

1222 • 2022
800
ANNI



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

**DIPARTIMENTO DI TECNICA E GESTIONE DEI
SISTEMI INDUSTRIALI (DTG)**

CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN
INGEGNERIA MECCATRONICA

*Integrazione tra controllore PID e logica
sfumata di tipo fuzzy: applicazioni pratiche in
campo automotive.*

Laureando: Luca Ambrogi

Relatore: Professor Luca Schenato

Anno Accademico 2022 / 2023

Ai nonni ed allo zio, che non possono essere oggi qui presenti.

A Luca, che non ha mollato.

INDICE

| | |
|--|-----------|
| ABSTRACT | 7 |
| INTRODUZIONE | 9 |
| 1.1 CRUISE CONTROL SYSTEM. | 9 |
| 1.2 TEORIA DEI CONTROLLORI. | 11 |
| 1.3 REGOLAZIONE PID..... | 15 |
| 1.4 CONTROLLO FUZZY: LA LOGICA SFUMATA. | 18 |
| FORMULAZIONE DEL PROBLEMA, ANALISI | 24 |
| 2.1 MODELLIZZAZIONE DEL SISTEMA | 24 |
| 2.2 DEFINIZIONE DEI REQUISITI PRESTAZIONALI..... | 28 |
| 2.4 CONTROLLO IN CATENA CHIUSA. | 33 |
| 2.4.1 PROGETTAZIONE MEDIANTE CONTROLLORE PID..... | 34 |
| 2.4.2 PROGETTAZIONE MEDIANTE CONTROLLORE FUZZY-PID | 43 |
| CONCLUSIONI | 57 |
| 3.1 ANALISI DEI RISULTATI OTTENUTI. | 57 |
| 3.2 LIMITAZIONI..... | 59 |
| 3.3 SVILUPPI FUTURI. | 61 |
| BIBLIOGRAFIA | 63 |
| RINGRAZIAMENTI | 65 |

Abstract

Il sistema di controllo di velocità di crociera (noto nell'ambito automotive come sistema *Cruise Control*) consiste in un controllore retroazionato in grado di far mantenere stabilmente una velocità di riferimento imposta ad un veicolo. Il controllo agisce, tramite attuatori elettromeccanici, sul motore del veicolo stesso in maniera tale da portare la velocità del mezzo al set point desiderato automaticamente, ovvero senza alcun intervento del conducente sui comandi a pedale, contrastando le condizioni esterne quali ad esempio asperità del terreno, pendenza della carreggiata, resistenza aerodinamica.

Il dispositivo è pensato non solo per un aumento del confort di guida, ma ha come scopo il risparmio energetico in termini di consumo di carburante, evitando continui e repentini cambi di velocità in tratti autostradali o a lunga percorrenza in assenza di rallentamenti.

La tesi proposta mira ad analizzare in maniera analitica un modello semplificato del sistema sopra descritto, implementato con diverse tecnologie applicative nell'ambito dei controlli automatici: un controllo di tipo PID (*proporzionale-integrale-derivativo*), ed un controllore ibrido di tipo fuzzy-PID, o *a logica sfumata*. La comparazione tra le due tipologie verrà supportata da una simulazione del sistema tramite ambiente Matlab/Simulink, in maniera tale da poter analizzare i principali indici prestazionali (risposta dei diversi sistemi alle variazioni, set point, ecc), punti di forza e di debolezza delle rispettive architetture.

Verrà in primo luogo introdotto il sistema cruise control nella sua versione più semplice. Successivamente si analizzerà brevemente la teoria del controllo, la struttura dei principali controllori di tipo PID e si forniranno gli strumenti base per la comprensione della logica fuzzy. Infine, verrà presentato un modello matematico semplificato del sistema da controllare e delle due architetture proposte, per poter trarre delle conclusioni oggettive sulle diverse prestazioni ottenute.

CAPITOLO 1

INTRODUZIONE

1.1 Cruise Control System.

Nell'ultimo decennio il settore automotive ha compiuto passi da gigante nello studio e nello sviluppo di nuove tecnologie col fine di migliorare la sicurezza degli spostamenti su gomma.

I moderni veicoli stradali sono equipaggiati con sistemi detti ADAS, acronimo di *Advanced Driver Assistance Systems*, come da normativa Europea. Questi sistemi garantiscono un incremento a livello di sicurezza per il conducente ed i passeggeri, limitando quanto più possibile il numero di incidenti e collisioni.

Assieme a dispositivi come, ad esempio, il mantenimento della corsia di marcia e la frenata anticollisione di emergenza, il sistema cruise control è parte dei citati sistemi ADAS. Si tratta di un dispositivo elettronico che viene proposto a corredo dei pacchetti di assistenza alla guida nelle moderne vetture. È un vero e proprio regolatore di velocità, gestito dal guidatore tramite alcuni comandi sul volante o tramite apposita leva sul piantone della autovettura. In particolare, viene stabilita la velocità di crociera desiderata alla quale il veicolo procederà autonomamente; la centralina motore, quindi, elabora l'informazione digitale ricevuta e, grazie alla introduzione in campo automotive del sistema *ride by wire* (ovvero l'azionamento della farfalla non più meccanico, ma elettro attuato), comanda il corpo farfallato in maniera tale da portarsi alla velocità scelta.

Alla base del funzionamento di regolazione della velocità del veicolo risiede, come detto, il corpo farfallato: un organo meccanico comandato elettronicamente che regola la quantità di aria immessa in camera di combustione, all'interno del motore endotermico; semplificando, la modifica dell'apporto di aria favorisce o inibisce parzialmente la combustione, dando come risultato un aumento/riduzione della potenza erogata dal propulsore e trasmessa alle ruote.

Una volta raggiunta la velocità desiderata il controllo la mantiene costante, approssimativamente entro un range di 2-3 km/h, sino a disattivazione: dovendo essere

garantito un certo grado di sicurezza, il target della velocità di crociera si disattiva in automatico quando il conducente attua una minima pressione al pedale del freno e/o della leva frizione, se presente. Al contrario, in caso di necessità di sorpasso, il conducente può premere il pedale dell'acceleratore come in normale funzionamento; al rilascio del pedale poi, il controllo verrà ripristinato, riportando la velocità al set point precedentemente scelto.

Altre caratteristiche del controllo sono la possibilità di regolare la velocità impostata in maniera graduale per mezzo di pulsante apposito o ripristinare le precedenti impostazioni su richiesta.



Figura 1.1: serie di comandi a volante per attivare, disabilitare e modificare il regolatore di velocità

L'introduzione del dispositivo cruise control tra i vari sistemi dei veicoli per trasporto di persone ha come principale funzionalità quella di aumentare il confort di guida, rendendola più piacevole in particolare nei tratti autostradali poco affollati; inoltre, risulta utile per rispettare i diversi limiti di velocità previsti, diminuendo la possibilità di incorrere in sanzioni amministrative per disattenzione; di contro, il guidatore può risultare meno concentrato e meno vigile.

Infine, va fatto presente come lo stato evolutivo avanzato della tecnologia moderna abbia portato alla recente diffusione sulla maggior parte dei veicoli stradali di un regolatore *adattivo*: una evoluzione del controllore precedentemente descritto che introduce la possibilità di impostare una distanza dal veicolo od ostacolo che ci precede sulla carreggiata. Tramite un radar ed alcuni sensori di corredo posti nella parte frontale della vettura la centralina veicolo regola la velocità inseguendo anche un obiettivo spaziale, accelerando o agendo sull'impianto frenante del mezzo per cercare di mantenere la distanza impostata dal guidatore la più costante possibile. Tale funzionalità risulta fondamentale dal punto di vista della sicurezza, permettendo al conducente di rispettare una certa distanza dal veicolo antistante: se quest'ultimo dovesse modificare bruscamente la sua velocità, rallentando all'improvviso, il controllo modificherà la velocità del nostro veicolo in maniera tale da garantire una distanza minima, che consentirà al conducente di attuare una eventuale frenata di emergenza in sicurezza.

1.2 Teoria dei controllori.

La teoria dei controllori è un campo dell'ingegneria e dell'automazione che si occupa dello studio, della progettazione e dell'implementazione di sistemi di controllo automatico per regolare il comportamento di sistemi dinamici.

Un sistema di controllo è composto tipicamente da tre elementi principali: un processo, o in generale un sistema che deve essere controllato, un sistema di misura, che rileva informazioni dal sistema, ed un gruppo di attuazione, che regola il sistema in base ai comandi ricevuti dal controllore.

Un controllore è uno strumento che, valutando le condizioni attuali di un sistema da controllare, è in grado di modificare le variabili in ingresso a tale sistema con lo scopo di ottenere il raggiungimento di un target desiderato, soddisfano delle prestazioni in termini temporali (tempo impiegato per il raggiungimento dell'obiettivo) e in termini di precisione (discostamento tra condizione raggiunta ed obiettivo prefissato).

Opportune specifiche di progetto forniranno infatti non solo una indicazione sulla bontà delle prestazioni del controllore, ma potranno anche porre dei vincoli sul valore massimo o minimo che le variabili di controllo potranno assumere in utilizzo, evitando così

sollecitazioni brusche del sistema che possono a loro volta tradursi a livello macroscopico in comportamenti inattesi e pericolosi del veicolo.

Nella realtà, purtroppo, altre variabili di cui non si può avere alcun controllo intervengono ed interagiscono con il sistema da controllare, modificandone il comportamento; si parla in questo caso di *disturbi*. “*Il controllore deve comunque, ad ogni istante e sulla base delle informazioni a disposizione, determinare il valore da attribuire alle variabili di controllo in maniera tale che il loro andamento/ comportamento si avvicini, nonostante l’influenza di questi disturbi, quanto più possibile a quanto desiderato*” (Veronesi, «Regolazione PID. Tecniche di taratura, schemi di controllo, valutazione delle prestazioni.» , Franco Angeli, 2020). Questo accade anche nel caso proposto, dove il guidatore, una volta impostata la velocità di crociera desiderata, attende che il veicolo si porti a tale riferimento e rimanga al valore target anche nel caso di percorso in ripida salita o discesa, ad esempio.

La assenza di alcuna misurazione dei disturbi in ingresso al sistema e la presenza di incertezza nella modellizzazione nel sistema da controllare spesso fa sì che l’obiettivo possa essere raggiunto solamente se si introduce un *feedback*, ovvero una misurazione, effettuata da appositi trasduttori, dello stato dell’uscita.

L’introduzione di questa misura definisce un processo detto “*a catena chiusa*” (o *closed loop*). Lo scopo dell’utilizzo di un sistema *in retroazione* è quello di fornire una misura di grandezza dell’errore tra il set point di interesse ed il valore assunto dall’attuale uscita del sistema. In questo modo, l’errore viene posto come ingresso al controllore, che può quindi regolare l’uscita in funzione dei suoi parametri interni di taratura, facendo sì che il sistema complessivo rispetti le eventuali specifiche richieste.

Si ha pertanto una relazione del tipo:

errore = segnale di riferimento – uscita del sistema da controllare; minore il valore di tale errore, più il controllore si sta comportando in maniera desiderata, raggiungendo il target imposto.

Riportando queste informazioni al caso in esame, quindi, l’errore rappresenterà la differenza tra la velocità istantanea del veicolo, misurata tramite appositi sensori sulle ruote, e la velocità desiderata impostata dal conducente. A partire da tale discrepanza il

controllore ha il compito di agire sulla variabile di controllo, associata, per lo studio presentato, alla forza propulsiva del motore, per minimizzarla.

In seguito, si riporta lo schema classico del controllo in catena chiusa, dove vengono evidenziati il blocco che rappresenta il controllore, $C(s)$, ed il blocco rappresentante il modello matematico descrittivo del sistema da controllare, $W(s)$.

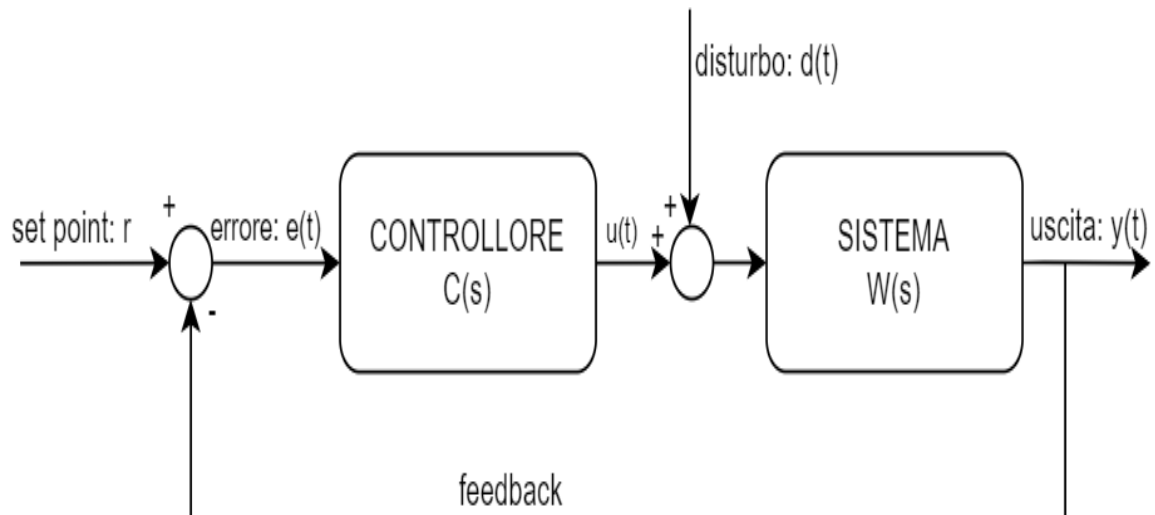


Figura 1.2: schema a blocchi del sistema retroazionato

Si definiscono:

- *Set point: $r(t)$* . Nel caso in esame, corrisponde alla velocità di crociera desiderata. Per semplicità, d'ora in avanti si supporrà questo riferimento come costante nel tempo.
- *Errore: $e(t)$* , dato dalla differenza tra la misura dell'uscita y all'istante temporale t ed il valore target. Tale discrepanza rappresenta l'ingresso del blocco di controllo che, sulla base dell'entità dell'errore elabora un segnale di uscita $u(t)$, variabile di controllo.

Come detto, per il sistema in analisi l'errore sarà dato dalla discrepanza tra misurazione della attuale velocità del veicolo e la velocità scelta dal conducente. L'uscita del controllore verrà invece approssimata dalla forza propulsiva del motore.

- *Disturbo*: $d(t)$. Rappresenta, sommato alla variabile di controllo, l'ingresso del sistema da controllare. Nella trattazione, si considererà disturbo l'inclinazione della carreggiata $\alpha(t)$: un valore variabile nel tempo che influenza il comportamento della vettura.
- *Uscita* $y(t)$: la variabile di processo, ovvero la velocità del veicolo.

Una volta definito lo schema per il controllo è necessario introdurre dei parametri che permettano di valutare la bontà di un progetto o, più in generale, delle caratteristiche di un sistema di controllo.

Le prestazioni di un sistema di controllo sono una misura dell'efficacia con cui il sistema riesce a mantenere il valore desiderato e a rispondere a perturbazioni o variazioni nel sistema controllato. Esse sono tipicamente valutate attraverso una serie di criteri ed indicatori.

Si definiscono in seguito alcuni dei fattori più utilizzati per stimare l'efficacia e le prestazioni di un buon regolatore:

- *Steady state error*: l'errore in stato stazionario è l'errore che permane una volta che il sistema ha raggiunto uno stato stabile. Chiaramente, prestazioni migliori si traducono in un errore in stato stazionario più vicino al valore zero.
- *Rise time* t_r : tempo impiegato affinché un sistema passi dal 10 al 90% del valore di regime. È indice della velocità di risposta e della prontezza del sistema a rispondere a variazioni in ingresso.
- Presenza di *oscillazioni*; le oscillazioni, indesiderate, possono verificarsi in sistemi di controllo specialmente se i parametri del controllore non sono correttamente sintonizzati.
- *Sovraelongazione* o *overshoot* M_p : scostamento tra il comportamento del sistema ed il set point prima della stabilizzazione.

- *Stabilità*: uno dei principali requisiti per un controllore è quello di essere in grado di smorzare le oscillazioni del processo controllato; inoltre, si richiede che il sistema complessivo, in catena chiusa, rimanga stabile nel tempo.

Riassumendo: le prestazioni di un sistema di controllo dipendono dalla sintonizzazione del controllore, dalle caratteristiche del sistema controllato e dall'efficienza dei componenti del sistema di controllo, e sono in parte valutabili oggettivamente con gli indicatori appena descritti. La teoria dei controllori si concentra sulla progettazione di sistemi di controllo che soddisfino i requisiti di prestazioni specifici per un'applicazione data.

1.3 Regolazione PID.

Il regolatore PID, acronimo di “*Proporzionale-Integrale-Derivativo*”, rappresenta l’algoritmo di più comune utilizzo tra i controllori; è in particolare adoperato su larga scala in ambito industriale per controllo di macchinari in ambito manifatturiero ed in generale nella maggior parte delle applicazioni per regolare sistemi dinamici.

La sua popolarità può essere parzialmente attribuita alla vasta opportunità di applicazioni a disposizione, a prestazioni, in termini di specifiche di progetto, spesso affidabili e robuste e ad una discreta semplicità di utilizzo e regolazione.

L’algoritmo fa infatti uso di tre coefficienti (proporzionale, integrale e derivativo, come detto), che devono essere opportunamente regolati al fine di perseguire il risultato atteso. Tali contributi non devono essere necessariamente compresenti: uno dei coefficienti può essere posto a valore nullo, dando luogo a controllori di tipo *PD* (*proporzionale-derivativo*) o *PI* (*proporzionale-integrale*).

A partire dal sistema in analisi, dal set point desiderato, e dalla variabile di processo da controllare, il controllore PID può essere espresso matematicamente come segue:

$$u(t) = Kp * e(t) + Ki * \int_0^t e(\tau) d\tau + Kd * \frac{de(t)}{dt}$$

Dove:

- $u(t)$ rappresenta l’uscita del controllore al tempo t ,

- $e(t)$ è l'errore al tempo t .

È definito come $e(t) = r(t) - y(t)$, con $r(t)$ set point e $y(t)$ stato attuale dell'uscita del processo.

- K_p, K_i, K_d sono i coefficienti del controllore PID,
- $\int_0^t e(\tau) d\tau$ rappresenta l'integrale dell'errore nel tempo,
- $\frac{de(t)}{dt}$ rappresenta la derivata dell'errore rispetto al tempo.

Come detto, i coefficienti K_p, K_i, K_d devono essere opportunamente sintonizzati per adattarsi alle specifiche esigenze del sistema di controllo.

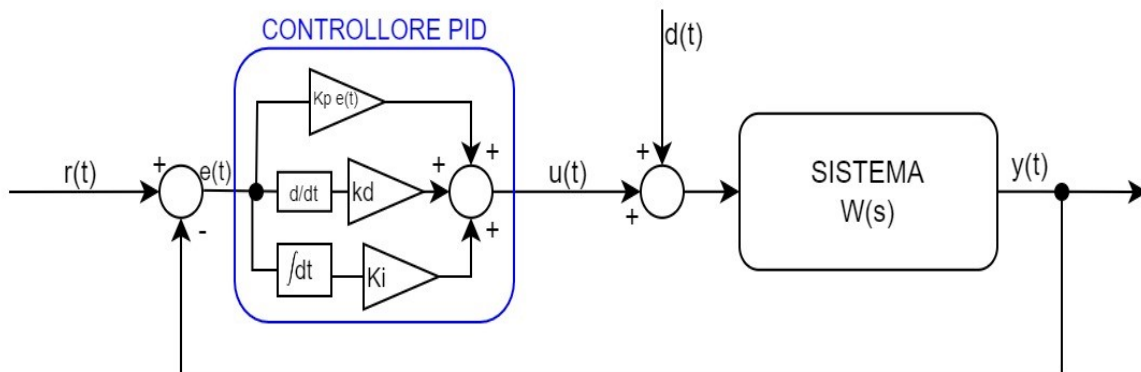


Figura 1.3: schema a blocchi Sistema a catena chiusa con controllore PID

Ad ogni istante temporale, come ribadito più volte, viene computata la differenza tra il valore ottenuto della variabile di processo e il set point scelto. Il risultato di questa comparazione verrà poi dato in pasto all'algoritmo di controllo; quest'ultimo, a sua volta, fornirà come output il valore necessario al sistema per raggiungere il valore auspicato.

Le tre caratteristiche principali delle componenti del controllore PID possono essere riassunte come segue:

- *Proporzionale (P)*: questa componente risponde all'errore attuale tra il valore misurato ed il valore desiderato, generando un segnale proporzionale all'errore stesso; tale segnale permette al controllore di produrre una reazione immediata al cambiamento tra l'attuale stato della risposta ed il set point scelto/desiderato.

Il termine proporzionale contribuisce quindi a ridurre il valore dell'errore attuale.

- *Integrale (I)*: questa componente tiene traccia dell'accumulo di errore nei passi precedenti, generando un segnale basato su questo accumulo. È particolarmente utile per eliminare errori a regime, permettendo infatti di ridurre l'errore in maniera "continua".
- *Derivativo (D)*: questa componente risponde alla velocità con la quale l'errore sta variando, ed aiuta a fornire una previsione futura di come questo cambierà nel tempo; è inoltre utile a migliorare la stabilità del sistema.

Combinando opportunamente queste componenti, un controllore PID cerca di mantenere il sistema il più vicino possibile al set point desiderato regolando, in base all'entità dell'errore, la variabile di controllo; quest'ultima nell'esempio trattato viene rappresentata la apertura della valvola responsabile di regolare l'apporto di aria in camera di combustione del motore, ovvero la forza propulsiva risultante generata.

I coefficienti P, I, D vengono regolati (si parla in questo caso di *tuning*) per ottenere le prestazioni desiderate nel controllo del sistema. Il *tuning* rappresenta una parte critica nella progettazione del sistema di controllo efficace. Nella letteratura sono disponibili diverse metodologie di taratura avanzate, come il conosciuto "*metodo di Ziegler-Nichols*" o l'ottimizzazione automatica, ma spesso nella pratica vengono adottate tecniche empiriche manuali.

Come detto, il controllore PID è noto per la sua semplicità, versatilità ed efficacia. È in grado di regolare una vasta gamma di sistemi e può essere adattato per affrontare una varietà di problemi di controllo, rendendolo spesso preferibile ad algoritmi più complessi e sofisticati.

È però opportuno analizzare anche le limitazioni date dall'utilizzo di tale tipologia di controllore: in alcuni casi, il controllore PID potrebbe non essere sufficiente per sistemi complessi o altamente non lineari. In queste situazioni, potrebbero essere necessari algoritmi di controllo più avanzati.

Inoltre, i controllori di questo tipo, sfruttando l'azione integrale nel tracciare l'andamento dell'errore, in molte applicazioni soffrono di fenomeni di "*integral windup*": supponendo

che il sistema controllato non possa raggiungere il set point desiderato a causa di limitazioni fisiche o restrizioni operative, il termine integrale nell'equazione del controllore PID (o PI) continua ad accumulare errore anche nel caso in cui il sistema abbia raggiunto la saturazione (si attesti cioè al suo valore massimo o minimo, semplificando), rendendolo non più correggibile in maniera efficace.

Questo accumulo di errore si ripercuote negativamente sul controllo portando ad avere oscillazioni, ritardi nella risposta del sistema, instabilità o prestazioni insoddisfacenti.

Il windup è quindi una sfida importante nei sistemi di controllo dove i limiti fisici sono una realtà; le principali soluzioni per tentare di limitare o arginare il problema sono le conosciute tecniche di anti-windup, ovvero saturazioni della componente I, un reset dinamico o tecniche di controllo feedforward. Tali strategie possono essere analizzate in maniera approfondita in testi di riferimento quali [1].

1.4 Controllo fuzzy: la logica sfumata.

Il controllo fuzzy, basato sulla teoria degli omonimi insiemi, fu introdotto da Lofti A. Zadeh, professore della *Berkeley University of California*. Nel pionieristico articolo "*Fuzzy Sets*", pubblicato nel 1965, Zadeh definì per la prima volta il concetto di "insiemi fuzzy": strumenti che consentono la rappresentazione di insiemi in cui gli elementi possono appartenere in modo graduale e sfumato. Questo concetto contrastava quello di insieme classico, in cui gli elementi appartengono completamente o non sono compresi affatto.

Un controllore fuzzy è un tipo di sistema di controllo che riprende questo concetto, introducendolo in campo dell'automazione e controllo a partire dalla logica booleana tradizionale: invece di limitare l'utilizzo ai solo valori binari, 1 o 0, la logica fuzzy permette di gestire valori intermedi o "*sfumati*" tra vero e falso, consentendo una maggiore flessibilità nel controllo dei sistemi. La logica fuzzy si basa infatti sul principio fondamentale per cui le variabili possono avere valori non solo limitati alle definizioni stringenti "vero" o "falso", ma possono esistere in una gamma continua di valori compresi tra "verità" e "falsità". Si parla, per l'appunto, di *logica sfumata*.

Questi valori intermedi vengono espressi poi come *gradi di appartenenza*, che forniscono una indicazione di quanto una variabile sia vicina o meno ad un certo termine linguistico, come ad esempio “veloce” o “lento”.

In un controllore di tipo fuzzy, le variabili di ingresso e di uscita del sistema sono infatti definite in termini linguistici anziché valori numerici precisi. Ad esempio, anziché “velocità in m/s”, potrebbe essere utilizzata la variabile “velocità lenta”, “velocità moderata”, “velocità veloce” e così via. Si parla in questo caso di *variabili linguistiche*. Ciascun termine linguistico è definito quindi da una funzione di membratura, che assegna un valore di grado di appartenenza a ciascun valore possibile della variabile. Ad esempio, riprendendo l’esempio citato in precedenza, “velocità lenta” potrebbe avere una funzione di membratura che assegna una forte appartenenza a valori vicini a zero e una minore appartenenza a valori più distanti.

Un altro tratto distintivo di questa teoria sono le regole adottate per collegare le variabili di ingresso e quelle di uscita. Si parla in particolare di *inferenza*, che rappresenta un processo di combinazione delle variabili di ingresso in base ad alcune regole fuzzy. Queste regole, stabilite nel processo di tuning, vengono spesso definite utilizzando logiche del tipo “*se-allora*” e adottando termini linguistici, come detto. Una regola potrebbe essere, a titolo di esempio: “se la velocità è elevata e la distanza di sicurezza è ridotta, allora riduci la potenza del motore”.

Le regole fuzzy e le funzioni di membratura sono poi aggregate per determinare l’uscita desiderata.

Il valore di uscita sfumato ottenuto dalla fase di aggregazione delle regole deve essere infatti convertito in un valore numerico preciso, che rappresenta l’azione di controllo effettiva da intraprendere, quindi interpretabile dal controllore o dagli organi di attuazione. Questa fase viene chiamata “*defuzzificazione*” ed è generalmente realizzata attraverso tecniche matematiche statistiche.

Possiamo riassumere lo schema di controllo, il cui generico schema a blocchi viene presentato nella figura sottostante, attraverso i seguenti passaggi:

- Definizione delle variabili interessate e dei termini linguistici: identificazione delle variabili coinvolte nel sistema di controllo, dei valori che esse possono assumere, e definizione dei termini linguistici per queste variabili (es. "Velocità: bassa, media, alta").
- Funzioni e gradi di appartenenza: assegnazione delle funzioni di appartenenza ai termini linguistici definiti. Le funzioni descrivono il grado di appartenenza di un valore a un termine linguistico.

Si parla di "membratura" per riferirsi alla descrizione della relazione tra un valore di input e un termine linguistico definito. La membratura fornisce cioè una misura di quanto un valore numerico appartiene a un certo concetto descritto da un termine linguistico. In particolare, ogni termine linguistico all'interno di un insieme fuzzy è descritto da una funzione matematica, che assegna un valore compreso tra 0 e 1 a ciascun termine della variabile, determinando quanto un dato valore numerico appartiene a un termine linguistico: se tale valore è 1 significa che il termine vi appartiene completamente, 0 se non vi appartiene affatto e se $0 < x < 1$ si ha appartenenza sfumata.

Ad esempio, per "velocità bassa": prossima a 0 km/h, ovvero con alto grado di appartenenza al valore zero; il grado sfumerà verso appartenenza nulla al salire del valore, con una funzione matematica scelta dall'operatore in fase di taratura.

- Regole fuzzy. Definizione delle regole basate sulle variabili e termini linguistici per la descrizione del comportamento del sistema. Le regole linguistiche specificano l'azione del sistema in base alle condizioni del sistema, e sono basate sull'esperienza/conoscenza dell'utilizzatore. Una regola avrà forma, ad esempio, "*SE* velocità è bassa *E* distanza è media, *ALLORA* azione è alta").
- Inferenza fuzzy: l'applicazione delle regole linguistiche alle variabili di input del sistema per ottenere una combinazione dei gradi di appartenenza e

determinare l'output fuzzy. L'aggregazione viene eseguita attraverso metodi di unione, come la somma o la media pesata, per ottenere l'insieme descrittivo della variabile di output.

- Defuzzificazione: fase finale in cui si converte l'output fuzzy in un valore numerico univoco, detto *crisp*, comprensibile dal sistema fisico; tale valore rappresenterà l'effettiva azione del controllo. La defuzzificazione può essere performata tramite diversi metodi matematici, tra cui la media dei massimi (trova i valori massimi delle funzioni di appartenenza e ne calcola la media, che rappresenterà l'uscita crisp) o il metodo del centroide: si calcola la media pesata delle funzioni di appartenenza dell'insieme di output fuzzy; questo metodo restituisce un valore che rappresenta il "centro di massa" dell'insieme fuzzy.

La scelta del metodo di defuzzificazione dipende dalle specifiche del sistema, dalle regole linguistiche e dalla natura dell'insieme di output.

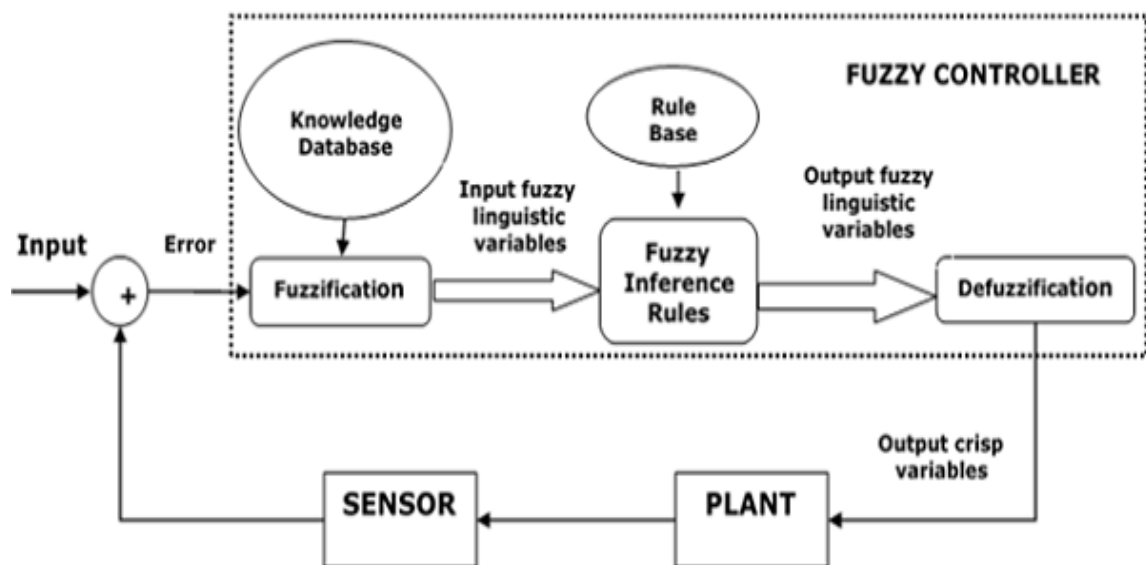


Figura 1.4: schema a blocchi per generico controllore fuzzy

Se nel caso del controllo PID la fase di tuning si è detta essere cruciale per determinare le prestazioni desiderate, nel caso di controllo fuzzy la sintonizzazione accurata delle regole linguistiche, delle funzioni di appartenenza e dei metodi di defuzzificazione è cruciale per il buon funzionamento del sistema di controllo.

Un aspetto chiave del controllo fuzzy, come detto, è l'uso del linguaggio naturale per descrivere le variabili e le relazioni tra esse; questo permette ai controllori di questo tipo di risultare più accessibili ed *user-friendly* agli operatori non necessariamente esperti di teoria del controllo, dato che le funzioni matematiche di inferenza e il processo per l'ottenimento univoco della variabile sono spesso performati in maniera indipendente da software per la simulazione. I controllori fuzzy vengono pertanto utilizzati in situazioni in cui le relazioni tra le variabili di ingresso e uscita del sistema sono complesse e difficili da modellare con equazioni matematiche tradizionali, e risultano inoltre particolarmente efficaci in sistemi non lineari e particolarmente soggetti ad incertezza di comportamento in presenza di disturbi.

Allo stesso modo però, i principali svantaggi del controllo fuzzy sono invece legati alla complessità della sintonizzazione, all'interpolazione soggettiva ed a limiti in termini di precisione. In primis, trovare il giusto insieme di regole e funzioni di membratura può essere un processo empirico, ed inoltre la definizione delle funzioni di membratura e delle regole fuzzy è in parte soggettiva e dipende dalla esperienza e dalle conoscenze del progettista; questo fa sì che i risultati finali possano essere variabili.

Infine, va ricordato che il controllore fuzzy può non risultare adatto per applicazioni in cui la massima precisione, in termini di raggiungimento del set point o di soddisfazione di stringenti prestazioni risulti essenziale: in questi contesti un controllo più rigoroso basato su equazioni matematiche tradizionali potrebbe risultare preferibile.

Si procede, nel seguente capitolo, con lo studio del sistema Cruise Control. Verrà in primo luogo presentato il procedimento per ricavare il modello matematico del sistema da analizzare; verrà poi studiato il comportamento di quest'ultimo in assenza di controllore, valutando le prestazioni "intrinseche".

Si passerà poi alla progettazione del controllore, in primo luogo di tipologia PID, al fine di migliorare le performance e garantire i requisiti di progetto imposti. Successivamente si introdurrà un regolatore fuzzy-PID, il cui obiettivo sarà quello di ottenere risultati migliori in presenza di disturbi.

Infine, si compareranno, tramite simulazioni, le due tipologie di controllore proposte.

CAPITOLO 2

FORMULAZIONE DEL PROBLEMA, ANALISI.

2.1 Modellizzazione del sistema

Il sistema da controllare può essere modellizzato, in maniera semplificata, introducendo alcuni parametri del veicolo e considerando le forze agenti su quest'ultimo. Lo scopo della modellizzazione del sistema è quello di creare uno strumento matematico, desunto dalle leggi fisiche coinvolte, necessario ad analizzare e progettare una strategia di controllo per l'obiettivo scelto, avvalendosi eventualmente di tools per la simulazione. È opportuno segnalare che quanto segue rappresenta un modello matematico semplificato, che non tiene conto, ad esempio, della effettiva erogazione della propulsione generata dal motore, dalla trasmissione e dagli attriti realmente in gioco.

Si consideri in particolare un'autovettura di massa m , posta su una carreggiata inclinata di angolo $\alpha(t)$; sull'auto agiranno forze lungo entrambe le direzioni x e y , posto il sistema di riferimento inerziale in prossimità del baricentro del mezzo.

Lungo l'asse delle ordinate agisce la componente verticale della forza peso, P_y , data dalla massa per la accelerazione gravitazionale e proporzionale al coseno dell'angolo di inclinazione della strada, bilanciata dalla reazione vincolare esercitata dal suolo, N_y ; lungo l'asse delle ascisse invece, agisce la forza esercitata dalla propulsione, che contrasta la forza di attrito viscoso (conosciuta come "resistenza aerodinamica", legata alla capacità del mezzo di penetrare l'aria) sommata alla componente orizzontale della forza peso, P_x . Quest'ultima avrà influenza positiva, ovvero stessa orientazione della forza propulsiva, nel caso in cui il veicolo stia percorrendo una discesa, mentre si opporrà al moto nel caso di carreggiata in salita. Per la trattazione seguente, si supponga l'angolo $\alpha(t)$ come positivo, ovvero veicolo in percorrenza di una rampa.

In accordo con la seconda legge della dinamica dei corpi possiamo quindi studiare il bilancio energetico (1) delle componenti in gioco:

$$\begin{cases} Ny = - Py = - mg \cos(\alpha(t)) \\ F_{eng}(t) - Fa(t) - mg \sin(\alpha(t)) = m a \end{cases}$$

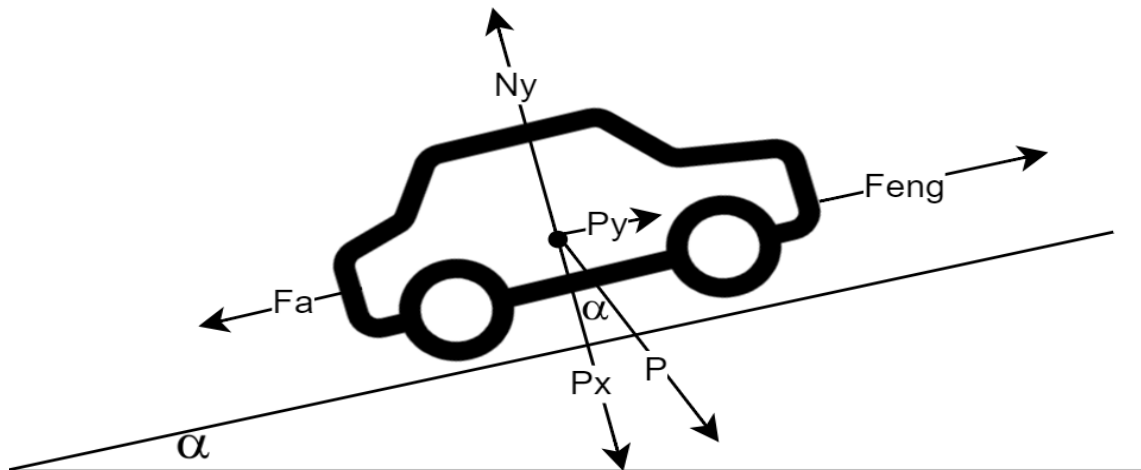


Figura 2.1: Sistema fisico, auto in percorrenza di rampa inclinata

Viene introdotta la relazione derivativa di primo ordine tra accelerazione e velocità (2), che permette la risoluzione del sistema:

$$a = \dot{v}$$

Infatti, combinando tra loro le equazioni (1) e (2), si ottiene:

$$F_{eng}(t) - Fa(t) - mg \sin(\alpha(t)) = m \dot{v}$$

Dovendo analizzare ai fini del controllo come varia la velocità del veicolo in esame, poniamo come uscita del sistema appena descritto la velocità v , mentre F_{eng} rappresenterà l'ingresso da poter manipolare per ottenere i risultati desiderati, ovvero la variabile di controllo:

$$\text{Uscita del sistema: } y = v(t)$$

$$\text{Uscita del sistema di controllo: } u = F_{eng}(t)$$

La equazione riportata (3) rappresenta il modello matematico desunto dal punto di vista fisico e descrive il sistema da controllare nella sua forma semplificata.

I parametri di interesse introdotti sono:

- m [kg]: la massa del veicolo
- $v(t)$ [km/h] la sua velocità
- $F_{eng}(t)$ [N] la forza motrice, generata dal motore tramite la regolazione dell'apporto di aria in camera di combustione,
- F_a [N], la forza di attrito risultante dall'impatto aerodinamico del veicolo durante il moto. Tale forza può essere considerata come proporzionale alla velocità del mezzo, tramite un coefficiente b [N s/m]:

$$F_a = b v(t)$$

- $P_x = mg \sin(\alpha(t))$ [N], componente orizzontale della forza peso.

Trascurando la dipendenza temporale per semplificare la trattazione, possiamo riassumere quanto precedentemente descritto tramite la seguente equazione (4),

$$\begin{aligned} F_{tot} &= F_{eng} - F_a - mg \sin(\alpha) = \\ &= u - bv - mg \sin(\alpha) = \\ &= u - by - mg \sin(\alpha) = \\ &= m\dot{v} = m\dot{y} \end{aligned}$$

Si noti come la componente P_x della forza peso, proporzionale all'angolo di inclinazione della carreggiata, rende l'equazione del modello non lineare; per questo motivo, a titolo semplificativo, si procede con la linearizzazione dell'espressione (4) riportata utilizzando gli sviluppi in serie di Taylor al primo ordine, sfruttando il concetto matematico per cui se una funzione f è derivabile essa può essere allora rimpiazzata dalla sua derivata nel punto di interesse. Ricordando che, per Taylor, $\sin(x) \approx x$, l'equazione diviene ora (5):

$$u - by - mg \alpha = m\dot{y}$$

Per proseguire nella analisi del sistema, studiarne il comportamento e progettare quindi il controllore di interesse, vengono ora introdotte formulazioni matematiche che rappresentano il rapporto tra l'ingresso al sistema da controllare e la variabile controllata; tali funzioni, dette "funzioni di trasferimento", fanno ausilio di un ulteriore strumento

matematico che permette di passare da uno studio nel dominio del tempo ad uno in funzione della variabile complessa s , rendendo la trattazione delle equazioni differenziali come semplici equazioni algebriche: la *trasformata di Laplace*.

Si rimanda l'approfondimento teorico della trasformata di Laplace, usata in larga scala nelle applicazioni di controllo, a testi didattici di settore. Per lo scopo della tesi presentata, al lettore basti conoscere le principali proprietà della trasformata:

- *Definizione:* $L\{f\} = F(s)$
- *Somma:* $L\{f + g\} = L\{f\} + L\{g\}$
- *Derivata:* $L\{f'\} = s L\{f\} - f(0)$
- *Integrale:* $L\{\int_0^x f(x)\} = \frac{1}{s} L\{f(x)\}$

Tramite gli strumenti menzionati possiamo quindi ricercare le funzioni di trasferimento $W_1(s)$, $W_2(s)$ a partire dall'equazione descrittiva del modello fisico (5):

$$U(s) - b Y(s) - mg A(s) = m s Y(s)$$

$$Y(s) = \frac{1}{ms + b} U(s) + \frac{-mg}{ms + b} A(s)$$

Quindi:

$$W_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{ms + b}$$

$$W_2(s) = \frac{Y(s)}{A(s)} = \frac{-mg}{ms + b}$$

Nel caso in esame si sono supposte nulle le condizioni iniziali.

Risulta ora opportuno definire numericamente i parametri introdotti. In particolare, si consideri una massa veicolo-conduttore pari a 1800 kg, un coefficiente di attrito pari a $50 \frac{N}{m}$ ed una forza motrice pari a 1800 N esercitata dal motore; ovvero:

- $m = 1800 \text{ kg}$
- $b = 50 \frac{N}{m}$
- $u = 1800 \text{ N}$

Infine, viene introdotta la velocità desiderata, scelta dal conducente:

- r , il cui valore verrà assegnato in seguito.

La funzione di trasferimento, con l'introduzione dei parametri scelti, diviene pertanto:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{1800s + 50}$$

2.2 Definizione dei requisiti prestazionali

Vengono ora definite alcune specifiche di progetto necessarie a valutare il comportamento del sistema in catena aperta, ovvero in assenza di alcun feedback o retroazione, ed in catena chiusa, ovvero a seguito dell'introduzione del controllore.

Idealmente, il risultato atteso una volta che il conducente attiva il sistema Cruise Control ed imposta la velocità di crociera desiderata è che la vettura raggiunga tale target entro un valore indicativo di cinque secondi.

Inoltre, per questioni di sicurezza e comfort, si desidera che il veicolo non raggiunga in alcun momento una velocità che sia del 10% superiore o inferiore a quella scelta. Infine, in condizioni di raggiungimento del target di velocità, desideriamo che la velocità del veicolo rimanga entro un range del 5% da quest'ultima.

Traducendo queste considerazioni in parametri prestazionali descritti nel capitolo precedente:

- Rising time: $t_r < 5s$
- Overshoot: $Mp < 10\%$
- Steady-state error: $e_r < 5\%$

2.3 Analisi del sistema ad anello aperto

Si analizza ora il comportamento del sistema precedentemente modellizzato, senza presenza di catena di retroazione o di controllore. Tale analisi fornirà indicazione del comportamento della vettura in risposta ad una sollecitazione a gradino unitario della variabile controllata, di modulo ipotizzato di 1800N, permettendo di capire su quali parametri sarà opportuno focalizzarsi nella progettazione del controllore al fine di raggiungere le specifiche di progetto richieste.

È bene ricordare, prima di proseguire la analisi, che nel caso di un sistema a catena aperta eventuali errori in uscita, causati ad esempio da disturbi esterni, non potranno essere corretti tramite la modifica delle variabili di controllo. Inoltre, è necessario sottolineare che il comportamento a catena aperta rappresenta esclusivamente il risultato del modello matematico dedotto del sistema in esame; questo modello, assieme ai dati di progetto utilizzati, può influenzare positivamente o negativamente i risultati, fornendo indicazione errata rispetto alle dinamiche reali.

Per questo studio ci si avvale del programma *Matlab*, ampiamente utilizzato in ambito accademico e ingegneristico. In particolare, una volta definiti i parametri del modello, i seguenti comandi permettono di osservare come varia la ampiezza della variabile di interesse, ovvero la velocità v , in funzione del tempo, a seguito della sollecitazione considerata:

```
% Integrazione tra controllore PID e logica sfumata di tipo fuzzy:
applicazioni pratiche in campo automotive.

%% DEFINIZIONE VARIABILI DEL MODELLO FISICO "CRUISE CONTROL"
m = 1800;      % Massa del veicolo [kg]
b = 50;       % Coefficiente di attrito [N*m/s]
u = 1800;     % Forza propulsiva generata dal motore [N]
g = 9.81;     % Accelerazione gravitazionale [m/s^2]

r = 36;       % Target di velocità impostato dal conducente [m/s]

%% FUNZIONI DI TRASFERIMENTO
W_1 = tf(1,[m,b]);
W_2 = tf(-m*g,[m,b]);

%% ANALISI DEL MODELLO OPEN LOOP

% Plot della risposta al gradino delle funzioni di trasferimento
figure('Name','Risposta gradino u*W_1')
step(u*W_1), grid
stepinfo(u*W_1)
```

La risposta al gradino ottenuta risulta:

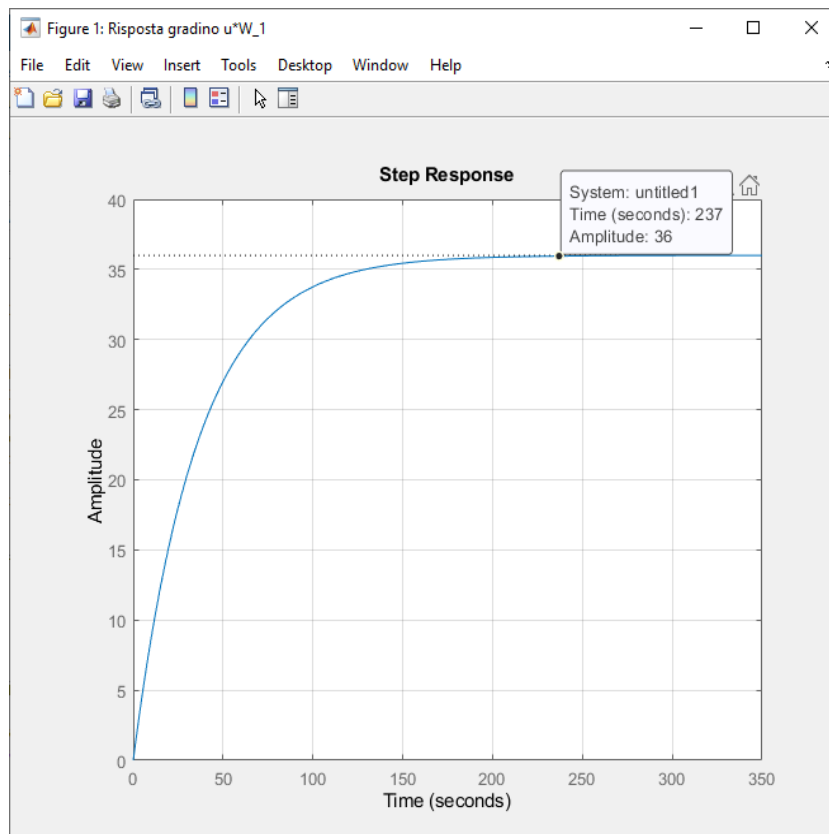


Figura 2.2: risposta al gradino, sistema open loop

Come si può notare dal grafico riportato, il sistema non presenta alcuna sovraelongazione o oscillazione a regime, consentendo il raggiungimento la stabilità asintotica a 36 m/s. Si noti però, come tale raggiungimento sia performato con un tempo di salita (*rise time*) troppo elevato: 79.1 s. Da progetto, questo tempo è di ben sedici volte superiore rispetto a quanto richiesto: il sistema in catena aperta è quindi scarsamente reattivo.

In seguito i dati di interesse riguardo le prestazioni, ottenute tramite la routine *stepinfo()* di Matlab:

Rise time: 79.09 [s]

Transient time: 140.83 [s]

Overshoot: 0 [m/s]

Lo scopo del controllore sarà pertanto accelerare notevolmente il tempo di raggiungimento del target di velocità in risposta al gradino, rispettando inoltre le specifiche di progetto menzionate ed evitando di influenzare negativamente il sistema, introducendo ad esempio oscillazioni.

Viene condotta ora una analisi più approfondita del sistema, introducendo i *diagrammi di Bode* per analizzare la risposta in frequenza del sistema, sempre in catena aperta, ed una analisi dei poli/zeri della funzione di trasferimento, per valutarne la stabilità.

Semplificando: i diagrammi di Bode sono rappresentazioni grafiche che consentono una analisi della risposta alla variazione dell'ingresso non più nel dominio del tempo, ma bensì nel dominio della frequenza, permettendo di valutarne il comportamento in campi notevolmente estesi. In particolare, essi sono la rappresentazione grafica del modulo, in dB, e della fase, in gradi, della generica funzione $F(s) = F(j\omega)$ al variare di ω [rad/s] tra i numeri reali positivi.

Sempre tramite software Matlab possono essere facilmente ottenuti i diagrammi di interesse tramite la serie di comandi `bode()`, appartenenti al Control System toolbox del programma:

```
% Plot diagrammi di Bode delle funzioni di trasferimento
figure('Name', 'Diagramma di Bode, W_1')
bode(W_1), grid
```

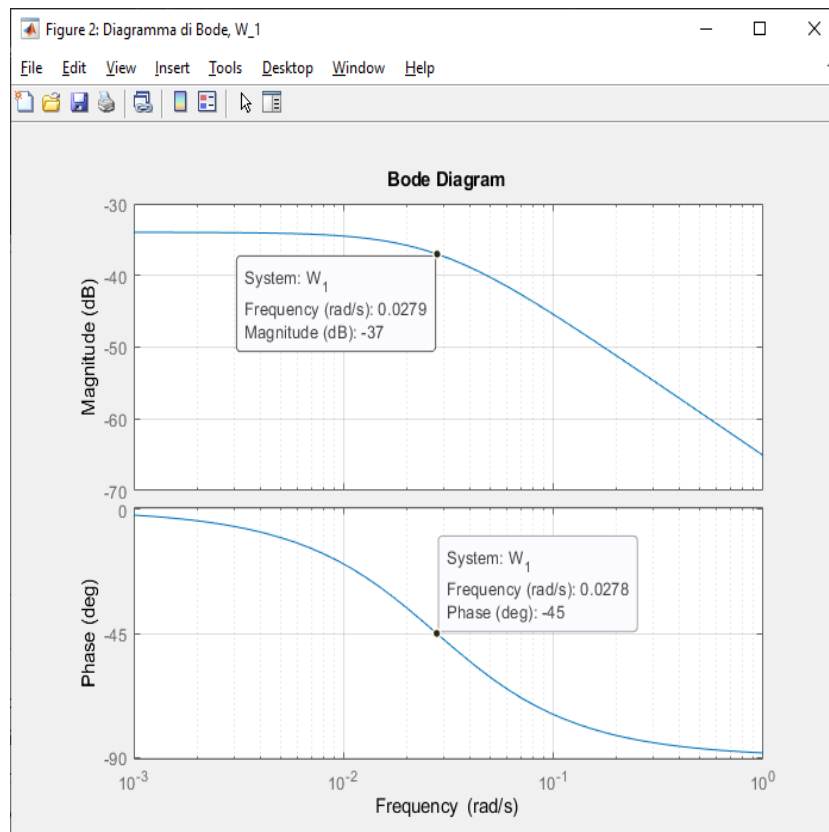


Figura 2.3: diagrammi di Bode, sistema open loop

Si noti in particolare che alla frequenza di $\omega = \frac{b}{m} = 0.027 \text{ rad/s}$ la ampiezza si attenua di un valore pari a 3 dB ; a tale pulsazione la fase raggiunge il valore -45° . Per frequenze superiori, il modulo cala con pendenza pari a -20dB/dec .

Tramite il comando Matlab `pzmap()` è resa invece possibile la visualizzazione nel piano complesso di poli e zeri del sistema; questi, rispettivamente, rappresentano i valori di s tali da annullare il denominatore ed il numeratore delle funzioni di trasferimento (5):

```
% Plot di poli e zeri delle due funzioni di trasferimento
figure('Name', 'pzplot W_1');
pzmap(W_1), grid
```

Nel caso in esame, considerando la funzione di trasferimento ingresso-uscita $W_1(s)$, è presente un unico polo, a parte reale e negativa, di valore

$$p_0 = -\frac{b}{m} = -\frac{50}{1800} = -0.027.$$

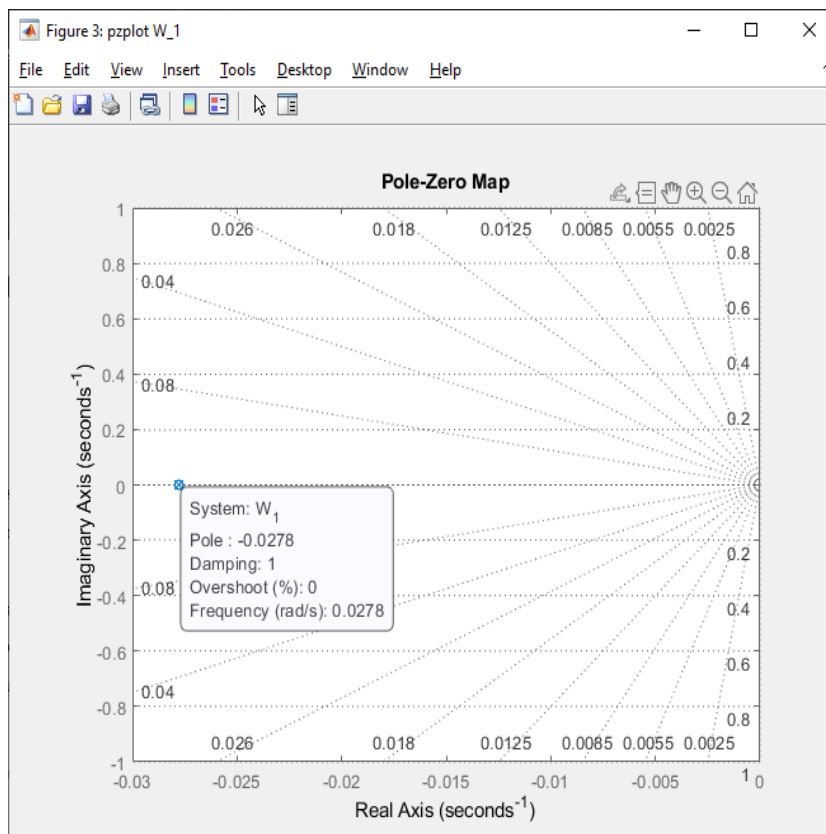


Figura 2.4: analisi poli-zeri nel piano complesso, sistema open loop

La collocazione nella parte sinistra del piano complesso, ed in particolare rispetto all'asse immaginario, è condizione necessaria e sufficiente per garantire la stabilità *BIBO*

(acronimo di *Bounded Input Bounded Output*) del sistema: ad un ingresso limitato corrisponderà sempre una uscita y limitata.

In conclusione, si può affermare che la scarsa reattività del sistema a catena aperta è determinata dal valore del polo individuato; quest'ultimo, avendo valore molto piccolo (circa -0.027), rallenta notevolmente la risposta alla sollecitazione. Dal momento che il sistema in catena aperta non ha modo di valutare lo stato dell'uscita, non può modificare i parametri della funzione di trasferimento per migliorare le sue prestazioni, sarà opportuno introdurre un controllore che, alterando la posizione di zeri e/o poli del sistema retroazionato tramite la sua funzione di trasferimento $C(s)$, permetterà di soddisfare i requisiti progettuali.

2.4 Controllo in catena chiusa.

Si procede ora all'analisi del sistema in catena chiusa: si introduce cioè una catena di retroazione che consentirà al controllore, a partire dall'errore rilevato tra la velocità attuale del veicolo ed il target scelto dal conducente, di regolare opportunamente gli ingressi al sistema ($u = F_{eng}(t)$) affinché le specifiche prestazionali vengano soddisfatte nonostante la presenza dei disturbi.

Lo schema di base del controllo in retroazione unitaria negativa è già stato presentato in precedenza, nella figura 1.1.

Prima di scegliere e progettare il controllore risulta necessario comprendere come le varie funzioni di trasferimento, di controllore, sistema da controllare e disturbi, interagiscono matematicamente tra loro. In particolare, la teoria del controllo definisce “*funzione di trasferimento d'anello*” (6):

$$L(s) = C(s) W_1(s)$$

A partire dalla computazione dell'errore tra riferimento e misurazione dei sensori, sfruttando nuovamente le proprietà della trasformata di Laplace, risulta (7):

$$E(s) = R(s) - Y(s)$$

Combinando quanto appena visto:

$$U(s) = E(s) * C(s) = (R(s) - Y(s)) * C(s)$$

Ovvero:

$$\begin{aligned} Y(s) &= U(s) * W_1(s) = \\ &= (R(s) - Y(s)) * C(s) * W_1(s) = \\ &= R(s) C(s) W_1(s) - Y(s) C(s) W_1(s) \end{aligned}$$

Da cui si ricava la funzione di trasferimento complessiva del sistema retroazionato (8):

$$H_1(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)W_1(s)}{1 + C(s)W_1(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)}$$

Tramite l'equazione $H_1(s)$ è possibile apprezzare l'effetto del controllore $C(s)$, il cui compito è quello di modificare il guadagno di Bode e di introdurre eventuali poli o zeri rispetto al sistema in catena aperta, modificando il comportamento complessivo del sistema in catena chiusa. È opportuno ricordare però che non è sempre possibile ottenere il risultato desiderato; ad esempio, non risulta possibile realizzare compensatori che presentino funzioni di trasferimento con un numero di zeri superiore al numero dei poli (si parla in questo caso di *funzioni improprie*).

Si proseguirà ora con lo studio e la proposta di due tipi di controllori $C(s)$, il cui scopo come detto è quello di velocizzare la risposta del sistema $W_1(s)$ tenendo conto della presenza dei disturbi $W_2(s)$, al fine di soddisfare i requisiti di processo. Le due diverse architetture scelte verranno poi comparate dal punto di vista delle prestazioni e delle peculiarità al termine dell'elaborato, dove verranno anche presentati i limiti della trattazione e proposti sviluppi futuri.

2.4.1 Progettazione mediante controllore PID

Si introduce ora un regolatore di tipo PID. A partire dall'equazione matematica descrittiva del controllore, riportata nel capitolo introduttivo, è possibile ricavare l'equazione nella variabile $s = \vartheta + j\omega$, che permette di semplificare la trattazione per la ricerca della funzione di trasferimento complessiva del sistema a catena chiusa; applicando le proprietà della trasformata di Laplace menzionate in precedenza, si ottiene infatti (9):

$$C_{PID}(s) = K_p + s K_D + \frac{K_I}{s}$$

Risulta ora possibile integrare tale equazione nella (8), sostituendo la funzione di trasferimento del modello, $W_1(s)$, per ottenere la funzione di trasferimento ingresso-uscita del sistema closed loop.

Dopo una serie di semplici passaggi, lasciati al lettore, si ottiene (10):

$$H_{1_{PID}}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C_{PID}(s) W_1(s)}{1 + C_{PID}(s) W_1(s)} = \frac{s^2 K_D + s K_p + K_I}{s^2(K_D + m) + s(K_p + b) + K_I}$$

Vengono ora introdotti i parametri del controllore. In particolare, si riprende quanto ottenuto nell'elaborato [2], dove viene utilizzato, per i medesimi scopi, un controllore proporzionale-integrativo *PI*. Il tuning dei parametri, porta ad ottenere i seguenti valori dei contributi:

- $K_D = 0$;
- $K_p = 1500$;
- $K_I = 50$.

L'equazione (10) muta pertanto nella relazione (11):

$$H_{1_{PI}}(s) = \frac{1500 s + 50}{1800 s^2 + s(1500 + 50) + 50}$$

È ora possibile implementare tale regolatore, ed in generale tale schema di feedback, nei programmi di analisi al fine di valutare le prestazioni in maniera oggettiva.

Adoperando nuovamente Matlab, si introducono quindi le righe di codice sottostanti per “generare” virtualmente il controllore.

%% PROGETTAZIONE CONTROLLORE PID

Kp = 1500; % Contributo proporzionale

Kd = 0; % Contributo derivativo

Ki = 50; % Contributo integrale

s = tf([1,0], 1);

C_PID = Kp + Ki/s + Kd*s;

C_s_PID = tf([Kd,Kp,Ki],[1,0]);

```
H_1_PI = (Kp*s+Ki)/(m*s^2+(b+Kp)*s+Ki);
H_1_s_PI = tf([Kp,Ki],[m,b+Kp,Ki]);
```

Come già fatto nella analisi del sistema a catena aperta, vengono ora valutate la risposta dinamica, i diagrammi di Bode e la posizione di poli e zeri di $H_{1PI}(s)$, introducendo i comandi già menzionati in precedenza.

```
%% ANALISI DEL MODELLO CLOSED LOOP, CON REGOLATORE PI
```

```
%Plot della risposta al gradino delle funzioni di trasferimento
figure('Name','Risposta gradino u*H_1_PI')
step(r*H_1_PI), grid
stepinfo(r*H_1_PI)
```

```
%Plot di poli e zeri delle funzioni di trasferimento
figure('Name','pzplot H_1_PI')
pzmap(H_1_PI), grid
```

```
%Plot diagrammi di Bode delle funzioni di trasferimento
figure('Name','Diagramma di Bode, H_1_PI')
bode(H_1_PI), grid
```

La risposta alla variazione, per riferimento $r = 36 [m/s]$, la disposizione di poli e zeri ed il relativo diagramma di Bode ottenuti sono riportate in seguito, rispettivamente.

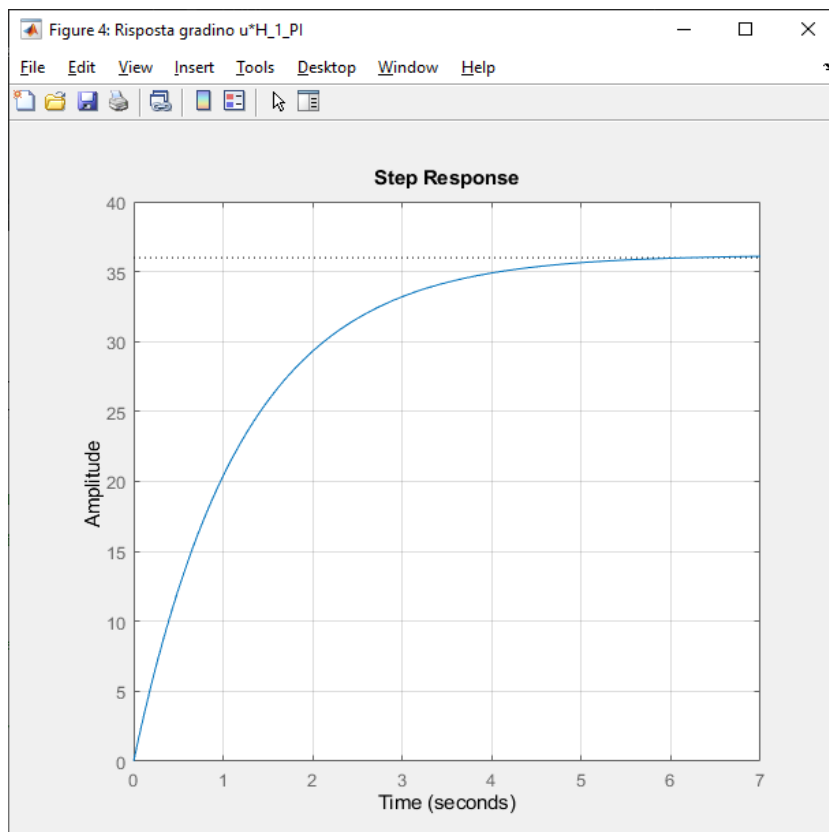


Figura 2.5: risposta al gradino, sistema closed loop con controllore PI

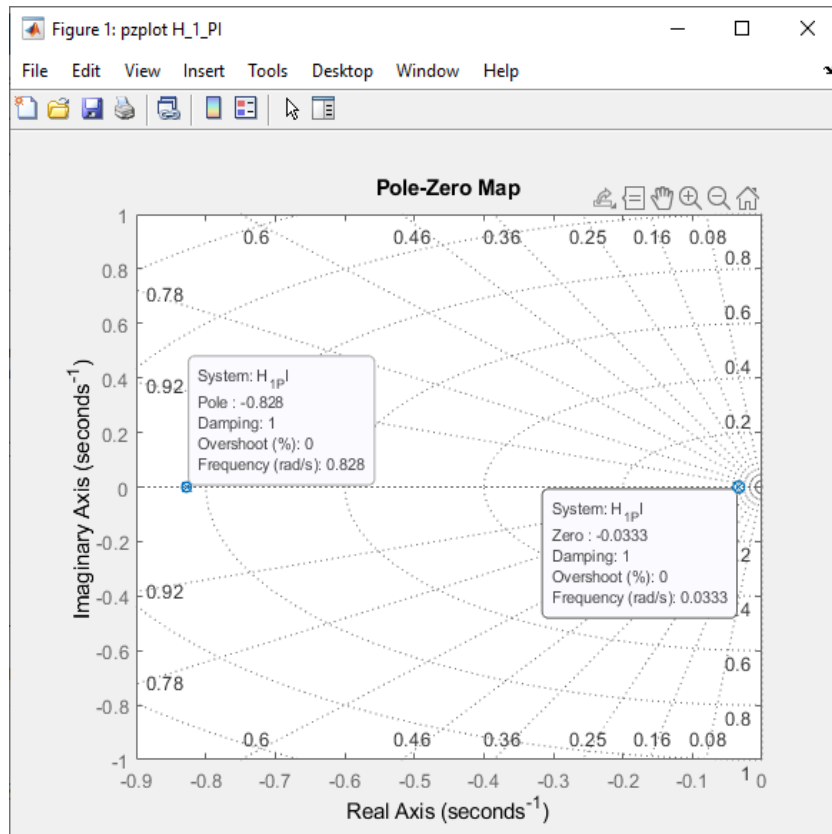


Figura 2.6: analisi poli-zero nel piano complesso, sistema closed loop con controllore PI,

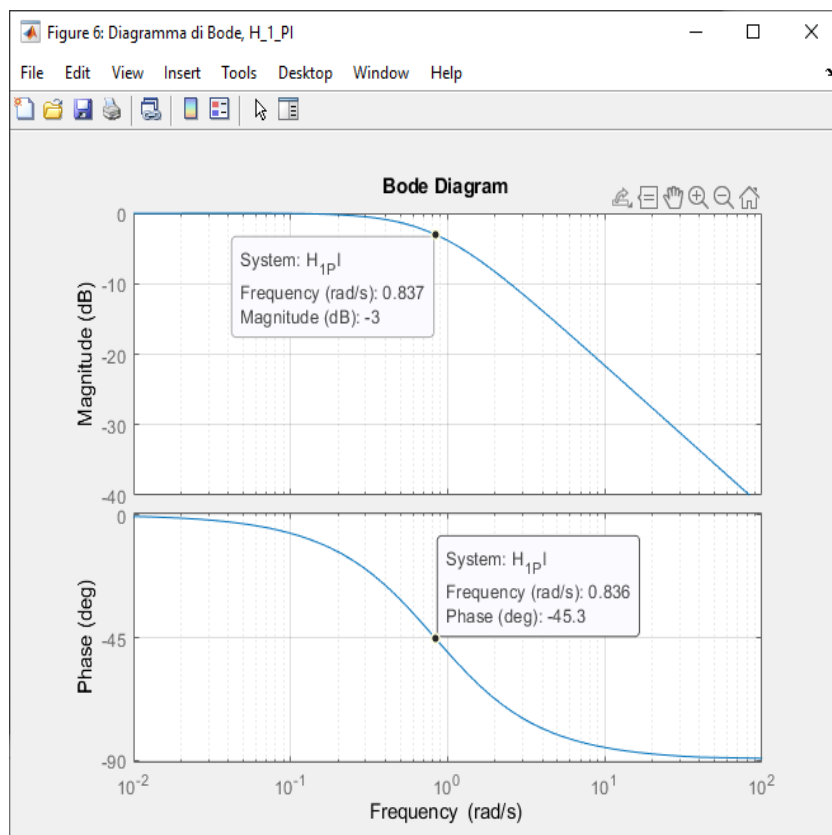


Figura 2.7: diagrammi di Bode, sistema closed loop

Nel dettaglio poi, si riportano le informazioni ricavate dalla risposta a gradino nel caso closed loop (“CL”). In tabella, nella riga “ Δ ”, vengono eseguite le differenze sui parametri di interesse ricavati, evidenziando il notevole miglioramento prestazionale rispetto al caso open loop (“OL”) analizzato precedentemente; si noti, in particolare, il netto progresso in termini di reattività del sistema, sebbene venga introdotto un leggero peggioramento in termini di sovraelongazione e di errore a regime.

Tutti i parametri soddisfano ora i requisiti progettuali desiderati, dimostrando quindi un corretto impiego e tuning del regolatore, ottenuto valutando la posizione dei poli della funzione di trasferimento $H_{1pl}(s)$.

| | <i>Rise time [s]</i> | <i>Transient time [s]</i> | <i>Overshoot Mp</i> | <i>Steady-state error: e_r</i> |
|----------------------------|----------------------|---------------------------|---------------------|---|
| OL | 79.09 | 140.83 | 0 | 0 |
| CL | 2.59 | 4.41 | 4.5% | 0.5% |
| Δ | -76.5 | -136.4 | +4.5% | +0.5% |

Si procede ora alla simulazione vera e propria del comportamento del sistema per valutarne le prestazioni in presenza di disturbi. A tale scopo si introduce il software *Simulink*, integrato con Matlab, che permette la modellazione, simulazione e analisi di sistemi dinamici tramite la costruzione di diagrammi a blocchi.

In particolare, il diagramma a blocchi del sistema complessivo realizzato tramite il programma è il seguente:

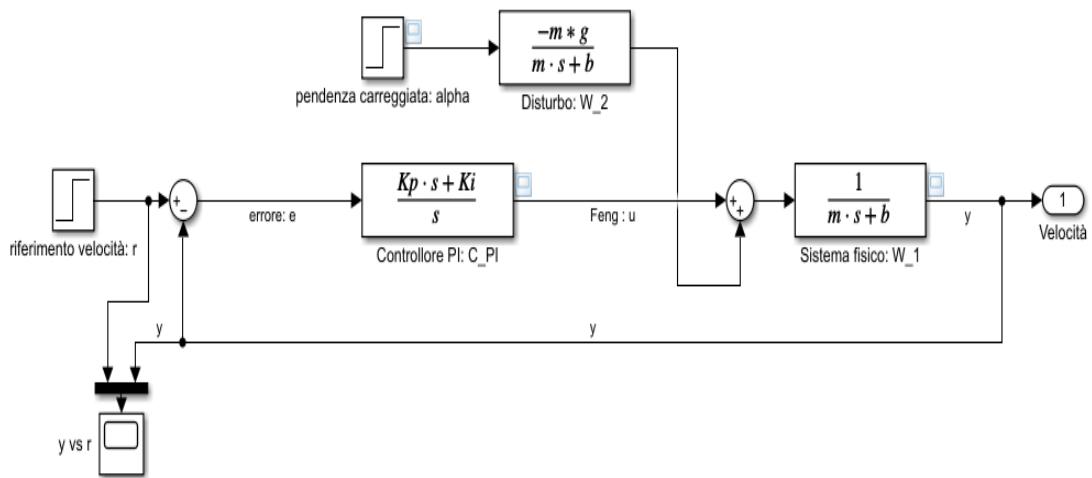


Figura 2.8: implementazione closed loop con controllore PI in ambiente Simulink

Si procede ora l'analisi, facendo variare il setpoint r tra i valori discreti 10, 30 [m/s]; si modifica inoltre l'entità del disturbo: l'angolo α viene fatto variare tra i valori discreti 0.05, 0.1 [rad]. Quest'ultimo valore di pendenza della carreggiata rappresenta un caso limite in quanto, a titolo di esempio, il tratto più ripido del conosciuto passo montano Pordoi (Trentino-Alto Adige, Italia) raggiunge l'11%: 0.11 [rad].

Si valuta la bontà del controllore analizzando in primo luogo l'andamento tra set point e uscita del sistema.

In particolare, dalle simulazioni si nota una risposta a gradino che, anche nel caso peggiore dato da pendenza massima e target di velocità elevato, descrive un comportamento del sistema regolato mediante controllore PI ottimale: in tutti i casi, ovvero nelle quattro combinazioni (α, e) ottenibili dalle coppie di valori menzionati, le specifiche di progetto vengono rispettate. I tempi di salita (*rise time*) si attestano inferiori a tre secondi, mentre sovraelongazione ed errore a regime risultano entrambi molto contenuti, come apprezzabile dalla immagine seguente:

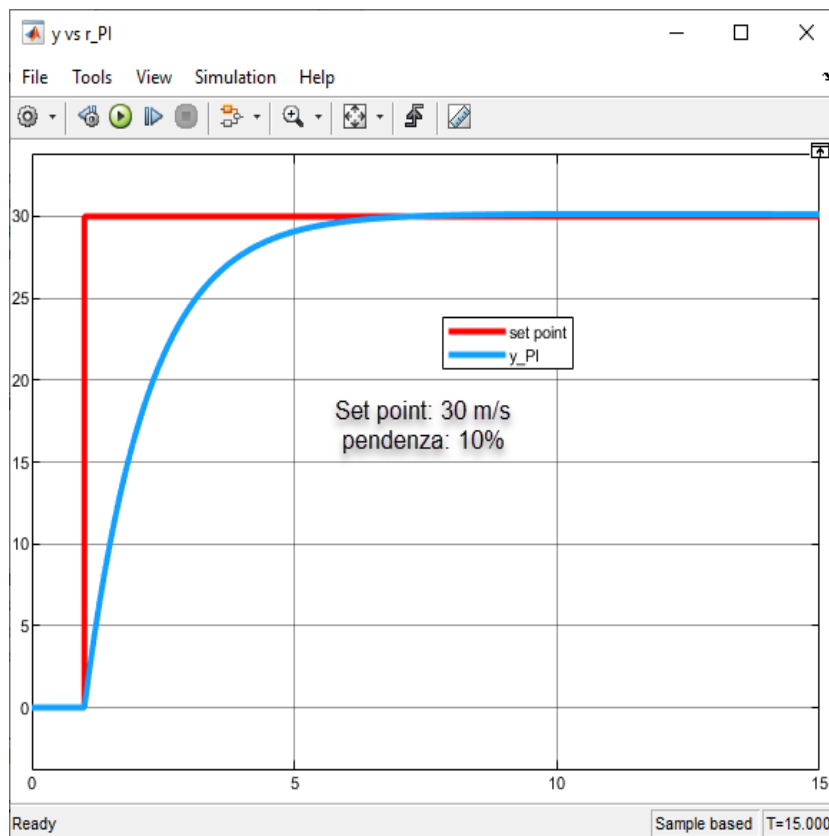


Figura 2.9: risposta del sistema closed loop per $(\alpha; e) = (0.1; 30)$

Nonostante l'ottimo risultato ottenuto è bene però approfondire la analisi, per meglio comprendere nel dettaglio il comportamento globale del sistema.

In particolare, focalizzando l'attenzione sull'uscita del blocco controllore, *Feng*, si nota come i valori assunti in simulazione per sopperire alle esigenti condizioni di utilizzo raggiungano cifre molto elevate, non sicuramente erogabili da un motore di un'autovettura di media cilindrata. Infatti, la variabile di controllo assume in principio valore massimo di circa $4.5 \cdot 10^4 [N]$ per poi assestarsi in condizione di regime al valore, ben più realistico, di circa $1500 [N]$.

È pertanto possibile affermare che le performanti caratteristiche ottenute nelle varie riposte al gradino simulate siano rese possibili grazie a richieste di forza motrice molto lontane dalle dinamiche reali.

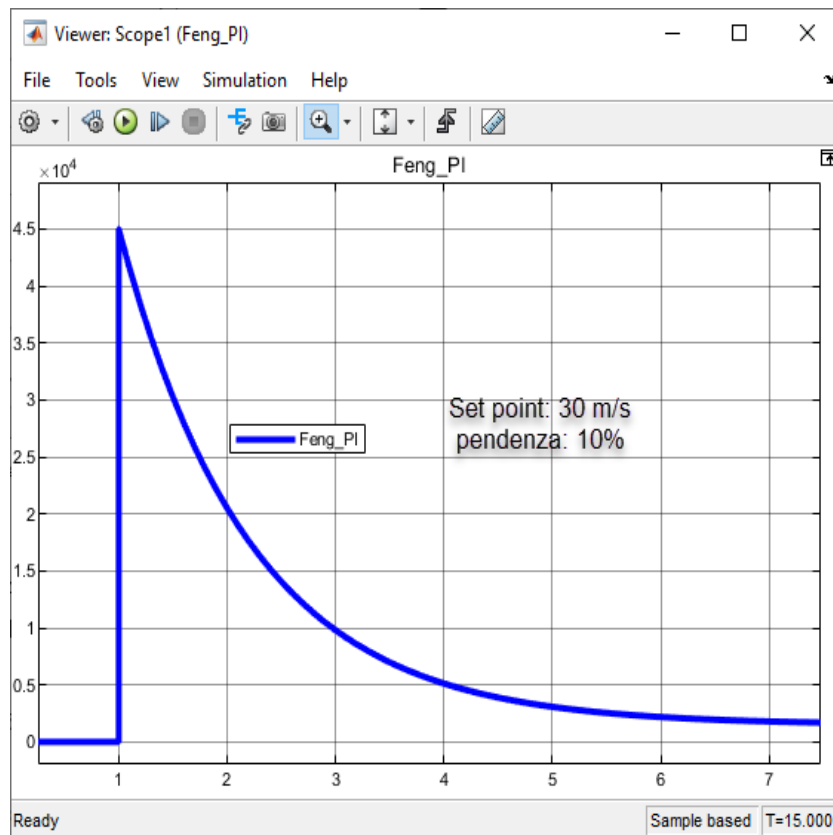


Figura 2.10: uscita del blocco PI, sistema closed loop, per $(\alpha; e) = (0.1; 30)$

Con lo scopo di ottenere dei risultati veritieri e realistici, si replica la simulazione nel *worst case*, dove set point ed inclinazione della carreggiata sono rispettivamente 30 m/s e 0.1 rad, ma introducendo ora un nuovo blocco *saturore* in uscita al regolatore PI.

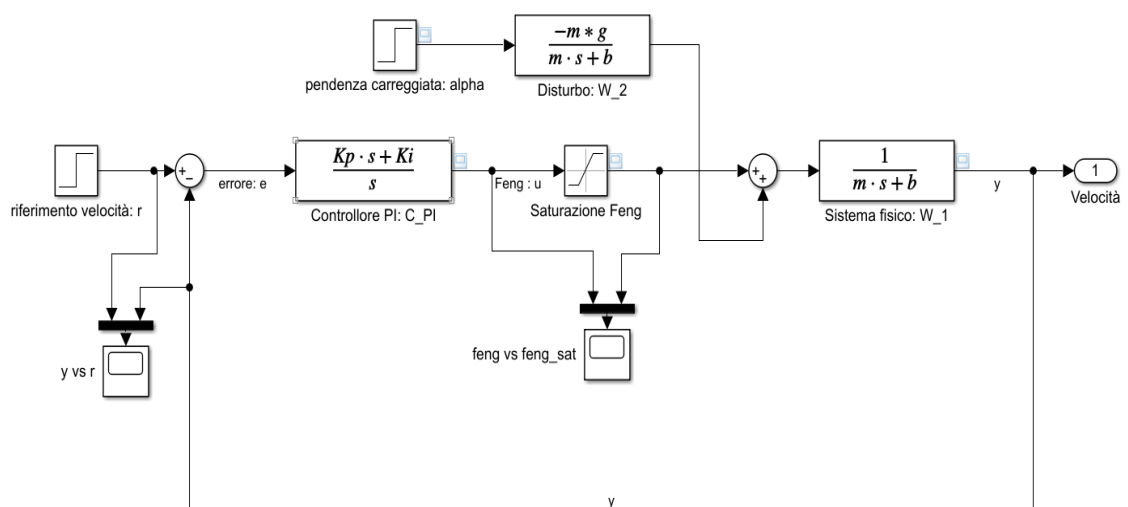


Figura 2.11: implementazione closed loop con controllore PI ad uscita saturata

Tale modifica permette di limitare l'effettiva escursione della forza propulsiva generata dal motore della vettura ad un valore massimo scelto. In particolare, per scopi puramente semplificativi, si impone massimo valore erogabile a 3000 N.

I risultati della simulazione ottengono ora andamento completamente differente, facendo sì che la risposta del sistema non soddisfi più i requisiti progettuali. Nonostante la richiesta di forza trainante da parte del regolatore sia massima dal principio, il sistema raggiunge effettivamente il target di velocità dopo circa 26 secondi. Questo fa sì però, che la componente integrale del PI si “carichi” notevolmente durante la lenta fase di transitorio (windup integrale), portando a sovraelongazione accentuata; il controllore quindi, si muove nuovamente verso il set point, ma sempre molto lentamente. Si noti in particolare come, dopo 50s di simulazione, il sistema non abbia ancora raggiunto uno stato stabile.

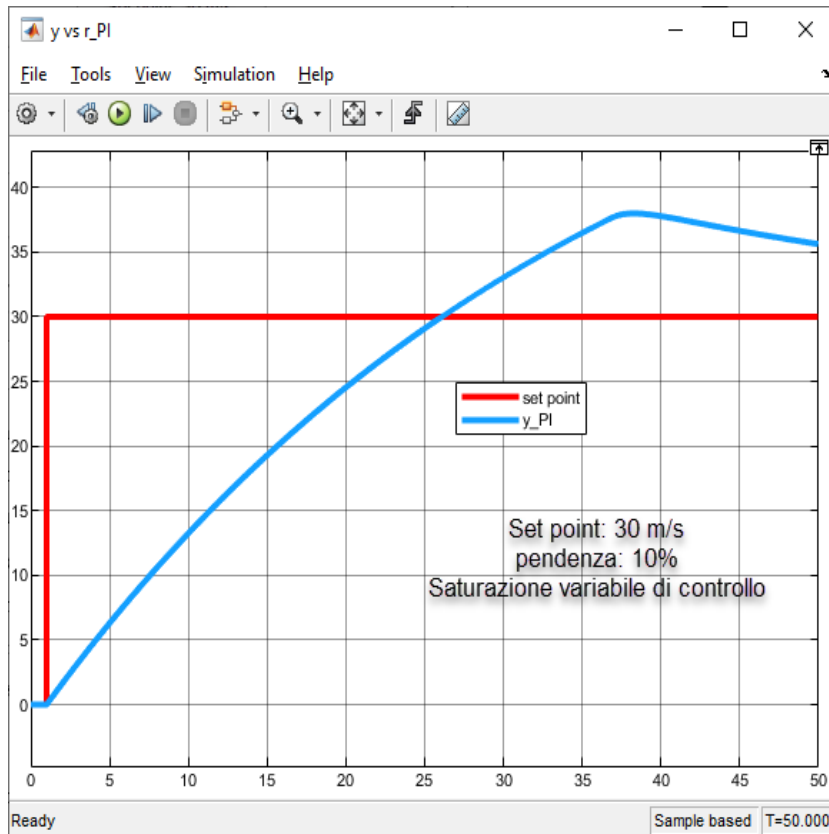


Figura 2.12: comportamento del sistema a seguito della saturazione della forza motrice erogabile dal motore

La simulazione condotta mostra la grande influenza che una limitazione fisica del sistema da controllare può avere sulla risposta dinamica dell'anello retroattivo.

In conclusione, si può affermare che opportune modifiche ai coefficienti del controllore PI, o una eventuale introduzione della componente derivativa, potrebbero essere necessarie per migliorare le prestazioni complessive del sistema in presenza di disturbi e vincoli non trascurabili.

In seguito si riporta l'andamento della variabile di controllo, il cui valore viene saturato sin dal momento della variazione dell'ingresso.

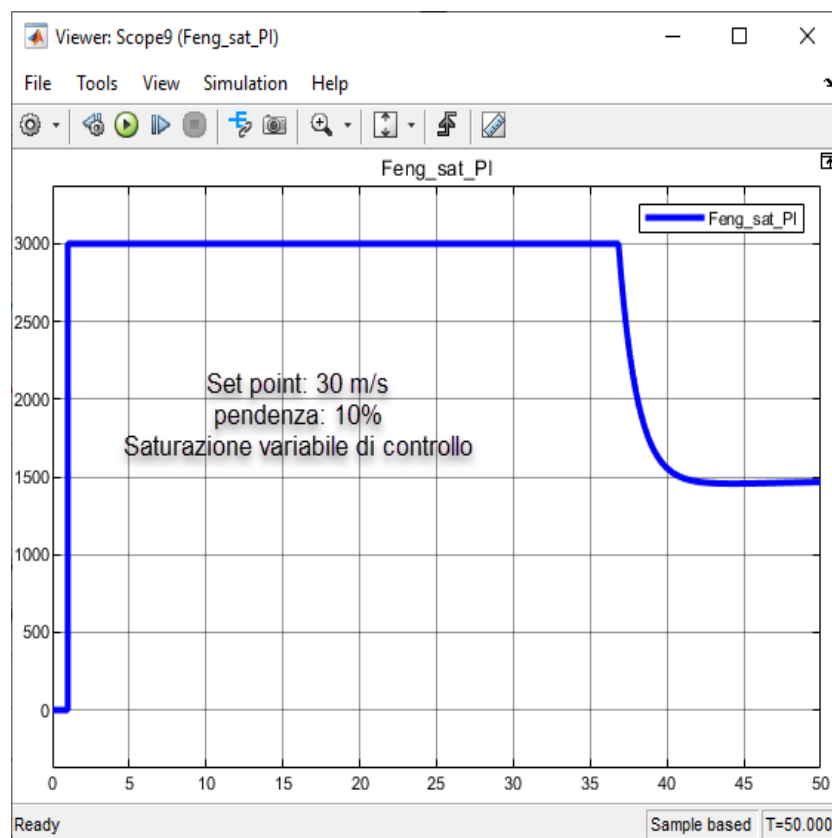


Figura 2.13: comportamento dell'uscita del blocco di controllo a seguito delle limitazioni imposte

2.4.2 Progettazione mediante controllore fuzzy-PID

Il controllore fuzzy-PID rappresenta un'evoluzione del classico controllore PID, che sfrutta la logica fuzzy per adattare in modo dinamico i parametri di controllo in base alle variazioni delle condizioni del sistema.

Come già descritto nel capitolo introduttivo, la logica fuzzy consente di gestire concetti non esatti e ambigui, come "basso", "medio" o "alto", permettendo al controllore di prendere decisioni in situazioni in cui il mondo reale può presentare variabilità e incertezza. Questo tipo di controllore ibrido è composto da tre componenti chiave: fuzzificazione, inferenza e defuzzificazione.

La fase di fuzzificazione è responsabile della trasformazione delle variabili di input e output del sistema in valori fuzzy. Questo metodo permette al controllore di “comprendere” meglio le sfumature delle grandezze coinvolte, adattandosi a situazioni reali in cui le grandezze possono essere sfumate e non esattamente definite, come ad esempio il concetto di “pendenza elevata”.

Il blocco di inferenza è il nucleo del controllore fuzzy-PID. Qui, regole linguistiche definite dall'utente o create attraverso algoritmi di apprendimento automatico processano le variabili fuzzy in ingresso per determinare le variabili di output. Questo processo decisionale è fondamentale per adattare il controllo alle varie condizioni operative del sistema, offrendo una risposta più adatta e precisa alle diverse situazioni.

Infine, il blocco di defuzzificazione converte le variabili di output fuzzy in valori crisp, ossia valori precisi e determinati. Questi valori rappresentano i comandi di controllo effettivi che influenzano poi il comportamento del sistema.

Nel contesto del progetto specifico che è stato discusso, l'obiettivo è implementare un sistema di controllo ibrido fuzzy-PID per un sistema cruise control di un veicolo. Questo controllore sarà progettato per adattare dinamicamente i parametri K_p e K_i del controllore PI in base alla pendenza della carreggiata, considerata come disturbo. L'intento è migliorare le prestazioni del “classico” sistema di controllo del veicolo analizzate nel paragrafo precedente, regolando in maniera ottimale i parametri del controllore PI in relazione alle variazioni della pendenza della strada per mantenere una velocità desiderata costante anche in presenza di cambiamenti del terreno, garantendo una guida più stabile e confortevole. In questo modo, il controllore fuzzy-PID contribuirà a una maggiore efficienza del sistema di cruise control, che sarà in grado di adattarsi in tempo reale ed in maniera “intelligente” alle mutevoli condizioni stradali fornendo una risposta adatta e ottimizzata alle variazioni. Il sistema infatti continua a ricevere riscontro sulla velocità del veicolo e sulle condizioni di guida, sulla pendenza della salita, misurata elaborando

segnali provenienti da un adatto sistema di misura, e sulla discrepanza tra velocità attuale e velocità desiderata. Il controllore PI regola quindi la forza propulsiva trainante il veicolo per raggiungere il set point di velocità, mentre il controllore fuzzy apporta regolazioni dinamiche in base alle variabili linguistiche scelte.

In particolare, il controllore fuzzy proposto in questa tesi considera variabili linguistiche come "pendenza stradale" ed "errore", intese rispettivamente come i segnali α ed e . Queste variabili linguistiche rappresentano gli input del blocco fuzzy.

Per condurre una analisi approfondita si ricorre nuovamente ai software Matlab e Simulink, ed in particolare alla "*fuzzy logic toolbox*", che permette di procedere alla implementazione dell'omonimo controllo in maniera rapida ed intuitiva. In principio, vengono definiti gli input del sistema e le loro variabili linguistiche.

Nel caso in esame, puramente illustrativo, si procede con la definizione di due soli termini linguistici per ognuna delle variabili di ingresso:

- La pendenza della carreggiata α potrà essere "*moderata*" o "*elevata*"
- L'*errore e* potrà assumere valori tra positivi "*pos*" e negativi "*neg*"

Si procede ora, per ciascuna delle variabili, a definire il range di valori ammessi e le funzioni di membratura che associano i valori di appartenenza ai termini linguistici.

Si è scelto di definire l'intervallo di valori $[0; 0.1]$ per l'angolo di inclinazione della carreggiata, mentre di valori $[-10; 10]$ per quanto riguarda la differenza tra set point e velocità reale del veicolo. Inoltre, si sono utilizzate distinte funzioni di membratura per le due variabili: *gauss2fm* e *trapmf*, che rispettivamente permettono di rappresentare valori di appartenenza fuzzy utilizzando una combinazione di due funzioni a gaussiana oppure di funzione trapezoidale.

Per ognuno degli ingressi, le funzioni di appartenenza sono state regolate come riportato nelle istantanee del tool.

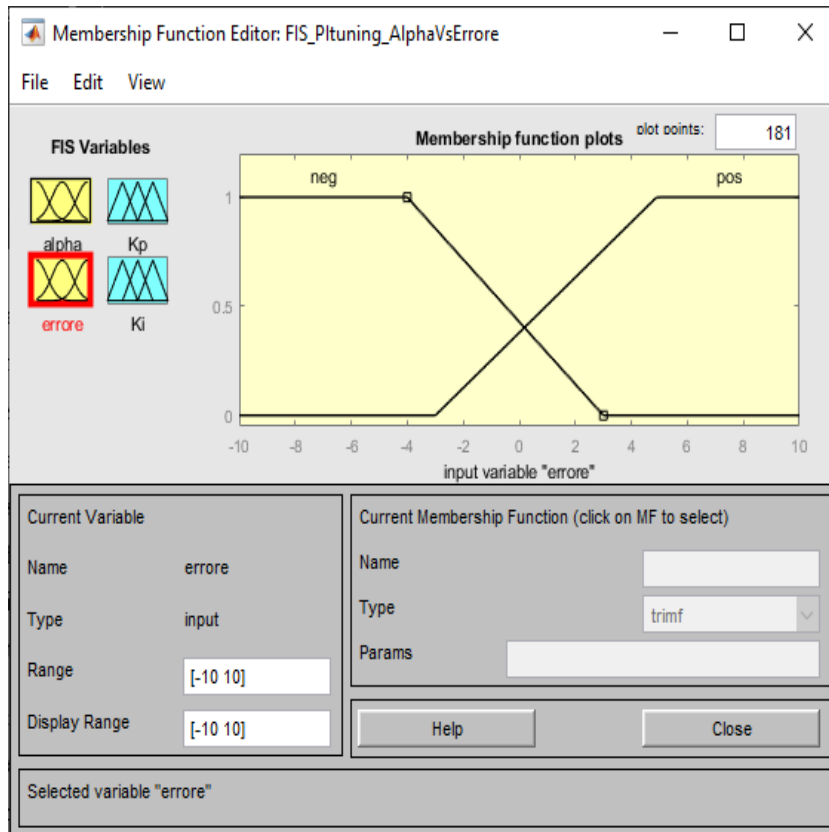


Figura 2.14: funzione di membratura per ingresso α

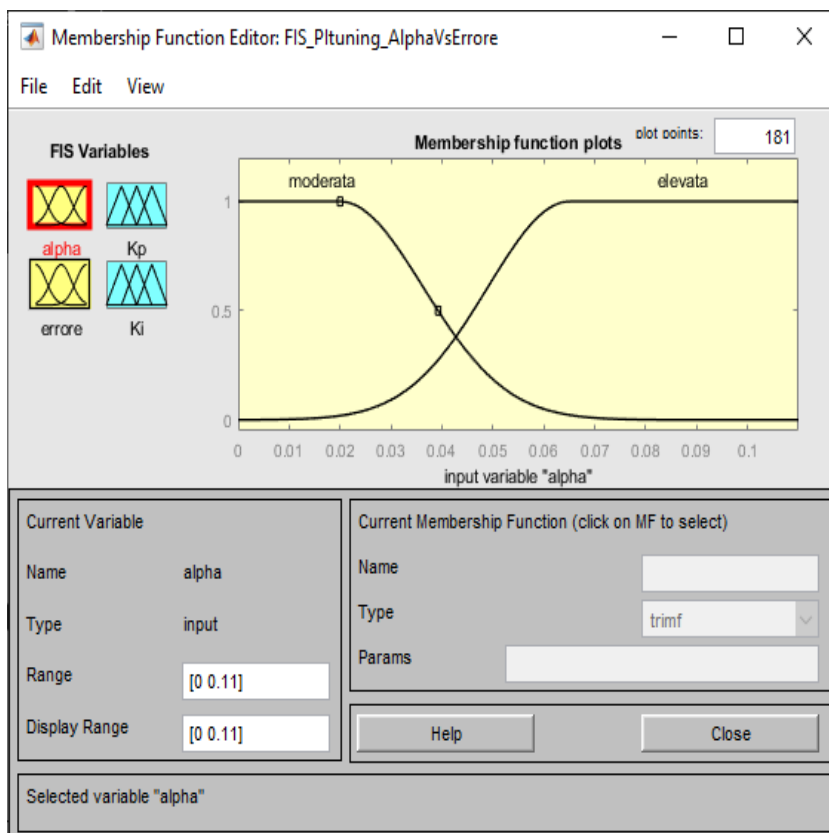


Figura 2.15: funzione di membratura per ingresso e

Quanto appena illustrato si traduce analiticamente nelle seguenti impostazioni:

- α “moderata”: *gauss2mf* con parametri [0.01635 -0.01134 0.01635 0.02], che permettono di modellare la forma della curva.
- α “elevata”: *gauss2mf* con parametri [0.01602 0.065 0.01602 0.11].
- errore “neg”: *trapmf* con parametri [-14.4 -12 -4 3], che permettono di definire i punti di “spezzamento” della funzione trapezoidale
- errore “pos”: *trapmf* con parametri [-3 4.9 13.3 23.64].

Tali funzioni di membratura e i relativi parametri sono stati definiti empiricamente, sulla base della conoscenza del sistema in analisi.

Gli stessi passaggi appena descritti per i due ingressi sono stati compiuti per le due uscite, rappresentate dai due contributi del controllo PI: K_p, K_I ; rispettivamente, i valori che i coefficienti possono assumere sono [750;4000] e [15;100], definiti sulla base del valore assunto nel caso di semplice controllo proporzionale-integrativo visto in precedenza.

Ad entrambi i coefficienti, poi, vengono associate le variabili linguistiche “ridotto” e “maggiorato”, le cui funzioni di membratura trapezoidali sono state così definite:

- K_p “ridotto”: *trapmf* con parametri [-468.5 100 1183 2267]
- K_p “maggiorato”: *trapmf* con parametri [1400 2556 1e+14]
- K_I “ridotto”: *trapmf* con parametri [-2e+04 25 55.42]
- K_I “maggiorato”: *trapmf* con parametri [45 70 2e+04]

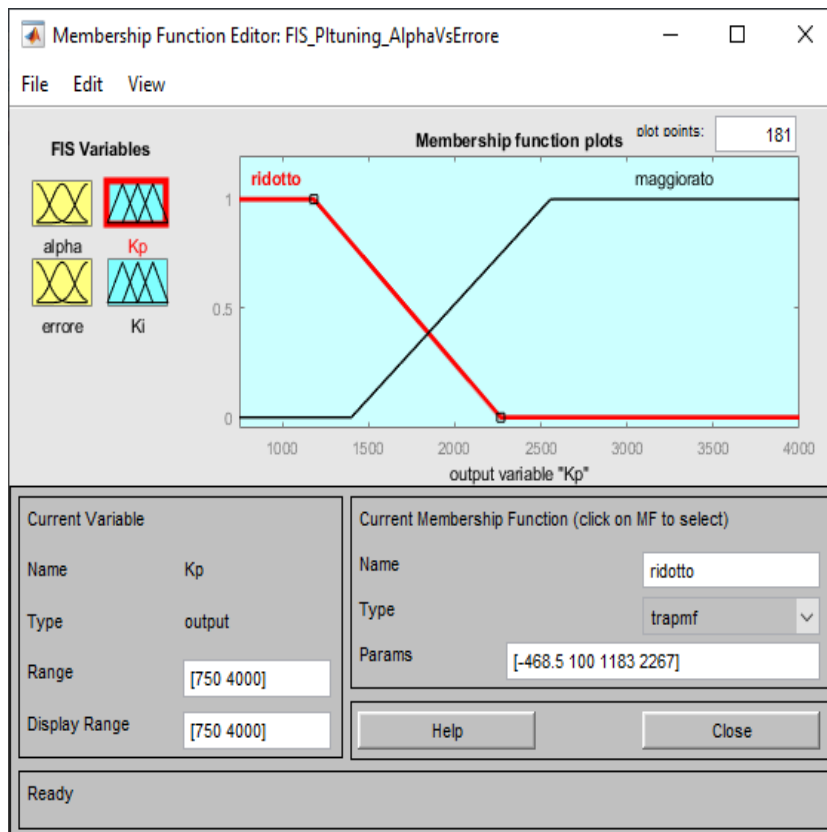


Figura 2.16: funzione di membratura per uscita K_p

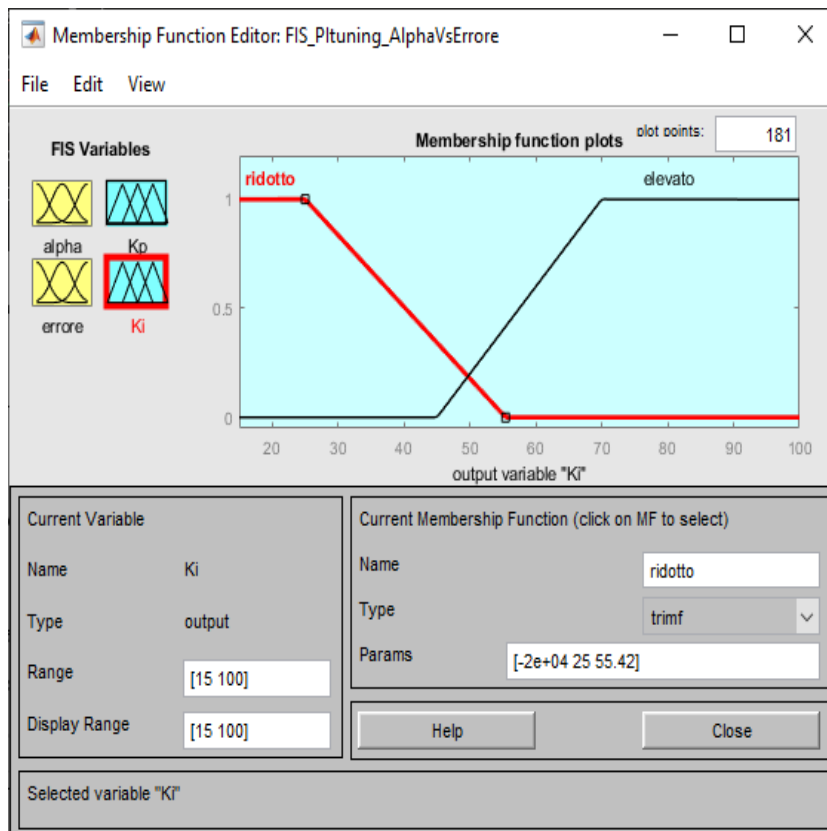


Figura 2.17: funzione di membratura per uscita K_i

Il successivo passaggio di inferenza è stato completato tramite la definizione di leggi linguistiche che legano ingressi ed uscite sulla base di proposizioni del tipo “se-allora”. Le regole adottate in questo caso si sono basate non solo su semplici concetti basati sull’esperienza quotidiana ed intuitiva per cui “se l’errore è elevato e la carreggiata è molto pendente allora aumentare notevolmente il controllo”, ma anche sulla conoscenza dell’influenza dei due coefficienti del controllore PI e del ruolo che essi hanno nella risposta all’errore in ingresso.

Regole create nel blocco di inferenza:

- *Se α è moderata e errore è positivo, allora K_p è ridotto e K_i è ridotto.*

Interpretazione: In presenza di una strada pianeggiante o con una leggera salita e con un errore positivo (per positivo si ha: $e = r - y > 0$ ovvero $r > y$: il valore del target è maggiore della misura dell’uscita), vengono mantenuti moderati sia il termine proporzionale (K_p) che il termine integrale (K_i). Questa impostazione consente una regolazione delicata e meno reattiva, permettendo al veicolo di avvicinarsi gradualmente alla velocità desiderata senza risposte brusche.

- *Se α è elevata e errore è positivo, allora K_p è maggiorato e K_i è maggiorato.*

Interpretazione: in condizioni di pendenza pronunciata e con un errore positivo ($r > y$) si aumenta sia il termine proporzionale che il termine integrale. Questa regola consente una risposta più robusta e reattiva in situazioni in cui il veicolo affronta pendenze elevate, permettendo di recuperare rapidamente la velocità desiderata, contenendo l’errore. Questa regola mira a gestire situazioni complesse, in cui i disturbi elevati hanno forte influenza sulle dinamiche del sistema complessivo.

- *Se α è moderata e errore è negativo, allora K_p è ridotto e K_i è maggiorato.*

Interpretazione: quando il veicolo si trova in salita pianeggiante o poco pendente ma l’errore è negativo (per negativo: $e = r - y < 0$ ovvero $r < y$: sovraelongazione), viene mantenuto modesto il termine proporzionale, mentre viene aumentato il termine integrale. Questo approccio vuole mitigare una possibile sovraelongazione data da un contributo K_p troppo elevato in condizioni

di disturbo non eccessivamente elevato, con l'intento di fornire una risposta magari più lenta, ma meno fastidiosa per il conducente.

- *Se α è elevata e errore è negativo, allora K_p è ridotto e K_i è ridotto.*

Quando il veicolo affronta una salita più ripida e presenta un errore negativo (sovralongazione), vengono ridotti sia il termine proporzionale (K_p) che il termine integrale (K_i). Questa configurazione è progettata per controllare in modo delicato e meno reattivo la sovralongazione su pendenze più accentuate. Mantenendo bassi entrambi i coefficienti del controllore, si cerca di ridurre l'errore ma garantendo una risposta contenuta, non aggressiva, ottimizzata per condizioni di guida su pendenze ripide, consentendo al veicolo di mantenere la stabilità e ridurre l'oscillazione dell'uscita senza introdurre brusche variazioni nella forza propulsiva.

Le regole fuzzy elencate sono quindi inserite nel tool Matlab per la progettazione del regolatore, come apprezzabile dalla foto seguente.

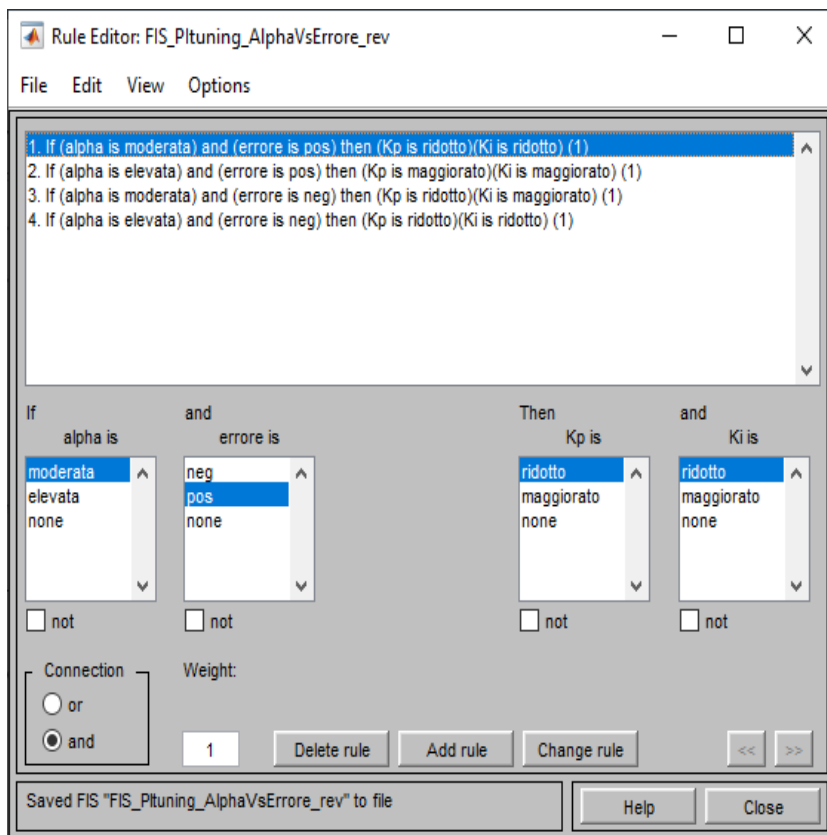


Figura 2.18: definizione delle regole di inferenza fuzzy

Una volta definite le regole di inferenza il tool di Matlab crea autonomamente le correlazioni matematiche necessarie alla definizione dei valori crisp di output, che potranno cioè essere interpretati dal controllo; il processo di defuzzificazione è quindi completato in autonomia, sgravando l'operatore da onerose e complesse righe di codice. Si aggiunge una sola precisazione: il processo di ottenimento dei risultati a partire da funzioni di membratura e regole fuzzy scelte è performato tramite *sistema di inferenza* detto *Mamdani*. Questa tipologia, che fa riferimento all'omonimo ricercatore, ricorre ad una particolare tecnica di inferenza che prevede che l'output di ciascuna regola fuzzy sia un insieme fuzzy derivato dalla funzione di appartenenza dell'uscita stessa, semplificando; questi insiemi vengono poi combinati in uno unico utilizzando il metodo di aggregazione scelto. Il sistema Mamdani può essere utilizzato a discapito del *metodo di inferenza fuzzy "Sugeno"*, che utilizza invece funzioni di appartenenza di output costanti o funzioni lineari dei valori di input. La differenza dettagliata tra le due metodologie, interessante dal punto di vista del differente approccio matematico, può essere approfondita nel dettaglio in testi didattici quali [3]. scopo puramente descrittivo, si mostra un esempio grafico che riassume la metodologia scelta:

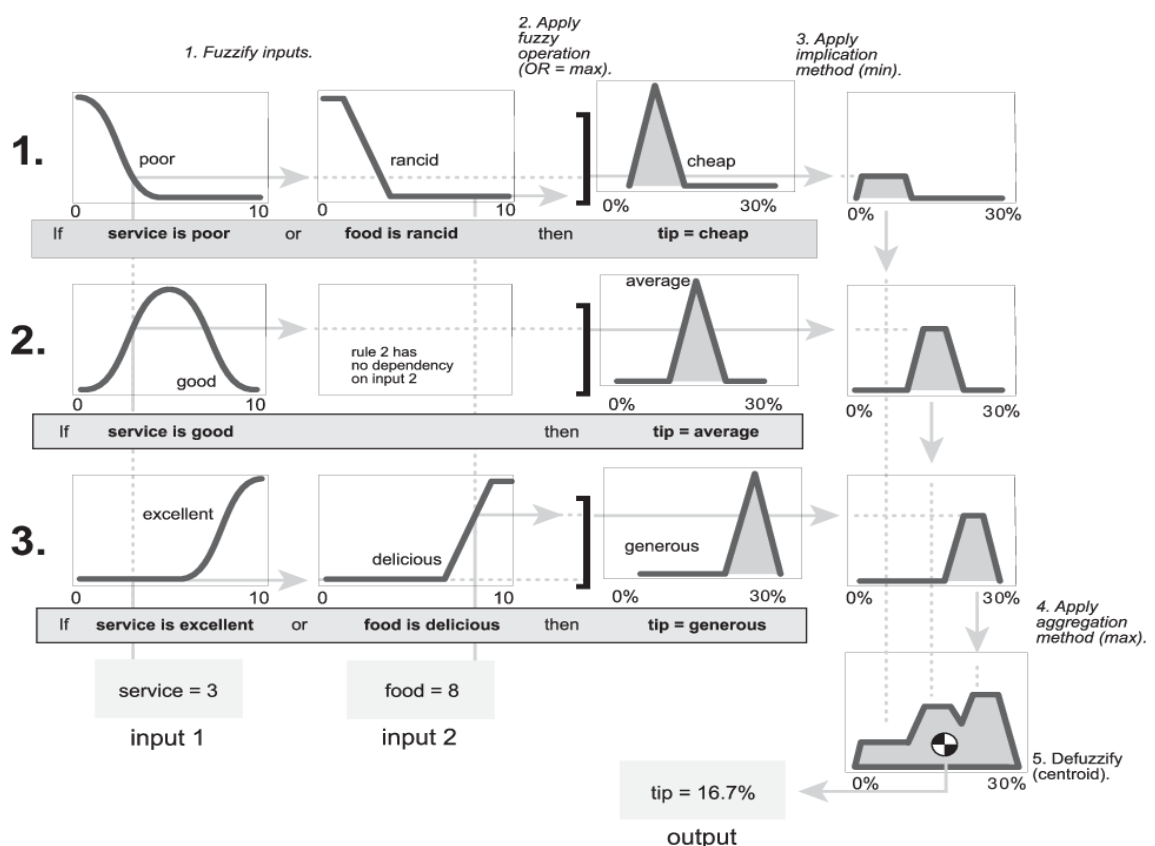


Figura 2.19: esempio grafico, sistema di inferenza fuzzy "Mamdani"

Per intraprendere la simulazione e analizzare quindi il comportamento del controllore implementato viene introdotto un nuovo schema a blocchi in ambiente Simulink. Nel dettaglio, ci si avvale dei blocchi *Fuzzy Logic Controller*, associato al sistema fuzzy definito sopra, e di due *blocchi moltiplicativi* per far sì che i valori delle uscite del regolatore siano correttamente interpretabili.

Al fine di ottenere una comparativa tra il comportamento del controllo PI “classico” ed il regolatore “intelligente” ibrido fuzzy-PI, si realizza uno schema a blocchi parallelo, nel quale a fronte delle medesime caratteristiche (set point e entità del disturbo) i due controllori agiranno indipendentemente uno dall’altro. Attraverso dei blocchi di tipo *scope* sarà quindi possibile analizzare il comportamento in risposta alle sollecitazioni di ingresso da parte dei due regolatori in maniera contemporanea, facilitando un giudizio oggettivo.

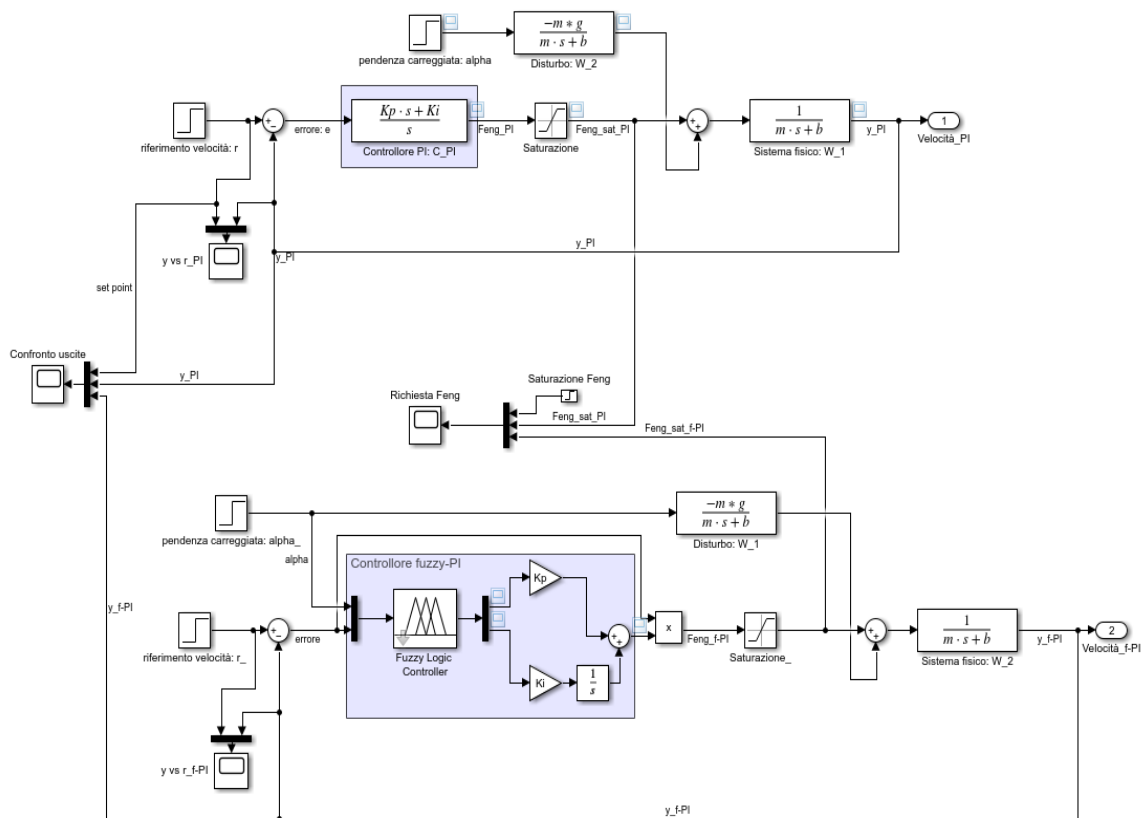


Figura 2.20: schema a blocchi parallelo tra controllo PI e controllo fuzzy-PI

Infine, si intraprende la simulazione, che verrà condotta per le coppie $(\alpha, e) = (0.05; 10), (0.1; 30)$. Inoltre, verrà mantenuto il blocco di saturazione anche per l'uscita del controllore ibrido, al fine di testarne le capacità in dinamiche vicine alla realtà.

Ad una prima osservazione, i risultati ottenuti dal regolatore fuzzy-PI proposto risultano in entrambi i casi molto performanti. In particolare, si nota come al raggiungimento del target la sovraelongazione e l'errore a regime vengano gestiti in maniera ottimale, rispettando ampiamente i requisiti prestazionali imposti ad inizio trattazione: il superamento del riferimento è nullo, mentre l'errore a regime è molto piccolo, con delle leggere oscillazioni, sicuramente non apprezzabili dal conducente del veicolo in termini di riduzione di comfort alla guida o di discrepanza con il valore di velocità scelto.

Non viene invece soddisfatta la condizione stringente sul tempo di salita; questa, infatti, risulta difficilmente rispettabile in entrambe le casistiche simulate a causa della limitazione adottata per la massima prestazione erogabile dal motore. La saturazione di F_{eng} infatti, vincola il transitorio per entrambe le tipologie di controllore analizzate, aumentando notevolmente i tempi di risposta alla variazione del target di velocità.

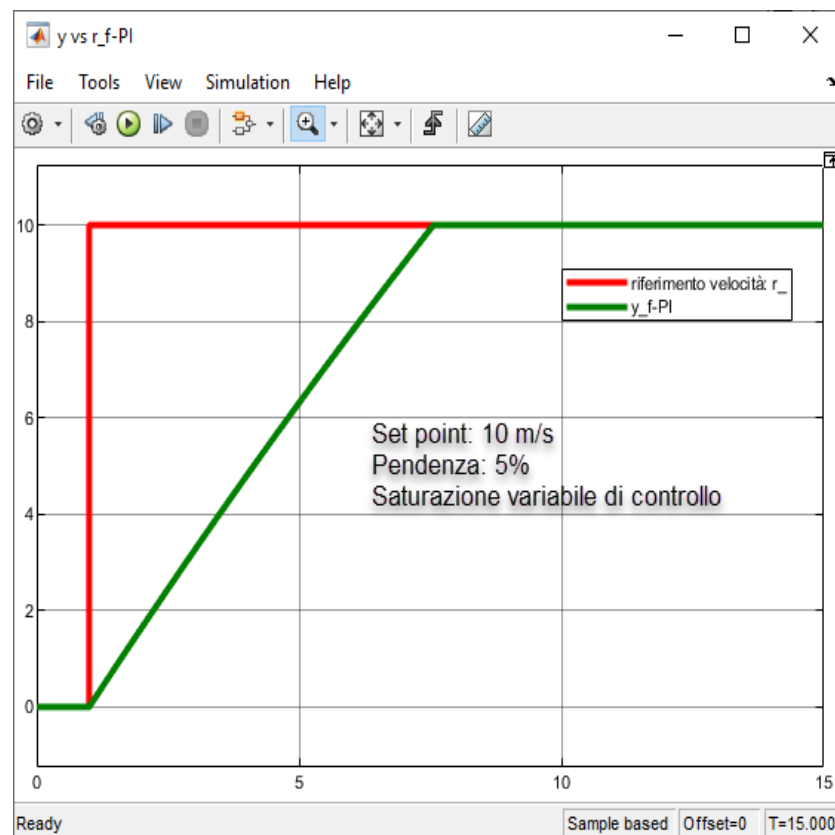


Figura 2.21: risposta al gradino, controllore ibrido fuzzy-PI

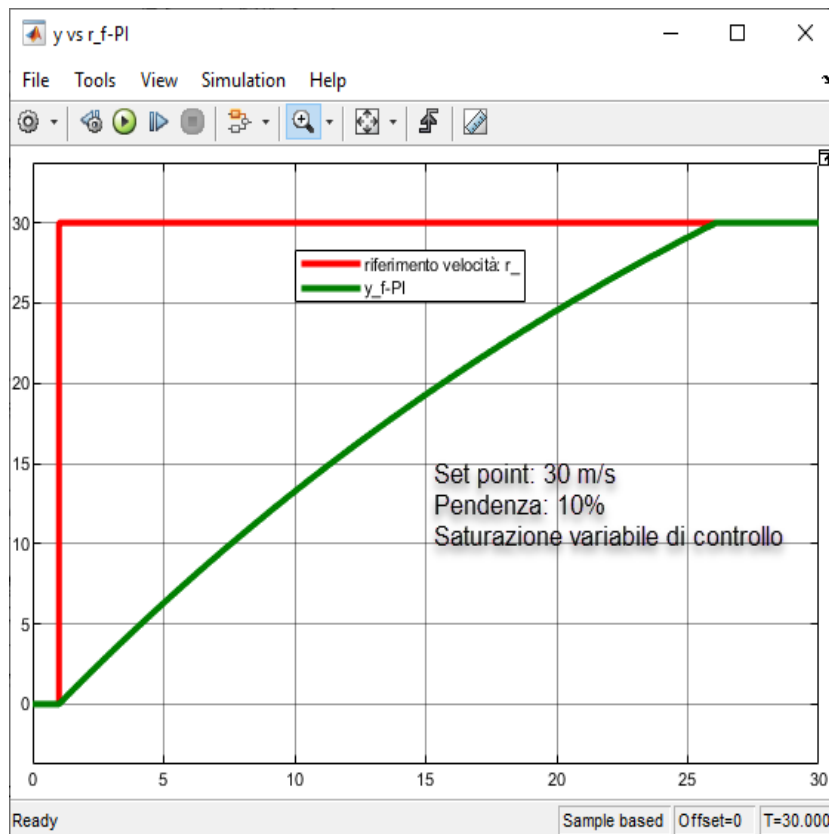


Figura 2.22: risposta al gradino, worst case, controllore ibrido fuzzy-PI

Nonostante un ottimo comportamento del sistema anche in presenza di disturbi significativi come angoli di pendenza della carreggiata elevati, se si esegue una analisi più approfondita, come fatto già nel caso di implementazione mediante controllore “classico” PI, emergono delle criticità non trascurabili.

In particolare, focalizzandosi nuovamente sull’uscita del regolatore ibrido si nota un comportamento della variabile di controllo non accettabile; questa infatti, successivamente ad un tratto iniziale (transitorio verso il target) caratterizzato dalla saturazione a valore massimo di 3000N imposti, assume comportamento molto “rumoroso”. Il regolatore, infatti, non avendo alcuna specifica particolare che limiti la maniera con la quale la forza erogata possa variare, è in grado di performare ottimi risultati ma a fronte di un comportamento del corpo farfallato (come detto, è l’organo comandato) irrealistico e che, se veramente performato, farebbe assumere al veicolo comportamenti tutt’altro che sicuri e confortevoli per il conducente.

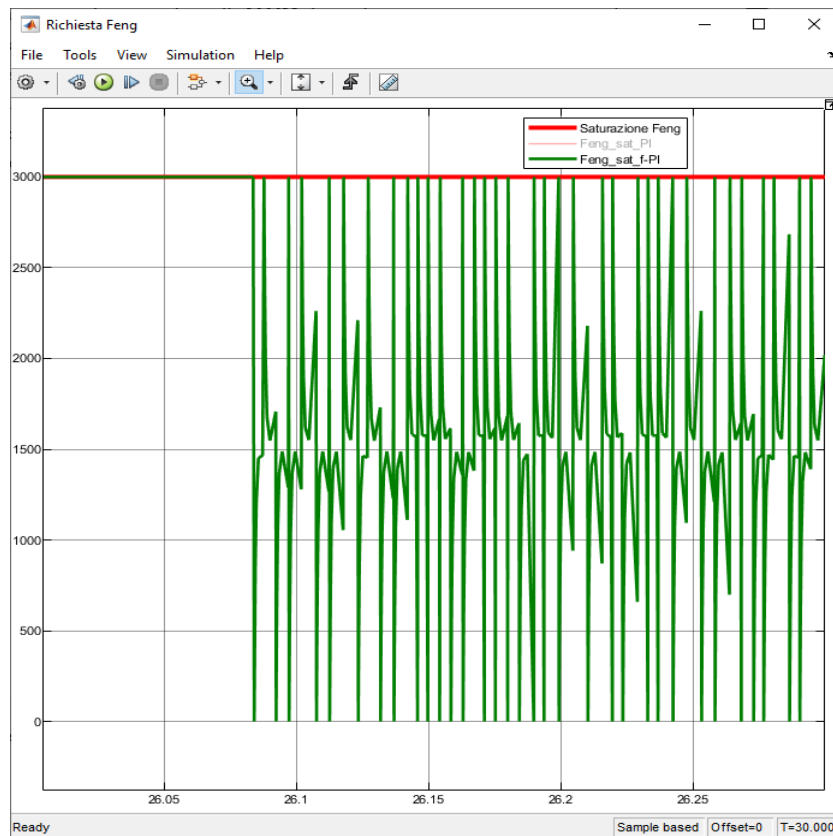


Figura 2.23: comportamento dell'uscita del blocco di controllo in condizione di errore < 1%

L'andamento della variabile di controllo assume caratteristiche simili a quelle riportate sopra in foto anche nel caso di disturbi contenuti, ovvero pendenze della carreggiata ben minori del 10%. Questo significa che il controllore ibrido non è stato accuratamente regolato, o che necessita di revisione riguardo i parametri di ingresso e/o di uscita.

In conclusione, il regolatore così come è stato progettato non può essere implementato in un sistema dinamico reale, in quanto organo meccanico pilotato ed il comando "erogato" risulterebbero incompatibili.

CAPITOLO 3

CONCLUSIONI

3.1 Analisi dei risultati ottenuti.

La tesi proposta ha condotto una analisi analitica di due tipologie di controllore della classe PID, nella sua versione classica ed in una versione ibrida che sfrutta i concetti chiave della logica sfumata, a partire da un modello matematico descrittivo del sistema veicolo in percorrenza di rampa col fine di ottenere un regolatore di velocità che potesse soddisfare le specifiche dinamiche richieste, ma che allo stesso tempo potesse rispettare i vincoli “reali”. La analisi è stata condotta a partire da un modello matematico semplificato e del comportamento intrinseco del sistema considerato, introducendo poi un blocco di controllo col fine di ottenere performance migliori in termini di comfort, sicurezza alla guida, affidabilità in presenza di disturbi.

La comparazione tra le due tipologie di regolatore proposte, in condizioni “critiche”, ovvero per riferimento di velocità elevato in contesto di percorso ripido in salita, mostra un comportamento in fase transitoria verso l’obiettivo pressoché simile tra i due algoritmi; la similitudine è resa possibile dalla limitazione fisica imposta sulla forza propulsiva erogabile dal motore del veicolo: nella prima fase infatti, a fronte di un errore tra riferimento e velocità misurata alle ruote molto elevata, entrambi i controllori rispondono comandando l’uscita al massimo delle sue capacità, ottenendo un comportamento complessivo del veicolo analogo.

Raggiunto poi un valore dell’errore contenuto, il regolatore nella sua forma ibrida fuzzy-PID, modifica i due coefficienti (proporzionale ed integrale) opportunamente: vi è assenza di sovraelongazione, ovvero la velocità del veicolo non supera il riferimento scelto dal conducente, ma si attesta al suo valore. Un comportamento assai differente si ha invece nel caso della versione PI: la sovraelongazione è assai pronunciata, ben superiore ai valori richiesti dalla specifica di progetto, a causa del fenomeno di windup: essendo l’errore tra uscita desiderata ed uscita effettiva pronunciato per un periodo temporale prolungato, dato dalla fase transitoria, si ha un’elevata somma cumulativa

ottenuta tramite componente integrale. Il risultato, come detto, è un comportamento non desiderato.

È infine necessario menzionare l'andamento della variabile di controllo assunto nelle varie simulazioni. Al termine della fase di transizione verso il set point l'algoritmo PI riduce il valore della sua uscita, tentando di rallentare il veicolo per riportarlo dalla velocità raggiunta alla (minore) velocità impostata dal conducente. Il comportamento nel caso invece della soluzione ibrida è totalmente differente: a set point raggiunto il controllore stabilizza notevolmente la velocità del veicolo, ma producendo un segnale di attuazione molto variabile tra valore 0 [N] e saturazione. Questo andamento non può essere fisicamente seguito dalla apertura della valvola che regola l'apporto di aria in camera di combustione e, comunque, porterebbe a risultati macroscopici a livello di comfort nell'abitacolo e comportamento del motore tutt'altro che ideali.

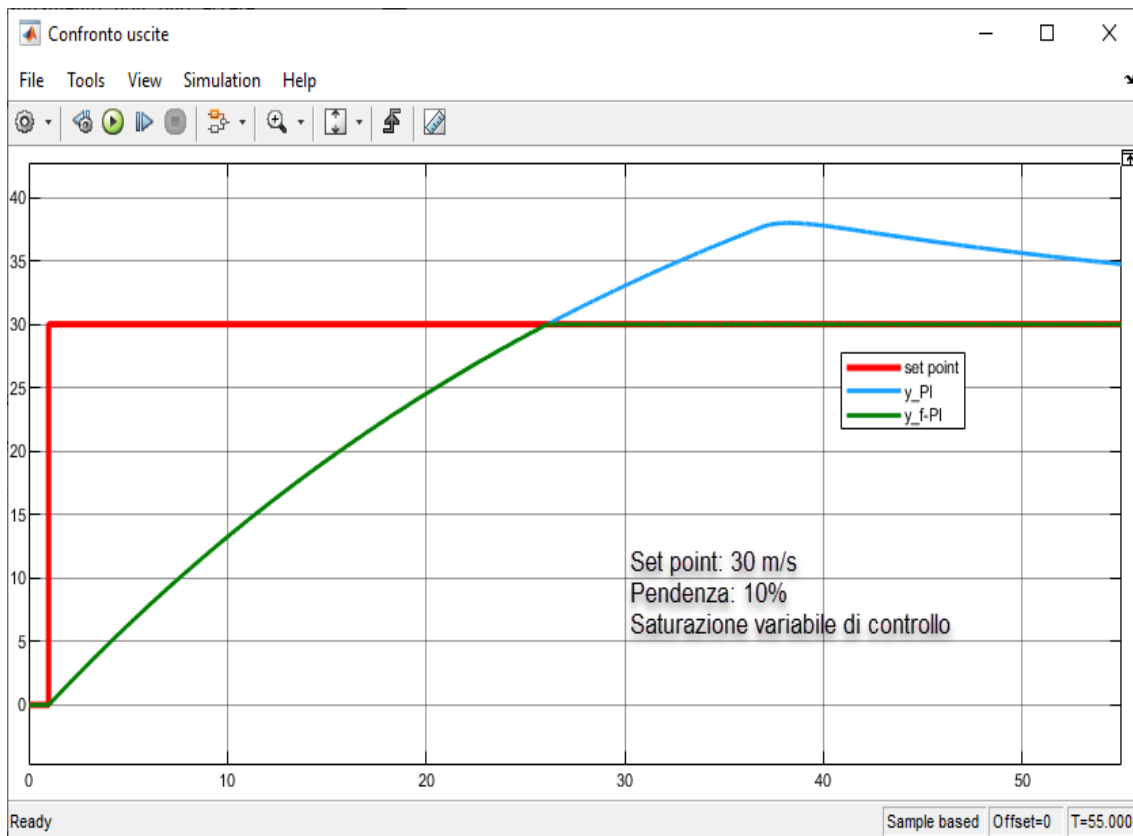


Figura 3.1: analisi comparativa della risposta alla sollecitazione, worst case

In conclusione, è possibile affermare che a seguito di precise impostazioni del comando cruise control operate dal conducente, nessuna delle due soluzioni analizzate rende possibile un comportamento ottimale del veicolo in presenza di un disturbo quale la pendenza della carreggiata.

Il collo di bottiglia, nel caso di regolatore PI, è rappresentato dal problema di windup integrale causato dalla saturazione imposta; nel caso invece di architettura ibrida esso è rappresentato dal segnale in uscita dal blocco di controllo, impossibile da implementare nella pratica.

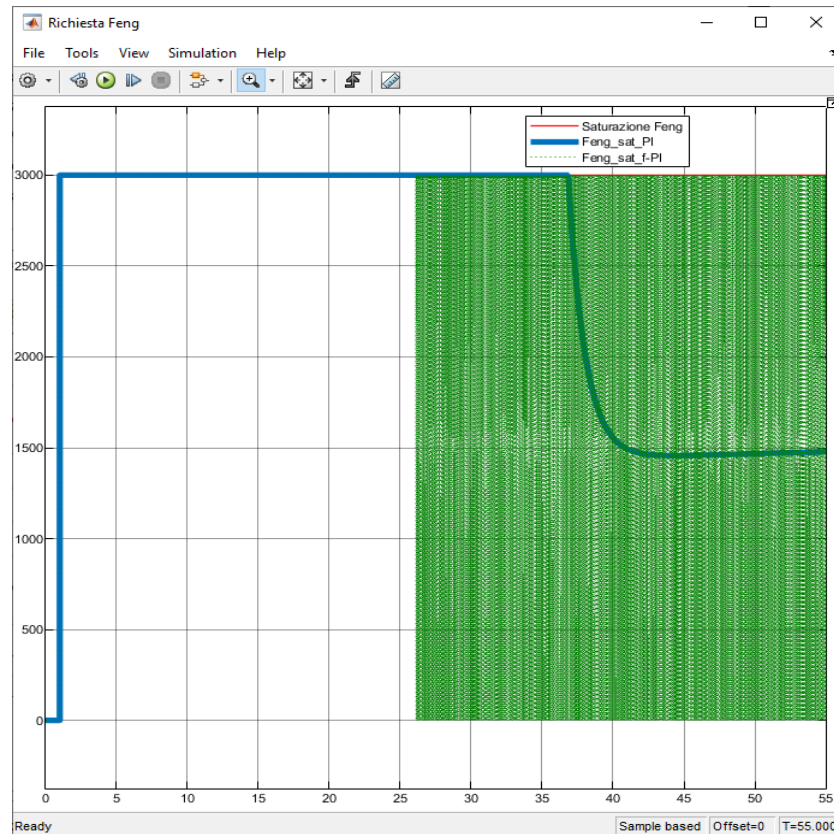


Figura 3.2: analisi comparativa dell'andamento della variabile di controllo, worst case

3.2 Limitazioni.

La analisi compiuta, sebbene sia stata performata a partire da un sistema fisico "reale", fa uso di svariate semplificazioni.

In primis, il modello matematico stesso; quest'ultimo, infatti, è stato ricavato a partire da semplici equazioni matematiche e da banali bilanci di forze in un sistema inerziale, ma non tiene conto di diverse "componenti" che nella realtà interagiscono con il sistema, modificandone il comportamento in maniera spesso aleatoria. Per menzionare alcune di

queste componenti basti ricordare che sono state trascurate l'inerzia del veicolo e l'inerzia del motore, il rapporto di trasmissione, la posizione del baricentro del sistema mezzo-passeggeri, la combustione o l'erogazione della potenza, tutti gli attriti coinvolti; la maggior parte di questi contributi presentano natura altamente non lineare, che avrebbe complicato notevolmente la analisi.

Si ricordi poi la approssimazione fatta riguardo il contributo orizzontale della forza peso, sfruttando gli sviluppi in serie di Taylor al primo ordine, che ha permesso di semplificare notevolmente la ricerca della funzione di trasferimento e tutta la analisi del sistema in generale.

Va poi ammesso come il controllo fuzzy, sebbene possa portare a diversi vantaggi, può presentare diversi svantaggi o punti deboli, tra cui:

- Complessità nella sintonizzazione; la sintonizzazione delle regole linguistiche e dei termini fuzzy può risultare complessa. Richiede una buona comprensione del sistema e, a volte, è necessaria un'ottimizzazione iterativa.
- Interpretazione soggettiva. Le regole linguistiche utilizzate nel controllo fuzzy possono essere interpretate soggettivamente e possono variare da un ingegnere all'altro. Ciò può portare a differenze di interpretazione nella sintonizzazione e nella progettazione del sistema.
- Calcoli complessi: il calcolo delle regole fuzzy e delle inferenze può richiedere risorse computazionali significative, specialmente in sistemi articolati. Questo potrebbe essere un problema in applicazioni in tempo reale quali quelle performati dai controllori attualmente impiegati in ambito automotive, che devono rispettare stringenti limitazioni in termini di sicurezza.
- Utilizzo non adeguato; nonostante la apparente semplicità di utilizzo, resa tale da software e tools user-friendly, la comprensione dei sistemi di controllo fuzzy può essere più difficile per coloro che non sono familiari con la teoria fuzzy e le regole linguistiche. Ciò può comportare una curva di apprendimento ripida per gli operatori.

3.3 Sviluppi futuri.

Dimostrare che un sistema di controllo fuzzy-PID è migliorativo rispetto al classico controllo PID in un contesto specifico richiederebbe una valutazione approfondita delle prestazioni nei confronti di condizioni specifiche legate all'impiego desiderato. Tuttavia, come consultabile nel vasto repertorio di trattazioni ingegneristiche a riguardo, è necessario ammettere che a volte risulta difficile raggiungere prestazioni migliori di quelle ottenibili per mezzo di un PID il cui tuning è stato eseguito a regola d'arte, in particolare per semplici implementazioni come quelle industriali.

In generale però, è possibile affermare che l'uso di un controllore ibrido fuzzy-PID consente l'*autotuning* dei parametri di un classico regolatore PID, rendendo quest'ultimo "intelligente", permettendo cioè una modifica automatica della sua taratura basata sulle misurazioni delle condizioni di ingresso, uscita o stima dei disturbi; potenzialmente quindi tramite questa architettura è raggiungibile una elevata adattabilità alle condizioni variabili del contesto applicativo.

Nella tesi presentata la potenzialità della architettura fuzzy-PID non è stata del tutto espressa. Infatti, gli ingressi e le uscite al/dal sistema, i loro parametri, i termini linguistici adottati, le regole di inferenza andrebbero analizzate e scelte con maggiore accuratezza.

Nonostante ciò, escludendo l'andamento già menzionato della variabile di controllo, le sue prestazioni a termine del regime transitorio si sono dimostrate eccellenti. Questo scenario apre quindi a diverse implementazioni percorribili al fine di ottenere un comportamento a tutti gli effetti realizzabile per sistemi dinamici, come ad esempio l'introduzione di un filtraggio a valle del regolatore.

Inoltre, un comportamento della variabile *Feng* con oscillazioni notevoli in presenza di un errore prossimo allo zero, potrebbe essere influenzato dalla frequenza di aggiornamento del controllore fuzzy e dalla reattività alle variazioni dei valori delle variabili linguistiche di input. La velocità di aggiornamento del controllore a logica sfumata, ossia la frequenza con cui il sistema ricalcola le regole fuzzy e aggiorna i parametri di controllo, può infatti influenzare notevolmente la reattività complessiva del sistema e, in particolare, l'uscita a valle del PI. Uno studio a riguardo, con l'idea di ridurre o modulare la frequenza di autotuning, potrebbe quindi portare a risultati migliori.

Tra le altre possibili migliorie si potrebbe studiare ed analizzare l'introduzione di un filtraggio a valle dell'uscita del controllore ibrido; l'uscita del blocco di controllo verrebbe quindi "domata" dal filtraggio, che dovrà essere progettato sulla base delle esigenze di controllo, e potrebbe essere interpretata come possibile comando di duty/PWM per regolare la posizione meccanica della farfalla.

BIBLIOGRAFIA

- [1] M.Veronesi, «Regolazione PID. Tecniche di taratura, schemi di controllo, valutazione delle prestazioni.», Franco Angeli, 2020.
- [2] A. Barel, «Progettazione di un sistema di cruise control adattivo» Università degli studi di Padova, 2022-23.
- [3] A.Visioli, M.Veronesi, «Logica fuzzy : fondamenti teorici e applicazioni pratiche», Franco Angeli, 2004.
- [4] M.Bisiacco, M.E. Valcher. «Controlli automatici.», Libreria Progetto Padova, 2018.
- [5] A. Shaoutand, M.A. Jarrah. «Cruise control technology review.», Computers and Electrical Engineering, 259–271,1997.

RINGRAZIAMENTI

Il percorso che mi ha portato al raggiungimento di questo traguardo è stato lungo, impegnativo, travagliato. Tutto ciò rende questo momento ancora più denso di emozioni. Non posso che ringraziare chiunque mi abbia accompagnato in questo “viaggio”.

Un ringraziamento speciale al Prof. Schenato, che ha portato pazienza nonostante i miei ritardi, le continue disdette e gli innumerevoli rinvii “alla prossima sessione”.

Ringrazio la mia Famiglia, che ha sempre supportato le mie scelte consigliandomi di seguire i miei istinti, le mie passioni, coltivando i miei sogni anche a costo di ritardare il conseguimento di questo titolo. A Mamma e Pa, il mio esempio di vita e punto di riferimento. A Francesco, fonte di ammirazione per i suoi risultati e le sue capacità di mettersi in gioco.

Ai Nonni, tutti; educatori e forgiatori della mia persona, maestri di vita. Vi porterò sempre con me.

Alle Cugine ed agli Zii, “distanti” ma sempre vicini. Che questa possa essere un’altra occasione per rivedersi, festeggiare e, perché no, aprire una buona bottiglia di vino assieme.

Un grazie immenso, ma che non sarà mai abbastanza, a Francesca. Ci sei sempre stata: abbiamo condiviso momenti bui assieme, facendoci forza l’uno con l’altro; assieme abbiamo superato ogni ostacolo. Tu forse più di tutti sai quanto questo momento sia importante e liberatorio per me, Tu mi hai insegnato a stringere i denti, a crederci e a non demordere: detto sincerante, non so se senza di te avrei raggiunto da solo questo traguardo. Sei tutto per me, sei la mia ancora di salvezza. Ora inizia un nuovo capitolo della nostra vita, e sono sicuro che sarà indimenticabile.

Grazie anche ad Ornella, Anna, Chiara ed Enrico: siete stati, e siete tutt’ora, una seconda famiglia per me, un porto sicuro su cui posso contare sempre.

Infine, grazie a tutti gli amici, per avermi ricordato che l’università, l’esame, la laurea, non sono tutto. Grazie per tutti i momenti condivisi assieme, siete stati valvola di sfogo. Se sono arrivato fin qui è anche merito vostro, ricordatelo.

Luca

