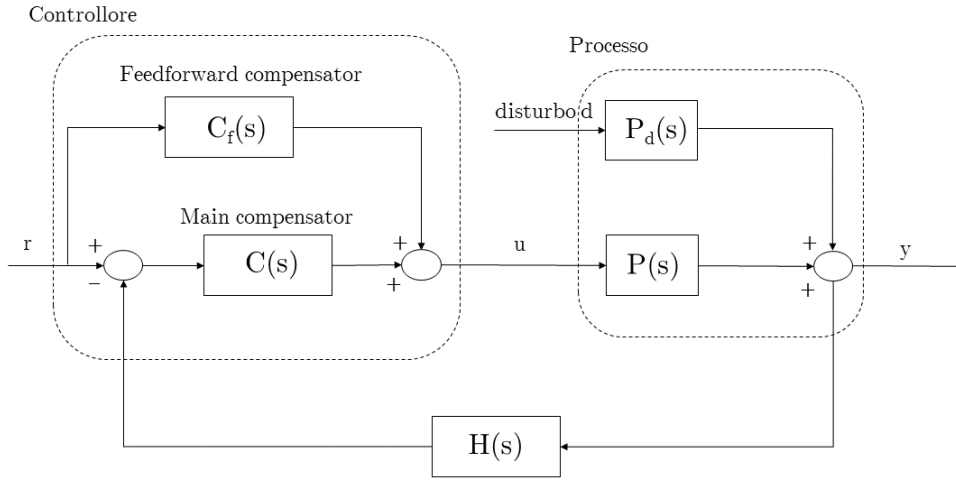


Figura 3.1: Sistema di controllo 2DOF generale

$$\lim_{s \rightarrow 0} H(s) = 1 \quad (3.5)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} P(s) \neq 0 \quad (3.6)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left| \frac{P_d(s)}{P(s)} \right| < \infty \quad (3.7)$$

Il controllore principale  $C(s)$  assume la classica forma, già descritta nell'equazione (1.3), mentre il feedforward compensator è descritto da:

$$C_f(s) = -K_P(\alpha + \beta T_D D(s)) \quad (3.8)$$

dove  $\alpha, \beta$  sono due parametri del sistema 2DOF (variano rispettivamente:  $0.35 \div 0.67$  e  $0.54 \div 0.85$ ), e  $D(s)$  è data da:

$$D(s) = \frac{s}{1 + \tau s} \quad (3.9)$$

Per rendere più agevole il problema, è opportuno introdurre alcune assunzioni, ponendo  $H(s)=1$  e  $P_d(s) = P(s)$ .

Lo schema di riferimento di questa tesi del sistema di controllo adoperato è mostrato in *Figura 3.2*, nella quale è stato aggiunto un *filtro* dopo la variabile di riferimento  $r$  (nella figura,  $H(s)$  è rappresentato lo stesso nonostante venga posto uguale a 1).

Come detto prima, lo schema 2DOF consta di due parti: la parte in controreazione e la parte dedicata al controllo in avanti. In un sistema di controllo si cerca di avere stabilità e, dunque, un errore  $e(t) = |r(t) - y(t)|$  limitato  $\forall t$ , oltre a buone prestazioni statiche e dinamiche quali comportamento a regime e transitorio.

### 3.1 Sistemi di controllo a due gradi di libertà (2DOF)

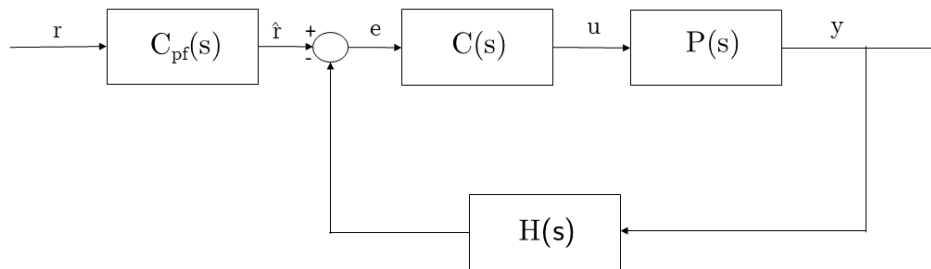


Figura 3.2: Schema a due gradi di libertà con prefiltraggio

La parte in controeazione consente di fornire al controllore informazioni circa l'andamento effettivo della variabile di uscita  $y(t)$ , per poi confrontarla con la variabile di riferimento  $r$ . Escludendo la parte del prefiltraggio e rifacendosi alle assunzioni sopra citate, la funzione di trasferimento  $r$ - $y$  è data da:

$$F_{yr}(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad (3.10)$$

Per garantire la stabilità del sistema in considerazione, il controllore  $C(s)$  deve essere progettato secondo alcune tecniche di controllo opportune.

La parte in controeazione non basta, però, per poter affrontare il problema in modo più approfondito in quanto alcune dinamiche del comportamento transitorio e permanente non sono del tutto accettabili.

Ecco, quindi, che si ricorre alla parte del controllo in avanti rappresentata da  $C_{pf}(s)$ , prefiltro asintoticamente stabile. E' possibile individuare due scopi generici del prefiltro: aumentare il guadagno o aumentare/diminuire la banda passante del sistema di controllo, oppure è scelto in modo da evitare brusche sollecitazioni della variabile di controllo  $u$ . Sulla scorta di ciò, il prefiltro può avere azioni del tipo passa-basso: se il segnale di riferimento  $r(t)$  è di tipo a gradino, spesso si usa un filtro del primo ordine al fine di sollecitare il sistema di controllo con un  $\hat{r}$  meno brusco. In questo modo gli organi di attuazione vengono sottoposti a sollecitazioni minori e si riducono eventuali problemi legati alla saturazione. Ovviamente quando la banda passante di  $C_f(s)$  risulta inferiore a quella del sistema tra  $\hat{r}$  e  $y$ , la risposta del sistema sarà rallentata.

La parte del controllo in avanti, dunque, entra in aiuto alla parte in controeazione per migliorare le prestazioni dinamiche/statiche del sistema, come per esempio sovralongazioni e tempo di assestamento.

## 3.2 Prefiltraggio del segnale di riferimento

Il filtraggio del segnale di riferimento modifica le componenti frequenziali del sistema in retroazione. Prendo in considerazione lo schema di controllo della *Figura 3.2*: l'obiettivo principale del prefiltraggio è quello di progettare un filtro opportuno  $C_{pf}(s)$  tale per cui la variabile di controllo non alteri le prestazioni dinamiche del sistema chiuso in retroazione, cercando dunque di migliorare il tempo di assestamento e le oscillazioni.

- *Filtro del primo ordine*

$$C_{pf}(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (3.11)$$

- *Filtro del secondo ordine*

$$C_{pf}(s) = \frac{1}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (3.12)$$

All'aumentare dell'ordine del filtro, il modello assume forme più complesse che esulano dallo scopo prefissato.



# Capitolo 4

## Descrizione del progetto

Il tema principale di questa tesi ruota attorno alle tecniche di prefiltraggio del segnale di riferimento: verrà preso in considerazione il modello del filtro di primo ordine per prefiltrare il segnale affinché si abbiano miglioramenti rispetto alle prestazioni fornite dai classici regolatori industriali; successivamente, si cercherà di trovare una relazione empirica tra i parametri caratteristici del filtro (polo ed ordine) e quelli del modello identificato del processo (guadagno, tempo morto e costante di tempo) trovati con la tecnica di Ziegler-Nichols a catena aperta.

Per tutti gli esempi trattati, il filtro utilizzato sarà del tipo:

$$C_{pf}(s) = \frac{p^n}{(s+p)^n} \quad (4.1)$$

dove  $p$  sarà scelto in modo opportuno basandosi sul polo del modello identificato, ed  $n$  è l'ordine del filtro (verrà preferito un ordine pari a 1).

### 4.1 Risultati numerici

Nel lavoro da me svolto, ho preso in considerazione quattro differenti processi:

1.  $F_1(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$
2.  $F_2(s) = \frac{1}{(s+0.5)^3}$
3.  $F_3(s) = \frac{1}{(s+0.1)^3}$
4.  $F_4(s) = \frac{1}{(s+0.001)^3}$

Poi, con la tecnica di Ziegler-Nichols, ho ricavato il guadagno  $K$ , la costante di tempo  $\tau$  ed il tempo morto  $t_m$  dalla risposta a gradino del processo:

1.  $K=1, \tau=3.75, t_m=0.75$
2.  $K=8, \tau=7.4, t_m=1.6$
3.  $K=1000, \tau=37, t_m=8$
4.  $K = 10^9, \tau=3780, t_m=780$

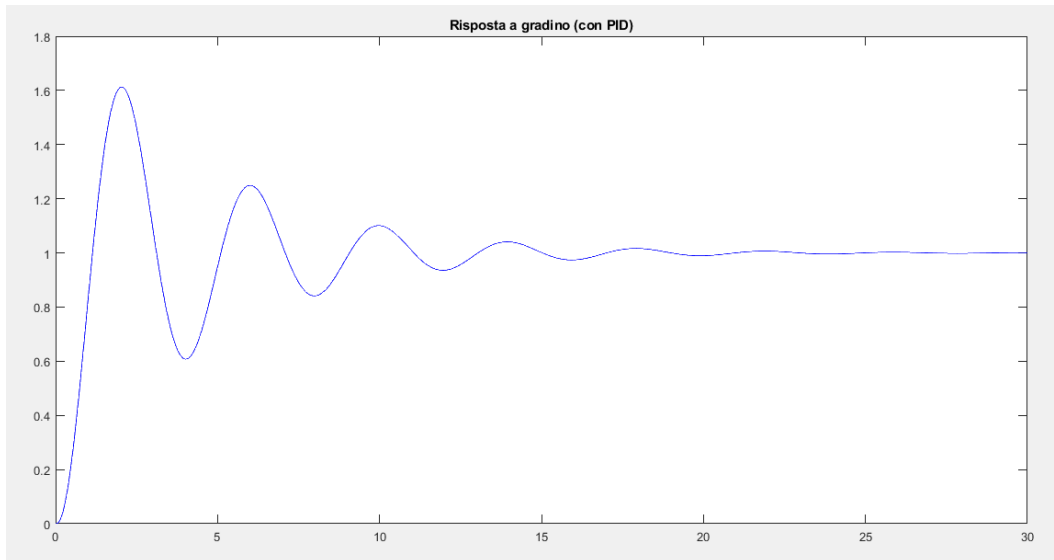


Figura 4.1: Risposta a gradino del sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+1)^3}$

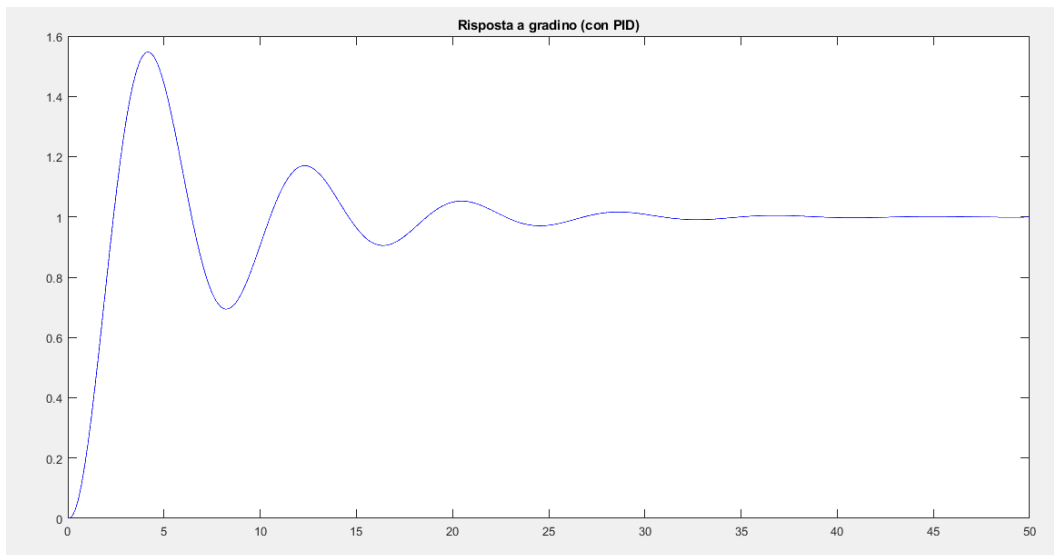


Figura 4.2: Risposta a gradino del sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+0.5)^3}$

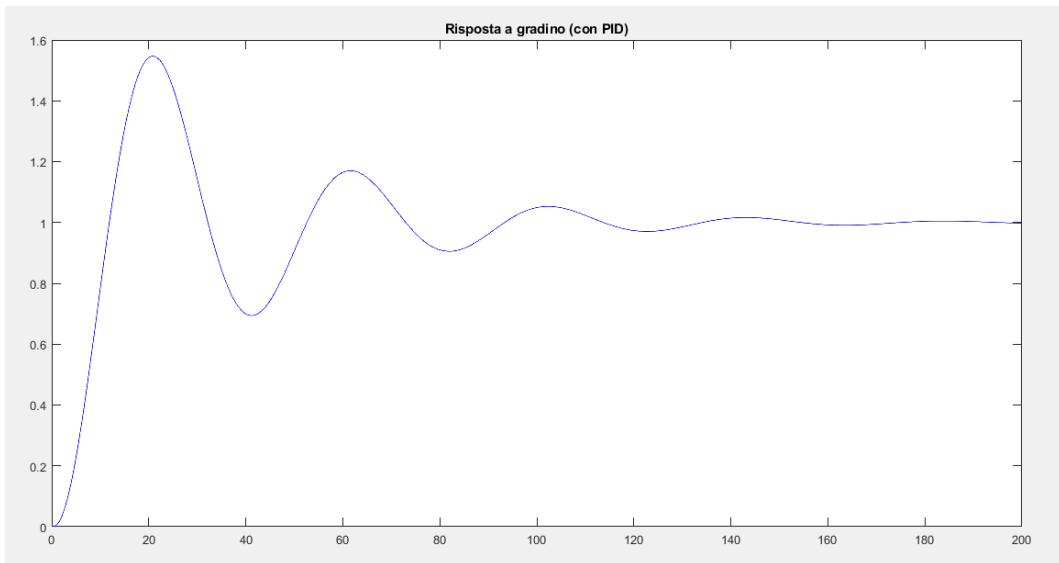


Figura 4.3: Risposta a gradino del sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+0.1)^3}$

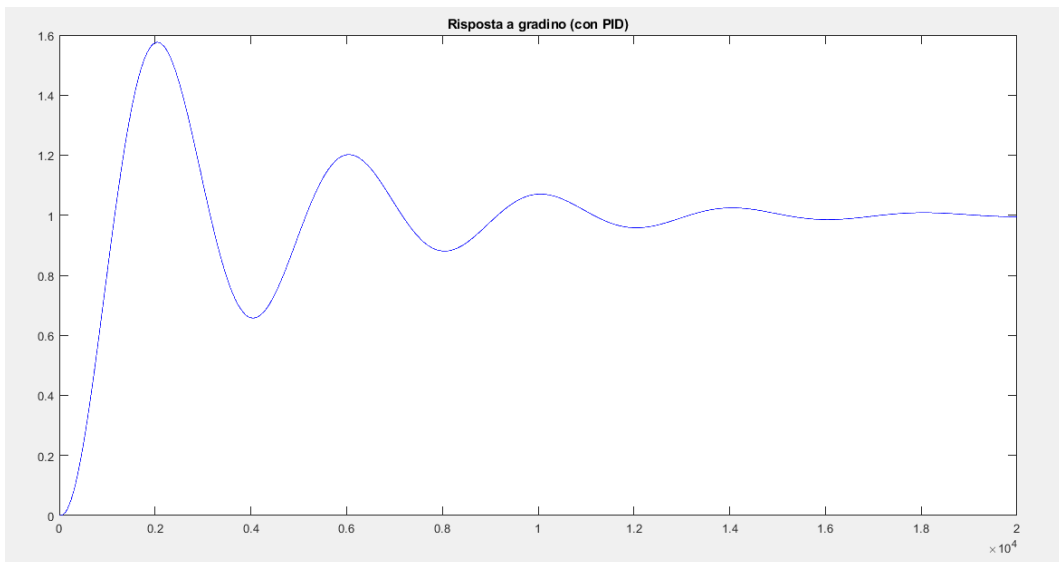


Figura 4.4: Risposta a gradino del sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+0.001)^3}$

Capitolo 4 Descrizione del progetto

Dalle varie figure, si nota come la risposta a gradino dei vari processi con il PID inserito non è accettabile poichè consta di una sovraelongazione troppo elevata (che si aggira intorno al 60%).

Tenendo conto di questo problema, ho progettato un filtro di equazione:

$$C_{pf}(s) = \frac{p^n}{(s+p)^n} \quad (4.2)$$

Innanzitutto, ho preso un  $p$  tale per cui  $p = -\frac{1}{\tau}$ , ottenendo i seguenti valori per ogni processo:

1.  $p = -0.27$ ;
2.  $p = -0.14$ ;
3.  $p = -0.03$ ;
4.  $p = -0.0003$ ,

ed ho posto  $n=1,2,3$ .

Per ogni filtro associato al processo, inoltre, ho aumentato in modulo il polo  $p$  ed ho tenuto in considerazione alcuni *indici di prestazione* quali: sovraelongazione, tempo di assestamento ed errore  $e$  (tra il segnale di riferimento, ossia il gradino, e la risposta al gradino prefiltrato).

	$p = -0.27$	$p = -0.4$	$p = -0.7$
n=1	e=221.7	e=167.9	e=129.2
n=2	e=493.3	e=345.6	e=219.5
n=3	e=792.9	e=546.5	e=330.4

Tabella 4.1: Processo  $\frac{1}{(s+1)^3}$

	$p = -0.14$	$p = -0.34$	$p = -0.54$
n=1	e=438.1	e=262.4	e=236.5
n=2	e=961.1	e=455.5	e=342.3
n=3	e=1540	e=685.3	e=477.1

Tabella 4.2: Processo  $\frac{1}{(s+0.5)^3}$

	$p = -0.03$	$p = -0.08$	$p = -0.2$
n=1	e=2078	e=1246	e=1158
n=2	e=4511	e=1514	e=1405
n=3	e=7195	e=2234	e=1715

Tabella 4.3: Processo  $\frac{1}{(s+0.1)^3}$ 

	$p = -0.0003$	$p = -0.0009$	$p = -0.003$
n=1	e=205740	e=120720	e=119520
n=2	e=448970	e=186780	e=135620
n=3	e=717400	e=270520	e=154590

Tabella 4.4: Processo  $\frac{1}{(s+0.001)^3}$ 

Dalle tabelle si può notare come l'errore cresca in modo proporzionale all'ordine  $n$ , dunque come primo risultato ho scelto  $n=1$ . Successivamente, all'aumentare del modulo del polo, seppur ottenendo un errore minore, la sovralongazione non viene migliorata.

In tutti i casi l'errore con prefiltraggio è superiore rispetto all'errore nel caso in cui il filtro sia assente: ragionando, però, in termini di sovralongazione e tempo d'assestamento, i risultati con il prefiltraggio sono migliori.

Sulla scorta di ciò, ho cercato di mediare tra i tre indici di prestazione prima elencati, arrivando alla conclusione che il polo migliore per il filtro è condizionato da una regola empirica che lo mette in relazione al polo del modello identificato.

La relazione empirica ottenuta è la seguente:

$$\frac{\tau_{pf}}{\tau_{zn}} = \frac{p_{zn}}{p_{pf}} = 0.2 \div 0.45 \quad (4.3)$$

dove  $p_{pf} = -\frac{1}{\tau_{pf}}$  è il polo del filtro "ottimo", mentre  $p_{zn} = -\frac{1}{\tau_{zn}}$  è il polo del processo identificato con la tecnica di Ziegler-Nichols a catena aperta.

Il polo ottimo del filtro fa sì che la risposta abbia una sovralongazione contenuta (non superiore al 20 %), un errore di poco superiore a quello senza prefiltro ed un tempo d'assestamento minore.

In base alla relazione (4.3), i poli ottimi dei vari filtri considerando i quattro processi presi in considerazione e l'ordine sono i seguenti:

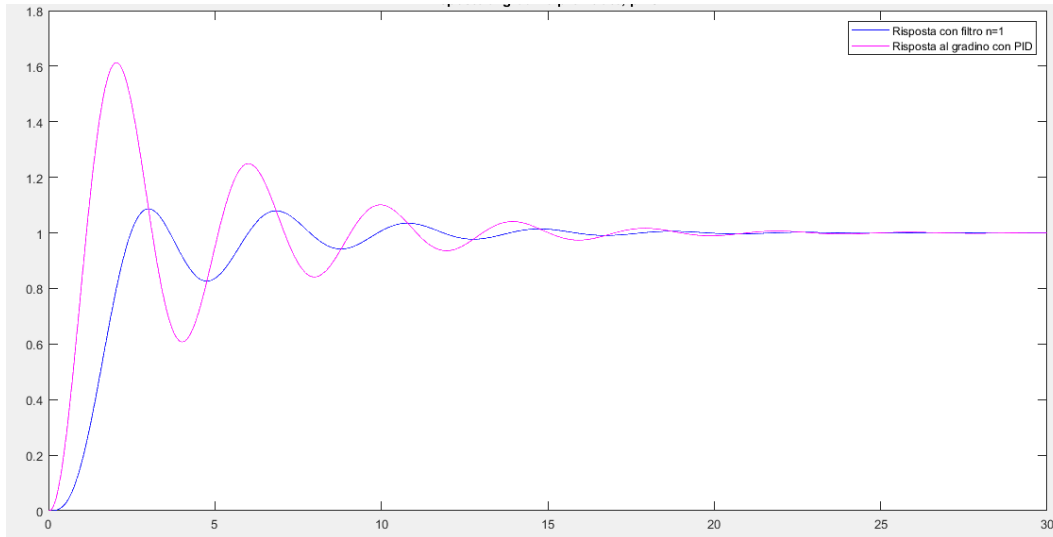


Figura 4.5: Confronto risposte sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+1)^3}$  (n=1, p=-0.7)

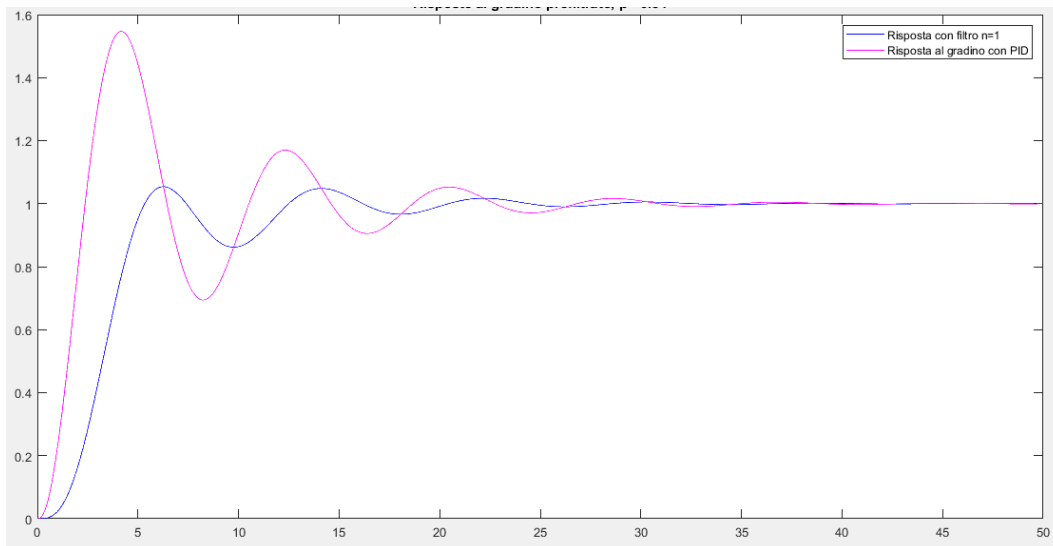


Figura 4.6: Confronto risposte sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+0.5)^3}$  (n=1, p=-0.34)

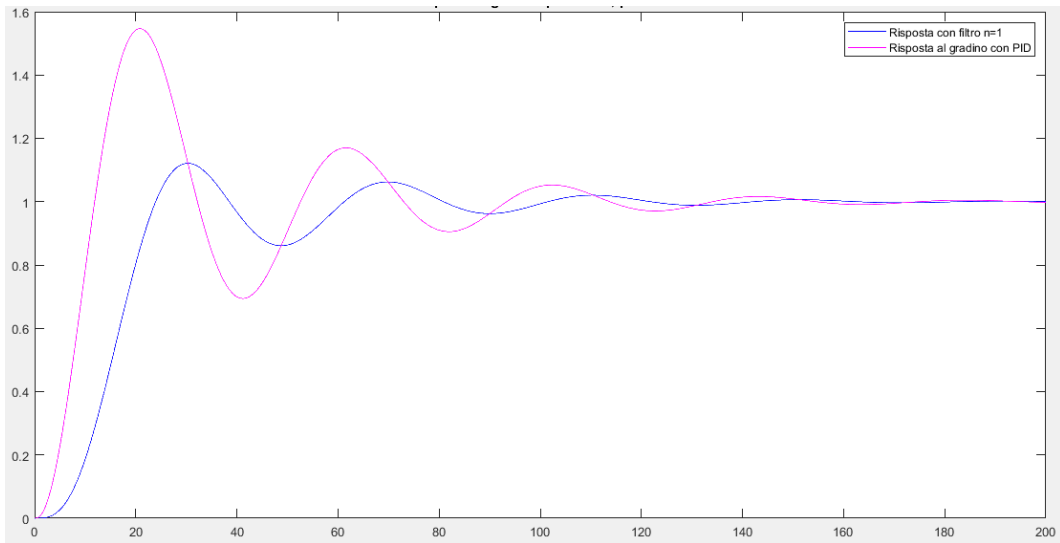


Figura 4.7: Confronto risposte sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+0.1)^3}$  ( $n=1$ ,  $p=-0.08$ )

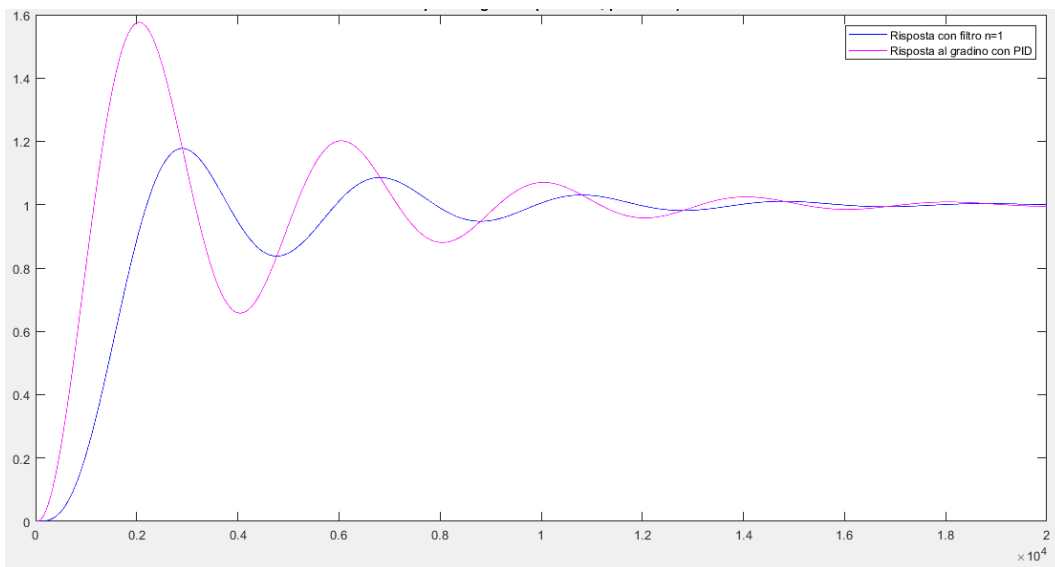


Figura 4.8: Confronto risposte sistema a ciclo chiuso con  $\frac{1}{(s+0.001)^3}$  ( $n=1$ ,  $p=-0.0009$ )

#### *Capitolo 4 Descrizione del progetto*

Dalle figure è possibile notare come la sovralongazione si aggiri sempre intorno al 15%-20%; inoltre, il tempo di salita è sempre maggiore rispetto a quello senza prefiltro, mentre il tempo di assestamento viene ridotto.

Non sono stati riportate nè le risposte con filtro avente ordine pari a 2 o a 3 poichè le prestazioni venivano decisamente peggiorate, nè quelle con filtro avente poli con modulo troppo elevato poichè non soddisfavano appieno tutti e tre gli indici di prestazione.



## Capitolo 5

### Conclusione e discussione

Sebbene i regolatori industriali presentino un modello piuttosto semplice da governare e molto intuitivo, non si fanno trovare abbastanza pronti in ambiti più specifici, come la regolazione della risposta transitoria.

Come già detto prima, essi hanno bisogno di un "supporto" tale da poter soddisfare qualunque situazione capiti di fronte. La tecnica del prefiltraggio del segnale di riferimento è una di queste.

Dalle numerose prove effettuate su diversi impianti, il prefiltraggio porta sempre ad un miglioramento delle prestazioni della risposta, abbassando il tempo di assestamento e riducendo notevolmente le oscillazioni, portandole a valori accettabili in ambito industriale (non superiori al 20 %). D'altro canto, però, questa tecnica non riesce a migliorare l'errore fra il segnale di riferimento e la risposta: tuttavia il metodo proposto in questa tesi porta ad un errore di poco superiore all'errore senza prefiltraggio.

Ragionando in termini di prestazioni, in questa tesi si è preferito un netto miglioramento della sovraelongazione e del tempo di assestamento a discapito di un piccolo peggioramento dell'errore che, ai fini della risposta, risulta meno rilevante rispetto agli altri due indici di prestazione.



## Bibliografia

- [1] Corradini, M.L. e Orlando, G., *Controllo digitale di sistemi dinamici*. FrancoAngeli, Milano, 2005.
- [2] Isidori A., *Sistemi di controllo*. Siderea, Roma, 1996.
- [3] Astrom, K.J. e Hagglund, T., *PID Controllers: theory, Design and Tuning: 2nd Edition*. ISA: Instrument Society of America. Research Triangle Park, N.C., 1995.
- [4] Bolzern, P., Scattolini, R. e Schiavoni, N., *Fondamenti di controlli automatici: Seconda edizione*. McGraw-Hill Education, Milano, 2004.
- [5] Li, Y., Ang, K.H. e Chong, G.C.Y., *PID control system analysis and design*. IEEE Control Systems Magazine (pp:32-41), University of Glasgow, 2007.
- [6] Tabatabatei, M. e Barati-Boldaji, R. *Non-overshooting PID and controllers design*. *Automatika*, 58:4, 400-409, 2018.
- [7] Araki, M. e Taguchi, H. *Two Degree Freedom of PID Controllers*. *International Journal of Control, Automation and Systems* Vol.1, No.4, 2003.
- [8] Padula, F. e Visioli, A. *Set-point Filter Design for a two degree of freedom Fractional Control System*. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, Vol.3, No.4, 2016.

