

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica



**MODELLISTICA E CONTROLLO
DEL SERVOMECCANISMO DI STERZO DI UN ATV**

Relatore: prof. GianAntonio MAGNANI

Correlatore: ing. Luca BASCETTA

Correlatore: ing. Nicola CERIANI

Tesi di Laurea Specialistica di:

Matteo Zago

Matr. 735289

Niente è difficile. Basta cominciare

– *Helenio Herrera*

Indice

I. Introduzione	5
1. Introduzione	7
2. Stato dell'arte	9
2.1. L'elettronica e il controllo nei veicoli terrestri	9
2.1.1. Il problema del controllo	9
2.1.2. Strategie di controllo nei veicoli	10
2.2. Introduzione ai sistemi <i>Steer-by-Wire</i>	12
II. Modelli matematici	15
3. Il modello di un veicolo	17
4. Il sistema di sterzo	23
4.1. La sterzata cinematica e il giunto di Ackermann	26
5. Il contatto ruota - via	29
5.1. Modelli di pneumatico	29
5.2. Il Brush Model	30
5.3. Modelli non fisici di pneumatico	40
5.3.1. Magic Formulae	40
5.4. Lo sterzo a veicolo fermo	42
6. Il modello multibody di un ATV	47
6.1. Lo sterzo	49
6.2. Le sospensioni	50
6.3. L'interazione ruota-strada	51
7. Modello del motore DC	53
III. Veicolo e sottosistemi	59
8. Il veicolo	61

9. Il motore DC per l'azionamento di sterzo	63
9.1. Dimensionamento di un motore DC	63
9.2. Scelta e caratteristiche di motore e motoriduttore	65
9.2.1. Il motore	69
9.2.2. Il motoriduttore	71
10. Architettura hardware	75
10.1. Distribuzione della alimentazioni	75
10.2. La centralina B&R	75
10.2.1. Modulo di ingresso analogico AI4622	76
10.2.2. Modulo di ingresso digitale DI9371	76
10.2.3. Modulo di uscita analogico AO2622	77
10.2.4. Modulo di uscita digitale DO9322	77
10.2.5. Modulo per il pilotaggio di motori stepper SM1436	77
10.3. L'azionamento Intecno	79
10.4. La scheda di potenza e conversione dei segnali	80
10.5. Sensori	84
11. Architettura della regolazione dell'angolo di sterzo	87
11.1. Architettura software	91
11.1.1. Libreria per il controllo PID	92
11.1.2. Programma per il controllo dello sterzo	96
IV. Prove sperimentali	99
12. Identificazione del modello associato al sistema di sterzo	101
12.1. Veicolo in corsa	101
12.1.1. Stima del momento di autoallineamento e della rigidità dello pneumatico	101
12.1.2. Smorzamento	106
12.1.3. Verifica dei parametri	106
12.2. Validazione del modello di sterzo a veicolo fermo	109
13. Taratura del regolatore PID per l'anello di posizione	113
13.1. Prima taratura	113
13.2. Affinamento dei parametri	116
14. Conclusioni e prospettive operative	121
A. Codice di programmi e librerie	123
A.1. Funzione di libreria PID	123
A.2. Programma Steer	126
Bibliografia	134

Parte I.

Introduzione

1. Introduzione

L'obiettivo del lavoro descritto in questo testo è realizzare l'automazione di un servomeccanismo per il controllo dello sterzo di un ATV (*All Terrain Vehicle*).

Il contributo si inserisce nell'ambito di un progetto di più ampio respiro, finalizzato alla realizzazione di un mezzo in grado di muoversi in maniera autonoma, senza la presenza di un pilota a bordo. Veicoli di questo tipo vengono detti UGV (*Unmanned Ground Vehicles*) e trovano applicazione in operazioni sia militari sia civili, quali missioni di sminamento, recupero e manipolazione di oggetti in zone accidentate o contaminate, esplorazioni archeologiche.

La funzionalità del veicolo si fonda, oltre che sul controllo dello sterzo, sulla presenza a bordo di anelli per la regolazione dell'acceleratore e del freno, di sensori, centraline elettroniche, dispositivi di comunicazione wireless e di localizzazione GPS sul territorio.

Il primo passo nella progettazione del servomeccanismo, che presenta numerose analogie con i sistemi *Steer-by-Wire*, è stato dimensionare il motore adatto ad azionare opportunamente lo sterzo.

Per far ciò, è stato necessario comprendere la meccanica del sistema, con particolare attenzione alle conseguenze dell'interazione tra pneumatico e via di corsa. Appurato che la condizione critica per quanto riguarda le prestazioni dell'attuatore riguarda lo sterzo a veicolo fermo, è stato sviluppato un modello statico in grado di stimare le coppie necessarie in questa condizione.

Una volta scelto motore in corrente continua, motoriduttore e sensori, e definita l'architettura in cascata del sistema di controllo, è stato scelto l'azionamento per il comando dell'attuatore e per la chiusura dell'anello di corrente. Al fine di garantire la corretta interazione tra i sensori e l'azionamento con le centraline di controllo, si è resa necessaria la progettazione di una semplice scheda elettronica di distribuzione delle alimentazioni e di conversione dei segnali afferenti al controllore.

Si è quindi potuto procedere all'implementazione di un regolatore di posizione di tipo PID, sviluppando una libreria in linguaggio C per la centralina di controllo. Per una prima taratura del regolatore sono state previste prove sperimentali di identificazione del processo controllato.

I test conclusivi sono stati svolti con la duplice finalità di verificare la validità dei modelli introdotti e l'efficacia del sistema di controllo realizzato. In particolare, la simulazione delle coppie necessarie allo sterzo da fermo si sono rivelate attendibili, e la taratura del sistema ha permesso la messa a punto di un sistema robusto che consente al veicolo manovre sufficientemente rapide e precise.

1. Introduzione

Il testo si articola come segue:

Capitolo 2: Stato dell'arte L'elettronica e il controllo a bordo dei veicoli terrestri, con attenzione particolare al problema dell'automazione dello sterzo e agli schemi di controllo Steer-by-Wire.

Capitoli 3-7: Modelli matematici dei sistemi Viene presentato un modello semplificato di veicolo, per poi discutere più diffusamente la struttura del sistema di sterzo e le interazioni tra pneumatico e strada. Ampio spazio è dedicato al tema della sterzata a secco, vale a dire con il quad in quiete. Completano la sezione le descrizioni del modello *multibody* dell'ATV impiegato nelle simulazioni con veicolo in moto e del motore in corrente continua che aziona il servomeccanismo.

Capitoli 8-11: Veicolo e sottosistemi Dopo la descrizione dei dati tecnici del veicolo, viene affrontato l'argomento del dimensionamento e della scelta del blocco motore-motoriduttore. Segue la presentazione dei dispositivi hardware impiegati e la descrizione della scheda di distribuzione delle alimentazioni e adattamento dei segnali provenienti dai sensori. Viene infine giustificata la scelta dell'architettura funzionale del controllo e si mostrano i dettagli implementativi della programmazione del regolatore PID.

Capitoli 12-14: Prove sperimentali Descrizione dell'identificazione del modello del sistema di sterzo con veicolo in movimento e validazione del modello relativo allo sterzo da fermo. Chiusura dell'anello di posizione con taratura del regolatore PID. Confronto tra i dati misurati sperimentalmente e ricavati tramite modelli. Considerazioni conclusive sui risultati ottenuti e sui possibili scenari di intervento futuro.

Appendice A Codice di programmi e librerie scritte per la centralina di controllo.

2. Stato dell'arte

2.1. L'elettronica e il controllo nei veicoli terrestri

2.1.1. Il problema del controllo

Lo scopo di un'azione di controllo è quello di portare un sistema a comportarsi nel modo desiderato, agendo in modo opportuno sulla base delle misure del suo stato attuale.

L'oggetto dell'azione di regolazione può appartenere a diversi ambiti: meccanico, elettronico, biologico, socio-economico, industriale. Restringendo il campo al controllo di macchine, si vuole far eseguire al sistema, secondo determinati comandi, certe funzioni, cioè leggi di moto predeterminate. L'obiettivo del controllo viene espresso da un insieme di valori di riferimento (setpoint, y_{sp}) di certe variabili, che prendono il nome di variabili da controllare (y). Sulla base dell'errore e evidenziato dal confronto tra obiettivo e misura, il comando si attua attribuendo determinati valori a variabili dette di controllo (u).

Questo risultato può essere raggiunto solo attraverso lo schema della retroazione, illustrato in figura 2.1.

Lo scopo di un buon sistema di controllo è quello di portare a zero, e nel minor tempo possibile, l'errore a regime, limitando al massimo l'entità degli scostamenti della variabile controllata attorno al valore di riferimento e cercando di contenere le oscillazioni della variabile di controllo, che si ripercuotono sugli organi di comando. In più, la regolazione dovrebbe essere in grado di garantire una buona reiezione dei disturbi nel più ampio ventaglio possibile di situazioni operative, vale a dire per il più ampio intervallo di valori dei parametri che descrivono il processo da controllare.

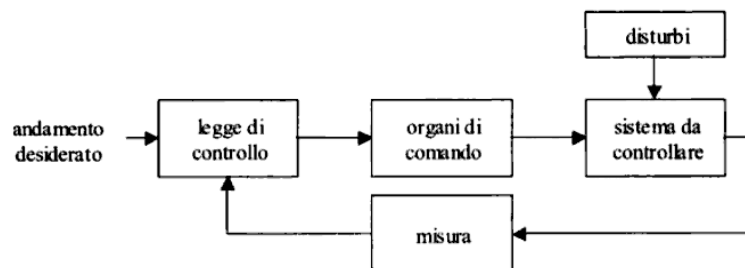


Figura 2.1.: Schema del controllo in retroazione.

2. Stato dell'arte

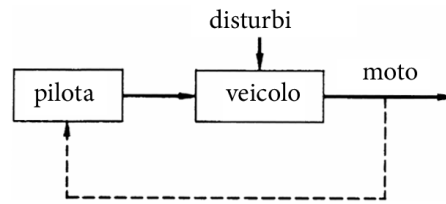


Figura 2.2.: Controllo del moto in un veicolo convenzionale.

La robustezza di una legge di controllo è proprio misura della capacità di far fronte alle diverse condizioni di lavoro garantendo le prestazioni desiderate.

In ambito veicolistico, il controllore del moto per eccellenza è il pilota (figura 2.2). I moti lungo l'asse longitudinale, così come quelli laterali di imbardata e rollio sono dovuti all'azione che il guidatore opera sull'acceleratore, sul freno e sullo sterzo, in base alle informazioni che egli continuamente percepisce in merito alla traiettoria attuale, alla presenza di ostacoli, alla velocità, al percorso da seguire.

2.1.2. Strategie di controllo nei veicoli

Dalla sua nascita, negli ultimi anni del XIX secolo, l'automobile si è evoluta per molti decenni soprattutto nel propulsore. La successiva, grande rivoluzione si è avuta con l'avvento dell'elettronica.

L'introduzione dei dispositivi elettronici a bordo delle auto è stato un processo relativamente lento, fondamentalmente perché il rapporto costi/benefici non si è rivelato favorevole fin da subito.

Storicamente, nel primo periodo (anni 30) l'elettronica in ambito automotive è stata limitata al campo delle comunicazioni, in particolare alle radio AM. Per assistere ad un svolta occorre attendere gli anni 70, quando si verificarono due eventi principali: (1) l'introduzione da parte del governo americano di regolamenti in merito alle emissioni e al consumo di carburante indusse i produttori a migliorare il controllo del motore; (2) lo sviluppo di dispositivi elettronici con un costo per funzione in rapido calo [21].

Da allora l'elettronica sulle auto ha vissuto un'evoluzione costante. Si sono affermati nel tempo sistemi di controllo che includono sensori, attuatori, linee di comunicazione, elettronica di potenza, interruttori, microprocessori e microcontrollori, al punto che oggi non è raro trovare 30-50 microprocessori su un singolo veicolo [18]. Si stima che attualmente l'elettronica arrivi a coprire dal 10% al 25% del valore dell'intera vettura. Gli ambiti di applicazione riguardano:

- controllo elettronico del motore per limitare le emissioni ed ottimizzare i consumi di carburante;
- strumentazione di misura delle prestazioni del veicolo e di diagnosi di eventuali malfunzionamenti;

- controllo del moto del veicolo: *Anti-lock Bracking System (ABS)*, *Vehicle Dynamic Control (VDC)*, *Traction Control System (TCS)*, controllo elettronico della stabilità (*ESC*), ecc.;
- dispositivi di sicurezza (blocco delle serrature, antifurto, illuminazione);
- dispositivi di navigazione, comunicazione, intrattenimento e climatizzazione dell'abitacolo.

In passato la tendenza era quella di gestire separatamente il controllo di ciascuna di queste funzioni, mantenendo strutture indipendenti. Un approccio di questo tipo implica che l'hardware di regolazione sia raggruppato in sottosistemi discreti: l'architettura di controllo si dice in questo caso di tipo parallelo o decentralizzato. Un vantaggio di questo approccio è che ciascun sottosistema può essere prodotto da sviluppatori indipendenti.

Molti modelli di automobile dispongono infatti di decine di ECU (*Electronic Control Unit*) separate che controllano un gran numero di dispositivi (motore, freni, climatizzazione, ecc.).

Tuttavia in un veicolo il numero di gradi di libertà è tipicamente limitato: considerati i possibili moti (longitudinale, di rollio, beccheggio, imbardata), e aggiungendo gli stati di motore, trasmissione, freni e rotazione delle ruote, il numero dei g.d.l. resta dell'ordine della ventina. Il numero di funzioni di controllo e attuatori tende tuttavia ad aumentare, per cui è inevitabile che nascano conflitti tra i vari sottoblocchi dell'architettura parallela.

Di conseguenza si aprono scenari che riguardano la ricerca di soluzioni per ridurre la complessità, incrementare le performance e rimuovere inutili e costose copie dei sistemi hardware.

Si tende così verso un'architettura centralizzata che prende il nome di *Complete Vehicle Control*, il cui schema concettuale viene mostrato in figura 2.3. In questo modo la complessità del sistema, dalla struttura del sistema di controllo, si trasferisce nel software.

Nello sviluppo di un IVCS (*Integrated Vehicle Control System*), l'obiettivo è combinare e monitorare tutti i sottosistemi che influenzano la risposta dinamica del veicolo, mantenendo al contempo un approccio modulare.

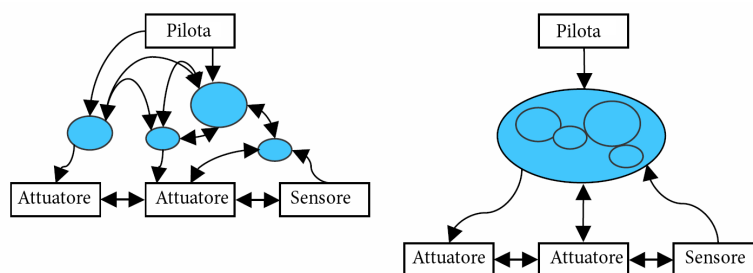


Figura 2.3.: Architetture decentralizzata e centralizzata a confronto..

2. Stato dell'arte

Una logica centralizzata di integrazione dei dispositivi di controllo di sistemi quali ABS, EPS o TCS consente infatti di aumentare considerevolmente le prestazioni globali in fatto di maneggevolezza e stabilità [19].

2.2. Introduzione ai sistemi *Steer-by-Wire*

Il sistema di sterzo tradizionale di un veicolo stradale è costituito dal volante, dal piantone, dalla scatola dello sterzo, (contenente una vite senza fine e settore dentato o un'asta a cremagliera e pignone), dai tiranti collegati con le ruote direttrici.

Il primo passo verso l'automazione di questo meccanismo si è avuto negli anni 80 con l'introduzione dei sistemi di sterzo assistito (*Power Steering*). Il loro funzionamento si basa sul sistema di sterzo manuale: in funzione della coppia applicata al volante dal guidatore, rilevata da un sensore situato sull'albero o nella scatola di sterzo, viene introdotta nel sistema una coppia aggiuntiva che dipende dalla velocità del veicolo. La connessione meccanica tra volante e ruote viene conservata, il che consente lo sterzo anche senza l'intervento della potenza ausiliaria fornita dal servomeccanismo.

I sistemi di sterzo assistito si distinguono in idraulici, elettro-idraulici ed elettrici. Questi ultimi prendono il nome di EPS (*Electric Power Steering*), e introducono vantaggi rispetto ai precedenti in termini di peso, ingombro destinato all'attuatore, consumi energetici. La figura 2.4 mostra il sistema EPS di serie installato sull'autovettura Opel Corsa. Di norma un sistema EPS include una centralina elettronica per il comando dell'attuatore e una serie di sensori ausiliari (posizione e velocità di rotazione del piantone) per la chiusura di eventuali anelli di controllo esterni.

Per garantire una buona guidabilità, i sistemi EPS si avvalgono di strategie di controllo che riducono progressivamente la servoassistenza all'aumentare della velocità del

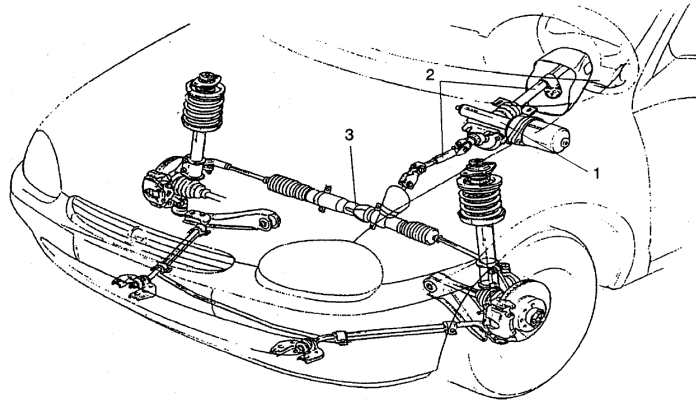


Figura 2.4.: Sistema EPS di serie su Opel Corsa del 1997: (1) blocco motore-motoriduttore; (2) colonna di sterzo; (3) pignone e cremagliera.

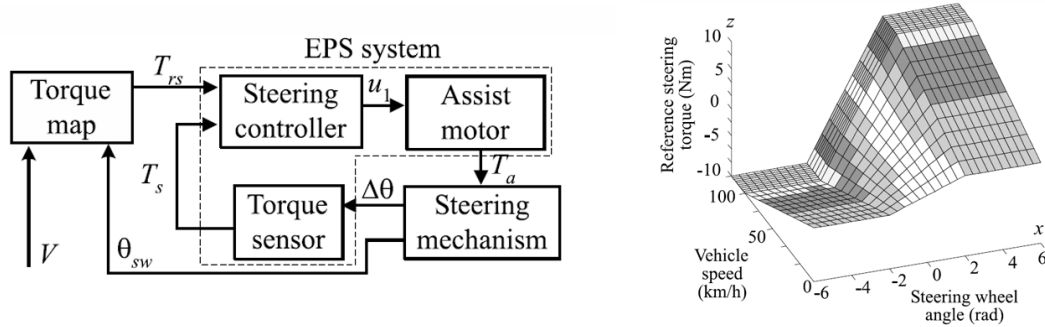


Figura 2.5.: A sinistra, schema a blocchi della logica di controllo della coppia di sterzo in un sistema EPS. A destra, diagramma in tre dimensioni della mappa di coppia proposta in [23].

veicolo. Questo è ottenuto con la tabulazione (*scheduling*) dei guadagni oppure mediante l'introduzione di riduttori con rapporto di trasmissione variabile.

Un esempio è quello proposto in [23]: a basse velocità, è auspicabile che la maggior parte della coppia di sterzo venga fornita dall'EPS; al contrario, ad alte velocità, una maggiore rigidità dello sterzo aumenta la sicurezza nella guida. Viene quindi proposto il controllo di figura 2.5, che si avvale di una mappa di coppia che stabilisce l'entità dell'assistenza (τ_{rs}) in base alla velocità dell'auto e all'angolo di sterzo del volante (indicato in figura con θ_{sw}).

Un'ulteriore evoluzione dei sistemi EPS si sta diffondendo con l'approccio *Drive-by-Wire*.

L'idea alla base dei sistemi by-wire, impiegati da tempo in ambito aeronautico e navale, è sostituire le connessioni meccaniche degli organi di sterzo (*Steer-by-Wire*, SbW nel seguito) o di frenata (*Brake-by-Wire*) con collegamenti elettrici di comando dei meccanismi di attuazione [9].

I vantaggi risiedono in una maggiore efficienza energetica, in minori requisiti di manutenzione, nell'aumento in termini di flessibilità di progetto, precisione della risposta, integrazione con i sistemi di controllo e monitoraggio. È stato inoltre dimostrato che l'adozione di criteri di design che adottano adeguati livelli di ridondanza nella gestione dei guasti, permette ai sistemi by-wire di essere addirittura più sicuri rispetto a quelli tradizionali [4]. Si pensi a titolo di esempio ai benefici, in caso di incidente, derivanti dall'eliminazione del piantone dello sterzo.

Un sistema SbW completo sostituisce il piantone convenzionale con due motori elettrici: il primo, che ha il compito di muovere le ruote nella posizione desiderata, è oggetto del lavoro descritto in questo testo. Il secondo motore è invece destinato a fornire al volante una coppia di reazione a seguito di un'azione di sterzo (figura 2.6).

Per il controllo by-wire del motore di sterzo, le soluzioni convenzionali proposte in letteratura [27, 17] si basano in buona parte sul regolatore di tipo proporzionale-integrale-

2. Stato dell'arte

derivativo (PID) o su controlli FPID (*Feedforward-plus*-PID - integrazione di un regolatore PID con un controllo in anticipo ad anello aperto). Si possono scegliere in tal senso diverse strategie di controllo: a seconda della taratura scelta è possibile influenzare pesantemente la guidabilità del veicolo, modificandola in modo da adattarsi alle esigenze del pilota o per compensare modifiche delle condizioni ambientali.

Si può accentuare, ad esempio, il comportamento sovrasterzante del veicolo per enfatizzarne la manovrabilità, oppure impostare un assetto più sottosterzante, che impedisca alle ruote di sterzare con eccessiva rapidità a velocità elevate.

Sono state proposte infine tecniche di controllo adattativo [2, 11]: gli schemi di controllo tradizionali possono essere migliorati aggiornando i parametri di taratura in base alla misura dei carichi cui è sottoposto il sistema. I carichi del sistema di sterzo, come si vedrà diffusamente più avanti, sono funzione di vari elementi, quali la superficie stradale, il moto del veicolo (accelerazioni longitudinali e laterali, velocità, imbardata, ecc.) e le proprietà dei pneumatici.

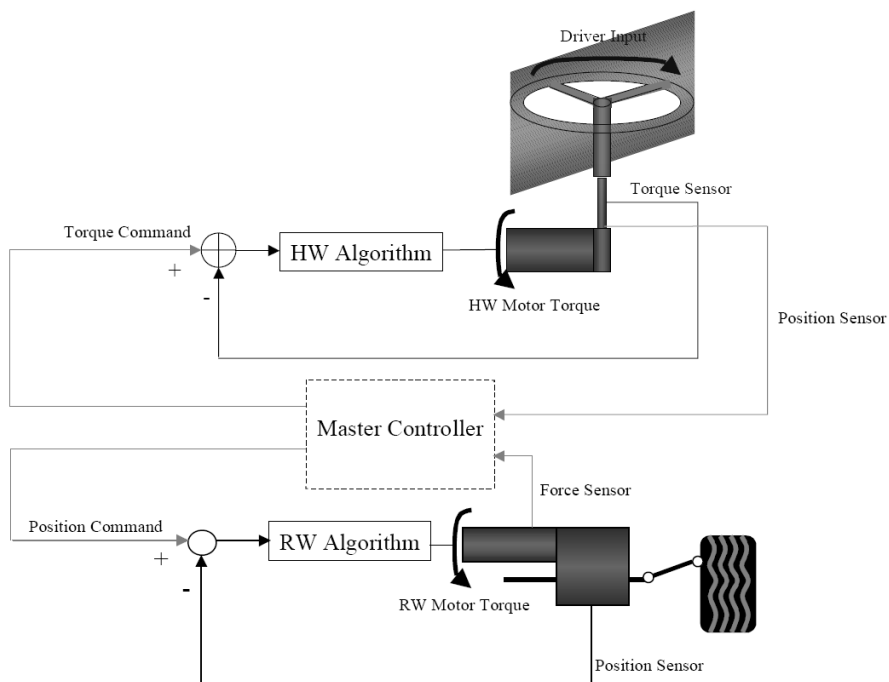


Figura 2.6.: Diagramma funzionale di un sistema Steer-by-Wire [2]. Si distinguono gli algoritmi di controllo per il motore che comanda il volante (HW) e per quello che aziona lo sterzo vero e proprio (RW).

Parte II.

Modelli matematici

3. Il modello di un veicolo

I veicoli terrestri si possono dividere in due principali categorie: veicoli il cui moto è vincolato ad un percorso fisso (come i veicoli ferroviari) e veicoli liberi di orientarsi in ogni direzione per mezzo di un meccanismo di sterzo delle ruote (è il caso dei mezzi stradali).

Automobili, autocarri, autobus, veicoli agricoli, fuoristrada e ATV rientrano tutti in questa seconda categoria [29]. Per lo studio della dinamica e del controllo di questi veicoli, il modello base a cui riferirsi è quello di un autoveicolo a due assi dotato di ruote sterzanti, mostrato in figura 3.1.

Si individuano un sistema di riferimento locale (x_L, y_L, z_L) , solidale al veicolo e posto nel suo centro di massa G , e uno assoluto (x_A, y_A, z_A) . L'asse x_L è orientato in direzione longitudinale, l'asse y_L in direzione laterale e l'asse z_L in direzione verticale. Il moto del veicolo possiede sei gradi di libertà indipendenti:

1. moto longitudinale in direzione x_L , dovuto a trazione e frenata;
2. moto laterale in direzione y_L ;
3. moto verticale in direzione z_L , dovuto alla superficie irregolare del terreno;
4. moto di beccheggio (*pitch*) attorno all'asse y_L ;

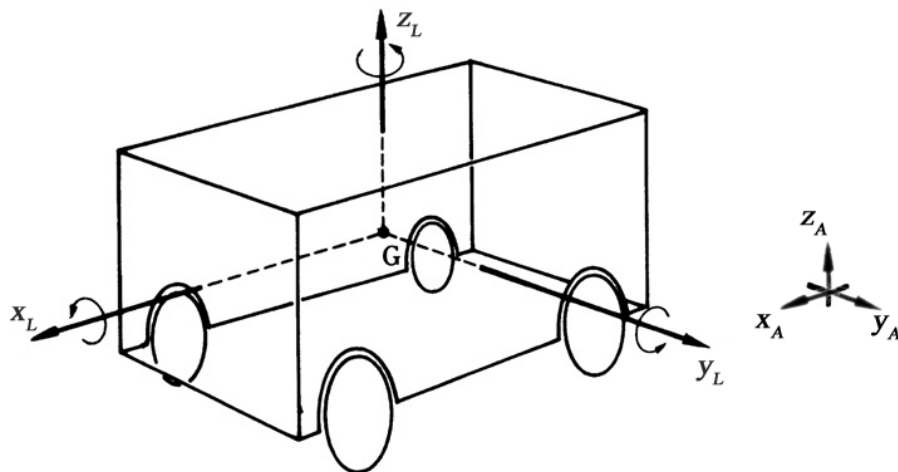


Figura 3.1.: Modello del veicolo stradale.

3. Il modello di un veicolo

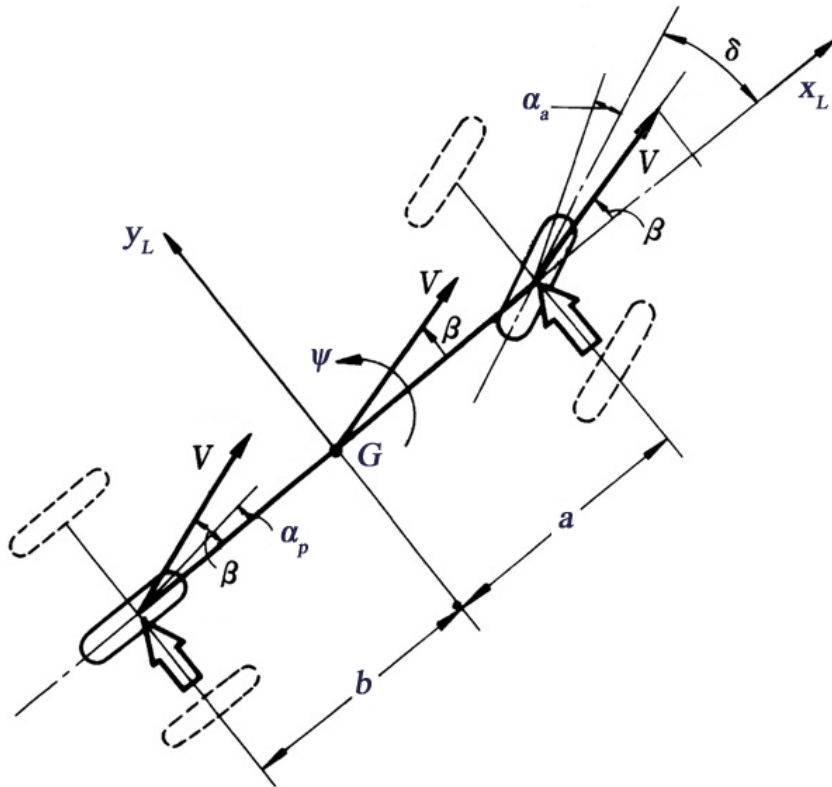


Figura 3.2.: Modello monotraccia.

5. moto di imbardata (*yaw*) attorno all'asse z_L ; l'angolo di imbardata ψ rappresenta la rotazione del piano medio del veicolo rispetto all'asse x_A del s. d. r. assoluto;
6. moto di rollio attorno all'asse x_L , dovuto a sua volta ai moti 2 e 6 e all'irregolarità della strada.

In molti casi ([1], [38], [36]) il problema del comportamento dinamico di questo sistema si può affrontare adottando il modello monodimensionale ulteriormente semplificato di figura 3.2. Ciò è lecito a condizione che siano verificate le seguenti ipotesi semplificative:

- Il veicolo è costituito da due corpi rigidi: il corpo vettura, solidale con l'asse posteriore, e l'asse anteriore. Entrambe le ruote anteriori ruotano rispetto al corpo vettura di un angolo di sterzo δ , indipendente dalle forze agenti sul veicolo. Il vettore \mathbf{V} rappresenta la velocità del baricentro. La sua rotazione rispetto a x_L è detta angolo di *deriva* β (*slip angle*).
- Si considerano piccoli valori dell'angolo di deriva β , della sua derivata $\dot{\beta}$, e della velocità angolare di imbardata $\dot{\psi}$ (*yaw rate*). In particolare, è necessario che il raggio della curva percorsa sia molto maggiore del passo l del veicolo ($l = a + b$).

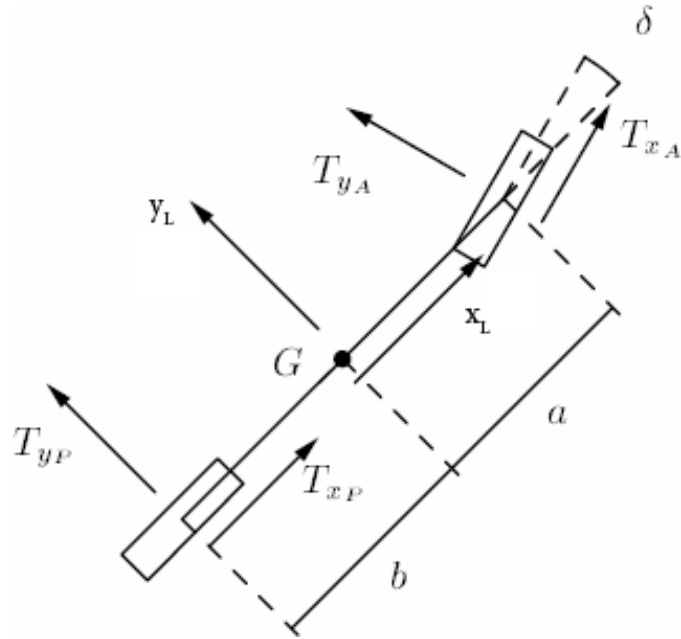


Figura 3.3.: Forze di contatto.

- Si trascurano le forze aerodinamiche agenti sul veicolo e le resistenze al rotolamento dovute all'attrito volante.

Poiché il sistema si muove nel piano, è possibile scrivere le equazioni di equilibrio secondo le direzioni x_L e y_L e un'equazione di equilibrio dei momenti:

$$\begin{cases} \sum F_{x_L} = ma_{x_L} \\ \sum F_y = ma_{y_L} \\ \sum M_G = J_G \ddot{\psi} \end{cases} \quad (3.1)$$

dove m e J_G sono rispettivamente la massa ed il momento d'inerzia riferito al baricentro del veicolo, mentre a_{x_L} e a_{y_L} sono le componenti dell'accelerazione del baricentro proiettate lungo le direzioni del sistema di riferimento locale.

Occorre ora esplicitare l'espressione delle forze e dei momenti dovuti alle azioni di contatto tra pneumatici e strada. A questo scopo si faccia riferimento alla figura 3.3 in cui T_{x_a} e T_{y_a} sono le componenti longitudinali e laterali delle forze di contatto sull'asse anteriore, mentre T_{x_p} e T_{y_p} sono le forze di contatto sull'asse posteriore. Attraverso opportune semplificazioni (per una trattazione completa si rimanda a [26] o a testi di meccanica dei veicoli) si ottengono le equazioni di moto del sistema:

3. Il modello di un veicolo

$$\begin{cases} m\dot{V}_x = T_{x_a} + T_{x_p} \\ m(\dot{V}_y\beta + V_y\dot{\beta} + V_y\dot{\psi}) = T_{y_a} + T_{y_p} \\ J_G\ddot{\psi} = T_{y_a}a - T_{y_p}b \end{cases} \quad (3.2)$$

Dove V_x e V_y sono le proiezioni del vettore \mathbf{V} lungo gli assi x_L e y_L . Le forze trasversali dipendono dai coefficienti C^1 , detti rigidzze di deriva dello pneumatico, e dagli angoli di deriva delle ruote (una descrizione più completa degli angoli di deriva verrà presentata al Paragrafo 5.2). Si può dunque scrivere:

$$T_{x_a} = -C_a\alpha_a \quad (3.3)$$

$$T_{x_p} = -C_p\alpha_p \quad (3.4)$$

Inserendo questi valori nella 3.2 e tenendo conto degli angoli di deriva si ottengono le equazioni lineari del moto:

$$\begin{cases} mV\dot{\beta} + (m\dot{V} + C_a + C_p)\beta + (mV + \frac{C_a \cdot a}{V} + \frac{C_p \cdot b}{V})\dot{\psi} = C_a\delta \\ J_G\dot{\psi} + (C_a \cdot a + C_p \cdot b)\beta + (\frac{C_a \cdot a^2}{V} + \frac{C_p \cdot b^2}{V})\dot{\psi} = C_a \cdot a\delta \end{cases} \quad (3.5)$$

che forniscono la risposta del veicolo a una legge di sterzo imposta $\delta(t)$.

Sottosterzo e sovrasterzo

Si consideri la risposta a regime del veicolo in moto su strada piana, con velocità di avanzamento V e angolo di sterzo δ costanti (figura 3.4).

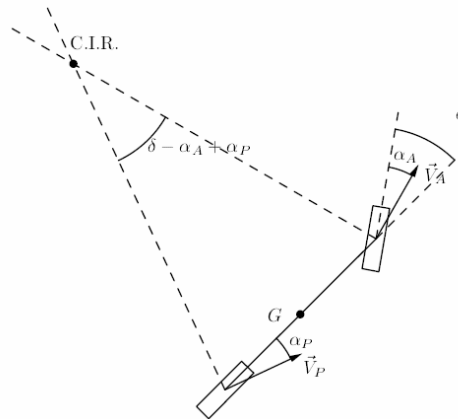


Figura 3.4.: Condizione ideale di curva a derivata nulla.

¹In un modello più realistico andrebbe considerato che i valori delle rigidzze di deriva diminuiscono all'aumentare dello sforzo di trazione esercitato dal pneumatico.

Le variabili di stato β e $\dot{\psi}$ assumono valori costanti e il raggio r della curva percorsa è definito da:

$$\dot{\psi} = \frac{V}{r}$$

In una condizione ideale in cui le ruote si muovono con angolo di deriva nullo, il centro di istantanea rotazione (CIR) del veicolo si trova all'incrocio delle perpendicolari ai piani medi delle ruote anteriori e posteriori e l'angolo compreso tra tali rette è pari all'angolo di sterzo δ . Valendo la condizione $r \gg l$, tale angolo può essere espresso come rapporto tra il passo del veicolo (che approssima la lunghezza dell'arco sotteso dall'angolo δ) e il raggio della curva: $\delta = \frac{l}{r}$.

Se però, come avviene nella realtà, ciascuno dei due assi manifesta un angolo di deriva diverso da zero, l'angolo compreso tra le due rette che individuano il CIR è modificato dal valore degli angoli di deriva sui due assi. Si ha pertanto:

$$\delta = \frac{l}{r} + \alpha_a - \alpha_p \quad (3.6)$$

Esprimendo gli angoli di deriva in funzione delle forze di contatto trasversali (equazione 3.3) e operando le opportune sostituzioni si ottiene la relazione:

$$\delta = \frac{l}{r} + \frac{mV^2}{rl} \left(\frac{b}{C_a} - \frac{a}{C_p} \right) = \frac{l}{r} (1 + kV^2) \quad (3.7)$$

dove

$$k = \frac{m}{l^2} \left(\frac{b}{C_a} - \frac{a}{C_p} \right)$$

è detto *coefficiente di sottosterzo* e determina il comportamento in curva del veicolo.

Se k è maggiore di zero, l'angolo di sterzo che deve essere impostato per percorrere una curva con un dato raggio cresce all'aumentare della velocità, determinando un comportamento sottosterzante del veicolo². Viceversa, se k assume un valore negativo l'angolo di sterzo diminuisce (a pari raggio) all'aumentare della velocità e il veicolo mostra un comportamento sovrasterzante³.

Si dice invece a comportamento neutro un veicolo in cui l'angolo di sterzo non dipende dalla velocità. Questo comportamento si ottiene quando gli angoli di deriva sui due assi sono uguali. La figura 3.5 mostra il valore dell'angolo di sterzo in funzione della velocità per un veicolo sottosterzante, sovrasterzante e neutro. Si osservi che se la vettura ha comportamento sovrasterzante ($k < 0$), esiste un valore della velocità, detto velocità critica, in corrispondenza del quale l'angolo di sterzo necessario per eseguire la curva si annulla.

²Il comportamento sottosterzante si ha quando il veicolo tende a curvare di meno rispetto all'angolo sterzo, e si ha in concomitanza di deriva dell'assale anteriore.

³Il comportamento sottosterzante si ha quando il veicolo tende a curvare di meno rispetto all'angolo sterzo, ossia quando perde aderenza l'assale posteriore.

3. Il modello di un veicolo

$$V_{critica} = \sqrt{-\frac{1}{k}}$$

Si può dimostrare che in corrispondenza della velocità critica il veicolo sovrasterzante diviene instabile.

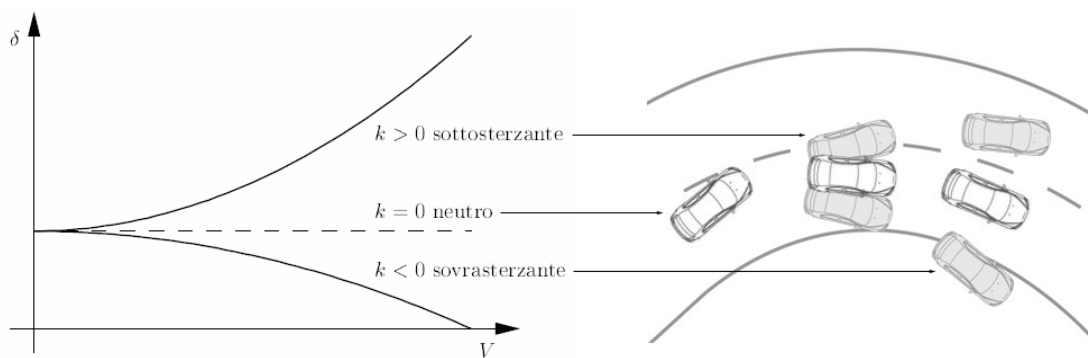


Figura 3.5.: Angolo di sterzo in funzione della velocità.

4. Il sistema di sterzo

La figura 4.1 mostra come è realizzato il sistema di sterzo di un veicolo stradale. La rotazione del volante (o del manubrio) è trasferita attraverso il piantone e la scatola dello sterzo (contenente una vite senza fine e settore dentato o un'asta a cremagliera e pignone) ai tiranti e infine alle ruote direttrici. In un sistema Steer-by-Wire vengono eliminate le connessioni meccaniche convenzionali tra il volante e le ruote anteriori e lo sterzo è controllato da una centralina elettronica [27].

Il sistema può essere modellizzato come in figura: un motore con momento d'inerzia J_m , smorzamento D_m e coppia τ_m è connesso con un corpo rigido rotante equivalente alle ruote, con momento d'inerzia J_w e smorzamento D_w , attraverso un albero (piantone) con momento d'inerzia J_p (rispetto al suo asse longitudinale) e rotazione ϑ .

N_m è il rapporto di riduzione tra motore e piantone, N_p è il rapporto di riduzione tra il piantone e le ruote. La coppia prodotta dal motore riportata al piantone è τ_p .

Quando il veicolo si muove con una certa velocità e angolo di sterzo δ esiste una coppia che agisce in modo tale da far tornare il manubrio nella sua posizione iniziale; questa coppia è detta momento di auto-allineamento delle ruote (τ_{sat}) che, come si vedrà più avanti, è prodotto dalle forze laterali agenti sui pneumatici.

La dinamica del sistema è descritta dalle seguenti equazioni:

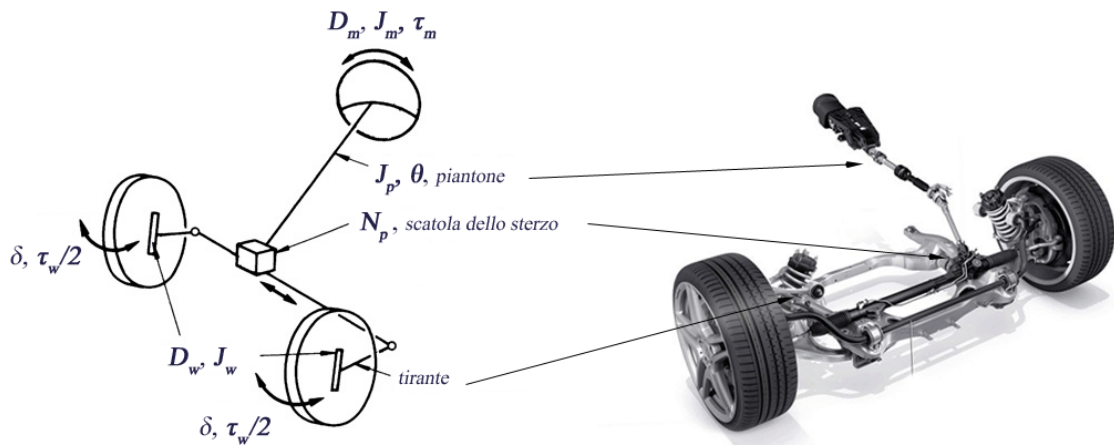


Figura 4.1.: Meccanismo di sterzo di un veicolo.

4. Il sistema di sterzo

$$\begin{cases} (J_p + N_m^2 J_m + \frac{J_w}{N_p^2})\ddot{\vartheta} + (D_p + N_m^2 D_m + \frac{D_w}{N_p^2})\dot{\vartheta} = \tau_p - \frac{\tau_{sat}}{N_p} \\ \tau_p = N_m \tau_m \end{cases} \quad (4.1)$$

Per semplicità di trattazione è possibile definire un momento d'inerzia e uno smorzamento equivalenti al piantone:

$$\begin{aligned} J_{eq} &= J_p + N_m^2 J_m + \frac{J_w}{N_p^2} \\ D_{eq} &= D_p + N_m^2 D_m + \frac{D_w}{N_p^2} \end{aligned}$$

Per cui la 4.1 diventa:

$$J_{eq}\ddot{\vartheta} + D_{eq}\dot{\vartheta} = N_m \tau_m - \frac{\tau_{sat}}{N_p} \quad (4.2)$$

Nel dominio delle trasformate, l'equazione assume la forma:

$$J_{eq}\vartheta s^2 + D_{eq}\vartheta s = N_m \tau_m - \frac{\tau_{sat}}{N_p} \quad (4.3)$$

Le equazioni di trasferimento che caratterizzano il sistema sono quindi:

$$\frac{\vartheta}{\tau_m} = \frac{N_m}{s(J_{eq}s + D_{eq})} \quad (4.4)$$

$$\frac{\vartheta}{\tau_{sat}} = \frac{-\frac{1}{N_p}}{s(J_{eq}s + D_{eq})} \quad (4.5)$$

L'angolo di sterzo è legato a quello del piantone dal rapporto di riduzione N_p . Si può dunque scrivere che:

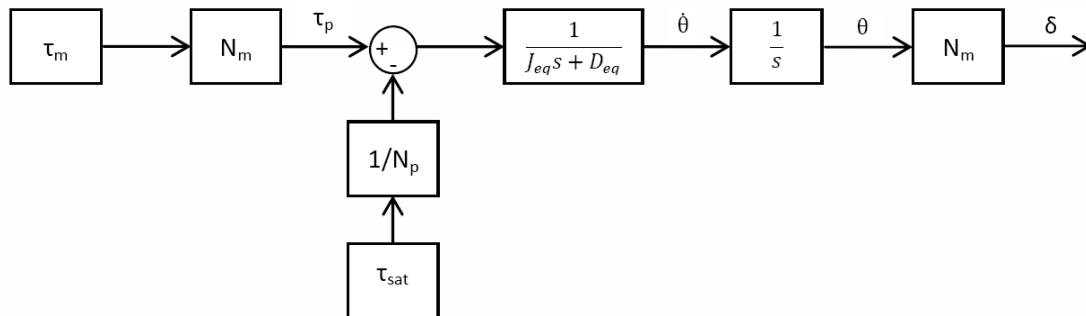


Figura 4.2.: Schema a blocchi del sistema di sterzo.

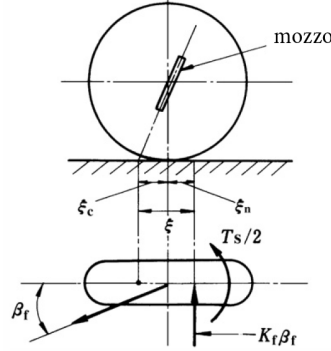


Figura 4.3.: Generazione della coppia di autoallineamento.

$$\delta = N_p \vartheta$$

Si hanno ora tutti gli elementi per costruire uno schema a blocchi del meccanismo di sterzo [5], rappresentato in figura 4.2 [10].

Una formulazione alternativa del momento di autoallineamento, proposta in [1], è la seguente. Durante una curva, la coppia di autoallineamento che agisce attorno al mozzo tende a far tornare le ruote verso una condizione di sterzo nullo. Ciò avviene a causa delle forze laterali che agiscono al contatto strada e pneumatici anteriori (figura 4.3). In riferimento alla notazione utilizzata nel Capitolo precedente, il momento di autoallineamento di ciascuna ruota è stimabile per mezzo della seguente relazione:

$$\tau_{sat} = \xi \cdot K_f \beta_f \quad (4.6)$$

Dove ξ e K_f sono rispettivamente l'impronta al suolo dello pneumatico e la sua costante di rigidità, mentre β_f è l'angolo di deriva della ruota anteriore.

Da notare che in questa e nelle espressioni del momento di autoallineamento che seguiranno non compaiono i contributi degli effetti giroscopici. Un corpo in rotazione, nel nostro caso la ruota, tende infatti per inerzia a mantenere il proprio asse di rotazione parallelo a sé stesso, cioè consente che esso possa traslare, ma oppone resistenza a una modifica del suo orientamento nello spazio. Immaginiamo una ruota in rotazione con velocità angolare $\vec{\omega}$, momento d'inerzia J e asse di rotazione diretto lungo l'asse y (figura 4.4). A seguito di una coppia τ_{st} applicata allo sterzo, per il principio di conservazione del momento angolare si produrrà un momento pari a:

$$M_G = \frac{d}{dt} (J\vec{\omega}) = \frac{d}{dt} (J\omega e^{j\delta}) = J\omega \delta \cdot j e^{j\delta} \quad (4.7)$$

dove δ è l'angolo di rotazione della ruota. Il momento giroscopico M_G avrà in definitiva l'orientamento indicato in figura, e nel caso del quad e dei tradizionali veicoli a quattro

4. Il sistema di sterzo

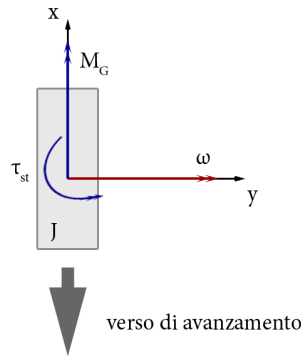


Figura 4.4.: L'effetto giroscopico.

ruote si scarica sui vincoli meccanici del sistema di sterzo (perni del portamozzo).

Per comprendere meglio come viene prodotto il momento di autoallineamento, occorre considerare il comportamento della ruota al contatto con la superficie di marcia. Il capitolo seguente fornisce un'introduzione al problema.

4.1. La sterzata cinematica e il giunto di Ackermann

Si definisce sterzata cinematica il moto di un veicolo lungo una traiettoria curva determinata dal puro rotolamento delle ruote. Si tratta in realtà una pura astrazione, possibile solo se la velocità del veicolo tende a zero.

In queste condizioni, la velocità delle ruote è contenuta nel loro piano di rotolamento e gli angoli di deriva sono tutti nulli, perciò le ruote non possono esercitare forze trasversali per equilibrare la forza centrifuga dovuta alla traiettoria curvilinea; il centro di istantanea rotazione O di tutte le ruote coincide: tale punto è anche il centro di curvatura dell'intero veicolo (figura 4.5).

In queste condizioni, i due angoli di sterzo non possono essere uguali. Deve valere che:

$$\tan \delta_1 = \frac{l}{R_1 - t/2}; \quad \tan \delta_2 = \frac{l}{R_1 + t/2} \quad (4.8)$$

Eliminando R_1 dalle equazioni precedenti, si ottiene una relazione diretta fra gli angoli δ_1 e δ_2 , nota come *relazione di Ackermann*:

$$\cot \delta_2 - \cot \delta_1 = t/l \quad (4.9)$$

Un dispositivo che rispetta questa condizione è il giunto di Ackermann, rappresentato in figura 4.6. Per uno spostamento x dell'asse di comando, le due ruote ruotano rispettivamente di un angolo δ_1 e δ_2 ; osservando la figura si ottiene:

4.1. La sterzata cinematica e il giunto di Ackermann

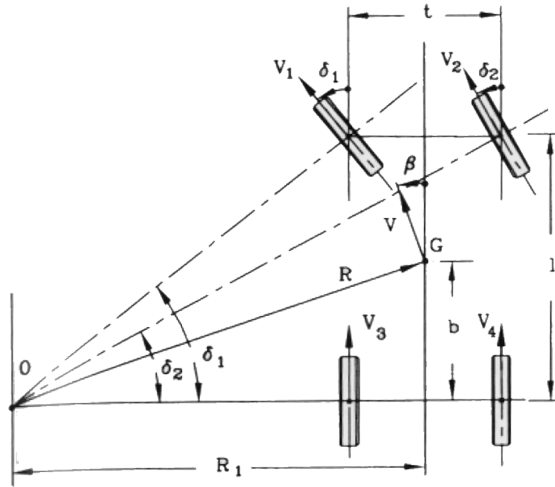


Figura 4.5.: Veicolo in condizioni di sterzata cinematica.

$$x = h \tan \delta - h \tan(\delta - \delta_2) = h \tan(\delta + \delta_1) - h \tan \delta \quad (4.10)$$

Quindi:

$$\cot \delta_2 - \cot \delta_1 = 2 \tan \delta \quad (4.11)$$

Il giunto realizza pienamente la condizione di Ackermann se

$$2 \tan \delta = t/l \quad (4.12)$$

Il rapporto t/l è una caratteristica del veicolo e permette di trovare l'angolo di cui devono essere inclinate le guide prismatiche del sistema di sterzo.

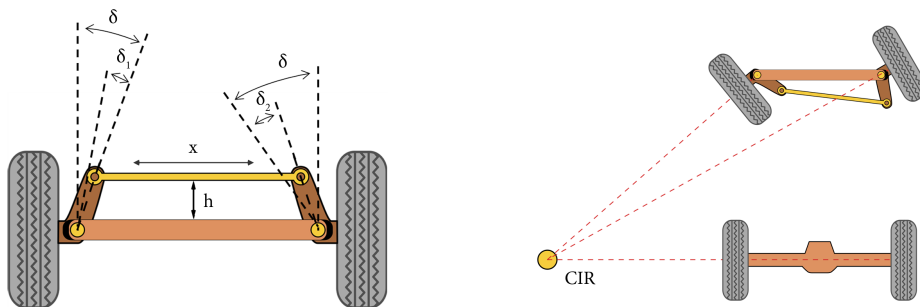


Figura 4.6.: Giunto di Ackermann, vista dall'alto.

5. Il contatto ruota - via

5.1. Modelli di pneumatico

Nel corso degli ultimi 50 anni sono stati sviluppati molti tipi di modelli matematici per descrivere l'interazione tra ruota e via di corsa. I pneumatici sono costituiti da strutture complesse, ed altrettanto complessi sono i fenomeni di attrito che ne mediano l'interazione

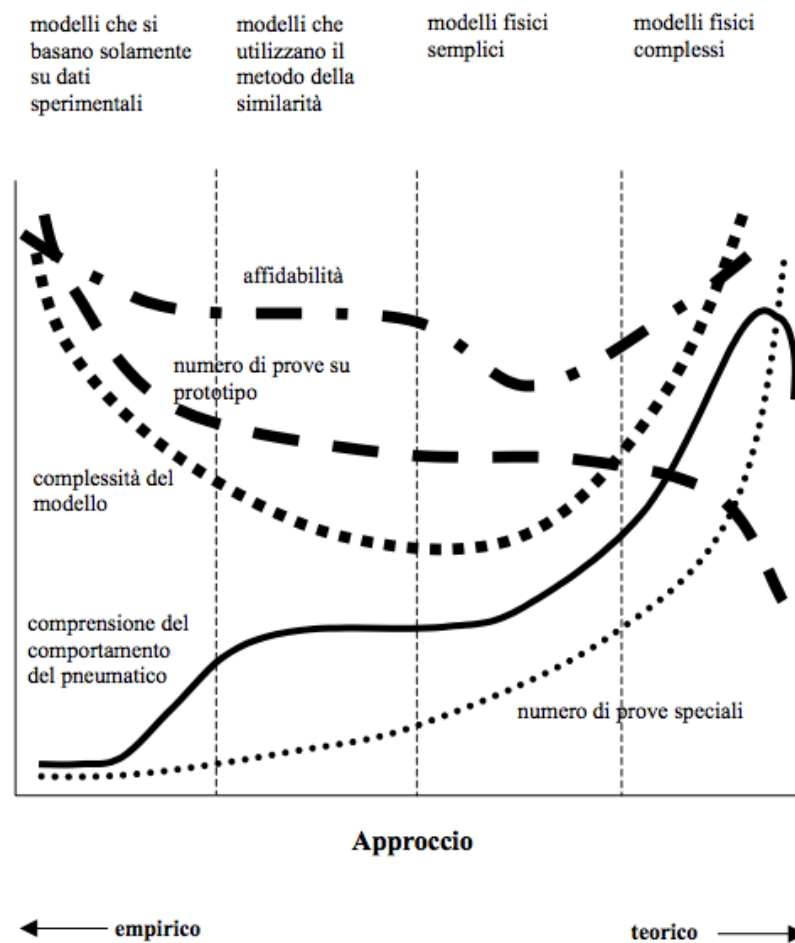


Figura 5.1.: Quattro possibili approcci nello sviluppo del modello di pneumatico.

5. Il contatto ruota - via

con il terreno. Per queste ragioni non è compito semplice predire su base teorica e con accuratezza le forze che si ingenerano al contatto [22].

Una mappa dei possibili approcci al problema è fornita dalla figura 5.1. Ciascun modello ha uno specifico campo di applicazione e grado di complessità. La scelta di quale adottare va pesata in base alla specifica applicazione e ai costi economico e computazionale richiesti. Nella figura distinguiamo quattro macro aree.

Nella prima, troviamo i modelli che si basano unicamente su *dati sperimentali*: questi descrivono le misure effettuate in laboratorio o su strada attraverso tabelle, formule matematiche e schemi di interpolazione. L'esempio più significativo è costituito dalla *Magic Formula* di Pacejka.

La seconda area riguarda i modelli che utilizzano il *metodo della similarità*: utilizzando un certo numero di caratteristiche base ottenute da prove sperimentali, attraverso distorsione, scalatura e moltiplicazione delle curve di deriva, questi modelli permettono di ottenere dei risultati accettabili anche per condizioni non nominali.

Nella terza si trovano i *modelli fisici semplici*: modelli analitici che permettono di ottenere delle previsioni corrette del comportamento del pneumatico solamente in particolari condizioni di moto; tutti si basano sul *Brush Model* (modello a spazzole).

Infine, nella quarta area si trovano i *modelli fisici complessi*, basati sugli elementi finiti.

Per avere cognizione del comportamento di un pneumatico durante il moto è opportuno soffermarsi brevemente sul modello a spazzole. Successivamente verrà introdotta la Magic Formula di Pacejka, di particolare interesse in quanto si tratta del modello adottato in fase di dimensionamento dello sterzo.

5.2. Il Brush Model

Le forze di contatto tra ruota e strada consentono di controllare il moto di un veicolo terrestre, generando le accelerazioni necessarie per cambiare il modulo della velocità e/o la sua direzione. Le forze di contatto presentano due componenti: una normale alla superficie (N) ed una tangenziale alla stessa (T); indichiamo con la lettera C la coppia

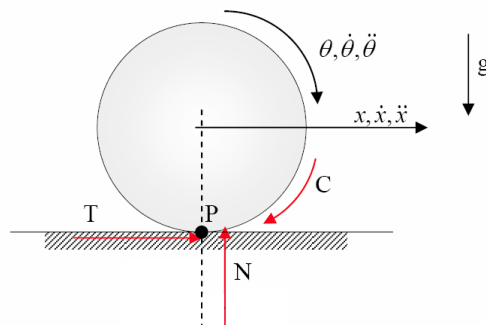


Figura 5.2.: Forze e coppie agenti su una ruota.

agente sulla ruota (positiva se motrice), con x la direzione di avanzamento, con θ la sua rotazione e con R il raggio (figura 5.2).

Pseudoslittamento longitudinale

Supponiamo di misurare la velocità \dot{x} del centro ruota e la sua velocità angolare $\dot{\theta}$ in presenza di una coppia motrice C . Si osserva che $\dot{\theta}R > \dot{x}$, quindi ad una rotazione completa non corrisponde un avanzamento del centro ruota pari a $2\pi R$ (figura 5.3).

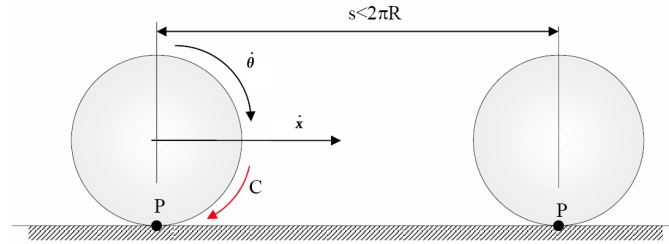


Figura 5.3.: Avanzamento del centro ruota quando viene applicata una coppia motrice.

Non tutto il moto di rotazione della ruota si traduce in un corrispondente avanzamento del baricentro, ovvero la ruota in parte slitta, non necessariamente in modo macroscopico, ruotando attorno al suo asse senza avanzare. Per descrivere questo comportamento si introduce una quantità nota come *pseudoslittamento longitudinale* (o scorrimento), definita come:

$$\varepsilon_x = \frac{\dot{x} - \dot{\theta}R}{\dot{x}} = \frac{V_s}{V} \quad (5.1)$$

V_s è detta velocità di scorrimento e corrisponde alla velocità del punto di contatto P . A livello intuitivo, il legame tra pseudoslittamento e forza longitudinale può essere visto in questo modo: l'applicazione di una coppia motrice genera una velocità di scorrimento negativa, ovvero il punto di contatto si muove all'indietro rispetto alla via di corsa. Al contatto nasce dunque una forza tangenziale dovuta all'attrito radente opposta alla velocità di scorrimento, cioè diretta nel verso di avanzamento. In presenza di piccole coppie motrici lo pseudoslittamento è debolmente negativo, mentre diviene sempre più negativo se si aumenta l'entità della coppia. Se la coppia motrice è intensa lo pseudoslittamento tende a $-\infty$, ossia la ruota gira su se stessa producendo una velocità di avanzamento molto piccola rispetto al prodotto $\dot{\theta}R$.

Il Brush Model: forze longitudinali

Il Brush Model consente di descrivere la dinamica del battistrada a contatto con la via di corsa. Le ipotesi del modello sono:

- Si suppone che il baricentro del pneumatico stia traslando con velocità costante $V = \dot{x}$ e che rotoli con velocità angolare $\Omega = \dot{\theta}$, anch'essa costante.

5. Il contatto ruota - via

- Si assume che, per effetto del carico normale N applicato nel baricentro, si generi un'impronta di contatto di lunghezza finita pari a $2a$.
- Si definisce un asse di riferimento longitudinale ξ , con origine all'inizio dell'impronta di contatto e rivolto verso la parte posteriore dell'impronta, come in figura 5.4.

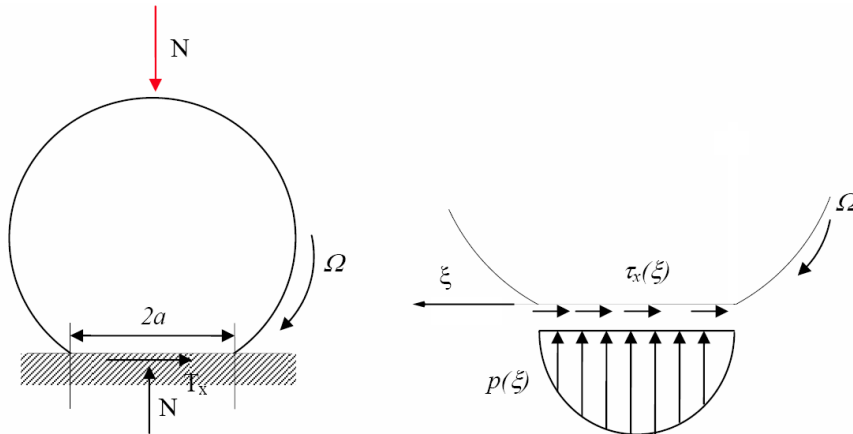


Figura 5.4.: Deformazione dell'impronta di contatto e distribuzione di forze normali e tangenziali.

- Nell'impronta di contatto si genera una distribuzione di forze per unità di lunghezza $p(\xi)$ (in prima approssimazione considerata parabolica) normali al contatto, e una distribuzione di forze per unità di lunghezza $\tau_x(\xi)$ tangenti al contatto, tali che:

$$\int_0^{2a} p(\xi) d\xi = N$$

$$\int_0^{2a} \tau_x(\xi) d\xi = T_x$$

- Il battistrada è modellizzato con una serie di setole o spazzole uniformi. Ogni setola ha un estremo superiore solidale alle cinture e un estremo inferiore in contatto con la strada (figura 5.5). L'estremo inferiore può subire uno spostamento $u(\xi)$ rispetto a quello superiore, funzione della posizione occupata dalla setola lungo l'impronta di contatto.
- Gli spostamenti delle setole avvengono come conseguenza delle forze tangenziali di attrito distribuite; in prima approssimazione si assume che il legame tra forza per unità di lunghezza e spostamento della setola sia lineare:

$$\tau_x(\xi) = C_x u(\xi)$$

dove il termine C_x rappresenta la rigidità longitudinale per unità di lunghezza del battistrada.

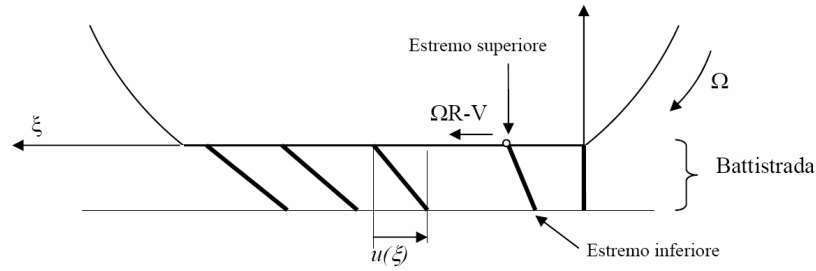


Figura 5.5.: Spostamento longitudinale delle setole di battistrada.

- La velocità dell'estremo superiore delle setole (solidale alle cinture) può essere calcolata in prima approssimazione come la velocità di scorrimento V_s .

A partire da queste ipotesi si può affermare che, affinché ci sia aderenza tra battistrada e via di corsa, lo spostamento longitudinale della battistrada rispetto alla cintura deve crescere linearmente dall'ingresso impronta verso l'uscita della stessa, secondo l'espressione

$$u(\xi) = -\varepsilon_x \xi$$

Gli estremi delle setole si muovono all'indietro rispetto a quelli inferiori generando una deformazione che continuerà ad accumularsi fino alla fine dell'impronta di contatto. Quindi, per avere aderenza la battistrada deve subire una deformazione: in particolare la parte di battistrada a contatto con il terreno deve spostarsi in avanti (se lo scorrimento è negativo) o indietro (se lo scorrimento è positivo).

Gli spostamenti nella zona di contatto sono prodotti da azioni tangenziali di attrito distribuite (forze per unità di lunghezza). In prima approssimazione si può ritenere lineare il legame tra forza e spostamento, quindi:

$$\tau_x(\xi) = -C_x \varepsilon_x \xi$$

La condizione di aderenza tra battistrada e via di corsa è subordinata alla capacità del vincolo di generare le forze tangenziali richieste per tenere fermi gli estremi inferiori della battistrada. Dato che le forze tangenziali sono legate al coefficiente di attrito tra miscela battistrada e manto stradale, la condizione di aderenza dipende appunto da questo coefficiente. Detti f_s e f_d i coefficienti di attrito statico e dinamico, il prodotto tra forza normale e coefficiente di attrito rappresenta la massima forza locale che si può sviluppare all'interfaccia. Come si osserva in figura 5.6, nella parte anteriore dell'impronta il livello di forze tangenziali richiesto per mantenere fermi i tasselli è minore rispetto al prodotto $p(\xi) \cdot f_s$; in questa regione quindi è garantita l'aderenza tra pneumatico e strada. Spostandosi verso la parte posteriore dell'impronta, il margine tra forza tangenziale richiesta e forza massima disponibile si riduce, fino all'intersezione delle curve detta *limite locale di aderenza*. Oltrepassato tale limite, il vincolo non è più in grado di mantenere la deformazione delle setole e l'energia elastica viene rilasciata producendo uno slittamento dell'estremo inferiore verso la parte posteriore dell'impronta.

5. Il contatto ruota - via

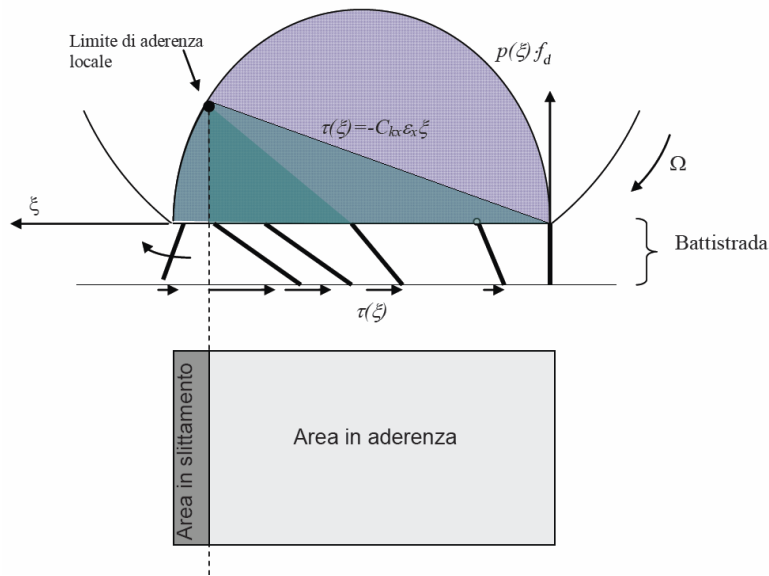


Figura 5.6.: Distribuzione delle forze tangenziali nell'impronta di contatto.

Gli angoli di deriva e le forze laterali

Lo studio della dinamica laterale di un veicolo è fondamentale per prevedere il comportamento in curva, sia in termini di massima accelerazione laterale raggiungibile che di stabilità. Dobbiamo disporre quindi di un modello in grado di descrivere la dinamica del contatto pneumatico-strada quando vengono sviluppate forze laterali, ossia dirette al di fuori del piano di rotolamento.

Specifichiamo meglio il concetto di *angolo di deriva*: quando un veicolo percorre una traiettoria curvilinea, il vettore velocità dei centri ruota non giace nel piano di rotolamento delle ruote stesse, ma presenta una componente laterale. L'angolo compreso tra i due vettori viene detto angolo di deriva¹ α come mostrato in figura 5.7.

$$\alpha = \arctan\left(\frac{V_y}{V_x}\right) \approx \frac{V_y}{V_x} \quad (5.2)$$

Lo sviluppo di un angolo di deriva è strettamente associato alla generazione di forza laterale: la presenza di un angolo di deriva diretto verso l'esterno della curva implica che il centro ruota stia "scivolando" lateralmente in quella direzione; come conseguenza nasce una forza T_y opposta alla direzione di scivolamento.

Seguendo un ragionamento molto simile a quello adottato per le forze longitudinali, si può dire che perché la condizione di aderenza sia soddisfatta, la miscela battistrada deve deformarsi in direzione laterale; lo spostamento delle spazzole $w(\xi)$ cresce linearmente

¹Come avviene per lo scorrimento questo fenomeno in generale non è molto marcato: considerando un'autovettura di serie e uno stile di guida ordinario, gli angoli di deriva non superano in genere i 2°.

con la distanza dall'ingresso dell'impronta ed è opposto rispetto all'angolo di deriva, come illustrato in figura 5.8.

La distribuzione di forze per unità di lunghezza richiesta per mantenere il battistrada in aderenza si può esprimere come $\tau_y(\xi) = -C_y\alpha\xi$, è opposta all'angolo di deriva e cresce linearmente all'interno dell'impronta. Nella figura 5.9 vengono mostrate le forze richieste per mantenere l'aderenza confrontate con la massima forza sviluppabile dal vincolo data da $p(\xi) \cdot f_s$. Nella parte anteriore dell'impronta il livello di forza richiesta è minore di quello massimo ed è quindi garantita l'aderenza; al contrario, nella parte posteriore dell'impronta la distribuzione di forze normali inizia a scendere fino a che interseca quella di forza massima disponibile. Oltre questo limite la forza richiesta per deformare il battistrada e tenerlo in aderenza è più alta di quella generabile attraverso le forze di attrito e le setole slittano recuperando la deformazione.

Per quanto concerne la deformazione dell'impronta di contatto, nella parte in aderenza il battistrada si deforma lateralmente seguendo la direzione del vettore velocità nel centro ruota (quindi segue la direzione identificata dall'angolo di deriva). Se l'angolo di deriva è positivo la deformazione è negativa, quindi opposta all'angolo stesso (figura 5.10).

Momento di auto-allineamento

Lo sviluppo di azioni tangenziali laterali non genera semplicemente una forza risultante T_y ma anche un momento dovuto al fatto che la risultante non passa per il centro impronta. Dato che per angoli di deriva piccoli la risultante passa nella seconda metà dell'impronta

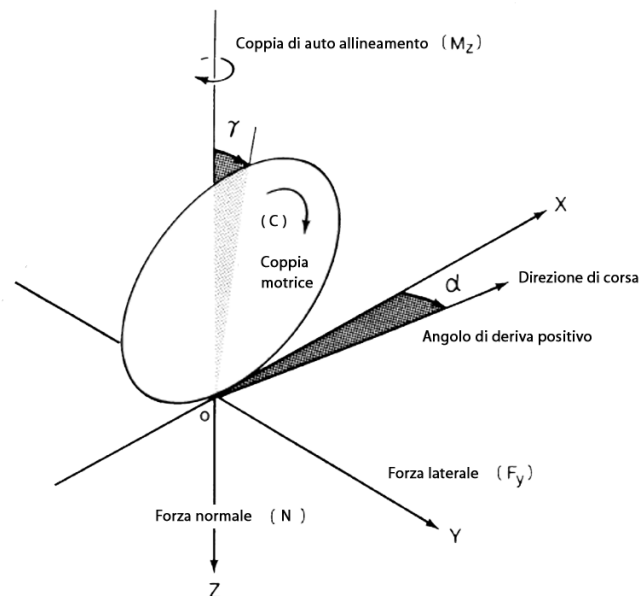


Figura 5.7.: Angoli di deriva e di campanatura di uno pneumatico.

5. Il contatto ruota - via

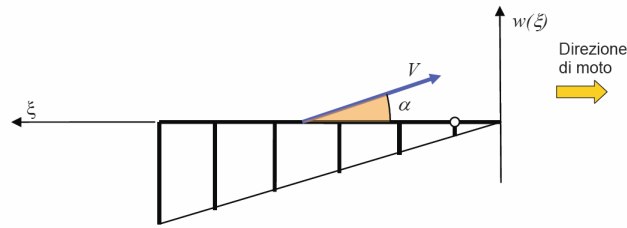


Figura 5.8.: Deformazione laterale del battistrada.

di contatto, il momento viene detto di auto-allineamento in quanto tende a fare ruotare l'impronta in modo da allinearla nella direzione del vettore velocità. In pratica il momento tende ad annullare l'angolo di deriva. Nella figura 5.11 si osserva come la distribuzione di forze produca una risultante che passa ad una distanza d rispetto al centro impronta; il momento che ne deriva, pari a $T_y d$, tende a fare ruotare l'impronta di contatto in senso antiorario, allineando la direzione longitudinale (definita dall'asse ξ) con il vettore velocità \mathbf{V} .

Il momento di auto allineamento, secondo il modello a spazzole, si calcola con la seguente formula:

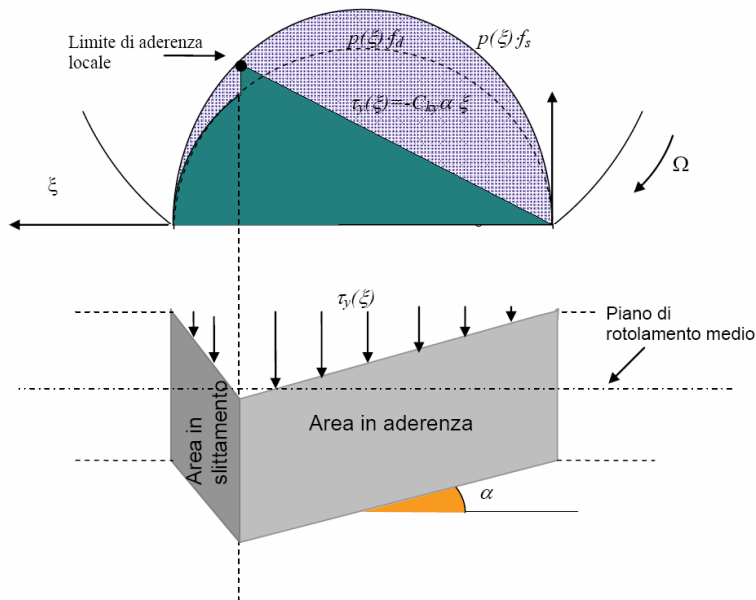


Figura 5.9.: Andamento degli sforzi e degli spostamenti laterali nell'impronta di contatto in presenza di un angolo di deriva α .

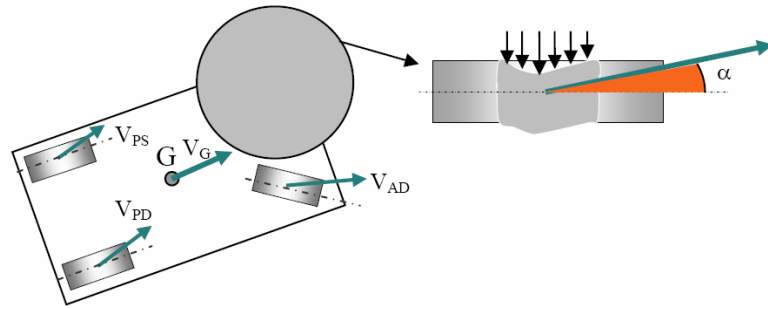


Figura 5.10.: Deformazione dell'impronta di contatto di uno pneumatico in deriva: la deformazione è in direzione opposta rispetto alla componente laterale di velocità del centro ruota.

$$M_z = \int_0^{2a} \tau_y(\xi)(b - a)d\xi \quad (5.3)$$

Forze combinate

Nella maggior parte dei casi uno pneumatico si trova a lavorare in condizione di *scorrimento combinato*, ovvero con la presenza simultanea di uno scorrimento e di un angolo di deriva. Immaginando di trascurare la differenza tra i coefficienti di attrito statico e dinamico ($f_s = f_d = f$). La forza massima che lo pneumatico può scaricare a terra, in prima approssimazione, è pari al carico normale per il coefficiente di attrito. Uno pneumatico sarà quindi in grado di scaricare a terra una forza tangenziale in una direzione generica (longitudinale, laterale o inclinata rispetto al piano di rotolamento) a patto che il suo modulo non superi il valore limite:

$$|\mathbf{T}| = \sqrt{T_x^2 + T_y^2} \leq f \cdot N \quad (5.4)$$

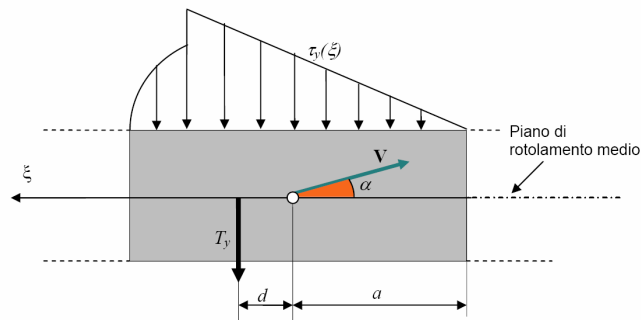


Figura 5.11.: Punto di applicazione della risultante delle azioni tangenziali.

5. Il contatto ruota - via

Si consideri la figura 5.12: sull'asse delle ascisse è rappresentata la forza longitudinale, mentre su quello delle ordinate la forza laterale; la circonferenza di raggio $f \cdot N$ rappresenta la curva limite di forza tangenziale sviluppabile. Lo pneumatico sarà quindi in grado di generare qualsiasi combinazione di forze a patto che il vettore risultante giaccia all'interno di questa circonferenza.

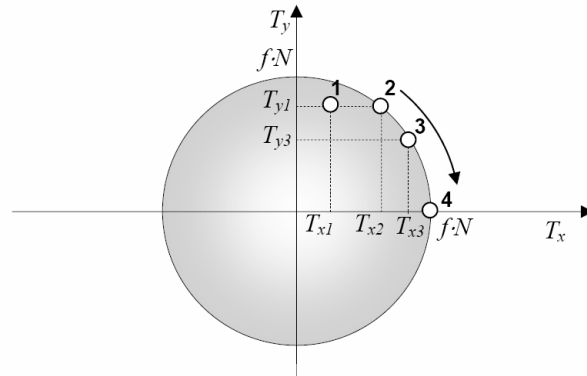


Figura 5.12.: Circonferenza limite di forza tangenziale scambiabile.

Se la forza longitudinale richiesta è pari a $f \cdot N$, come nel punto 4 in figura, il vincolo viene saturato in direzione longitudinale: tutta la forza disponibile viene sfruttata lungo l'asse di avanzamento azzerando il margine disponibile per la forza laterale. In queste condizioni lo pneumatico non può che seguire una traiettoria rettilinea.

Nella realtà la curva limite di lavoro non è esattamente una circonferenza; nella figura

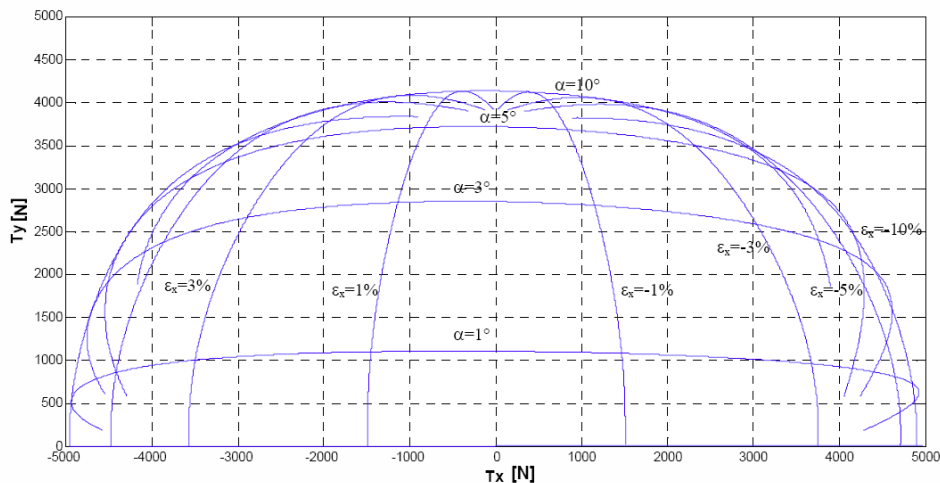


Figura 5.13.: Andamento della forza laterale in funzione della forza longitudinale per uno pneumatico commerciale con carico normale pari a 4000 N.

5.13 è rappresentato l'andamento della forza laterale in funzione di quella longitudinale per uno pneumatico commerciale.

Se viene applicata alle ruote motrici una coppia tale da portare a saturazione il vincolo in direzione longitudinale, non esiste possibilità di sviluppare forze laterali sull'asse motore; come conseguenza accelerando a fondo sui veicoli a trazione posteriore (soprattutto a marce basse) è possibile innescare un testacoda perché l'asse posteriore scivola lateralmente senza opporre di fatto resistenza.

Per la stessa ragione, quando le ruote anteriori di un veicolo risultano "bloccate" per un eccesso di coppia frenante, tutta la forza disponibile è impiegata in direzione longitudinale e risulta impossibile direzionare il veicolo agendo sullo sterzo (da cui l'importanza dei sistemi ABS che impediscono il bloccaggio delle ruote in frenata).

Angolo di camber

Esiste un ulteriore meccanismo di generazione della forza di contatto laterale che non si basa sullo sviluppo di un angolo di deriva. Si tratta della spinta di campanatura, dovuta all'omonimo angolo di campanatura o di *camber* γ , ovvero l'angolo compreso tra il piano di rotolamento e la normale alla superficie di contatto (figura 5.14).

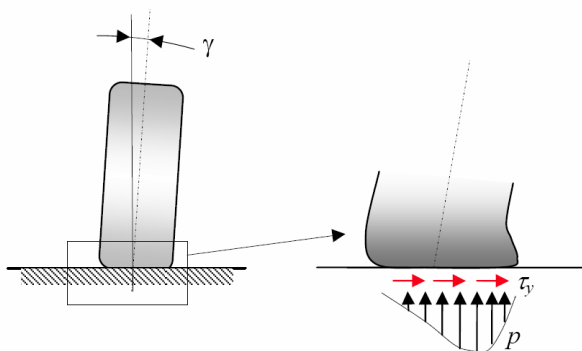


Figura 5.14.: Angolo di camber e distribuzione di forze normali e tangenziali associate. L'angolo di camber è per convenzione positivo se il piano della ruota interseca quello di mezzzeria del veicolo sotto il livello del terreno.

In presenza di un angolo di camber, la distribuzione di forze normali diviene asimmetrica in direzione trasversale; in particolare le azioni normali si scaricano prevalentemente sul fianco maggiormente compresso. In questo modo si ottiene in genere un incremento della rigidità radiale dello pneumatico (il fianco è più rigido della parte centrale). All'interfaccia pneumatico-strada nasce anche una distribuzione di forze tangenziali che si oppone allo scivolamento del battistrada in direzione laterale; la risultante delle forze tangenziali è diretta verso la spalla maggiormente compressa.

In alcune tipologie di veicolo come i motocicli, la forza laterale che deve essere sviluppata per mantenere il veicolo su una traiettoria curvilinea viene generata prevalentemente

5. Il contatto ruota - via

attraverso l'angolo di camber. Inclinare un motoveicolo in curva comporta infatti la nascita di angoli di camber sugli pneumatici e, come conseguenza, la produzione di forze di contatto dirette verso l'interno della curva. Gli pneumatici per motoveicoli sono disegnati in modo da lavorare con angoli di camber molto elevati (anche attorno a 45°), mentre gli pneumatici per autovettura in genere possono lavorare con angoli di campanatura compresi tra $\pm 3^\circ$.

5.3. Modelli non fisici di pneumatico

I modelli fisici come il Brush Model sono uno strumento fondamentale per la progettazione di uno pneumatico in quanto permettono di prevedere come cambierà la risposta dello stesso in funzione dei parametri dai quali è caratterizzato e consentono di migliorare la comprensione fisica di come la variazione di alcuni parametri si rifletterà sulle prestazioni complessive.

Un modello fisico presenta comunque alcuni limiti: al crescere della complessità cresce il numero di prove richieste per fornire al modello i dati in ingresso necessari per il suo funzionamento. Ad esempio, le proprietà della mescola battistrada cambiano con temperatura, umidità, frequenza del forzamento, ampiezza della deformazione; ne segue che la caratterizzazione della mescola può richiedere un dispendio di tempo e risorse non indifferente. Inoltre, quanto più un modello è complesso, tanto più complessa è l'interazione tra i vari parametri del sistema e quindi lo stesso risultato finale può essere generato da differenti combinazioni di parametri. Questo significa che può risultare difficile attribuire un risultato a una causa univoca. Accanto a questo si deve considerare il costo computazionale, che per modelli complessi (modelli ad elementi finiti in rotolamento) diventa estremamente oneroso.

Esistono applicazioni nelle quali non si è interessati alla comprensione dei fenomeni fisici che avvengono all'interno del battistrada e/o della struttura dello pneumatico. In certi casi lo pneumatico è visto semplicemente come una "scatola nera" alla quale vengono applicati alcuni ingressi (carico normale, scorrimento, deriva e campanatura) e si ottengono delle uscite (forze di contatto e momenti di autoallineamento).

Questi modelli, detti non fisici, sono di solito impiegati nella valutazione dell'impatto di un certo pneumatico sulla dinamica di un veicolo, ambito nel quale la priorità è conoscere quali forze fornirà uno pneumatico in funzione delle condizioni di lavoro cui è sottoposto. I modelli non fisici non sono altro che un'interpolazione più o meno complessa dei dati sperimentali.

5.3.1. Magic Formulae

Le *Magic Formulae* attribuite a Pacejka rappresentano il modello non fisico di pneumatico più diffuso in ambito di dinamica del veicolo; la quasi totalità dei software per lo

studio della dinamica dei veicoli stradali implementa questo modello. La formulazione più complessa caratterizza uno pneumatico attraverso circa 150 coefficienti, con i quali è possibile descrivere i seguenti legami:

$$\begin{cases} T_x = T_x(\varepsilon_x, \alpha, \gamma, N) \\ T_y = T_y(\varepsilon_x, \alpha, \gamma, N) \\ M_z = M_z(\varepsilon_x, \alpha, \gamma, N) \end{cases} \quad (5.5)$$

Dove:

- T_x, T_y : forze di contatto longitudinali e laterali tangenti al contatto ruota-via.
- M_z : momento di autoallineamento della ruota.
- N : carico normale.
- ε_x : pseudoslittamento longitudinale.
- α : angolo di deriva.
- γ : angolo di camber.

Se si considera una formulazione semplificata, relativa al solo caso di scorrimento longitudinale, si ha che:

$$T_x = -D_x \cdot \sin(C_x \cdot \arctan(B_x \varepsilon_x - E_x \cdot \arctan(B_x \varepsilon_x))) \quad (5.6)$$

Questa relazione permette di legare la forza tangenziale al valore di scorrimento cui è soggetto lo pneumatico. In realtà anche i parametri B_x, C_x, D_x, E_x dipendono dal carico normale applicato.

Per la forza laterale ed il momento di autoallineamento valgono le seguenti formule:

$$T_y = -D_y \cdot \sin(C_x \cdot \arctan(B_x \alpha - E_y B_y \alpha + E_y \cdot \arctan(B_y \alpha))) \quad (5.7)$$

$$M_z = t(\alpha) \cdot T_y + M_{zr} \quad (5.8)$$

Con:

$$t(\alpha) = D_t \cdot \cos(C_t \cdot \arctan(B_t \alpha - E_t(B_t \alpha + E_y \cdot \arctan(B_t \alpha)))) \cdot \cos(\alpha)$$

$$M_{zr} = D_r \cdot \cos(\arctan(B_r \alpha)) \cdot \cos(\alpha)$$

5.4. Lo sterzo a veicolo fermo

Il Brush Model e gli altri modelli esaminati finora si riferiscono tutti alla situazione di veicolo in corsa. In fase di progetto di un sistema Steer-by-Wire, però, non è possibile trascurare che le coppie che l'attuatore dovrà erogare saranno maggiori mentre vengono eseguite manovre di sterzo a veicolo fermo. La condizione di sterzata "a secco" (*dry steering*), ossia quando le ruote ruotano a velocità nulla, è quella per cui la coppia di sterzo richiesta è massima (si pensi, ad esempio, alle manovre di parcheggio di un'automobile sprovvista di servosterzo). Ciò è tanto più vero se si considera che il veicolo in questione dovrà essere in grado di sterzare in condizioni ambientali ostili, con fondo irregolare e sconnesso.

Per valutare il momento di picco necessario a sterzare una ruota non in rotazione, è stata proposta questa formula empirica (Freudenstein in [28]):

$$|M_{z,max}| \approx \frac{3}{8} \cdot f \cdot F_z \left(w + \frac{2}{3}l \right) \quad (5.9)$$

Dove w ed l sono le dimensioni dell'impronta di contatto, supposta rettangolare.

Nel tentativo di introdurre una trattazione più vicina alla fisica del sistema, una prima considerazione che è possibile fare è questa: nella sterzata a secco, considerando piccoli angoli di sterzo, l'area di contatto tra le ruote e la superficie stradale cambia solo leggermente. Siccome la torsione della gomma dello pneumatico agisce come una molla, possiamo affermare che in prima approssimazione l'angolo di sterzo e la coppia di reazione siano legati da una relazione proporzionale a guadagno costante [24].

Differente è l'approccio al problema discusso da Schmitt [32]. Egli scompone la coppia statica di sterzo di ciascuna ruota in tre componenti:

1. La coppia necessaria a far strisciare la ruota lungo la superficie stradale. L'impronta della ruota è idealizzata come un rettangolo di dimensioni (w, l) ; il coefficiente di attrito f tra ruota e terreno è considerato costante, e la distribuzione della pressione sull'impronta si assume uniforme. Per rendere il calcolo più agevole, il rettangolo è diviso in numerosi elementi più piccoli, ciascuno in rotazione attorno alla proiezione al suolo dell'asse del perno di sterzaggio (fusello, figura 5.16). La coppia necessaria a ruotare l'intera impronta sarà data dalla somma delle coppie necessarie a ruotare ciascun elemento. Ciascuna di queste assume l'espressione

$$T_{elemento} = f \cdot P d(w \cdot l) \quad (5.10)$$

Dove P è la pressione di contatto e d^2 la distanza dal centro di rotazione.

2. La coppia necessaria a vincere l'attrito lungo il cinematismo di sterzo. Si impiega un valore costante ricavato sperimentalmente sterzando il veicolo su una superficie a basso attrito.

²Il valore della distanza d varia per ogni differente angolo di sterzo.

3. La coppia generata dai momenti dovuti alle forze verticali agenti sul mozzo.
 La distribuzione della pressione sull'impronta della ruota si può idealizzare come una forza verticale agente al centro dell'area di contatto. La distanza tra le proiezioni del centro della ruota e della proiezione al suolo del fusello è il braccio con cui viene calcolato questo contributo.

In particolare, la coppia dovuta a (1) e (3) varia con l'angolo di sterzo, mentre quella dovuta agli attriti (3) rimane costante.

In figura 5.16 si illustra la geometria del problema. Sterzando la ruota, ciascun punto della sua impronta subirà una rotazione sul piano pari a ψ radianti. Per come è stato scelto il sistema di riferimento, la situazione è del tutto analoga a quella mostrata in figura 5.17. Dalle relazioni trigonometriche si ha:

$$\begin{cases} x = \rho \cos \beta \\ y = \rho \sin \beta \end{cases} \quad (5.11)$$

$$\begin{cases} x' = \rho \cos(\alpha + \beta) \\ y' = \rho \sin(\alpha + \beta) \end{cases} \quad (5.12)$$

Dove ρ è il modulo dei vettori \vec{OP} e \vec{OP}' . Applicando le formule di addizione

$$\begin{cases} x' = \rho \cos(\alpha + \beta) = \rho \cos \alpha \cos \beta - \rho \sin \alpha \sin \beta = x \cos \alpha - y \sin \alpha \\ y' = \rho \sin(\alpha + \beta) = \rho \sin \alpha \cos \beta + \rho \cos \alpha \sin \beta = x \sin \alpha + y \cos \alpha \end{cases} \quad (5.13)$$

La trasformazione nel piano è descritta in forma matriciale come:

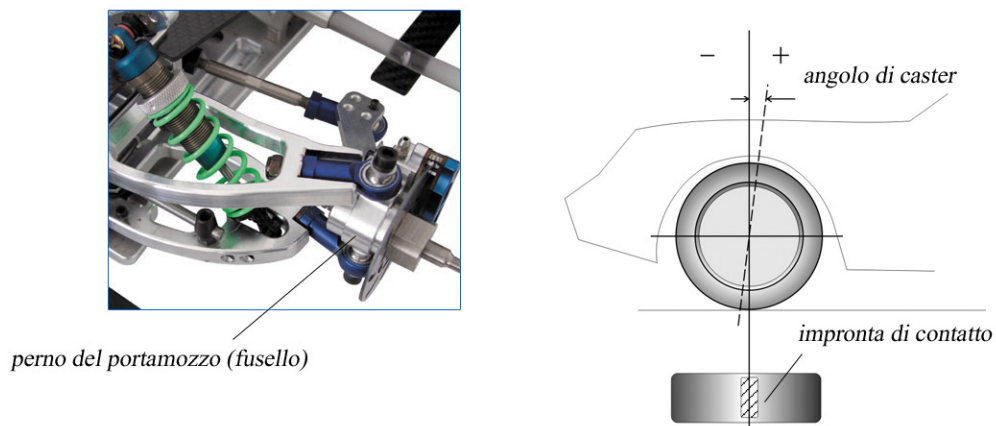


Figura 5.15.: L'angolo di incidenza, o angolo di *caster*, è quello che si viene a formare tra l'asse del perno di sterzaggio (fusello) e la verticale al suolo. L'angolo di *caster* è positivo se l'asse del fusello incontra il terreno davanti al punto di appoggio della ruota con l'asfalto.

5. Il contatto ruota - via

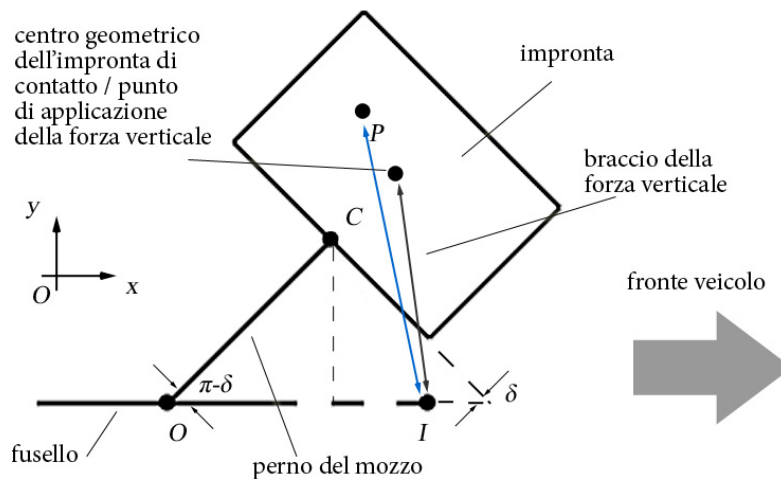


Figura 5.16.: Vista dall'alto dell'impronta di contatto della ruota anteriore sinistra ruotata verso destra.

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

Si può allora esprimere la distanza del generico punto $P(x_p, y_x)$ dell'impronta della ruota dalla proiezione del fusello al suolo come il modulo del vettore che unisce le proiezioni sul piano dei punti P e I . Tale distanza, si è detto, sarà il braccio dei momenti dovuti alla forza resistente degli elementi infinitesimi che costituiscono l'impronta. Integrando numericamente tali contributi, espressi dalla 5.10, e sostituendo ψ a α nelle relazioni precedenti, si ottiene il momento complessivo:

$$M_z = fP \iint^A \sqrt{(x \cos \psi - y \sin \psi - x_p)^2 + (x \sin \psi + y \cos \psi)^2} dx dy \quad (5.15)$$

Dove $x_p = r \tan v$ (v è l'angolo di caster).

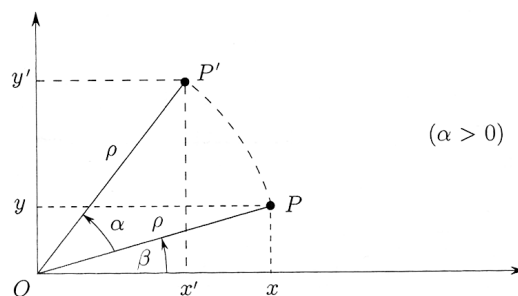


Figura 5.17.: Rotazione lineare nel piano.

Esistono d'altro canto modelli ben più complessi, come quello proposto da Van Der Jagt. Egli, basandosi sul modello SWIFT³, ha ricavato un insieme di relazioni che consentono di predire con buona precisione il comportamento di uno pneumatico non in rotazione in funzione dell'angolo di sterzo ψ . I risultati di questo modello e di quello di Schmitt presentati in letteratura sono mostrati in figura 5.18.

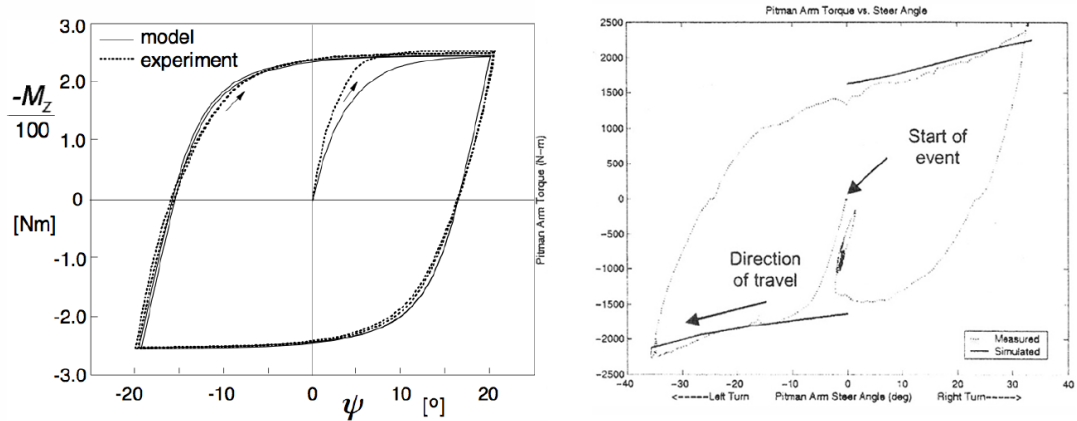


Figura 5.18.: Variazione del momento resistente in funzione dell'angolo di sterzo per uno pneumatico non rotante compresso contro una superficie piana con un carico $F_z = 4800$ N, secondo il modello di Van Der Jagt.

Sulla destra, confronto tra simulazione e misure in riferimento al modello di Schmitt, per uno pneumatico con un carico di 21.100 N.

Il modello di Van Der Jagt fa uso di parecchi parametri riferiti alla specifica tipologia di pneumatico in esame. Molti di questi parametri sono disponibili unicamente per copertoni da strada destinati ad autovetture o camion; altri sono ignoti, e per determinarli è necessario disporre di una complessa strumentazione di laboratorio [8].

Inoltre, trattando di veicoli fuori strada andrebbe considerato che in diversi ambienti operativi le ruote tendono ad affondare nel terreno. Sono state sviluppate trattazioni matematiche che descrivono questo comportamento (si può ad esempio consultare [20]), tuttavia si tratta di tematiche al di là degli scopi del presente lavoro.

Per questi motivi si è scelto di adottare come riferimenti la formula di Freudenstein e la trattazione di Schmitt, riservandosi di confrontarne poi i risultati con i dati sperimentali.

³Short Wavelength Intermediate Frequency Tyre Model, sviluppato alla Delft University of Technology da TNO Automotive e da un consorzio di produttori.

6. Il modello multibody di un ATV

Sul mercato è presente un gran numero di strumenti per la modellizzazione e simulazione dei sistemi dinamici. La maggior parte sono proprietari e sono stati sviluppati specificatamente per alcuni ambienti di simulazione.

Esistono strumenti di carattere generale, basati sull'utilizzo di blocchi ingresso/uscita (ad esempio Simulink), ma anche applicativi per domini specifici, come l'elettronica (SPICE), sistemi meccanici (ADAMS) e processi chimici. La maggior parte di questi software sono stati ideati in riferimento a un unico campo, e non permettono di descrivere in modo soddisfacente fenomeni fisici appartenenti a domini diversi da quello originario. In un ambito come quello in esame, ciò costituisce un fattore limitante, dato che i sistemi ingegneristici integrano componenti provenienti da domini differenti. Se si considera la prototipazione dei sistemi di controllo, molte tecniche di progetto adottano l'approccio mecatronico: progetto integrato di meccanica, elettronica e controllo. Da queste considerazioni si evidenzia la necessità di un tool multi-dominio [14].

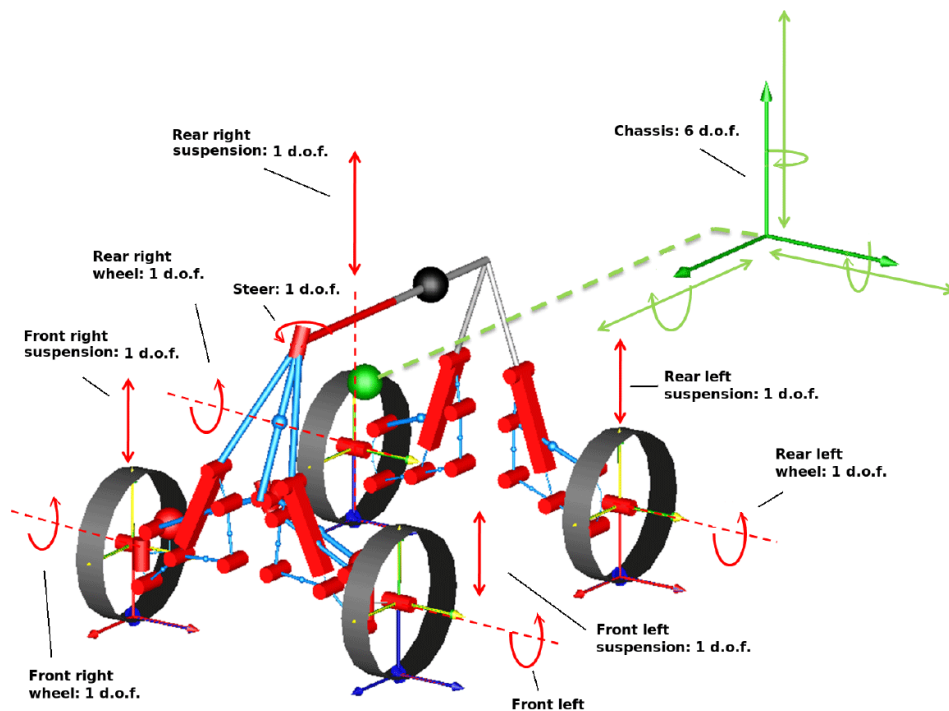


Figura 6.1.: Gradi di libertà del modello.

6. Il modello multibody di un ATV

Negli ultimi decenni sono state sviluppate tecniche per la modellazione fisica di carattere generale, basate su un approccio a-causale, combinato con l'impiego di tecniche orientate agli oggetti, in modo da facilitare lo sviluppo di modelli modulari, organizzati in modo gerarchico e i cui blocchi siano riutilizzabili.

In questo quadro, *Modelica* e *Dymola*¹ sono emersi rispettivamente come linguaggio standard per la modellistica a-causale orientata agli oggetti e come ambiente di simulazione completo ed efficiente.

In letteratura sono presenti diversi modelli di ATV, per esempio [7], [6], [16] e [7].

Per effettuare le simulazioni che hanno consentito di dimensionare l'attuatore di sterzo si è utilizzato un modello multibody di ATV precedentemente sviluppato da [15], progettato proprio in ambiente Dymola.

I vari componenti meccanici del veicolo sono stati modellati con particolare precisione, a partire dai sottosistemi più critici quali lo sterzo, le sospensioni e l'interazione tra pneumatici e terreno.

Il modello è caratterizzato da 15 gradi di libertà, come mostrato in figura 6.1: i 6 g.d.l. propri di un corpo rigido per lo chassis, 1 g.d.l. rotazionale per lo sterzo, 4 g.d.l.

¹Dymola, *Dynamic Modelling Laboratory*, è un applicativo di *Dassault Systèmes* basato sul linguaggio Modelica per la modellazione e simulazione di sistemi integrati nei settori automobilistico, aerospaziale, robotico.

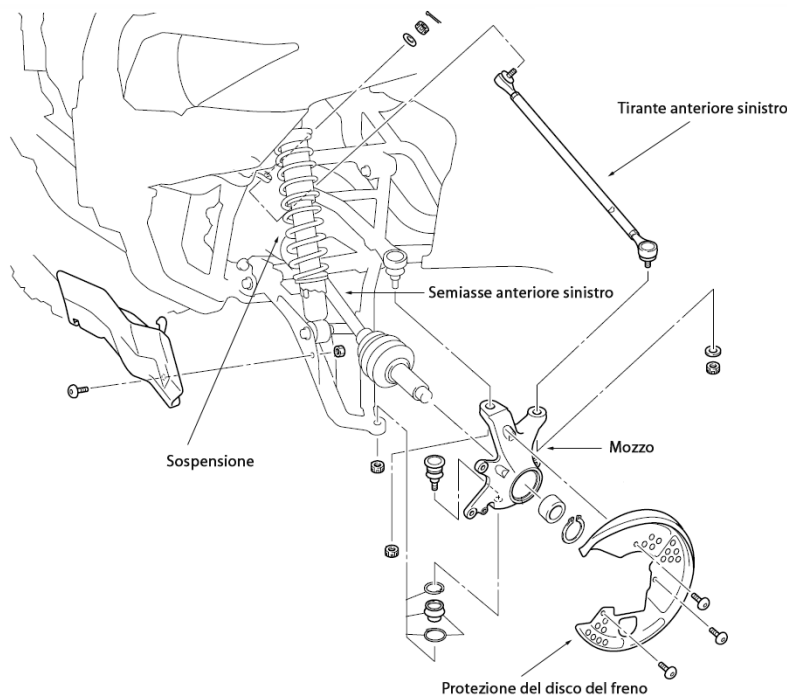


Figura 6.2.: Organo di sterzo dell'ATV. Adattato da [37].

rotazionali i mozzi anteriori e posteriori, 4 g.d.l. traslazionali per le sospensioni. Le variabili esterne di ingresso sono la coppia applicata allo sterzo, la coppia applicata al differenziale centrale, la variabile che seleziona la modalità di trazione (2WD/4WD) e le forze applicate ai freni.

6.1. Lo sterzo

Il meccanismo di sterzo dello Yamaha Grizzly è rappresentato in figura 6.2. Il modello Dymola è riportato in figura 6.3. La coppia di sterzo viene applicata al giunto di rotazione posto sul piantone. Il massimo angolo di sterzo δ di ciascuna ruota è di 55° . Dunque, il sistema molla-smorzatore sulla destra impone un limite all'angolo di sterzo di 110° (circa 1.92 radianti), oltre a modellizzare l'elasticità torsionale del sistema [13]. I due elementi `fixedTranslation` trasmettono la rotazione del piantone ai tiranti. I `bodyShape` all'estremità dei tiranti determinano le distanze tra la connessione tirante-mozzo e il centro del mozzo. Infine, i giunti di rotazione in alto ai lati delle sospensioni rappresentano il vincolo di rotazione del mozzo.

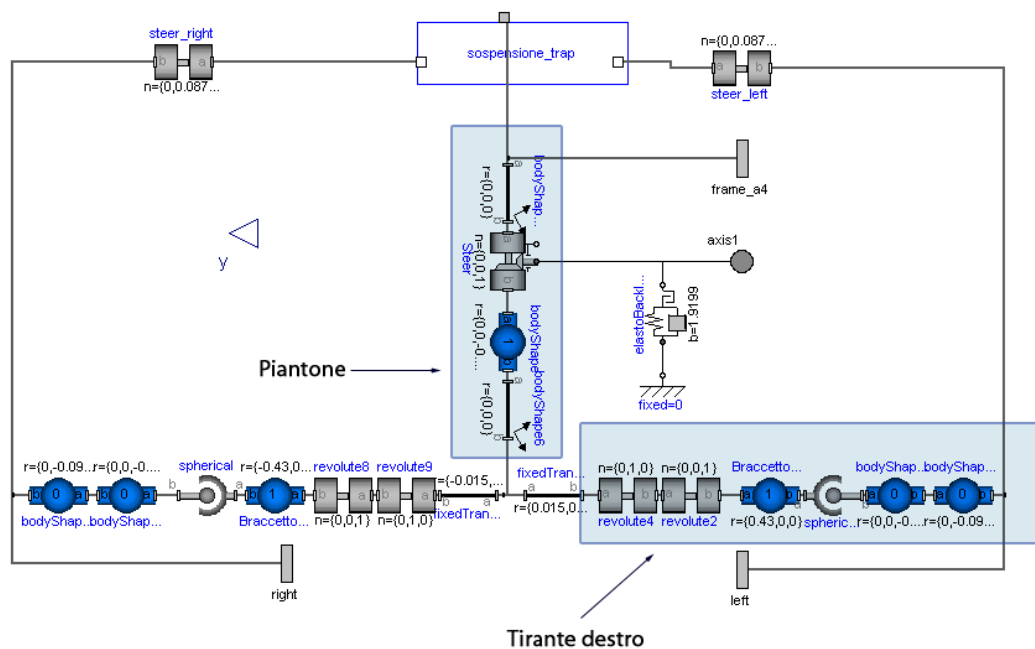


Figura 6.3.: Schema del modello del cinematismo di sterzo.

6. Il modello multibody di un ATV

6.2. Le sospensioni

La struttura e il modello delle sospensioni sono mostrate in figura 6.4. Tale modello realizza l'interazione tra il telaio e le ruote. Si riconoscono 11 giunti, 6 rotazionali (R1-R6), 4 sferici (S1-S4) e 1 traslazionale (la sospensione). Si identificano quattro anelli chiusi, due relativi alle sospensioni (R1, R4, R3) e ai tiranti (R2, S1, S2, R3), e due relativi allo sterzo (R2, S1, S3, S4, R6 e R3, S2, S3, S4, R6). Vi sono in totale 18 g.d.l., che diventano solamente 3 g.d.l. per la struttura ad anello chiuso. Il blocco `left_suspension_loop` è connesso con il manubrio (R6) e con il giunto rotazionale `S1_z`, che rappresenta il grado di libertà rotatorio di S1 sull'asse verticale.

Le sospensioni posteriori sono molto simili alle anteriori; l'assenza dello sterzo fa sì che vi siano solo due anelli meccanici.

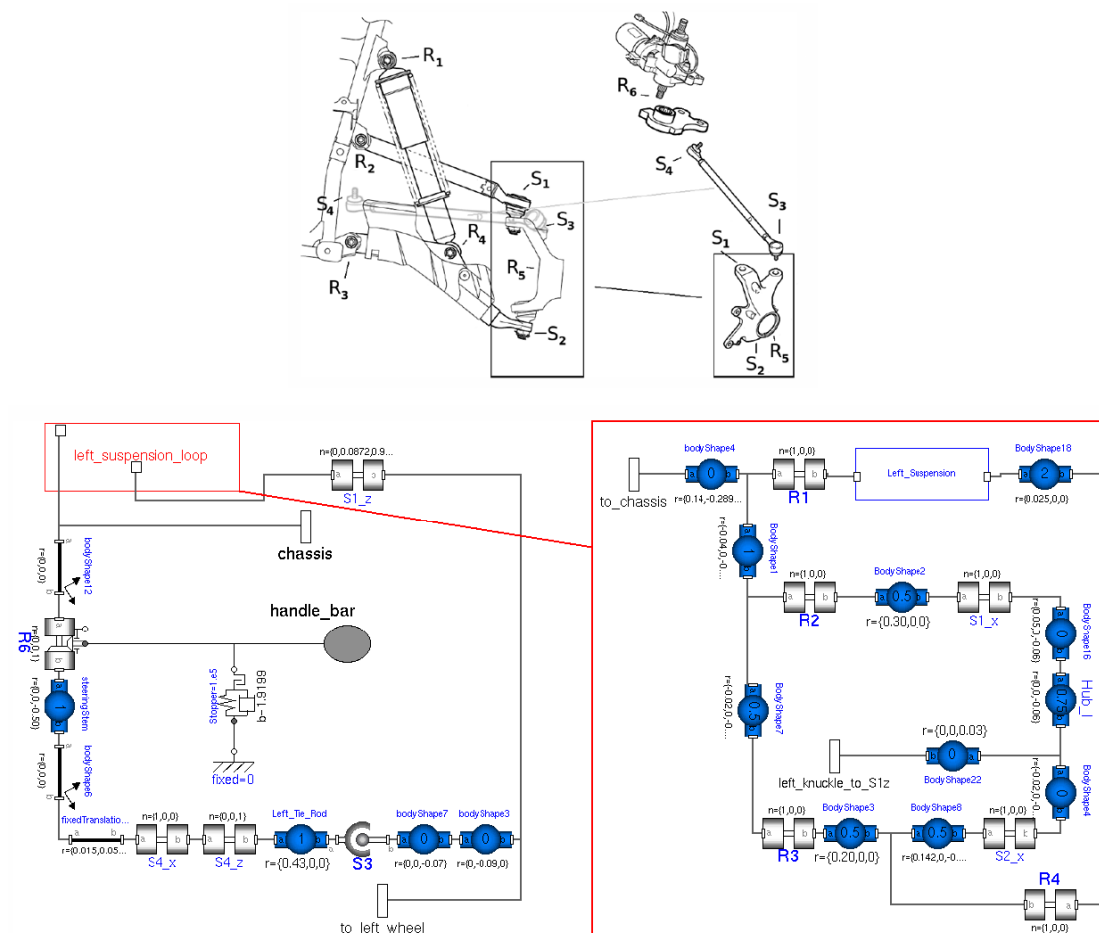


Figura 6.4.: Schema e modello delle sospensioni.

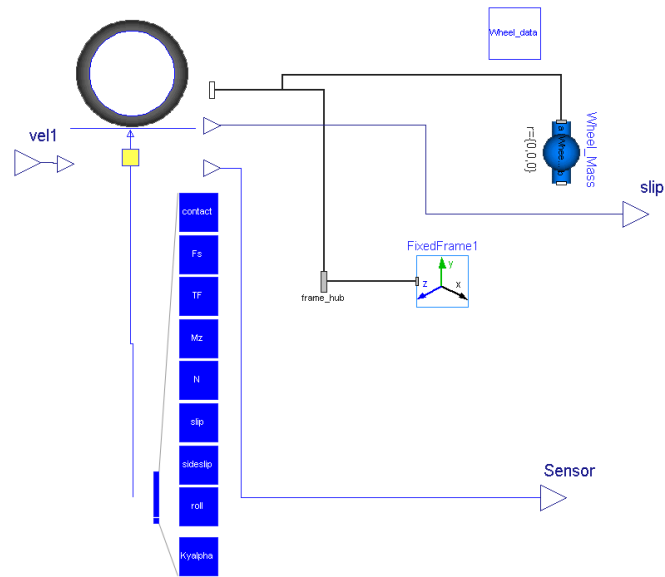


Figura 6.5.: Modello Dymola della ruota.

6.3. L'interazione ruota-strada

Per la simulazione dinamica dei veicoli terrestri, il modulo delle ruote è di particolare importanza [6]: tutti gli altri elementi del modello, infatti, saranno influenzati proprio dalle forze e dai momenti di contatto tra ruota e strada [31].

Nel modello Dymola la strada è definita come una superficie di equazione $f(x, y, z)$, ed è prevista la possibilità di simulare pendenze e avvallamenti. Il blocco “ruote” si presenta come in figura 6.5. Come anticipato, l'interazione pneumatico-strada è descritta dal modello di Pacejka ed è definita dal blocco blu di interfaccia in basso a sinistra. I parametri delle *Magic Formulae*, di non facile reperibilità per il mezzo in esame, sono tarati per uno pneumatico da motocicletta [33].

7. Modello del motore DC

I motori in corrente continua sono largamente impiegati in azionamenti a velocità variabile e in sistemi a controllo di posizione dove sono richieste una buona risposta dinamica e buone prestazioni a regime [30].

La struttura di un motore DC a magneti permanenti è mostrata in figura 7.1. Lo statore è composto da due o più magneti fissi, mentre il rotore è realizzato da avvolgimenti connessi a un commutatore meccanico.

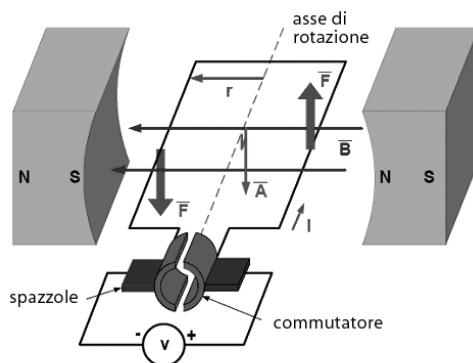


Figura 7.1.: Struttura di un motore DC (adattato da [34]).

Le spazzole (*brushes*) consentono di applicare una tensione continua agli avvolgimenti di rotore. Le polarità opposte di magneti e avvolgimenti energizzati fanno sì che il rotore ruoti fino a che i campi magnetici di rotore e di statore non sono allineati. Nel frattempo le spazzole scorrono sui contatti, per cui non appena il rotore raggiunge l'allineamento viene energizzato l'avvolgimento successivo.

Con N avvolgimenti per spira, e in riferimento alla figura 7.1, le relazioni che governano il funzionamento del motore sono:

$$T = 2N \cdot B \cdot rl \cdot I = K_T \cdot I \quad (7.1)$$

e

$$e = 2N \cdot B \cdot rl \cdot \omega = K_E \cdot \omega \quad (7.2)$$

dove ω è la velocità angolare, T la coppia erogata dal motore, e è la forza contro-elettromotrice (bemf), B è il campo magnetico costante generato dai magneti permanenti e K_T e K_E prendono il nome rispettivamente di costante di coppia $\left[\frac{N \cdot m}{A}\right]$ e costante di

7. Modello del motore DC

velocità $\left[\frac{V}{\text{rad/s}} \right]$.

La potenza meccanica ed elettrica erogate dal motore sono:

$$P_{meccanica} = T \cdot \omega = K_T \cdot I \cdot \omega \quad (7.3)$$

$$P_{elettrica} = e \cdot I = K_E \cdot I \cdot \omega \quad (7.4)$$

Ne segue che $K_T = K_E$.

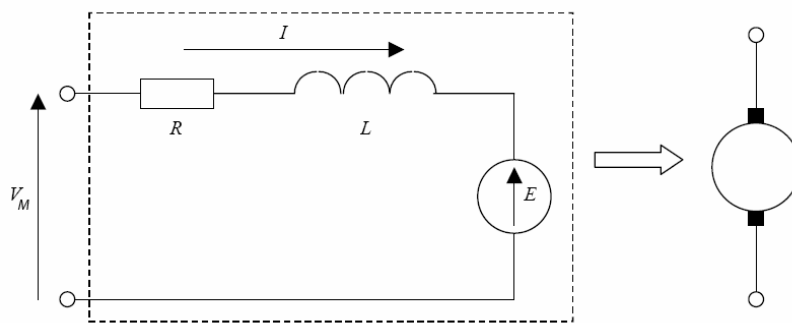


Figura 7.2.: Circuito equivalente di un motore DC (a sinistra) e simbolo circuitale (a destra).

Il motore DC è modellizzabile come in figura 7.2. Il circuito equivalente consiste nella connessione in serie della resistenza R e dell'induttanza L degli avvolgimenti, e del generatore di forza contro-elettromotrice V . Ai morsetti del motore è applicata una tensione V_M .

In un motore in corrente continua la coppia massima si raggiunge allo spunto iniziale, con $\omega = 0$, ossia quando il motore è fermo:

$$T_{max} = \frac{K_T V}{R}$$

Al contrario, la massima velocità angolare si ottiene quando $T = 0$ e si definisce *velocità angolare di base*:

$$\omega_{max} = \frac{V}{K_E}$$

Equazioni caratteristiche

La risposta statica e dinamica del motore è data dalle seguenti equazioni:

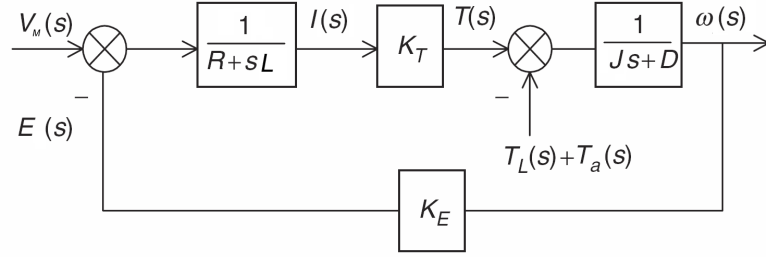


Figura 7.3.: Diagramma a blocchi della caratteristica di un motore DC.

$$\begin{array}{ll}
 \text{dinamica} & \text{statica} \\
 v = Ri + L \frac{di}{dt} + e & V = RI + E \\
 T = J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L + T_a & T = J\omega + T_L + T_a
 \end{array}$$

dove J , D , T_L e T_a sono rispettivamente il momento d'inerzia del motore, il fattore di smorzamento, la coppia di carico e la coppia dovuta agli attriti.

Nel dominio delle trasformate,

$$\begin{cases}
 V(s) = R \cdot I(s) + sL \cdot I(s) + K_E \cdot \omega(s) \\
 T(s) = sJ \cdot \omega(s) + D\omega(s) + T_L + T_a
 \end{cases} \quad (7.5)$$

Ricordando che $T(s) = K_T \cdot I(s)$ e risolvendo per $\omega(s)$ otteniamo

$$\omega(s) = \left[\frac{V(s) - \omega(s) \cdot K_E}{sL + R} \cdot K_T - (T_a + T_L) \right] \cdot \frac{1}{(sJ + D)} \quad (7.6)$$

Possiamo quindi ricavare lo schema a blocchi, mostrato in figura 7.3, e la funzione di trasferimento velocità/tensione del motore:

$$G_{\omega/V}(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_T}{(sL + R)(sJ + D) + K_E K_T} \quad (7.7)$$

I cui poli sono

$$p_{1,2} = \frac{-RJ \pm \sqrt{(RJ)^2 - 4LJK_E K_T}}{2LJ}$$

Il guadagno statico evidenzia come la relazione ω/V sia legata alla bemf, ma risenta anche degli elementi dissipativi D e R :

$$G_{\omega/V}(0) = \frac{1}{RD/K_T + K_E}$$

Se, come accade il più delle volte, $L \ll \frac{LR^2}{4K_T K_E}$, i due poli sono reali e ben distinti:

$$\begin{cases}
 p_1 = p_e \simeq -R/L \\
 p_2 = p_m \simeq -\frac{K_T K_E}{RJ}
 \end{cases} \quad (7.8)$$

7. Modello del motore DC

Da cui una costante di tempo elettrica, $\tau_e = L/R$, e una costante di tempo meccanica $\tau_m = RJ/K_E K_T$. In generale, $\tau_e \ll \tau_m$ (cioè $p_e \gg p_m$), come si può osservare nel luogo delle radici di figura 7.4, per cui si può scrivere:

$$G_{\omega/V}(s) \simeq \frac{1}{K_E(1 + s\tau_m)} \quad (7.9)$$

Generalità sul controllo in corrente

La funzione di trasferimento corrente/tensione del motore DC è la seguente:

$$G_{i/v}(s) = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{(sJ + D)}{(sL + R)(sJ + D) + K_E K_T} \quad (7.10)$$

e il guadagno stazionario è

$$G_{i/v}(0) = \frac{D}{DR + K_E K_T}$$

che risulta tanto più diverso da $1/R$ tanto più il valore di K è elevato. Se non vi è smorzamento, $D = 0$ e la funzione di trasferimento ha uno zero nell'origine. In generale, la dinamica meccanica in questo trasferimento diventa uno zero (lento) per il sistema.

Efficienza

Da ultimo, consideriamo il tema dell'efficienza η del motore. In generale, essa è definita come:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \simeq \frac{eI}{VI} \quad (7.11)$$

Nel processo di erogazione di potenza al carico si verificheranno chiaramente delle perdite, che possiamo classificare in:

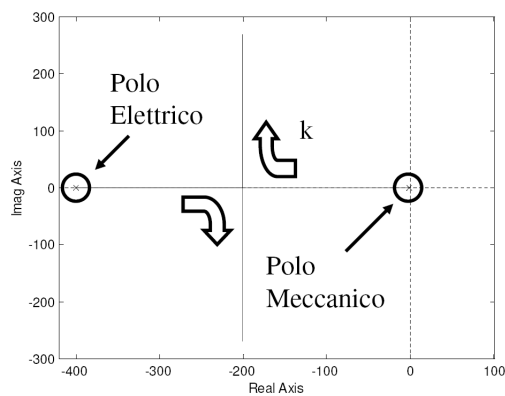


Figura 7.4.: Poli elettrico e meccanico del motore al variare di $k = K_E = K_T$.

- perdite dovute alla resistenza non nulla dell'avvolgimento, dette *perdite sensibili alla coppia di carico*, proporzionali al prodotto della resistenza serie del motore con il quadrato della corrente che in esso vi circola;
- perdite per isteresi del nucleo magnetico e correnti parassite;
- perdite dovute all'attrito viscoso del rotore con il fluido (aria) che lo circonda (generalmente trascurabili);
- perdite dovute all'attrito delle spazzole striscianti.

Condensando gli ultimi due punti in un termine che renda conto delle perdite meccaniche, $P_{loss,mecc}$, possiamo scrivere:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{VI - RI^2 - P_{loss,mecc}}{V \cdot I} = 1 - \frac{RT}{K_T V} - \frac{P_{loss,mecc}}{VI} \quad (7.12)$$

Nel secondo termine si riconoscono le perdite sensibili al carico.

In figura 7.5, infine, le curve che caratterizzano il funzionamento di un motore in corrente continua.

7. Modello del motore DC

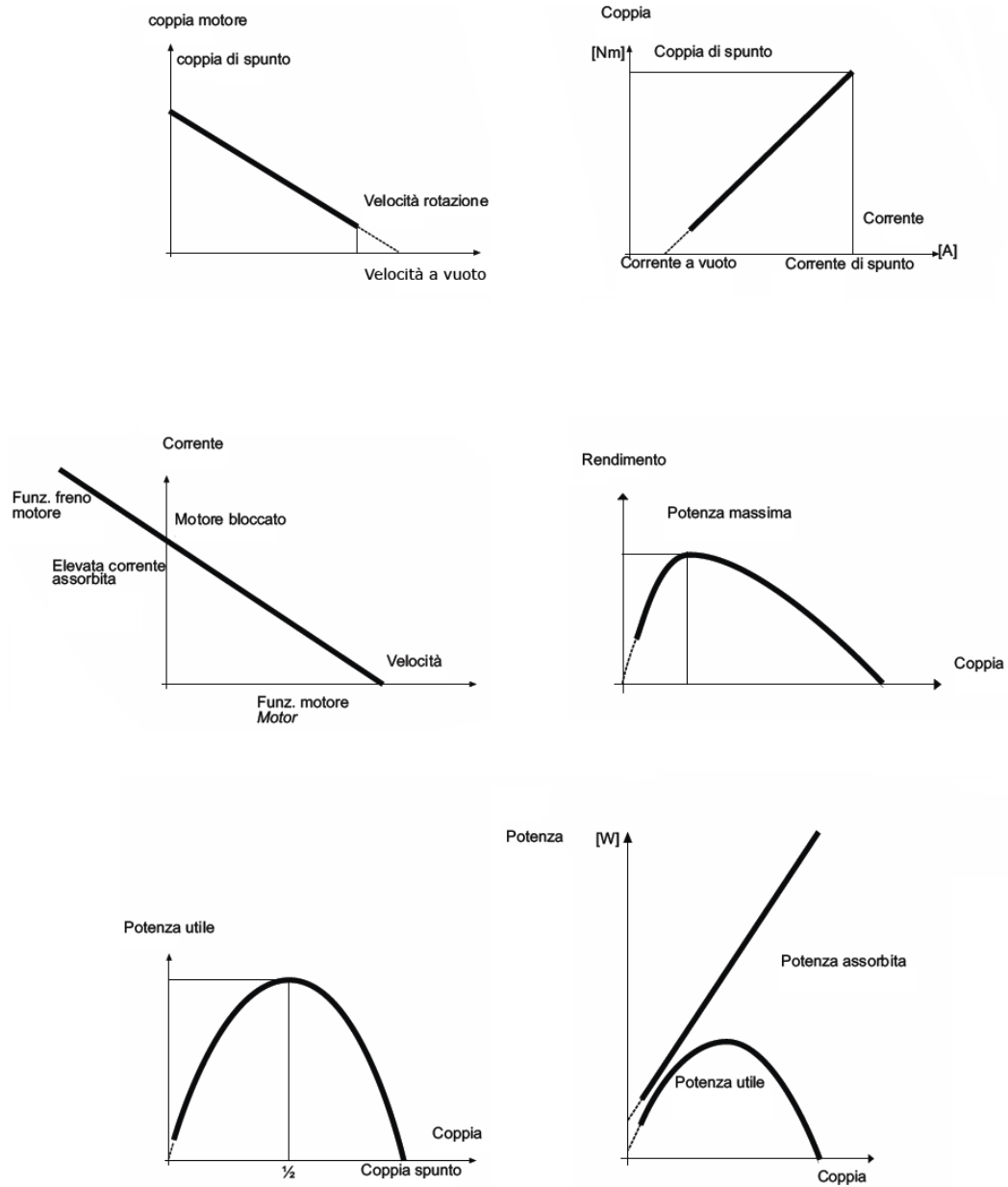


Figura 7.5.: Curve caratteristiche di un motore DC.

Parte III.

Veicolo e sottosistemi

8. Il veicolo

Le specifiche richiedono l'impiego di un veicolo dotato di buona manovrabilità, agile, adatto a spostarsi su terreni accidentati, che offra la possibilità di installare facilmente dispositivi aggiuntivi. Nelle fasi preliminari del progetto la scelta è quindi ricaduta su un All Terrain Vehicle, lo Yamaha Grizzly 700 (figura 8.1).

L'ATV dispone di motore benzina monocilindrico a quattro tempi da 686 cm³ ad iniezione elettronica, che può erogare una potenza di 46 CV (33.8 kW). La trasmissione avviene mediante frizione centrifuga automatica e riduttore finale a due velocità. È possibile scegliere se guidare il veicolo con sola trazione posteriore o se inserire la trazione integrale (4WD).

Le dimensioni del veicolo sono di 2.06 m (lunghezza), 1.18 m (larghezza) e 1.24 m (altezza), con distanza da terra di 0.275 m. Il peso complessivo senza pilota è di 294 kg.

L'impianto frenante è idraulico con doppi freni a disco anteriore e posteriore. Gli pneumatici sono di tipo tubeless: l'allestimento prevede i modelli Dunlop/KT421, in standard AT25 x 8-12 (anteriore) e Dunlop/KT425, in standard AT25 x 10-12 (posteriore).

L'impianto elettrico è dotato di una batteria da 12V e 18Ah, caricata da un alternatore da 35 A e 5000 rpm. Per alimentare la strumentazione aggiuntiva di bordo, il prototipo è dotato di due batterie ausiliarie al piombo da 12 V e 38 Ah.

Di serie è installato un sistema di servosterzo (EPS), costituito da un motore DC, un motoriduttore con rapporto di trasmissione di 34:1, un sensore di coppia montato



Figura 8.1.: Yamaha Grizzly 700.

8. Il veicolo

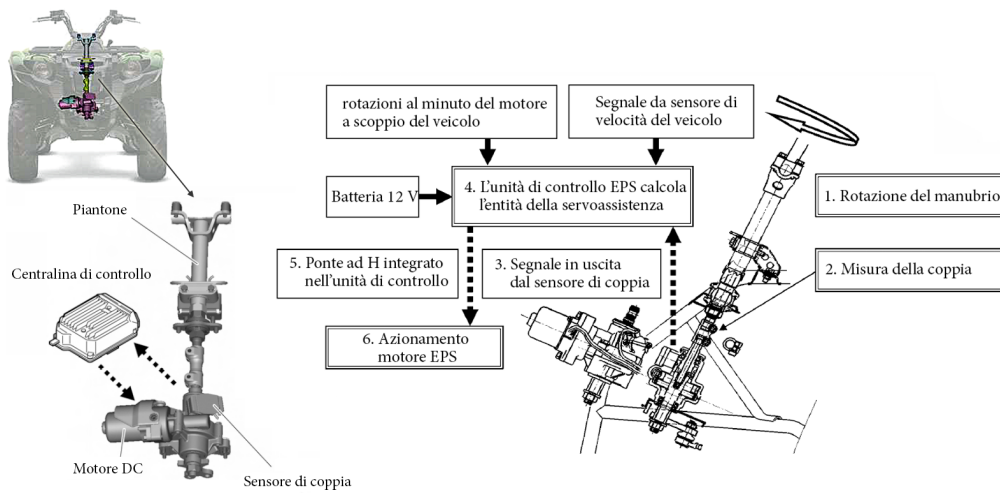


Figura 8.2.: Installazione, componenti e schema di funzionamento del sistema EPS di serie.

sull'albero di sterzo e una centralina elettronica di controllo (figura 8.2).

Quest'ultima, sulla base dei valori di coppia imposta al manubrio, della posizione del piantone e della velocità del veicolo, aziona il motore in corrente continua. Il servomeccanismo è in grado di fornire fino a 32 Nm allo sterzo, vale a dire circa il 40% della coppia necessaria per sterzare le ruote a veicolo fermo.

La carrozzeria originale è stata in gran parte rimossa e sostituita da un pianale e una scocca realizzata in lamiera di alluminio dall'azienda Aero Sekur¹ (figura 8.3). Questa soluzione fornisce un supporto meccanico all'installazione della centralina, del PC industriale, dei cablaggi e dei vari dispositivi di comunicazione e misura.

¹Aero Sekur SpA, Aprilia (LT).



Figura 8.3.: Il prototipo.

9. Il motore DC per l'azionamento di sterzo

9.1. Dimensionamento di un motore DC

Al momento della scelta dell'attuatore adatto a una data applicazione, il progettista deve tenere in conto diversi fattori. Tra questi vi sono le specifiche del carico, le velocità, le coppie di picco e a regime, le condizioni di spunto, l'efficienza, la risposta dinamica. Il tutto considerando le condizioni di alimentazione a disposizione (AC o DC, EMI/RFI) che in molti casi restringono la scelta del motore. Infine, il progettista dovrà determinare parametri meccanici e ambientali quali il peso e le dimensioni, temperatura, affidabilità, sicurezza, tenendo sempre presente che costi e logistica sono fattori chiave per la riuscita del progetto.

In generale, nel processo di dimensionamento di un attuatore si distingue il dimensionamento legato a un carico stazionario da quello imposto dalle richieste dinamiche [3]. Mentre per il primo sono possibili calcoli precisi, nel comportamento dinamico intervengono numerose variabili non note in fase di progetto per cui si richiedono tecniche di calcolo iterativo.

Occorre inoltre tenere presente che ogni componente dell'azionamento influenza il comportamento delle altre parti. Si immagini ad esempio di voler incrementare la velocità di risposta dello sterzo: si può imporre una variazione della velocità di rotazione del motore o del rapporto di riduzione. Aumentando la velocità del motore, l'energia totale che viene scambiata fra il motore stesso e gli elementi meccanici di trasmissione nel corso di ogni accelerazione e decelerazione aumenta con il quadrato del rapporto tra la nuova e la vecchia velocità. Il motore, tuttavia, non modifica la sua capacità termica e ciò può richiedere il passaggio a un modello di taglia superiore. In tal caso il momento d'inerzia del nuovo motore produce un ulteriore incremento dell'energia necessaria per l'accelerazione, influenzando così il riscaldamento risultante.

La scelta di un azionamento è di conseguenza un processo iterativo con il quale, a seconda dei risultati di calcolo, anche i dati in ingresso devono essere modificati. Già all'inizio del dimensionamento è necessario ipotizzare un motore ed eventualmente anche alcune grandezze meccaniche, che dovranno poi essere adattate nel corso delle iterazioni successive.

Dimensionamento stazionario

A seconda della disposizione degli elementi meccanici di trasmissione sarà conveniente adottare diverse formule di calcolo, basate sulle coppie richieste dall'applicazione e sulle forze di attrito generate dalle guide, dai cuscinetti e dai riduttori. Un modello specifico per lo sterzo dell'ATV è stato illustrato nel capitolo 4. L'obiettivo del dimensionamento stazionario è quello di determinare la coppia di carico M_L :

$$M_L = M_z + \sum M_R \quad (9.1)$$

Dove M_z è la coppia richiesta in uscita, ovvero la coppia di sterzo, e $\sum M_R$ la somma delle coppie prodotte da perdite e attriti.

Occorre altresì considerare eventuali vincoli imposto dalla saturazione di tensioni e correnti [25]. Al limite superiore della tensione applicabile al motore, che non può chiaramente superare la tensione di alimentazione V_{CC} , corrisponde una limitazione sulla massima velocità raggiungibile; d'altro canto, la massima corrente limita la coppia motrice e quindi l'accelerazione angolare.

Dimensionamento dinamico

Le richieste dinamiche più importanti si esprimono attraverso i valori di coppia di accelerazione e decelerazione e la risposta a comando e disturbo. A tal proposito è necessario che la pulsazione caratteristica dell'anello di regolazione di velocità sia adeguata a gestire le richieste del carico. Per ottenere un buon comportamento dinamico è fondamentale che i ritardi e i tempi morti degli anelli di regolazione siano contenuti, e che i valori massimi di corrente e tensione siano sufficientemente elevati. Anche gli elementi meccanici di trasmissione, con i loro momenti d'inerzia e frequenze caratteristiche, influenzano sensibilmente il comportamento dinamico dell'azionamento. Al fine di poter gestire i processi di accelerazione e decelerazione, infine, motore e convertitore devono consentire l'erogazione di un multiplo della coppia stazionaria per un tempo limitato, sopportando le conseguenti sollecitazioni termiche.

Richieste in termini di velocità e di accelerazione

L'azionamento reagisce sempre con un certo ritardo alle richieste di variazione di velocità. Le inerzie e le limitazioni caratteristiche del sistema influenzano la risposta nel tempo nonché le accelerazioni e le coppie motrici.

La coppia totale M_M che il motore deve sviluppare in un certo istante si compone della coppia di carico stazionaria M_L , già introdotta in precedenza, e di una coppia non stazionaria M_B , necessaria a garantire le accelerazioni e decelerazioni desiderate:

$$M_M = M_L + M_B \quad (9.2)$$

9.2. Scelta e caratteristiche di motore e motoriduttore

Si definisce momento d'inerzia totale la somma del momento d'inerzia del motore e quello del carico riferito all'albero motore: $J_T = J_L + J_M$, dove J_T include tutte le masse in moto lineare e rotante.

La coppia di accelerazione relativa a un sistema rigido è data da:

$$M_B = J_T \frac{d\omega_M}{dt} = J_T \alpha_M \quad (9.3)$$

Con ω_M e α_M rispettivamente velocità e accelerazione angolare del motore. La coppia necessaria a garantire un'accelerazione costante è a sua volta costante. Al fine di accelerare o decelerare un momento d'inerzia riferito all'angolo motore di una differenza di velocità Δn_M (con $\omega_M = 2\pi \cdot n_M$) in un tempo t_H occorre una coppia di accelerazione:

$$M_B = \frac{J_T \cdot 2\pi \cdot \Delta n_M}{t_H} \quad (9.4)$$

9.2. Scelta e caratteristiche di motore e motoriduttore

I paragrafi precedenti hanno messo in evidenza le grandezze su cui basare la scelta dell'azionamento: (1) la coppia di carico stazionaria M_L e (2) la coppia non stazionaria M_B . Unendo i contributi delle equazioni 9.1 e 9.2 e considerando il rapporto di riduzione possiamo scrivere:

$$M_M = M_{z,max}/N_m + (J_M + J_L/N_m^2)\alpha_M \quad (9.5)$$

Per quanto riguarda la coppia stazionaria, in forza di quanto espresso a proposito del modello del sistema di sterzo nel capitolo 4, la criticità è rappresentata dallo sterzo a veicolo fermo. Ci si è dunque riferiti ai modelli illustrati nel Paragrafo 5.4, con la consapevolezza che i risultati ottenuti avranno necessariamente carattere indicativo, in quanto non si tratta di modelli che descrivono nel dettaglio il comportamento degli pneumatici per ATV con battistrada tassellato, nè le interazioni con terreni sconnessi. Mediante la formula di Freudenstein (5.9), qui riportata:

$$|M_{z,max}| \approx \frac{3}{8} \cdot f \cdot F_z \left(w + \frac{2}{3} l \right)$$

si giunge a stimare una coppia massima pari a $M_{z,max}=77.6$ Nm. I parametri sono riportati in tabella 9.1.

Adottando invece l'approccio di Schmitt i valori di coppia che si ottengono al variare dell'angolo di sterzo sono superiori, come illustra la figura 9.1: in questo caso, $M_{z,max}=111.8$ Nm.

Considerata la dispersione di questi valori, non si può prescindere dal confronto con misure sperimentali. Prove precedentemente effettuate sul medesimo ATV, su superficie stradale, a veicolo fermo e con pilota a bordo [13], hanno fatto registrare una coppia massima di circa 80 Nm. È chiaro che in ambiente off-road, in presenza di ostacoli posti lateralmente a contatto con la ruota, questi valori sono destinati a salire. Tuttavia, in

9. Il motore DC per l'azionamento di sterzo

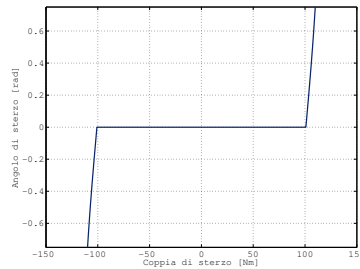


Figura 9.1.: Risultato dell'integrazione numerica del modello di Schmitt, descritto nel paragrafo 5.4, con i parametri di tabella 9.1.

sede di dimensionamento possiamo ragionevolmente considerare una coppia di carico stazionaria di questa entità. Questo valore ovviamente include i momenti resistenti dovuti agli attriti della catena di sterzo, incluso .

Per valutare il secondo contributo, dovuto alla coppia non stazionaria M_B , occorre definire i diagrammi di moto, in particolare il diagramma velocità/tempo del motore. Studi precedentemente effettuati sul veicolo ([13, 10]) hanno permesso di individuare per la specifica applicazione un diagramma velocità/tempo con andamento trapezoidale o al limite triangolare, come mostrato in figura 9.2. Il raggiungimento di un dato set-point relativo all'angolo di sterzo comporta una prima fase di accelerazione, una seconda fase a velocità costante e una terza fase di decelerazione (le fasi di accelerazione e decelerazione si considerano simmetriche).

In particolare, dimensioniamo il sistema in modo che il veicolo sia in grado di sterzare completamente le ruote dalla posizione di riposo con escursione di circa $\Delta\theta = 55^\circ$ (cfr. Paragrafo 6.1) in meno di due secondi, $t_s = 2$ s. I transitori di accelerazione e decelerazione non dovranno superare un decimo di questo intervallo, per cui $t_a = 200$ ms. Queste

Da queste considerazioni, possiamo stimare la velocità angolare a regime del piantone

	Valore	Unità di misura
F_z , forza normale sul semiasse anteriore	887	N
f , coefficiente di attrito pneumatico-terreno	0.7	-
w , larghezza impronta di contatto	0.05	m
l , lunghezza impronta di contatto	0.1	m
s , lunghezza mozzo	0.05	m
r , raggio ruota	0.24	m
v , angolo di caster	0.05	rad

Tabella 9.1.: Parametri fisici adottati nei modelli di sterzo da fermo.

9.2. Scelta e caratteristiche di motore e motoriduttore

dello sterzo e l'accelerazione angolare dell'albero motore richiesta nei transitori:

$$\omega_p = \frac{d\vartheta}{dt} \simeq 28^\circ/\text{s} \simeq 0.48 \text{ rad/s}$$

$$\alpha_p = \frac{\omega_p}{0.2 \text{ s}} = 2.4 \text{ rad/s}^2$$

Abbiamo così definito il profilo trapezoidale di velocità, di conseguenza abbiamo a disposizione i diagrammi del moto, mostrati in figura 9.3.

Il dimensionamento procede nel modo seguente:

1. calcolo della velocità richiesta al motore in numero n di giri (min^{-1});
2. scelta di un servomotore e di un riduttore che garantiscano coppia nominale $M_{nom} \geq 2M_L$ e adeguata velocità di rotazione;
3. calcolo del momento d'inerzia J_L del carico, quindi del momento d'inerzia totale riportato all'albero motore $J_T = J_L/N_m^2 + J_M$;
4. calcolo della coppia non stazionaria M_B ;
5. calcolo della coppia richiesta M_M che deve erogare il motore;
6. eventuale declassamento della coppia nominale M_{nom} in relazione alla temperatura di lavoro prevista;

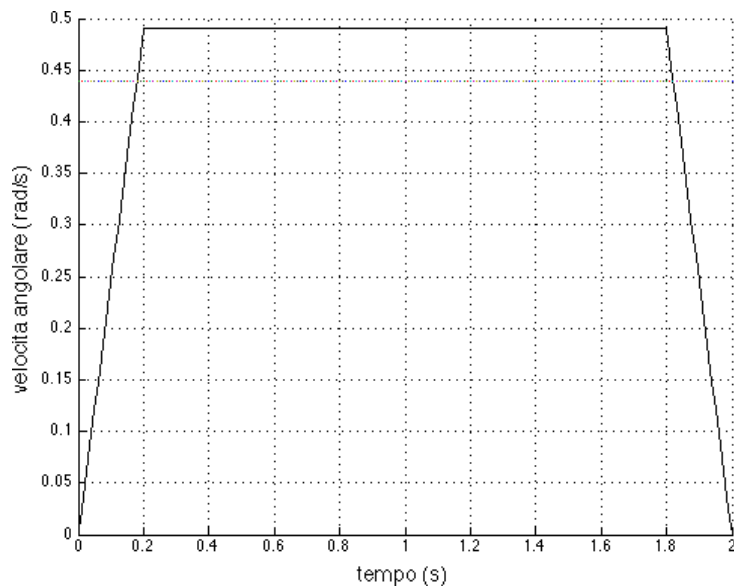


Figura 9.2.: Diagramma velocità/tempo del motore.

9. Il motore DC per l'azionamento di sterzo

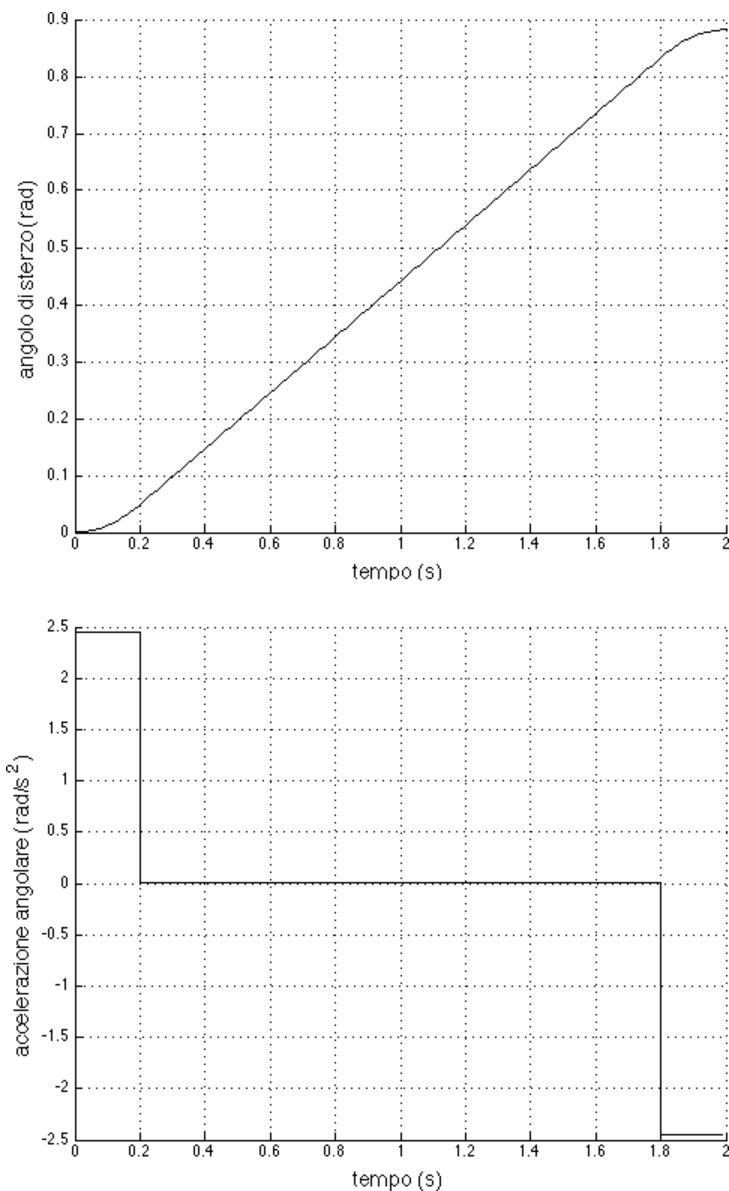


Figura 9.3.: Diagrammi di posizione e accelerazione.

7. verifica della disuguaglianza $M_{nom} \geq M_M$.

Una velocità di rotazione del motore di 0.48 rad/s equivale a circa 4.58 min^{-1} (punto 1). Possiamo scegliere in prima battuta un motoriduttore con rapporto di riduzione N pari a 300. Occorre quindi un motore con velocità di rotazione maggiore o uguale a $300 \cdot 4.58 \text{ min}^{-1} = 1370 \text{ min}^{-1}$.

Si opta per un attuatore¹ che garantisca 3000 rpm e una coppia nominale di $M_{nom} =$

¹Una volta scelto un modello di motore deve essere verificato che esso soddisfi le richieste di velocità e

0.80 Nm. La coppia riportata al carico soddisfa la disequazione di cui al punto (2), in quanto

$$0.57 \text{ Nm} \cdot 300 = 171 \text{ Nm} > 2M_{z,max}$$

Il momento d'inerzia (punto 3) del carico si calcola considerando i contributi dovuti ai vari elementi, vale a dire braccetti, mozzi e ruote. Rifacendoci al modello Dymola (capitolo 6) dell'ATV si stima $J_L = 0.329 \text{ kgm}^2$. Quindi, essendo $J_M = 0.00035 \text{ kgm}^2$ (dato fornito dal costruttore), si ha $J_T = 0.000354 \text{ kgm}^2$. Siamo ora in grado di determinare la coppia non stazionaria, che risulta $M_B = 0.283 \text{ Nm}$ (4). Essendo $M_L = 80 \text{ Nm}/N = 0.267 \text{ Nm}$, la coppia totale richiesta è pari a $M_M = M_L + M_B = 0.549 \text{ Nm}$ (5).

A rigore vanno considerate le perdite introdotte dal riduttore, che avrà rendimento η_G non unitario: lo si assuma per il momento pari al 70%. La coppia di carico assume allora la forma $M'_L = M_L/\eta_G = 0.381 \text{ Nm}$, per cui la coppia totale diviene $M_M = M'_L + M_B = 0.664 \text{ Nm}$

Si può ragionevolmente supporre che il motore debba sostenere cicli di lavoro intermittenti non periodici, difficilmente prevedibili a priori in quanto dipendenti dal tipo di tracciato e dalla traiettoria del veicolo. Sicuramente, non dovrà funzionare a servizio continuo, motivo per cui risulta poco probabile il raggiungimento dell'equilibrio termico. Inoltre, l'attuatore viene montato in un ambiente sufficientemente ventilato. Per queste considerazioni, non si effettua declassamento della coppia nominale (6).

Verifichiamo, infine, che effettivamente $M_{nom} \geq M_M$ (7).

L'intero processo di dimensionamento è schematizzato in figura 9.4.

9.2.1. Il motore

Il motore scelto è il ND180.240 prodotto da Transtecno. Il motore monta magneti permanenti in Neodimio (NdFeB), dotati di alta resistenza alla smagnetizzazione ed alto valore di saturazione magnetica. Ciò permette a questo tipo di motori, detti "a terre rare", di fornire elevati valori di coppia in dimensioni ridotte, grazie all'alta densità di flusso del campo magnetico.

Il motore (figura 9.5) si presenta esteriormente in una costruzione tubolare che non richiede ventilazione, ed è predisposto per il montaggio di un encoder sull'albero. Alimentato a 24 Vdc, può assorbire fino a 10 A con una massima velocità di rotazione di 3000 rpm e può erogare fino a 180 W di potenza.

Il costruttore ha fornito anche i valori di resistenza e induttanza di armatura: $R=0.24 \Omega$ e $L=0.99 \text{ mH}$. La costante di coppia risulta $K_T = 0.057 \text{ Nm/A}$.

Le prestazioni del motore sono riassunte nella figura 9.6 e nella tabella 9.2, dove è presente un confronto con l'attuatore impiegato in un intervento precedente sullo stes-

accelerazione imposte dai diagrammi del moto. Se così non fosse, occorre rilassare le specifiche sui tempi di accelerazione, allungando il tempo di posizionamento. Nel nostro caso si è reso necessario correggere il tempo previsto per la rotazione delle ruote da 0° a 55° , portandolo da 1 s a 2 s, valore che non pregiudica la manovrabilità del veicolo.

In processi di dimensionamento che partono da profili di velocità trapezoidali, dove non sono imposti a priori i valori massimi di velocità e accelerazione, può essere necessario far ricorso a tale operazione, che prende il nome di messa in scala cinematica.

9. Il motore DC per l'azionamento di sterzo

so veicolo. Tale progetto affidava l'azionamento di sterzo al motore del sistema EPS dell'ATV. Dalla tabella si può apprezzare come la nuova soluzione renda il sistema più robusto e affidabile.

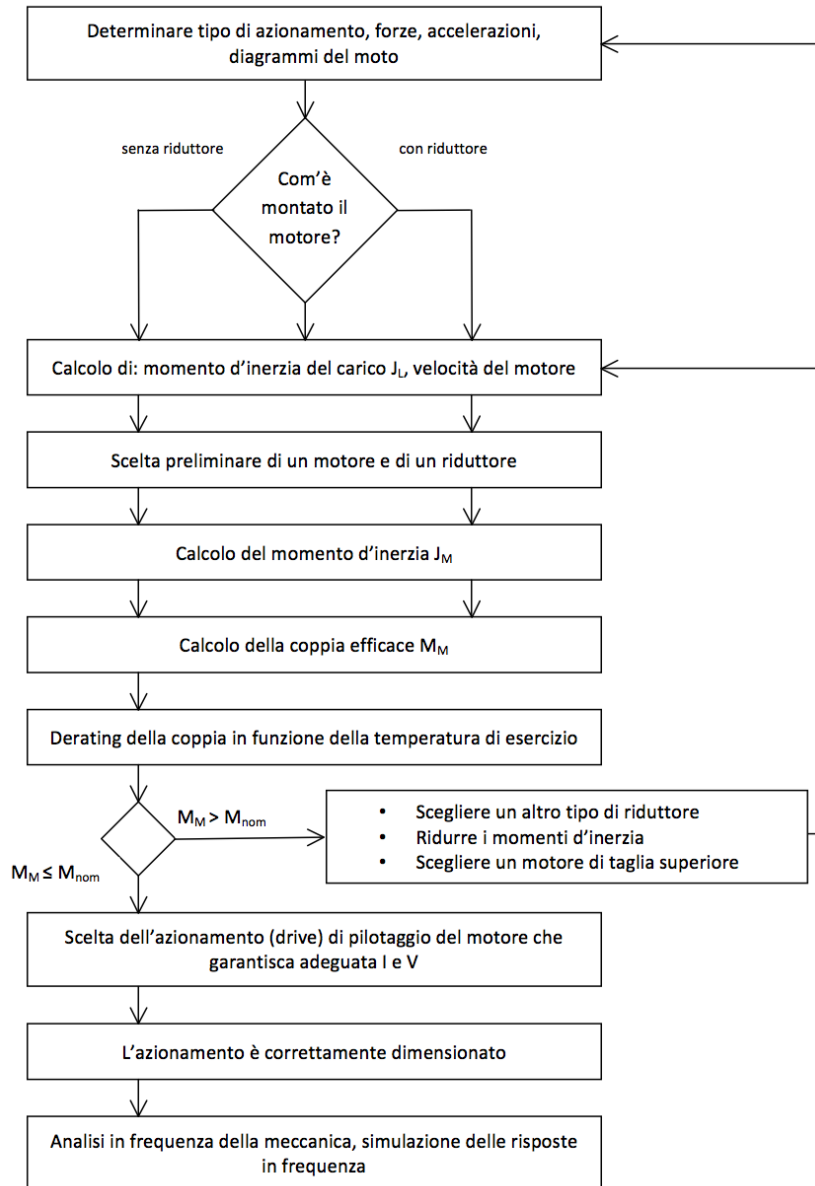


Figura 9.4.: Schema a blocchi del processo di dimensionamento dell'attuatore.



Figura 9.5.: Motore Transtecno ND180.240.

9.2.2. Il motoriduttore

Si tratta di un motoriduttore epicicloidale a tre stadi NPD180/813 prodotto da Transtecno.

Si dicono epicicloidali quei rotismi² che comprendono ruote il cui asse, trasportato da un apposito telaio mobile detto portatreno, ruota a sua volta attorno a un asse fisso. Le ruote ad asse mobile sono chiamate *satelliti*, mentre quelle ad asse fisso, attorno alle quali ruotano i satelliti, sono le ruote *planetarie*. Se una ruota planetaria è a dentatura interna, si tratta di una *corona*, altrimenti prende il nome di *solare*. Un esempio di rotismo epicicloidale è mostrato in figura 9.7: i satelliti sono le ruote con pedice 2 e 3, mentre quelle con indicate con i pedici 1 e 4 sono la prima (solare) ed ultima (corona) ruota del rotismo. I rotismi epicicloidali hanno struttura compatta, il che consente il loro

²Prende il nome generico di rotismo un sistema costituito da ruote dentate, qualunque sia il loro tipo, ingrananti fra loro e disposte in modo tale che la rotazione di una di esse ponga in rotazione tutte le altre.

	ND180.240	Motore EPS	Unità di misura
Tensione di alimentazione	24	12	V
Corrente nominale	14	25	A
Potenza massima	250	300	W
Rapporto di riduzione	300	34	-
Coppia nominale al piantone	171	38	Nm
Velocità nominale	3000	2500	min ⁻¹

Tabella 9.2.: Confronto tra le caratteristiche del motore Transtecno e quelle del motore EPS del progetto precedente.

9. Il motore DC per l'azionamento di sterzo

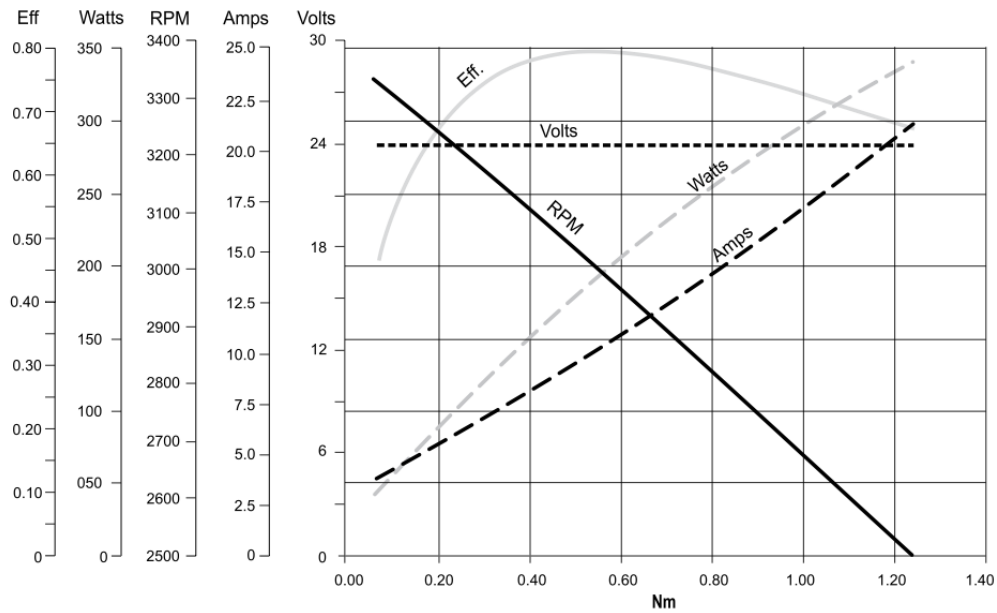


Figura 9.6.: Prestazioni del motore Transtecno ND180.240. L'efficienza si intende a monte del motoriduttore.

accoppiamento in serie e la realizzazione di gruppi motoriduttori a rapporto elevato con ingombri contenuti.

Per quanto riguarda il modello scelto, il rapporto di riduzione dei tre stadi modulari in cascata è pari a $N_m = 307.54$ con un'efficienza η_G pari al 70%. Può sopportare carichi assiali di 200 N e carichi radiali fino a 1000 N.

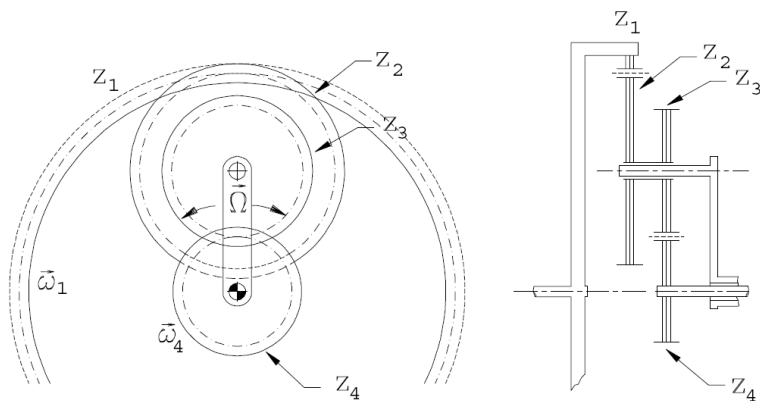


Figura 9.7.: Un esempio di rotismo epicicloidale con un solare z_4 , una corona z_1 e due satelliti (z_2, z_3) montati sul braccio portatrete che ruota a velocità angolare Ω .

9.2. Scelta e caratteristiche di motore e motoriduttore

Quest'ultimo dato impone una limitazione alla massima coppia applicabile dal motore. La coppia erogata dall'attuatore, infatti, è trasferita ai braccetti di sterzo alle ruote per mezzo di un *pitman arm*, che possiamo pensare come mostrato in figura 9.8. Si tratta di un elemento meccanico che svolge la funzione di convertire il moto rotatorio dell'albero motore (o del piantone) nel moto traslatorio dei braccetti che si innestano sul portamozzo. La distanza interforo h è pari a 5.6 cm.

All'equilibrio statico, le forze radiali di uguale direzione e verso opposto generano un momento bilanciato dalla coppia erogata dal motore. La situazione peggiore corrisponde a quella in cui il braccio è minore e pari a $h \cdot \cos \delta = 3.96$ cm, dove δ è l'angolo di rotazione del pitman arm al fine corsa, pari a 45° nel controllo implementato. La coppia corrispondente è pari a $1000 \text{ N} \cdot 0.0396 \text{ m} = 39.6 \text{ Nm}$. Nel caso migliore, invece, con angolo di sterzo nullo, la coppia risulta di $1000 \text{ N} \cdot 0.056 \text{ m} = 56.0 \text{ Nm}$.

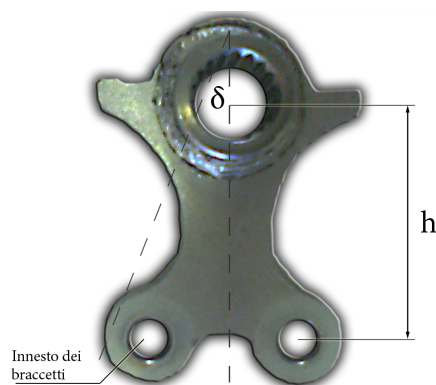


Figura 9.8.: Pitman arm del meccanismo di sterzo originale del quad.

10. Architettura hardware

10.1. Distribuzione della alimentazioni

Lo Yamaha Grizzly possiede un impianto elettrico alimentato da una batteria a 12 V, come avviene nella maggior parte dei veicoli a motore di piccole e medie dimensioni.

La centralina B&R e il PC per il controllo di alto livello richiedono invece un'alimentazione a 24 V. Sebbene si possa pensare di installare a bordo un convertitore DC/DC, gli assorbimenti da parte dei motori elettrici (azionamento di freno, acceleratore e sterzo) hanno imposto fin dalle prime fasi del progetto l'adozione di due batterie al piombo da 12 V e 38 Ah, connesse in serie.

Il sensore di pressione del liquido dell'impianto frenante e l'encoder per rilevare la di posizione dell'albero motore sono alimentati a 5 V. Ciò ha richiesto il montaggio di un regolatore di tensione su una scheda di potenza e di adattamento dei segnali.

I morsetti negativi della batteria del veicolo e della serie delle due batterie ausiliarie non si trovano, in generale, allo stesso potenziale. Per scongiurare scariche elettrostatiche ed evitare danneggiamenti ai dispositivi o agli strumenti di misura, particolare cura è stata posta nel collegare le alimentazioni negative al telaio del veicolo, e nel verificare che effettivamente ogni apparecchiatura avesse il medesimo riferimento di massa.

10.2. La centralina B&R

All'interno dell'unità di controllo è installato il sistema X20 prodotto dall'azienda austriaca B&R. Esso rientra nella categoria dei controllori logici programmabili (PLC), impiegati in ambito industriale per monitorare e pilotare dispositivi di vario genere (sensori, attuatori, pannelli di potenza, PC industriali, ecc).

Il sistema in dotazione, alimentato a 24 V, monta un processore Intel Celeron a 650 MHz, 64 MB di memoria RAM, 1 MB di SRAM e una batteria tampone per il mantenimento delle variabili globali. Una scheda Compact Flash (fino a 8 GB) costituisce la memoria di massa su cui viene caricato il sistema operativo e i dati di lavoro. La CPU mette a disposizione diverse porte di comunicazione: Ethernet, 2 porte USB, una porta RS232.

Il sistema è modulare: a seconda delle esigenze e dell'applicazione è possibile assemblare diverse unità, ciascuna permette la gestione di I/O di tipo analogico, digitale, di conteggio, oppure il pilotaggio di motori stepper o l'acquisizione di segnali da vari tipi di sensori (figura 10.1). Ciascun modulo comunica con la CPU attraverso un BUS a 2 kHz. I moduli sono pensati per il montaggio su guida DIN.

Segue una breve descrizione dei moduli impiegati nel controllo.

10.2.1. Modulo di ingresso analogico AI4622

Accetta quattro ingressi analogici, in tensione con escursione di ± 10 V, oppure in corrente (da 0 a 20 mA).

Per la conversione dei segnali, il modulo include un ADC a 12 bit ad approssimazioni successive (SAR). Gli ingressi sono aggiornati in modo asincrono ogni 300 μs .

A questo modulo afferiscono i segnali di pressione dell'impianto frenante, di posizione del piantone di sterzo e della percentuale di apertura della farfalla. Attualmente sono installati quattro moduli di questo tipo.

10.2.2. Modulo di ingresso digitale DI9371

Fornisce dodici ingressi digitali 0-24 V. L'ingresso è interpretato come basso per tensioni inferiori a 5 V e alto se superiore a 15 V. La scelta di queste soglie garantisce una buona immunità al rumore.

Ad ogni ingresso è associata una variabile booleana di 1 bit, inoltre è possibile raggruppare più ingressi associando loro una stringa. Ciascun ingresso prevede un filtraggio software, che effettua una media mobile su un intervallo temporale variabile da 0.2 ms a 25 ms.



Figura 10.1.: La struttura modulare del sistema X20 di B&R.

10.2.3. Modulo di uscita analogico AO2622

Offre due uscite analogiche a 12 bit. Se si opta per un'uscita in tensione, la dinamica è di ± 10 V. L'uscita in corrente invece ha dinamica di 0-20 mA e consente di pilotare carichi fino a 600 Ω . Il tempo di conversione del DAC è di 300 μs , mentre il tempo di risposta in uscita del segnale a piena dinamica è di 1 ms. È integrato un filtro passa-basso del primo ordine in uscita con frequenza di taglio a 10 kHz.

Questo modulo consente di inviare alla centralina Intecno il setpoint di corrente del motore di sterzo. Tale segnale è di fatto la variabile di controllo dell'anello di posizione ed è associata alla variabile `CS_Steer` in ambiente Automation Studio.

10.2.4. Modulo di uscita digitale DO9322

Fornisce fino a dodici uscite digitali indipendenti, ciascuna delle quali assume il valore di 24 V (livello logico alto) o 0 V (livello logico basso), con corrente massima in uscita di 0.5 A per canale. Le uscite sono comandate singolarmente associando ad esse una variabile booleana o a gruppi mediante associazione ad una stringa. La frequenza massima di commutazione è di 500 Hz.

A questo modulo è affidato il compito di comandare inviare il segnale di `Enable` all'azionamento Intecno che pilota il motore DC dello sterzo.

10.2.5. Modulo per il pilotaggio di motori stepper SM1436

Il modulo consente il pilotaggio di un motore passo passo. Presenta quattro linee di uscita, corrispondenti alle quattro fasi del motore stepper, con corrente massima di 3 A a 24 V. È consentita una corrente di picco di 3.5 A per 2 s. Il motore viene azionato mediante un ponte ad H pilotato in PWM a 38.5 kHz, che consente di ottenere fino a 256 micropassi per step. Considerata la sua funzione, a questo modulo va garantita un'alimentazione dedicata compresa tra 24 V e 38.5 V.

Sono inoltre presenti quattro ingressi digitali, con dinamica 0-24 V, che possono essere associati a variabili di conteggio, tipicamente provenienti da encoder. Hanno ritardo in ingresso inferiore a 5 μs , con massima frequenza di conteggio pari a 50 kHz per canale. Il conteggio avviene su entrambi i fronti di salita e di discesa e per entrambi i canali dell'encoder.

La variabile di conteggio è a 16 bit con segno, in modo da rilevare il verso di rotazione.

Nell'unità di controllo sono presenti due moduli di questo tipo, uno deputato a comandare il motore stepper che agisce sul pedale del freno, l'altro dedicato all'azionamento della leva dell'acceleratore. Uno dei due moduli riceve inoltre il segnale proveniente dalla ruota fonica (sensore di velocità) del veicolo.

Lo schematico di figura 10.2 mostra come sono connessi i vari moduli della centralina con i vari elementi dell'unità di controllo.

10. Architettura hardware

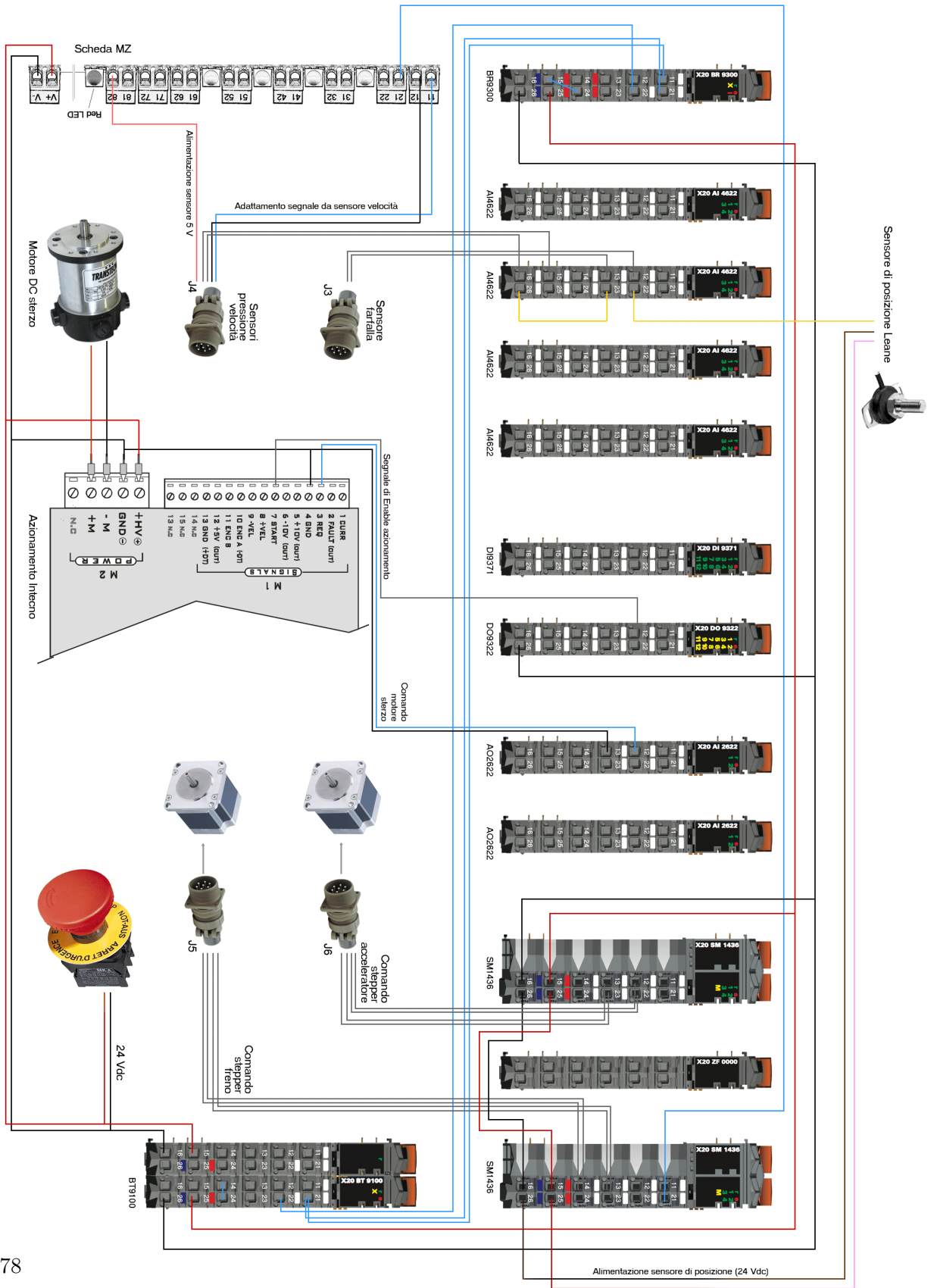


Figura 10.2.: Cablaggi della centralina B&R.

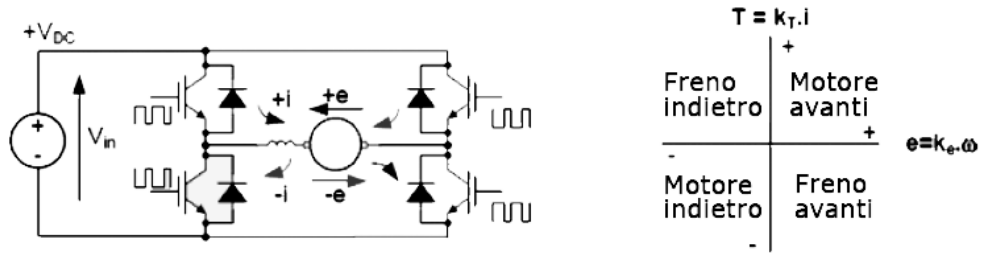


Figura 10.3.: Ponte H (full bridge) per il pilotaggio bidirezionale a quattro quadranti di un motore DC.

10.3. L'azionamento Intecno

La centralina BLDC XL prodotta da Intecno realizza un azionamento adatto al pilotaggio bidirezionale a quattro quadranti sia di motori brushless sia di motori in corrente continua. Il motore è azionato mediante un ponte ad H realizzato a Mosfet di potenza pilotato in PWM con una frequenza di modulazione di 20 kHz. Uno schema di principio del ponte è mostrato in figura 10.3.

Il controllo della corrente che circola negli avvolgimenti avviene secondo lo schema di figura 10.4. Se gli interruttori S1 e S4 vengono chiusi la corrente inizierà ad aumentare da sinistra a destra nell'avvolgimento. Il sensore rileva quando la corrente raggiunge il valore corrispondente a metà della banda di isteresi del comparatore al di sopra del valore di corrente desiderata e apre gli interruttori S1 e S4, accendendo S2 e S3. La corrente quindi diminuisce, quando raggiunge la soglia inferiore il comparatore fa scattare nuovamente gli interruttori nella configurazione iniziale. In questo modo è possibile fare in modo che la corrente media nel motore assuma un valore prefissato.

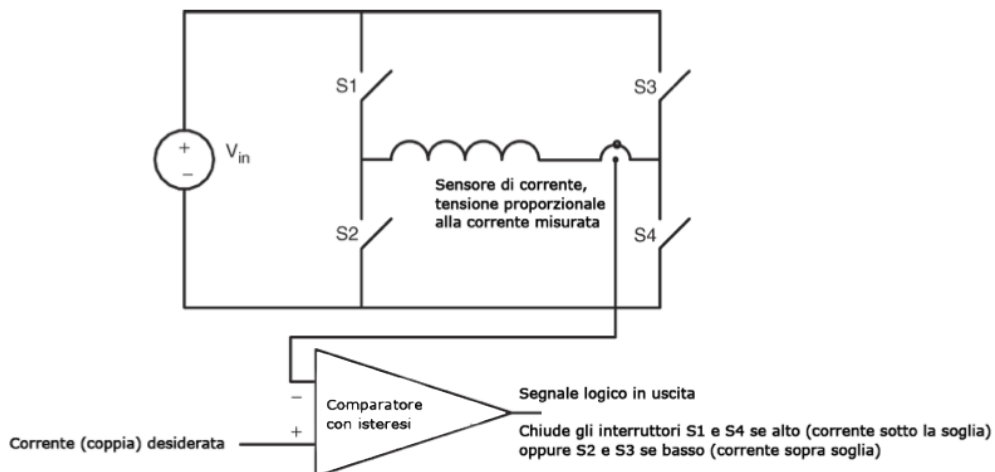


Figura 10.4.: Controllo con isteresi della corrente nel motore.

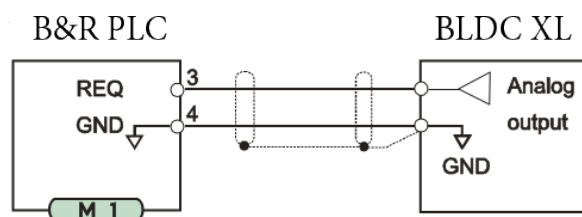


Figura 10.5.: Trasmissione del comando di corrente da PLC ad azionamento Intecno.

Il riferimento di corrente viene fornito all'azionamento da parte della centralina B&R. Tramite un'uscita analogica del modulo X20A02622 si invia all'ingresso REQ della scheda Intecno un segnale di tensione proporzionale alla corrente desiderata (figura 10.5); più precisamente,

$$V_{REQ} = 10 \cdot \frac{\text{corrente richiesta}}{\text{corrente di picco}}$$

Ne segue che, essendo la corrente di picco pari a 14 A, la tensione di comando fornita dal PLC varia nell'intervallo $-3.5 V \leq V_{REQ} \leq +3.5 V$.

10.4. La scheda di potenza e conversione dei segnali

I moduli X20SM1436 della centralina B&R presentano dei moduli in ingresso digitali (counter) in grado di rilevare segnali a onda quadra 0 - 24 V con frequenza massima di 50 kHz.

Come anticipato, i segnali provenienti dall'encoder di posizione e dalla ruota fonica (sensore di velocità del veicolo) sono in logica TTL 5 V. Occorre quindi traslare adattare il segnale in modo tale che possa essere letto correttamente dal PLC (tabella 10.1).

Questa necessità, unita al fatto che alcuni sensori necessitano di essere alimentati a 5 Vdc, ha richiesto la realizzazione di una scheda in grado sia di condizionare i segnali, sia di rendere disponibili le alimentazioni. Considerato lo stato prototipale del progetto, la scheda è stata realizzata mediante saldatura di componenti discreti su scheda forata.

Lo schema elettrico della scheda è mostrato in figura 10.8. Per quanto riguarda le alimentazioni, la scelta è ricaduta su un convertitore DC/DC commerciale prodotto da TracoPower, il TMR 2411. Questo dispositivo, il cui schematico è riportato in figura 10.6, è in grado di operare la conversione dai 24 V forniti dalla centralina ai 5 V richiesti

	Uscita Encoder	Ingresso PLC
Segnale alto (V)	$2.4 - V_{cc}$	> 15
Segnale basso (V)	0.5	0 - 5
Corrente in ingresso (mA)	-1-8	1.3

Tabella 10.1.: Caratteristiche del segnale in uscita dall'encoder e in ingresso alla centralina.

10.4. La scheda di potenza e conversione dei segnali

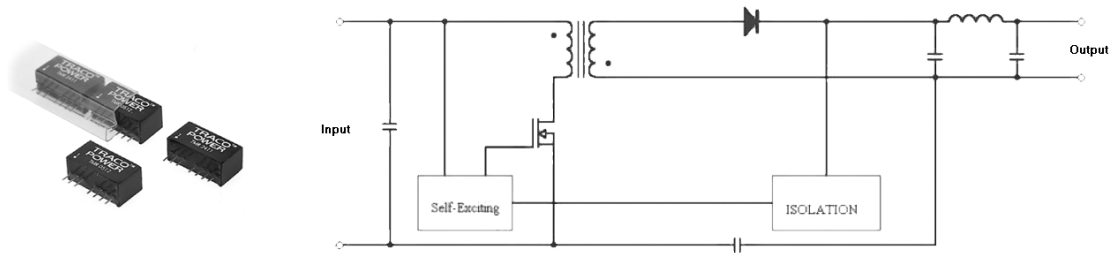


Figura 10.6.: Package e schema elettrico del convertitore TMR 2411.

dai sensori con un'efficienza del 80%, garantendo al contempo un isolamento fino a 1000 V e una potenza d'uscita di 2 W. Tale valore è sicuramente sovradimensionato rispetto alle attuali esigenze dei sensori, ma rende la soluzione più flessibile in vista di futuri ampliamenti del sistema.

A monte del convertitore sono collegati due condensatori di disaccoppiamento dei disturbi presenti sull'alimentazione da batteria, e un induttore. L'impiego di tali componenti reattivi, e il loro valore, è suggerito direttamente dal produttore [35].

La traslazione del segnale logico in linea di principio può essere effettuata mediante l'impiego di un transistor bipolare pnp in configurazione emitter a massa e carico passivo. Nella pratica, il compito è stato affidato ad un integrato che implementa dei comparatori: si tratta del modello LP339 prodotto da Texas Instruments, adatto allo scopo in quanto necessita di alimentazione *single power supply* fino a 30 V ed ha tempo di switching

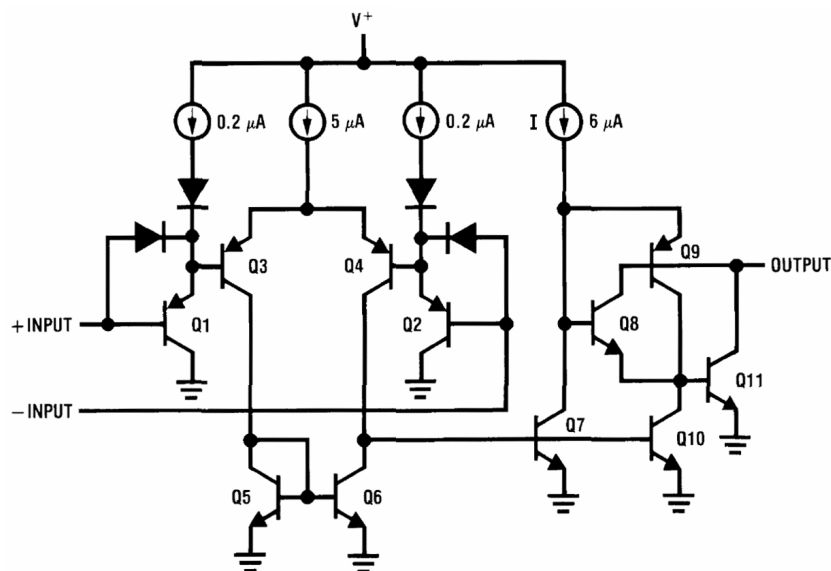


Figura 10.7.: Schema elettrico dei comparatori contenuti nell'integrato LP339.

10. Architettura hardware

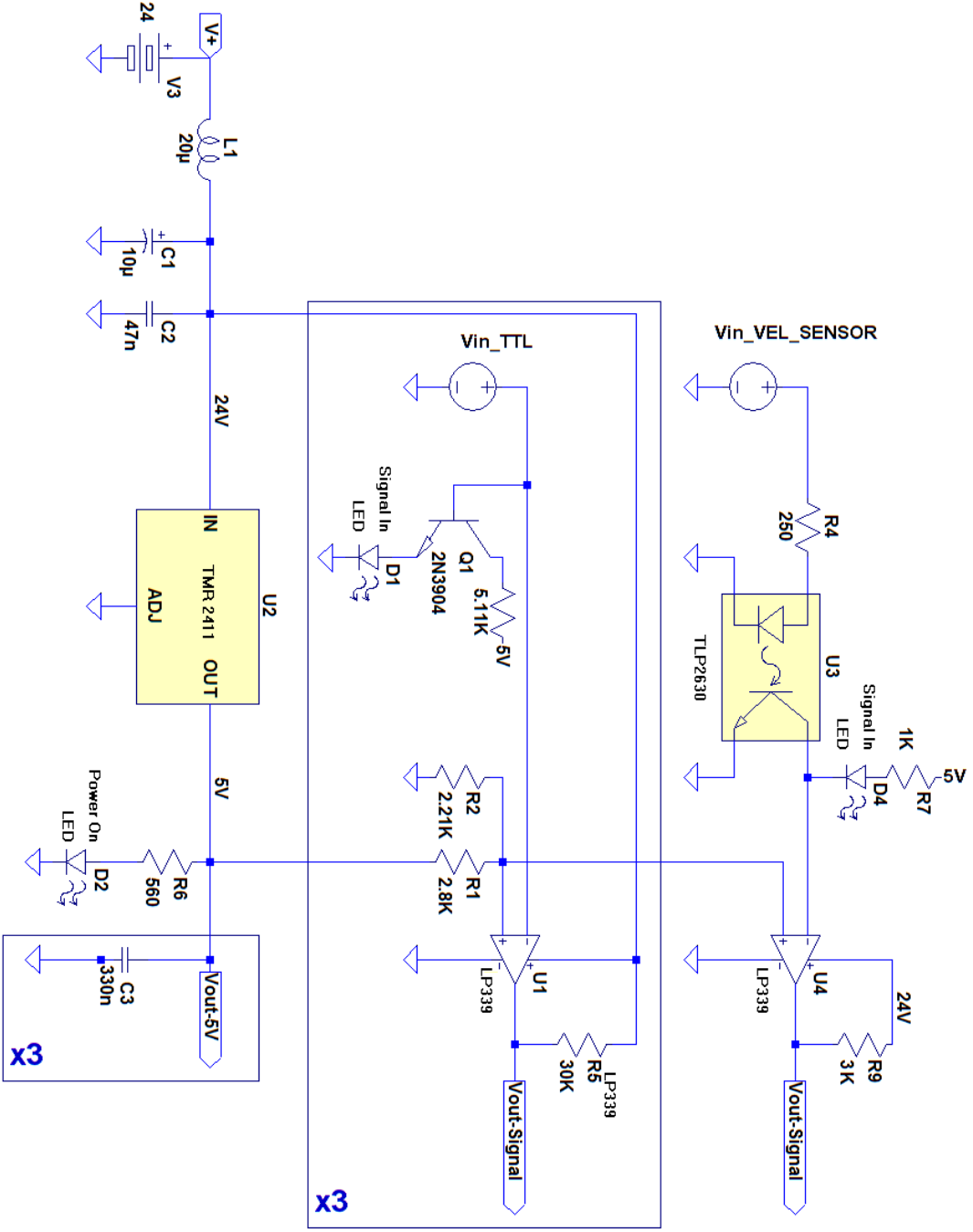


Figura 10.8.: Schematico della scheda per la conversione di correnti e segnali.

10.4. La scheda di potenza e conversione dei segnali

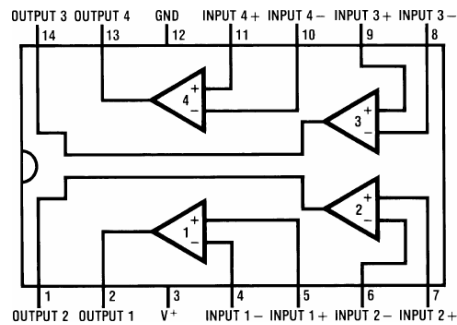


Figura 10.9.: Pin out e schema di funzionamento dell'integrato LP339.

massimo pari a $8 \mu\text{s}$. Quest'ultima caratteristica lo rende pienamente in grado di seguire l'onda quadra in ingresso, che ha frequenza massima di 50 kHz . Lo schema semplificato di funzionamento e il *pin out* del dispositivo, realizzato in tecnologia bipolare, sono mostrati rispettivamente nelle figure 10.9 e 10.7. Lo stadio d'uscita presenta un Darlington, se ignoriamo Q9. Se la tensione d'uscita si mantiene sufficientemente alta (sopra 1 V), Q9 è spento e la corrente d'uscita è pari a $I\beta_{Q8}\beta_{Q11}$. Il dispositivo è così in grado di pilotare LED, relè, ecc. mantenendo basse le richieste di corrente in ingresso dall'alimentazione (intorno a $60 \mu\text{A}$). Il transistor Q9 ha questa funzione: se la tensione d'uscita scendesse al di sotto di 0.8 V , il transistor Q8 saturerebbe e la corrente d'uscita sarebbe nulla, non consentendo di spingere il carico fino all'alimentazione negativa o a massa. Proprio per questi i progettisti hanno incluso il transistor Q9 in modo da bypassare Q8 in queste condizioni e iniettare la corrente I1 direttamente nella base di Q11. La corrente massima in uscita è ora circa β_{Q11} volte I.

In virtù dei requisiti descritti dalla tabella 10.1, i riferimenti negativi di ciascun comparatore sono fissati a 2.4 V per mezzo di un opportuno partitore resistivo. In uscita al comparatore invece, le resistenze di pull-up rendono il segnale leggibile dalla centralina. Il sensore di velocità del veicolo è un componente di serie e, a differenza dei sensori di pressione e angolo di sterzo e dell'unità di controllo, viene alimentato direttamente dalla batteria dell'ATV e non dalla serie delle due batterie ausiliarie. Quantunque i riferimenti di massa siano comuni, si è scelto di isolare galvanicamente il segnale proveniente da questo sensore. A tal scopo si impiega un opto coupler, il TLP2630 di Toshiba, in grado di garantire una protezione fino a 2500 V . Il segnale in uscita è poi presentato in ingresso al comparatore.

Completano lo schematico diodi LED che segnalano lo stato delle conversioni. La funzione di ogni ingresso/uscita è riassunta in figura 10.10, mentre in figura 10.11 viene rappresentata la scheda ultimata.

10. Architettura hardware

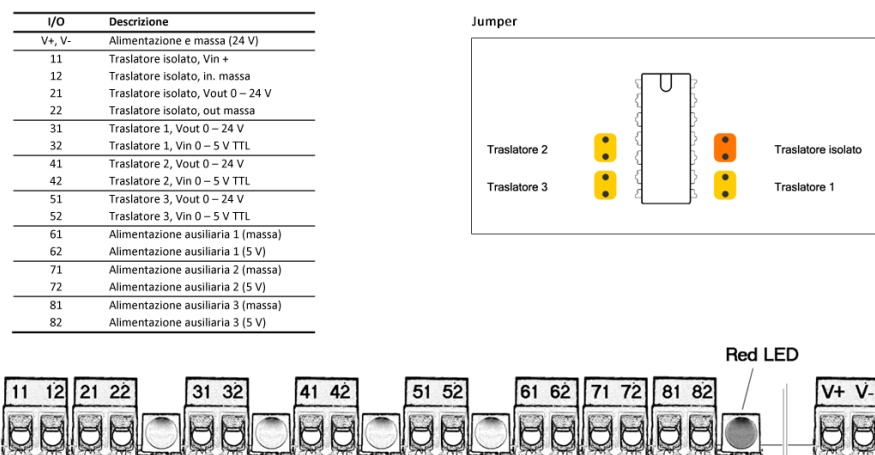


Figura 10.10.: Scheda per la distribuzione delle alimentazioni e adattamento dei segnali: descrizione degli ingressi/uscite e configurazione dei jumper.

10.5. Sensori

Sensore assoluto di posizione

Si tratta del modello NRH280DP prodotto da Leane Srl. Il dispositivo è costituito da due componenti: un magnete, applicabile all'oggetto in rotazione, e il sensore vero e proprio, da fissare a pochi millimetri dal magnete.

Il sensore deve essere alimentato tra 9 e 30 Vdc e fornisce in uscita su due canali in controfase una tensione analogica 0.1 - 4.9 Vdc proporzionale allo sfasamento tra magnete e sensore (da 20° a 180°). Il funzionamento è garantito nel range per temperature da -40 a circa 110 °C, condizione ampiamente verificata in quanto il montaggio avviene in una posizione ventilata.

Encoder incrementale

Per misurare la velocità di rotazione del motore dell'azionamento di sterzo si è scelto il mini-encoder ad albero cavo SE22 prodotto da VEM Tech e mostrato in figura 10.12.

Il dispositivo, alimentato a 5 Vdc, dispone di uscita TTL compatibile con due canali in quadratura di tipo pull-up. La risoluzione è di 300 CPR con una frequenza di 60 kHz.

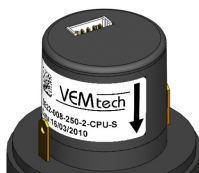


Figura 10.12.: L'encoder incrementale VEM tech SE22.

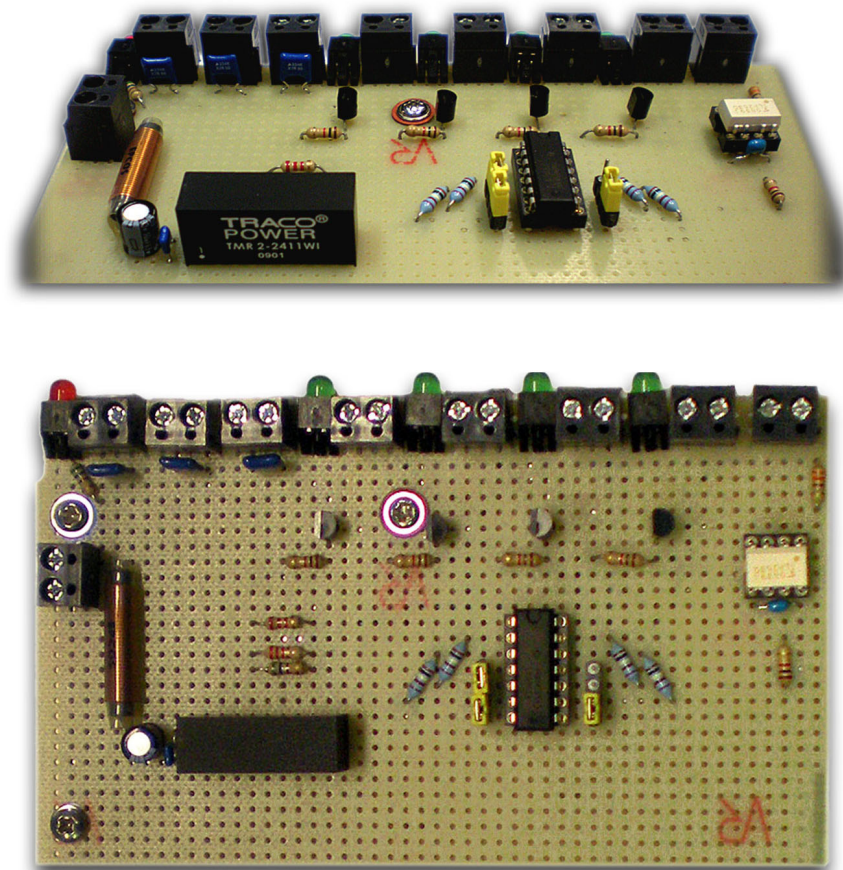


Figura 10.11.: Scheda di adattamento dei segnali.

11. Architettura della regolazione dell'angolo di sterzo

Obiettivo dello schema di regolazione è assicurare il controllo di posizione dell'angolo di rotazione del piantone dello sterzo in modo che il veicolo possa curvare nel modo desiderato.

Tradizionalmente, i controlli di posizione con motori a corrente continua sono realizzati con l'impiego di un sensore di velocità e di un sensore di posizione. Si chiudono tre anelli: esternamente vi è l'anello di posizione (con regolatore proporzionale), chiuso su un anello di velocità (regolatore proporzionale e integrale, PI), il quale a sua volta contiene un anello di corrente. Di quest'ultimo anello, chiuso su una banda limitata solo dal polo elettrico del motore e ben superiore a quelle degli altri due, è possibile trascurare gli effetti dinamici.

Per migliorare la risposta al setpoint dello schema in cascata è possibile aggiungere un'azione derivativa in anticipo, come mostrato nello schema complessivo di figura 11.1.

Il controllo P/PI prevede tuttavia due misure distinte (posizione e velocità). La tendenza che si è imposta attualmente è invece quella di realizzare schemi di controllo digitale che utilizzino soltanto il sensore di posizione, ricavando la stima della velocità mediante derivazione numerica. Lo schema di controllo precedente si rivela equivalente a quello di figura 11.2 (la trasformazione dei parametri da uno schema all'altro sarà descritta nel Capitolo 13), dove è presente un controllore PID (proporzionale - integrale - derivativo) sull'errore di posizione.

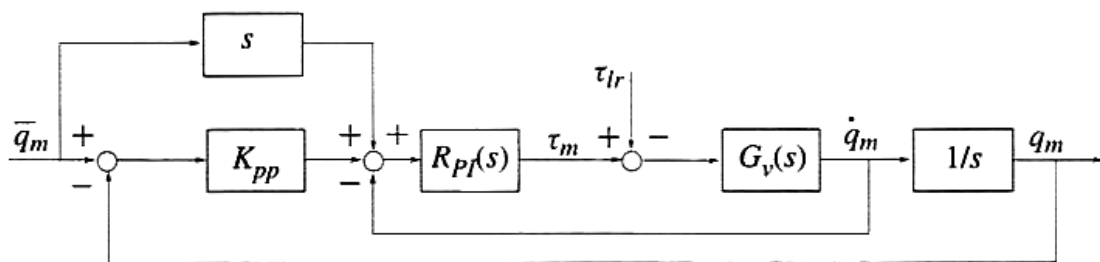


Figura 11.1.: Controllo in cascata con anticipo di velocità. q_m , \dot{q}_m e \bar{q}_m sono rispettivamente la posizione misurata, la sua derivata e il riferimento. $G_v(s)$ è il processo controllato.

11. Architettura della regolazione dell'angolo di sterzo

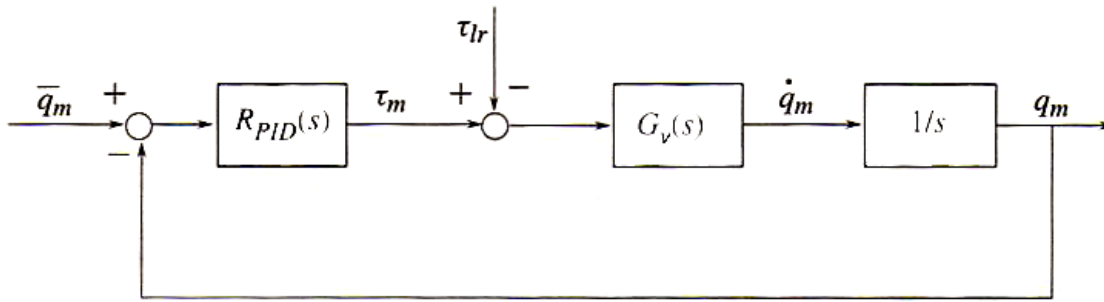


Figura 11.2.: Controllo PID.

L'algoritmo PID è largamente impiegato in ambito industriale in quanto è adatto a una vasta gamma di processi, ha un processo di taratura relativamente semplice, è realizzabile con diverse tecnologie (meccanica, idraulica, pneumatica, elettronica analogica o digitale) e non necessita di approfondite conoscenze del modello del sistema da controllare. Queste caratteristiche ne hanno determinato la diffusione, facendone uno dei componenti base dell'automazione industriale.

Il ruolo del PID consiste nel regolare una grandezza fisica sulla base dell'osservazione del suo valore, azionando un organo di comando proporzionalmente all'errore riscontrato, tenendo conto degli effetti precedentemente indotti e, possibilmente, di quella che sembra essere la tendenza attuale.

La formulazione più classica dell'algoritmo, espressa nel dominio del tempo, è:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (11.1)$$

dove:

- $u(t)$ è il valore della variabile di controllo all'istante t ;
- $e(t) = y_{sp}(t) - y(t)$ è il valore dell'errore tra setpoint e variabile da controllare all'istante t ;
- K_p è il guadagno proporzionale;
- T_i è la costante di tempo dell'azione integrale;
- T_d è la costante di tempo dell'azione derivativa.

In termini di funzione di trasferimento, l'equazione 11.1 si può scrivere come:

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) = K_p \frac{T_i T_d s^2 + T_i s + 1}{T_i s} \quad (11.2)$$

L'azione di controllo è data pertanto dalla somma di tre contributi (figura 11.3):

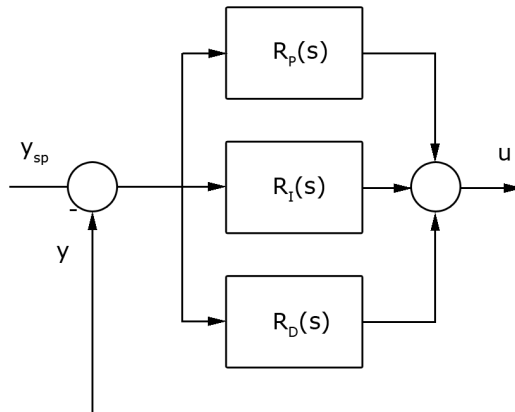


Figura 11.3.: Struttura del PID ideale.

- Azione proporzionale: variando linearmente attraverso il coefficiente di proporzionalità K_p , risulta la componente più sensibile al valore attuale dell'errore.
- Azione integrale: variando linearmente con l'integrale dell'errore attraverso il coefficiente di proporzionalità $K_i = K_p/T_i$, è la componente che tiene conto dell'andamento passato dell'errore e garantisce l'annullamento dell'errore a regime.
- Azione derivativa: variando linearmente con la derivata dell'errore attraverso il coefficiente di proporzionalità $K_d = K_p T_d$, tiene conto della tendenza attuale dell'errore. L'azione derivativa può giocare un ruolo utile ma anche indesiderato. Una variazione anche minima ma a gradino del setpoint si traduce infatti in una variazione a gradino dell'errore, che - derivato - trasferisce sulla variabile di controllo una componente impulsiva, che si ripercuote sugli attuatori. Per questo motivo può essere opportuno applicare un filtro sull'errore utilizzando la seguente funzione di trasferimento:

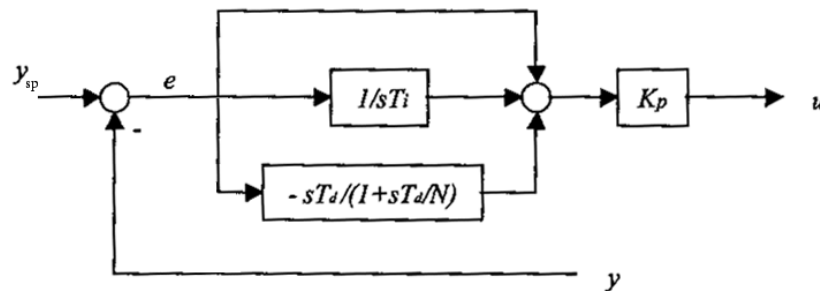


Figura 11.4.: PID con filtro sull'azione derivativa.

11. Architettura della regolazione dell'angolo di sterzo

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + sT_d/N} \right) \quad (11.3)$$

N deve essere tale da mandare il polo $s = -N/T_d$ al di fuori della banda di interesse del controllore. Si ottiene in definitiva lo schema di figura 11.4.

L'architettura implementata è organizzata come mostrato in figura 11.5. Il regolatore PID riceve in ingresso il riferimento di posizione (set point di angolo) e la misura della rotazione del pitman arm dal sensore di cui al paragrafo 10.5, e fornisce in uscita il riferimento di corrente da inviare al motore, tramite il modulo X20A02622 della centralina B&R.

L'anello di posizione sfrutta il controllo interno di corrente realizzato dalla centralina Transtecno BLDC XL e descritto nel Paragrafo 10.3.

La struttura complessiva è quindi quella un controllo in cascata, del tipo mostrato in figura 11.6. In generale, l'architettura in cascata prevede l'utilizzo di una misura addizionale, la variabile ausiliaria w , e di un secondo regolatore, R_2 , che chiude un anello interno di regolazione. Il setpoint dell'anello interno è generato dal regolatore della variabile controllata y . Il vantaggio di tale configurazione risiede nella compensazione dei

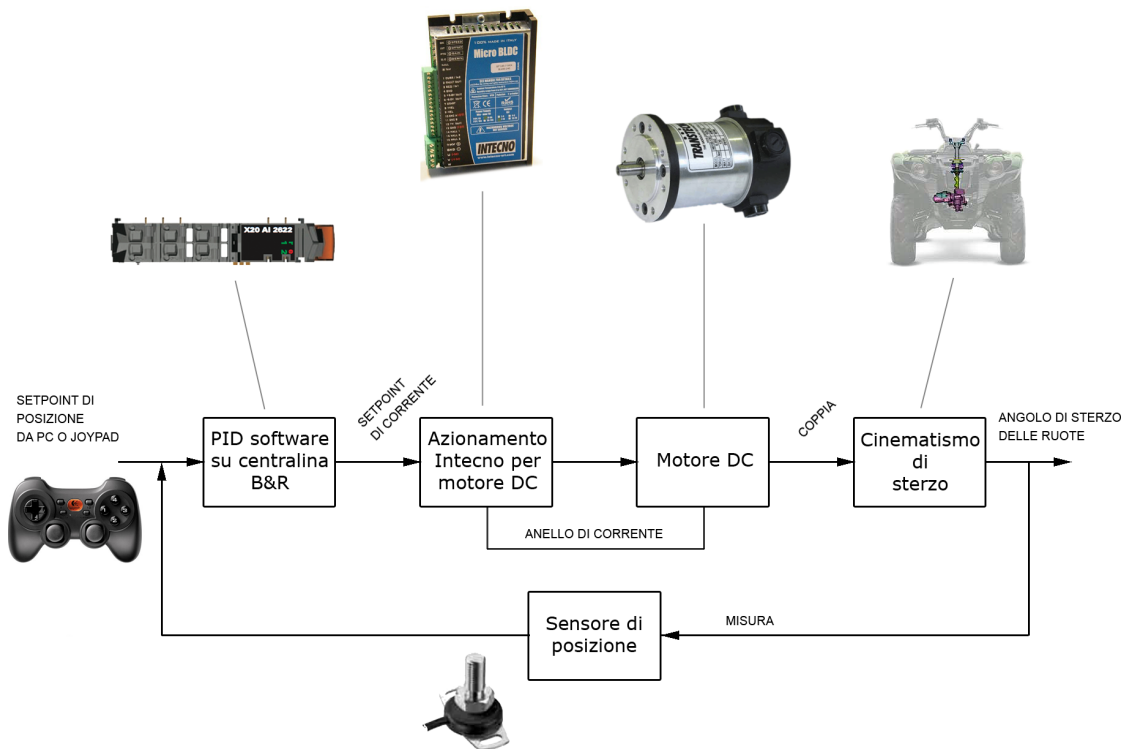


Figura 11.5.: Schema concettuale del controllo dell'angolo di sterzo.

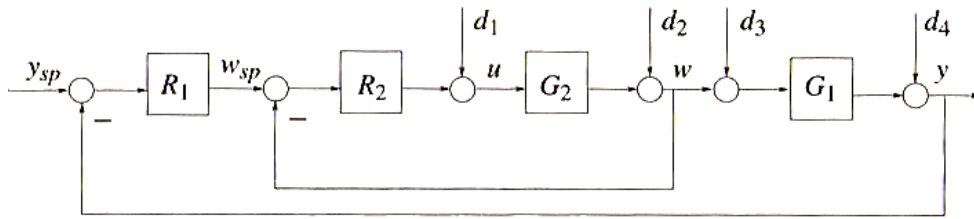


Figura 11.6.: Controllo in cascata. d_i rappresentano i disturbi nella catena di controllo.

disturbi che agiscono sull'anello interno in ragione del guadagno d'anello R_2G_2 fino alla pulsazione ω_2 propria dell'anello interno.

Nello schema realizzato, la variabile ausiliaria w è proprio la corrente I circolante nel motore e w_{sp} è il riferimento di corrente in uscita dal PLC. La banda dell'anello interno di corrente è ampiamente maggiore di quella dell'anello esterno. Per questo motivo, il regolatore R_2 (di tipo P) dell'anello interno è visto dall'anello esterno semplicemente come un guadagno in continua, nel nostro caso da considerarsi unitario, in forza di quanto espresso nel paragrafo 10.3. Lo schema a blocchi del controllo si presenta in definitiva come in figura 11.7, dove la funzione di trasferimento $P(s) = G_v(s)$ è da attribuirsi al modello del cinematismo di sterzo, e sarà oggetto del processo di identificazione descritto nei capitoli seguenti.

11.1. Architettura software

Per implementare il controllore PID è stata scritta un'apposita libreria del software che gira sulla centralina B&R. L'ambiente di sviluppo utilizzato è Automation Studio (figura 11.8), un applicativo fornito direttamente dal produttore per la programmazione e il monitoraggio della centralina. Il software consente la programmazione in un linguaggio molto simile per struttura e sintassi al C, e permette di configurare secondo le esigenze i moduli che compongono il sistema X20.

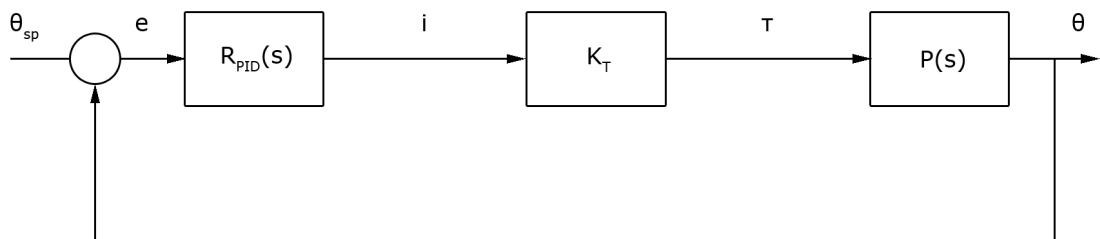


Figura 11.7.: Schema a blocchi del sistema di controllo dell'angolo di sterzo.

11. Architettura della regolazione dell'angolo di sterzo

Il codice sviluppato è destinato ad essere eseguito in *real time*, motivo per cui ciascun programma include al suo interno un task `_INIT` e un task `_CYCLIC`. I task del primo tipo vengono lanciati una sola volta all'accensione della centralina e sono impiegati per l'inizializzazione delle variabili; i task ciclici invece sono eseguiti dalla CPU ad intervalli di tempo regolabili dal programmatore, con tempo di ciclo minimo di 1 ms.

Al momento di intraprendere il progetto, i programmi di controllo dei sottosistemi di freno, accelerazione, interfaccia con la rete esterna, erano già disponibili. Discuteremo nelle pagine seguenti la realizzazione della libreria PID e del programma che gestisce lo sterzo.

11.1.1. Libreria per il controllo PID

La formulazione continua del PID, pur valida sul piano concettuale, risulta inapplicabile sul piano operativo in quanto il regolatore è destinato a funzionare su una macchina digitale.

Ciò comporta dover operare con segnali campionati i cui valori vengono passati periodicamente all'algoritmo di controllo. Si rende pertanto necessaria quella che viene chiamata "trasformazione di campionamento", esplicitata dalla corrispondenza tra le variabili z ed s : $z = e^{sT_s}$, dove T_s è il tempo di campionamento.

Poiché l'inversione della trasformazione di campionamento conduce ad una funzione di trasferimento discreta di tipo trascendente, irrealizzabile in un sistema a tempo discreto a dimensioni finite, è necessario avvalersi di metodi di approssimazione ricavati nell'ambito del calcolo numerico.

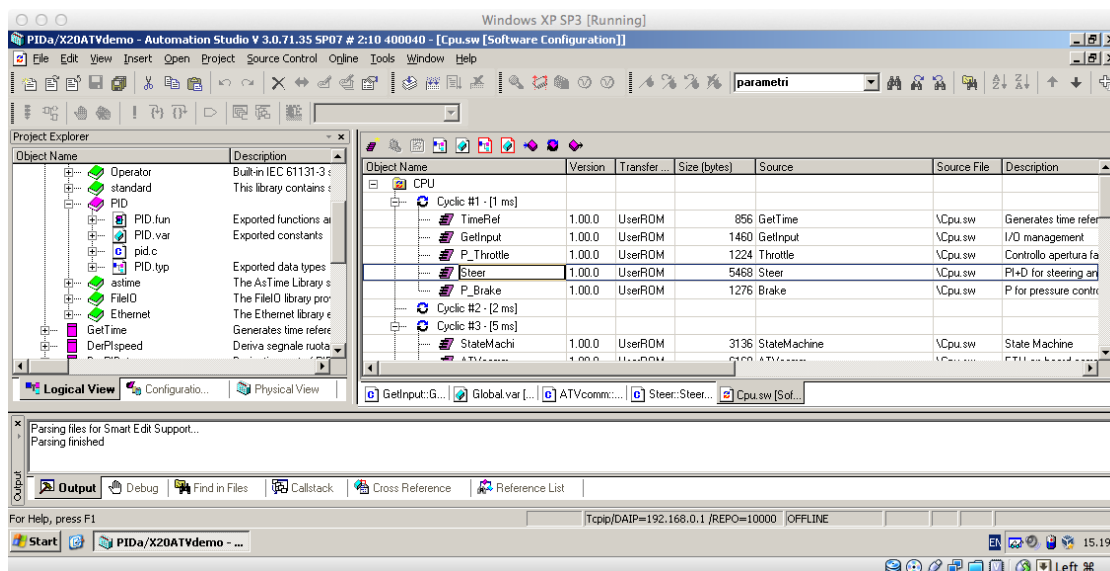


Figura 11.8.: Automation Studio, software di monitoraggio e programmazione della centralina B&R.

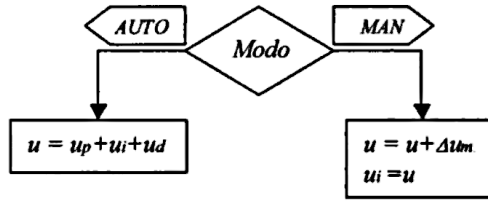


Figura 11.9.: Regolatore PID con integrazione condizionata e comando manuale.

Tra le tecniche più diffuse vi sono il metodo delle differenze all'indietro (formula implicita di Eulero), il metodo delle differenze in avanti (formula esplicita di Eulero) e il metodo della trasformazione bilineare (di Tustin). Ciascuno dei metodi seguenti corrisponde ad approssimare la funzione di trasferimento in modo differente.

La conversione nel nostro caso viene effettuata con la formula implicita di Eulero. Vale in tal caso che:

$$s \cong \frac{z-1}{zT_s} \quad (11.4)$$

Si ha che:

- azione proporzionale: $u_p(t_k) = K_p e(t_k)$;
- azione integrale: poiché $u_i(t_k) = K_i \int e(t_k) dt$, significa che $\frac{du_i}{dt} = K_i e(t_k)$ si può approssimare con $\frac{u_i(t_k) - u_i(t_{k-1})}{T_s} = K_i e(t_k)$, e quindi $u_i(t_k) = u_i(t_{k-1}) + K_i T_s e(t_k)$;
- azione derivativa: poiché $\frac{T_d}{N} \cdot \frac{du_d(t)}{dt} + u_d(t) = K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$, si ottiene $u_d(t_k) = \frac{T_d}{T_d + N} [u_d(t_{k-1}) + N K_p (e(t_k) - e(t_{k-1}))]$;

Ciò corrisponde a valutare la derivata della variabile di controllo come il relativo rapporto incrementale in cui al numeratore si trova la differenza tra il valore del segnale all'istante t e quello all'istante $t - T_s$.

Problemi implementativi: desaturazione dell'azione integrale e commutazione Automatico/Manuale

In un anello di regolazione generalmente la variabile di controllo si mantiene abbastanza lontana dai limiti di saturazione. Tuttavia può accadere che, in occasione di transitori ampi o improvvisi, causati da variazioni rapide del setpoint o dei disturbi, l'organo di comando venga portato a lavorare in condizioni limite.

È quindi opportuno limitare l'ampiezza della variabile di controllo. Molto spesso questo si ottiene attraverso un blocco non lineare, detto saturatore: esso restituisce il valore di uscita del PID, u , se è compreso tra i limiti ammissibili, altrimenti restituisce proprio il valore limite.

11. Architettura della regolazione dell'angolo di sterzo

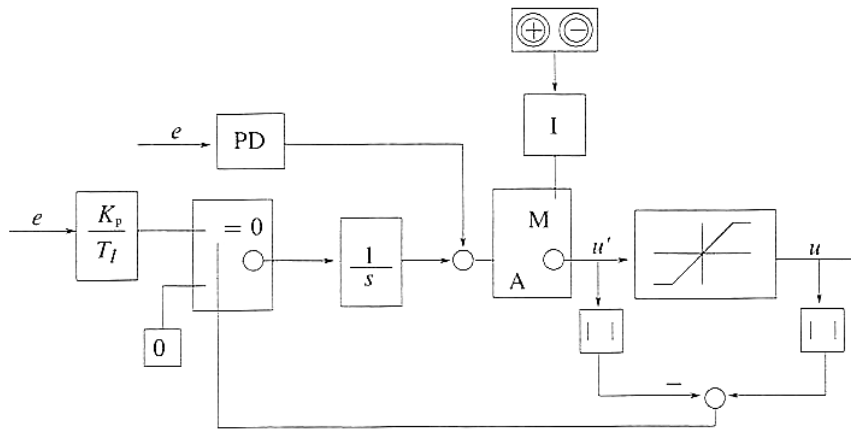


Figura 11.10.: Regolatore PID con integrazione condizionata e comando manuale.

L'utilizzo congiunto di questa limitazione e dell'azione integrale può causare però un inconveniente computazionale noto come *integral windup*. Se l'algoritmo PID elabora una variabile di controllo $u > u_{max}$, il regolatore eroga comunque il valore massimo; se però l'errore non comincia subito a diminuire, per effetto dell'azione integrale u continuerà ad aumentare. Quando finalmente l'errore sarà diminuito a sufficienza, e anche u inizierà a diminuire, il regolatore continuerà a fornire in uscita il valore massimo fino a che $u < u_{max}$. Nel frattempo l'algoritmo perde la sua efficacia, è come se ci si trovasse in anello aperto con uscita costante, e non riesce a reagire in caso di variazioni del processo da controllare. Inoltre, l'attuatore lavora al limite delle sue possibilità.

L'accorgimento più semplice, implementato nella libreria, per prevenire tale inconveniente è quello di arrestare l'azione integrale in caso di saturazione: questa tecnica prende il nome di integrazione condizionata.

Una seconda causa di possibili malfunzionamenti è la commutazione Automatico/-Manuale. I regolatori nella maggior parte dei casi devono poter funzionare anche in modalità manuale, ovvero fornire in uscita una variabile di controllo che non è quella calcolata dall'algoritmo PID ma quella modulata manualmente da un operatore umano. La commutazione tra i due modi di funzionamento non devono però causare alcun effetto sugli attuatori. Si usa pertanto mantenere costantemente allineata l'uscita manuale a quella automatica (*tracking*) e viceversa ricalcolare opportunamente quella automatica in modo che nel momento della commutazione Manuale/Automatico il suo valore sia lo stesso di quello lasciato dall'operatore.

Quest'ultima caratteristica prende il nome di commutazione *bumpless*, e si può ottenere continuando a calcolare opportunamente l'azione integrale, secondo lo schema concettuale di figura 11.9. Gli accorgimenti relativi all'anti-windup devono essere considerati anche nel caso di funzionamento manuale: un esempio del regolatore è mostrato in figura 11.10

Pseudocodice del regolatore

Riportiamo ora lo pseudocodice del regolatore PID discreto realizzato, che implementa sia il controllo anti-windup sia la commutazione bumpless. Il codice è diviso in due parti, quella di inizializzazione, eseguita in fase di avvio del software, e quella di calcolo ricorsivo, eseguita ad ogni tempo di ciclo.

In particolare, nella fase di inizializzazione, tre variabili di appoggio (a_1 , b_1 e b_2) vengono calcolate sulla base dei parametri del regolatore, in modo da rendere più snello il codice successivo. T_s è il tempo di sampling del regolatore, y_{sp} e y sono rispettivamente il setpoint e la variabile misurata, e_{old} è il valore dell'errore all'istante precedente, u_d e u_i le azioni derivativa e integrale, u l'uscita del regolatore, du la sua variazione rispetto allo stato precedente. Lo schema seguente è utilizzato come traccia nella scrittura del codice in Automation Studio, descritto nel dettaglio in Appendice A.

```

/* INIZIALIZZAZIONE */
1

a1 = Ki*Ts
b1 = Kd/( Kd + N*Ts*Kp)
b2 = b1*Kp*N
6

e_old = ysp - y
ui = u - Kp*e_old
ud = 0

/* fine inizializzazione */
11

/* CODICE RICORSIVO */
16

Acquisizione e conversione di ysp e y

e = ysp - y
ud = b1*ud + b2*(e-e_old)
21

// controllo anti-windup
if (u > umax)
    u = umax
    ui = ui_old
elseif (u < umin)
26
    u = umin
    ui = ui_old

elseif AUTO
    ui = ui + a1*e
31
else
    ui = u - Kp*e - ud

```

11. Architettura della regolazione dell'angolo di sterzo

```
if AUTO
    u = Kp*e + ui + ud
else
    u = u + du

// memorizzazione degli stati
e_old = e
u_old = u
ui_old = ui

/* fine libreria PID */
```

11.1.2. Programma per il controllo dello sterzo

Il programma `Steer.c` ha la funzione di acquisire il valore delle variabili di riferimento, di controllo e misurate, di lanciare la funzione pid del regolatore, e di effettuare dei controlli aggiuntivi sul fine corsa e su eventuali malfunzionamenti dei sensori.

In particolare, se la coppia è di segno tale da portare l'angolo di rotazione del pitman arm oltre i fine corsa, la coppia stessa viene azzerata. Inoltre, se si verifica una eccessiva variazione della variabile misurata, il che può avvenire per un malfunzionamento del sensore, il sistema tiene bloccata a zero la corrente nel motore, in modo da evitare danneggiamenti dell'attuatore e degli altri organi meccanici. Lo pseudocodice del programma (il codice completo è consultabile in Appendice A) è il seguente:

```
/* INIZIALIZZAZIONE */

// Inizializzazione variabili PID
e_old = 0
ui_old = 0
ud_old = 0
sp = setpoint da comando manuale
pv = pv da sensore

// Inizializzazione parametri PID
Ts = 0.001
Kp = 12.0
Ki = 4.0
Kd = 0.375
N = 200
umin = -14.0
umax = 14.0

/* FUNZIONE CICLICA */
Aggiornamento pv da comando manuale
Aggiornamento sp da sensore
```



```

Esecuzione funzione PID 24

// Controllo sui fine corsa
if ( (pv > 0.7 && cs > 0) OR (pv < 0.7 && cs < 0) )
    cs = 0 29

// Controllo su malfunzionamento sensore
elseif ( | pv - pv_old | > 1.0 rad )
    cs = 0
    errore_sensore = TRUE 34

elseif (errore_sensore == TRUE)
    cs = 0
else
    cs = u // conversione in corrente dell'uscita del pid 39

pv_old = pv

/* fine programma sterzo */

```

Va infine prevista la possibilità di memorizzare l'andamento delle variabili di interesse. Va tenuto in conto che il processo viene eseguito in real time, quindi occorre che la scrittura dei valori sul file di testo sia sufficientemente rapida da consentire di salvare i dati entro il tempo di ciclo. La soluzione adottata e il codice relativo sono riportati in Appendice A.

Parte IV.

Prove sperimentali

12. Identificazione del modello associato al sistema di sterzo

Il problema del controllo attivo di sistemi meccanici (ma anche processi industriali, impianti, ecc.) è intimamente legato a problemi di modellistica, ovvero al poter dedurre in modo appropriato le equazioni del moto del sistema fisico e quelle del sistema di controllo per poter svolgere una progettazione accurata degli stessi.

La prima serie di prove sperimentali è stata svolta pertanto con l'intento di identificare il modello associato al cinematismo di sterzo. L'obiettivo è ricavare una relazione tra la coppia imposta al motore e l'angolo di sterzo raggiunto dal veicolo.

Nel Capitolo 5 si è chiarito che le condizioni di sterzo da fermo e di sterzo con veicolo in corsa siano governate da processi fisici differenti. Procederemo quindi ad un'analisi differente nei due casi, tenendo presente che il processo di taratura privilegerà le manovre con ATV in moto.

12.1. Veicolo in corsa

Nel Capitolo 4 si è discussa una possibile formulazione della relazione che intercorre tra coppia applicata al piantone e angolo di sterzo risultante. Nell'equazione 4.3, che qui riportiamo, consideriamo unitario il rapporto di riduzione tra ruote e pitman arm N_p ed esprimiamo la coppia di sterzo come $\tau_{st} = N_m \cdot \eta_G \cdot \tau_m$ ¹:

$$J_{eq}\ddot{\vartheta} + D_{eq}\dot{\vartheta} = \tau_{st} - \tau_{sat} \quad (12.1)$$

Il processo di identificazione sarà dunque volto a identificare coppia di autoallineamento, smorzamento e momento d'inerzia.

Il parametro J_{eq} è funzione delle dimensioni e delle masse dei componenti che costituiscono il meccanismo di sterzo, ed è già stato calcolato in fase di dimensionamento. Il suo valore è pari a $J_{eq} = J_L = 0.329 \text{ Kgm}^2$. Riportando questo dato all'albero motore e includendo il contributo inerziale di quest'ultimo si ha $J_T = 0.000354 \text{ kgm}^2$.

12.1.1. Stima del momento di autoallineamento e della rigidità dello pneumatico

Riformulando l'espressione precedente, il momento di autoallineamento è dato da:

$$\tau_{sat} = \tau_{st} - J_{eq}\ddot{\vartheta} - D_{eq}\dot{\vartheta} \quad (12.2)$$

¹ N_m è il rapporto di riduzione del riduttore, η_G il suo rendimento.

12. Identificazione del modello associato al sistema di sterzo

Prima di procedere alle prove sperimentali vere e proprie, si è svolta una serie di simulazioni in ambiente Dymola (figura 12.1). Per quanto i risultati ottenuti abbiano valore indicativo per via delle approssimazioni del modello (in particolare per quanto riguarda i parametri delle Magic Formulae degli pneumatici), tali test hanno permesso di inquadrare il comportamento qualitativo del sistema.

Nelle simulazioni, il veicolo viene accelerato fino ad una velocità di 2 m/s, raggiunta la quale si applica un gradino di coppia al piantone e si osserva l'evoluzione temporale dell'angolo di sterzo. Diversi studi presenti in letteratura (si veda ad esempio [12] o [24]) rilevano che nelle automobili valori tipici di coppia al volante sono dell'ordine della decina di Nm. Con un valore di coppia di 4 Nm, dopo un transitorio iniziale in cui è ben visibile una sovraelongazione, l'angolo di sterzo si assesta ad un valore stabile. Con valori di coppia superiori (17 Nm nella prova) invece, il momento di autoallineamento non è in grado di bilanciare l'azione del motore, quindi lo sterzo prosegue fino al fine corsa meccanico (figura 12.2).

Si passa dunque all'esperimento reale, svoltosi su prato: l'ATV parte da fermo e viene accelerato in traiettoria rettilinea; i controlli di freno e acceleratore sono azionati da un operatore tramite joystick, mentre l'anello di sterzo è disattivato.

Raggiunta la velocità di circa 2 m/s, compatibile con le operazioni richieste al veicolo, al motore DC viene imposto uno scalino di coppia da remoto, comandando l'azionamento con un PC portatile, a sua volta connesso alla centralina B&R grazie al ponte wireless installato a bordo.

L'intento è il seguente: se si fosse in grado raggiungere la condizione di angolo di sterzo costante, ci si porrebbe nel caso di equilibrio dinamico in cui le derivate della 12.2

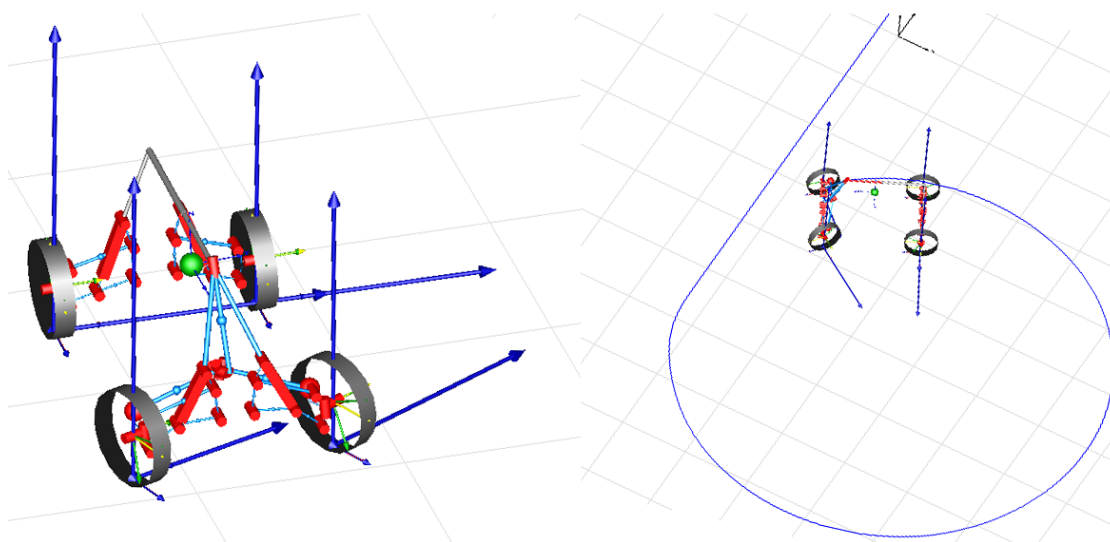


Figura 12.1.: Simulazioni effettuate con Dymola della risposta dell'ATV a un gradino di coppia applicato al piantone di sterzo. A destra, traccia della traiettoria percorsa dal modello.

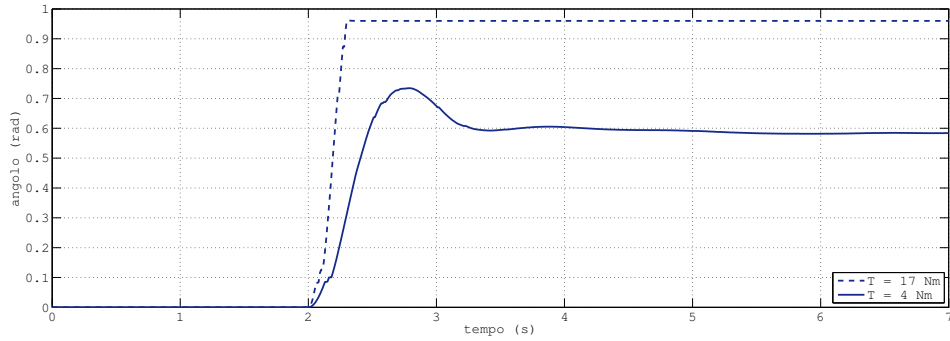


Figura 12.2.: Simulazioni Dymola. Gradini elevati di coppia applicati allo sterzo portano le ruote a fine corsa; coppie inferiori invece fanno sì che l'angolo di sterzo si assesti ad un valore di regime. In entrambe le prove la velocità del veicolo è di 2 m/s.

sono nulle, per cui la coppia applicata dall'attuatore sarebbe bilanciata dal momento di autoallineamento, ovvero $\tau_{sat} = \tau_{st}$.

Si procede di conseguenza applicando inizialmente una coppia relativamente elevata ($\tau_{st} = 61.4 \text{ Nm}$, corrispondenti a $\tau_m = 0.285 \text{ Nm}$, con 5 A circolanti nell'avvolgimento), leggermente superiore ai limiti degli sforzi radiali sopportabili dal motoriduttore. Si abbassa via via questo valore fino a che non si osserva un comportamento asintotico dell'angolo di sterzo. Una media dei valori registrati in diverse prove ha permesso di stimare il momento di autoallineamento, per velocità nell'intorno di 2 m/s e angolo di sterzo di circa 0.3 rad, pari a:

$$\tau_{sat} = 24.5 \text{ Nm}$$

I grafici relativi a questa serie di test sono mostrati in figura 12.3.

Questo valore, come detto, si riferisce a un certo valore di angolo di sterzo. Per ottenere una caratterizzazione più completa, sarebbe opportuno conoscere un'espressione di τ_{sat} in funzione dell'angolo di sterzo raggiunto. Ora, l'equazione 4.6 (adottata in [38] e riportata di seguito) stabilisce che:

$$\tau_{sat} = \xi \cdot K_f \beta_f \quad (12.3)$$

L'angolo di deriva β_f di ciascuna ruota è espresso dalla:

$$\beta_f = \beta + \frac{a \cdot \psi}{V} - \delta \quad (12.4)$$

Dove δ è l'angolo di sterzo delle ruote, a la distanza dell'asse anteriore dal centro di massa (lungo l'asse longitudinale), ψ lo yaw rate ($\psi = \dot{\delta}$), V il modulo della velocità del veicolo e β il suo angolo di deriva. Riferendoci al modello monotraccia, riportato per comodità in figura 12.4, ricaviamo alcune relazioni utili. Innanzitutto,

12. Identificazione del modello associato al sistema di sterzo

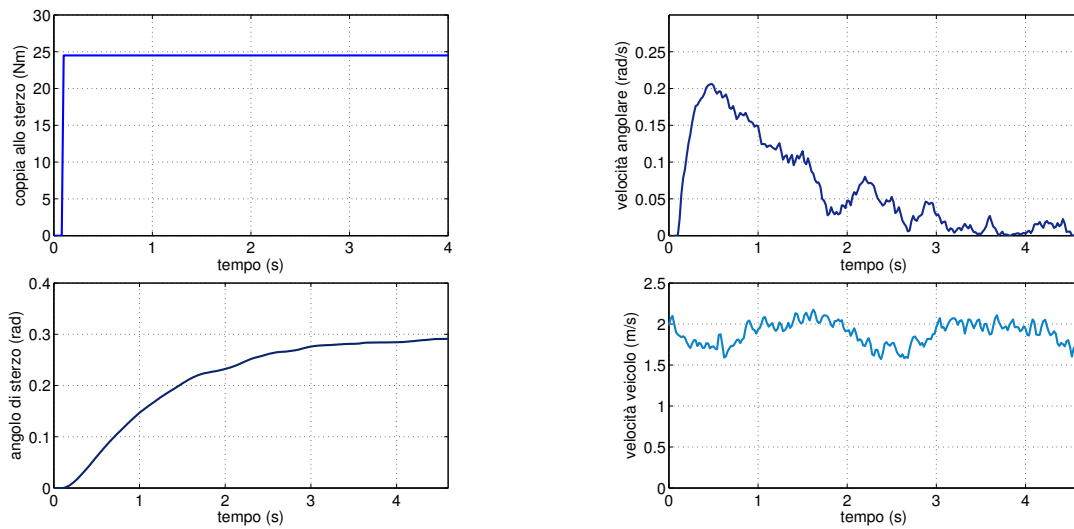


Figura 12.3.: Prove sperimentali: angolo di sterzo, la sua derivata nel tempo, velocità lineare del veicolo a seguito di un gradino di coppia allo sterzo pari a $\tau_{st} = 24.5 \text{ Nm}$.

$$\cot \delta = R_1/l \quad (12.5)$$

Il raggio di curvatura risulta dato da:

$$R = \sqrt{b^2 + R_1^2} = \sqrt{b^2 + l^2 \cot^2 \delta} \quad (12.6)$$

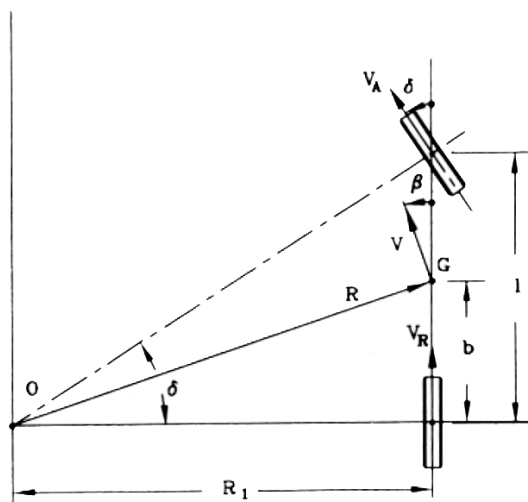


Figura 12.4.: Modello monotraccia.

Se il raggio di curvatura è grande rispetto al passo del veicolo e l'angolo di sterzo sufficientemente piccolo, si può approssimare:

$$R \simeq l \cot^2 \delta \simeq l/\delta \quad (12.7)$$

che si può riscrivere come:

$$\frac{1}{R\delta} = \frac{1}{l} \quad (12.8)$$

Questa relazione definisce il *guadagno della curvatura della traiettoria*, e rappresenta il rapporto fra la curvatura che percorre il veicolo e l'angolo di sterzo imposto. Infine, ricaviamo il legame con l'angolo di deriva del veicolo. Osservando la figura, è possibile dire che:

$$\beta = \arctan\left(\frac{b}{\sqrt{R^2 - b^2}}\right) \simeq \arctan(b/R) \quad (12.9)$$

Sfruttando la 12.8, sempre nell'ipotesi di piccoli angoli, si ha:

$$\frac{\beta}{\delta} = \frac{b}{l} \quad (12.10)$$

A questo punto siamo in grado di ricavare il valore del coefficiente K_f . Essendo infatti per la prova in esame:

- $\delta = 0.3$ rad;
- $\tau_{sat} = 24.5$ Nm;
- $\beta = \delta \frac{b}{l} \simeq 0.3 \text{ rad} \cdot \frac{0.6 \text{ m}}{1.18 \text{ m}} = 0.153$ rad;
- $V = 2$ m/s;
- $\psi \approx 0$ (condizione di sterzo costante);
- $\xi = 0.1$ m.

Possiamo dedurre:

$$\beta_f = \beta + \frac{a \cdot \psi}{V} - \delta = 0.147 \text{ rad}$$

E quindi,

$$K_f = \tau_{sat}/(\xi \cdot \beta_f) = 1667 \text{ rad}\cdot\text{N} \quad (12.11)$$

Abbiamo quindi ricavato un valore del coefficiente di rigidità K_f per velocità del veicolo nell'intorno di 2 m/s. Questo ci consentirà di utilizzare nel seguito la relazione 4.6 anche per condizioni differenti degli angoli di sterzo e di deriva.

12. Identificazione del modello associato al sistema di sterzo

12.1.2. Smorzamento

Ricavata l'espressione della coppia di autoallineamento in funzione dell'angolo di sterzo, possiamo ottenere il valore dello smorzamento equivalente sfruttando le prove precedenti. Osserviamo i grafici di figura 12.5, dove la coppia imposta al motore fa sì che le ruote raggiungano il fine corsa. Notiamo che oltre un certo istante di tempo la velocità angolare si mantiene costante, mentre l'accelerazione angolare è pressoché nulla. In queste condizioni, dall'equazione 12.2 segue che:

$$D_{eq}\dot{\vartheta} = \tau_{st} - \tau_{sat} \quad (12.12)$$

per cui

$$D_{eq} = \frac{\tau_{st} - \tau_{sat}}{\bar{\omega}} \quad (12.13)$$

Dove $\bar{\omega}$ è il valor medio della velocità angolare a transitorio esaurito (nei grafici, $t > 0.5$ s), che si calcola pari a 0.829 rad/s. Essendo $\tau_{st} = 49.1$ Nm, corrispondenti a $\tau_m = 0.228$ Nm (4 A circolanti nel motore), segue che $D_{eq} = 29.7 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$. Riportando questo valore al motore, si ha $D_m = \frac{D_{eq}}{N_m^2} = 0.000314 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$.

12.1.3. Verifica dei parametri

Verifichiamo la validità del parametro di rigidezza ricavato calcolando istante per istante il momento di autoallineamento durante la prova e confrontandolo con la coppia imposta al motore. La coppia è calcolata tramite la relazione ($a = 0.5$ m):

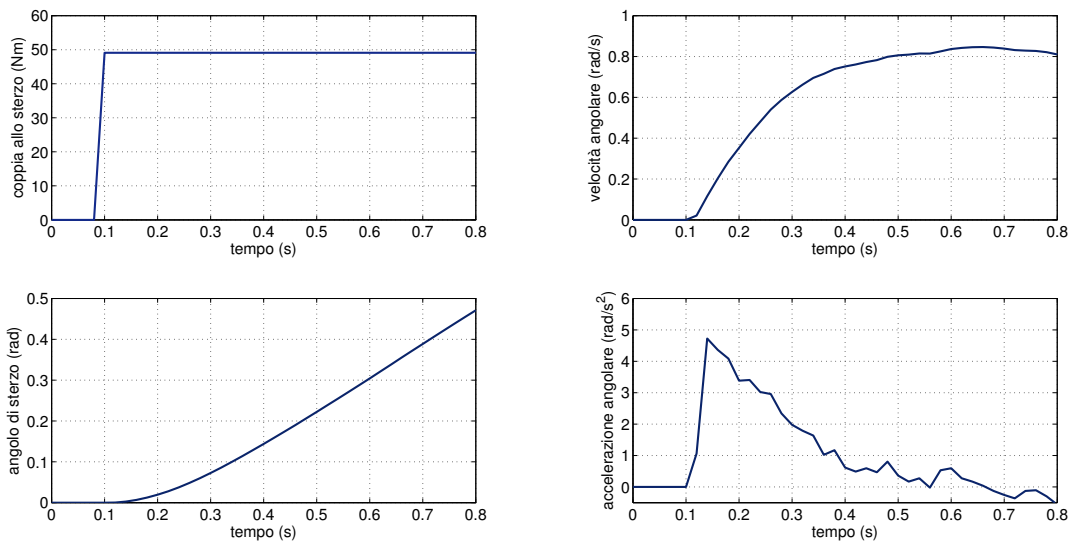


Figura 12.5.: Prove sperimentali: angolo di sterzo, velocità e accelerazione angolare a seguito di un gradino di coppia allo sterzo pari a $\tau_{st} = 49.1$ Nm.

$$\tau_{sat} = \xi \cdot K_f \left(\delta \frac{b}{l} + \frac{a \cdot \dot{\delta}}{V} - \delta \right) \quad (12.14)$$

Nel grafico di figura 12.6 notiamo che, nella prova dove viene raggiunto un angolo costante a regime, il momento di autoallineamento τ_{sat} effettivamente tende a eguagliare quello imposto dal motore τ_{st} . Se invece la coppia applicata è più elevata, i momenti di autoallineamento non riescono a bilanciarla e le ruote sterzano fino al fine corsa². L'andamento di τ_{sat} mostrato in figura è coerente: infatti, secondo la 12.10, durante la prova l'angolo di deriva aumenta pressoché linearmente, ed è quindi possibile costruire una curva che metta in relazione β con il momento di autoallineamento (figura 12.7),

²Da notare che per lo svolgersi delle prove il fine corsa è stato ridotto via software così da scongiurare danni agli organi meccanici.

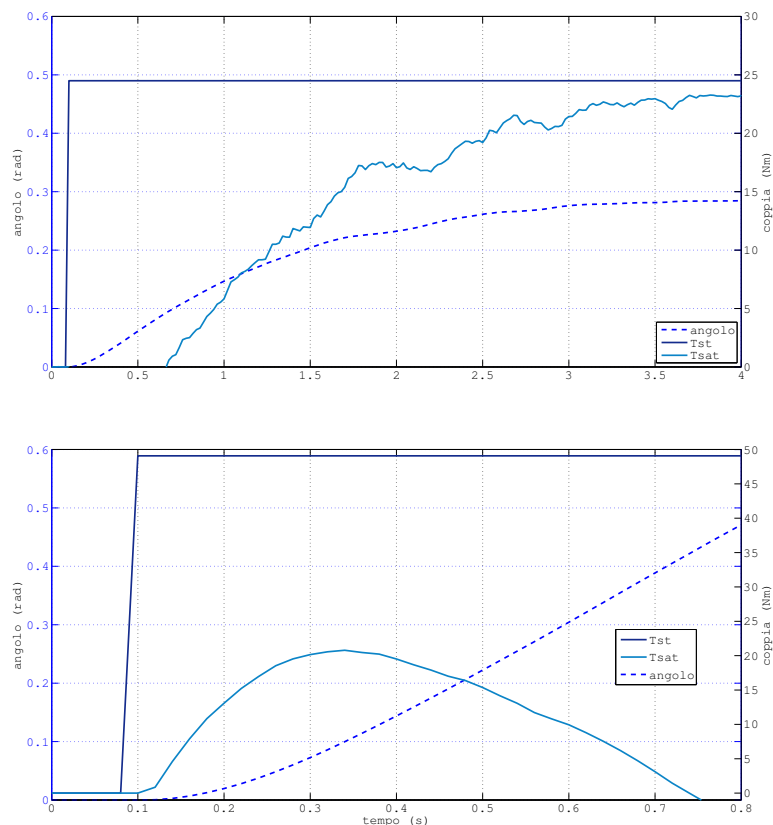


Figura 12.6.: Prove sperimentali: quando il momento di autoallineamento raggiunge il valore di coppia imposto l'angolo di sterzo è costante (in alto).

Al contrario (grafico in basso), se il momento di autoallineamento non è sufficiente a bilanciare un gradino di coppia imposto di 49.1 Nm.

12. Identificazione del modello associato al sistema di sterzo

che trova ampio riscontro in letteratura. Da notare che $\tau_{sat,max} = 25.4 \text{ Nm}$, molto vicino a quanto stimato in precedenza.

Dal momento che τ_{sat} è funzione della velocità del veicolo, dell'angolo di sterzo, degli angoli di deriva e dello yaw rate, il coefficiente di smorzamento ottenuto è un parametro molto variabile. Per questa ragione, nel procedimento di taratura lo considereremo nullo, caratterizzando come segue la funzione di trasferimento $G_{vm}(s)$ che lega la coppia motrice alla velocità angolare del motore (già espressa dalla 4.4):

$$G_{vm}(s) = \frac{\omega_m}{\tau_m}(s) = \frac{1}{J_T s + D_m} \sim \frac{1}{s J_T} \quad (12.15)$$

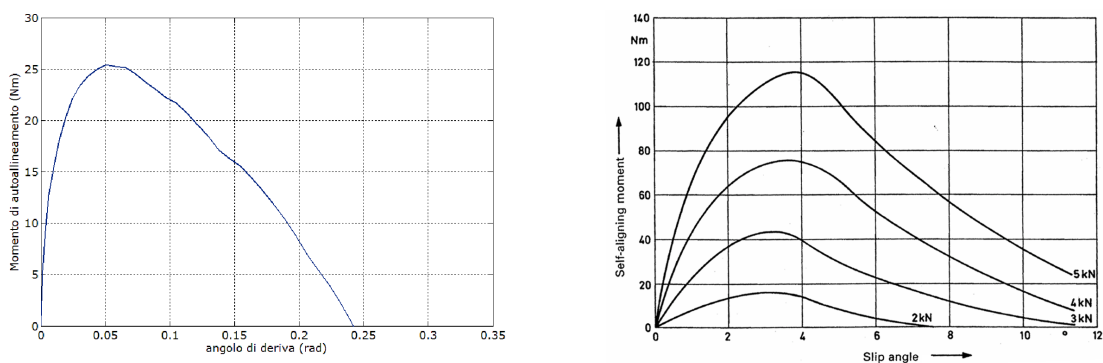


Figura 12.7.: Curva sperimentale $\tau_{sat}(\beta)$ e riscontro in letteratura. Le curve nella figura di destra si riferiscono a diverse condizioni di carico F_z dell'asse anteriore.

12.2. Validazione del modello di sterzo a veicolo fermo

Nel Paragrafo 5.4 abbiamo descritto un modello per stimare la coppia necessaria a sterzare le ruote a veicolo fermo. Nel Paragrafo 9.2, tale modello viene utilizzato nel processo di dimensionamento dell'attuatore per prevedere le coppie massime che il motore dovrà essere in grado di erogare.

Nel seguito si esegue la verifica sperimentale dei modelli introdotti. Le prove sono state effettuate ad anello aperto, disattivando il regolatore di posizione PID. L'ATV è posto in piano, con la marcia inserita in modalità di parcheggio (freno di stazionamento) e le ruote anteriori in condizioni di sterzo nullo. La pressione degli pneumatici è di 32 kPa per l'anteriore e 27 kPa per il posteriore, come indicato dal costruttore. Il test avviene forzando nel motore una rampa di corrente, che corrisponde ad applicare al meccanismo di sterzo una rampa di coppia, con incrementi di $5 \cdot 10^{-4}$ Nm ad ogni ms (mediamente 0.5 Nm/s). Si registra l'andamento temporale dell'angolo di rotazione del pitman arm.

I risultati sono mostrati in figura 12.8. Osserviamo che, dal punto di vista macroscopico, la rotazione della ruota avviene "a scatti", alternando rapide fasi di scorrimento a fasi apparentemente stazionarie. Prima di attribuire un significato fisico a questo fenomeno, mettiamo a confronto le curve sperimentali con quelle ottenute tramite il modello (figura 12.9).

Notiamo che il modello riesce a prevedere abbastanza bene l'intensità della coppia necessaria a far sterzare macroscopicamente le ruote (intorno ai 120 Nm, a seconda della superficie). Il parametro cui il modello risulta più sensibile è il coefficiente di attrito tra ruota e terreno. A seconda della superficie infatti, è possibile ottenere le curve della

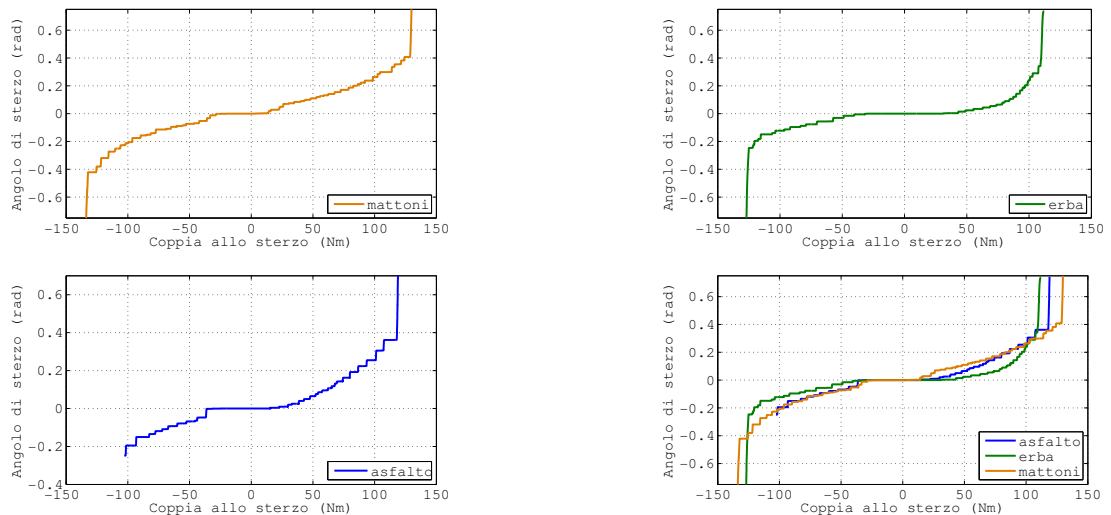


Figura 12.8.: Curve angolo di sterzo vs. coppia applicata per diversi tipi di superficie.

12. Identificazione del modello associato al sistema di sterzo

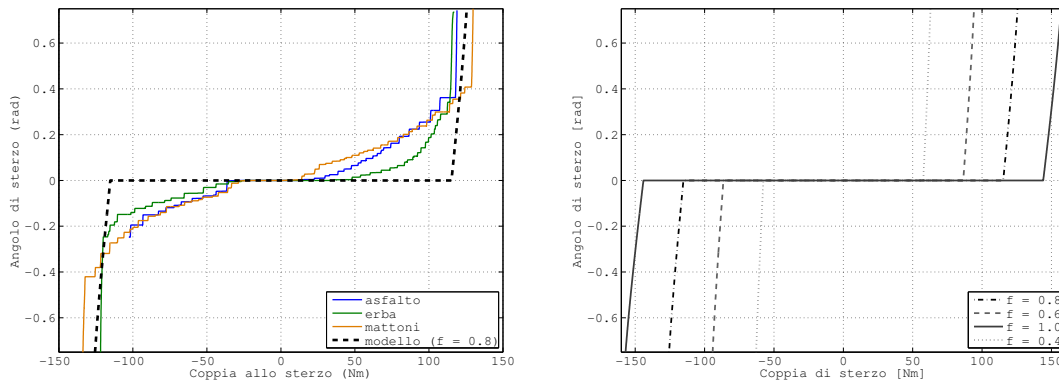


Figura 12.9.: Confronto tra modello e misure sperimentali (a sinistra) e dipendenza delle simulazioni dal coefficiente f di attrito tra ruota e terreno (a destra).

figura 12.9 a destra, dove si è simulato lo sterzo a veicolo fermo su: asfalto/cemento asciutto ($f = 0.9$), sterrato asciutto ($f = 0.8$), sterrato bagnato ($f = 0.6$), neve compatta ($f = 0.3$) Quello che il modello, essendo lineare, non descrive è il profilo a gradini della curva.

Questo andamento è caratteristico di fenomeni di attrito denominati *stick-slip*. L'attrito stick-slip (aderenza-scorrimento) è dovuto alla transizione ciclica da attrito statico ad attrito dinamico a basse velocità.

La coppia necessaria a causare il primo distacco, cioè per innescare il moto tra copertone e terreno, deve superare l'effetto delle forze tangenziali al contatto $F_T = f_s \cdot F_N$ (dove f_s è il coefficiente di attrito statico). Se i due corpi sono in quiete, tra le asperità di gomma e terreno si formano giunzioni tenaci che inducono un attrito elevato. L'impronta dello pneumatico a terra quindi è ferma. Nel frattempo però il motore si muove, seppur con variazioni di posizione molto piccole, caricando elasticamente la ruota che si comporta come una molla torsionale. Ciò è visibile nell'ingrandimento delle curve sperimentali di figura 12.10; il processo si può descrivere come mostrato nella stessa figura 12.10 in basso, dove viene rappresentato il comportamento di una massa in strisciamento vincolata ad un motore attraverso una molla.

Sotto l'azione della coppia applicata, superato il limite di attrito statico le giunzioni si rompono e la velocità di strisciamento aumenta improvvisamente. Le giunzioni che si realizzano immediatamente dopo il distacco sono evidentemente meno tenaci e l'attrito cala (attrito di primo distacco, confrontare [25]): lo pneumatico si scarica elasticamente scivolando sul terreno. A questo punto il sistema accelera bruscamente. Venendo a mancare però l'azione elastica, lo pneumatico rallenta fino ad arrestarsi. In questo modo si riformano giunzioni tenaci (attrito Coulombiano), e il fenomeno si ripete.

12.2. Validazione del modello di sterzo a veicolo fermo

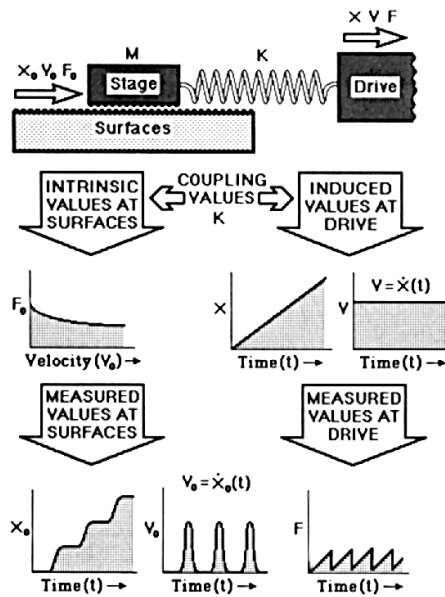
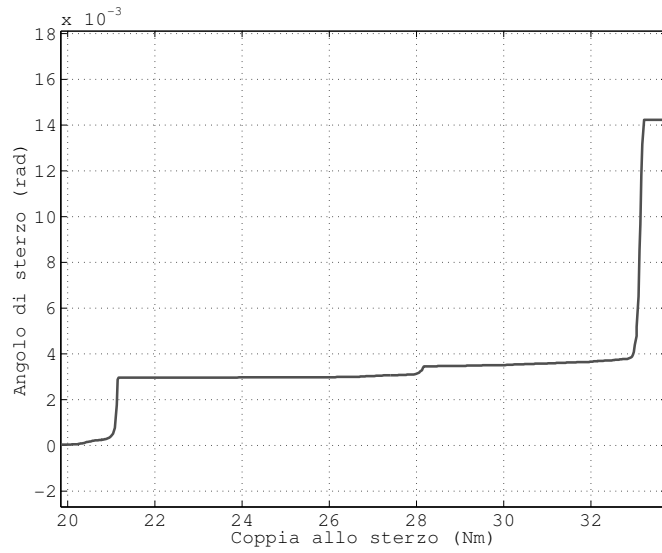


Figura 12.10.: Caricamento della molla torsionale (pneumatico) ad opera del motore (in alto) e una possibile rappresentazione del fenomeno dello stick-slip (in basso), adattata da [39].

13. Taratura del regolatore PID per l'anello di posizione

Avendo determinato la funzione di trasferimento del processo $G_{vm}(s)$:

$$G_{vm}(s) = \frac{1}{J_T s + D_m} \quad (13.1)$$

che lega la coppia alla velocità angolare dell'albero motore, è possibile procedere alla taratura del regolatore. Il modello descrive motore, trasmissione e carico nell'ipotesi che tutti i corpi siano solidali l'uno con l'altro. Tale assunzione prende il nome di approssimazione rigida (figura 13.1).

Il coefficiente di smorzamento D_m , inoltre, oltre ad essere come visto di non semplice identificazione, costituisce un elemento di dissipazione e gioca a favore della stabilizzazione del sistema. Ci si pone quindi nella situazione più sfavorevole, ipotizzando D_m nullo; così facendo, la precedente funzione di trasferimento si semplifica in:

$$G_{vm}(s) = \frac{1}{J_T s} \quad (13.2)$$

13.1. Prima taratura

Riprendendo il tema del Capitolo 11, e seguendo la trattazione proposta in [25], procediamo alla taratura del controllo in cascata di velocità e posizione. L'anello più interno, di velocità, si tara su banda ampia, così da assicurare una rapida risposta al setpoint e adeguata reiezione dei disturbi. In seguito, verrà tarato l'anello di posizione, con una banda passante considerevolmente inferiore.

Regolatore PI per l'anello di velocità

La funzione di trasferimento del regolatore è:

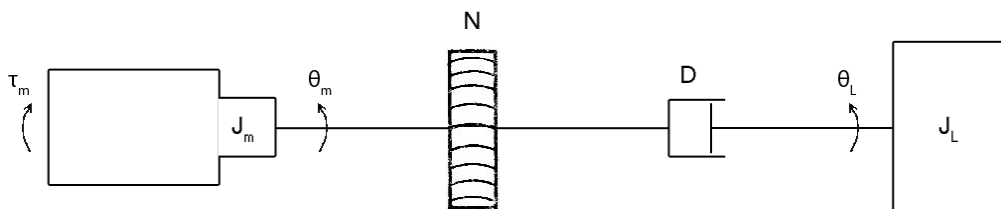


Figura 13.1.: Modello del sistema di sterzo con nell'ipotesi di approssimazione rigida.

13. Taratura del regolatore PID per l'anello di posizione

$$R_{PI}(s) = K_{pv} (1 + 1/sT_{iv}) = K_{pv} \frac{1 + sT_{iv}}{sT_{iv}} \quad (13.3)$$

per cui l'espressione del guadagno d'anello interno è:

$$G_{Loop,v}(s) = R_{PI}(s) \cdot G_{vm}(s) = \frac{K_{pv}}{J_T} \cdot \frac{1 + sT_{iv}}{sT_{iv}} \cdot \frac{1}{s} \quad (13.4)$$

Se T_{iv} è sufficientemente grande, ossia se lo zero del regolatore PI è a frequenza sufficientemente bassa, possiamo approssimare $G_{Loop,v}(s)$ ad alta frequenza come:

$$G_{Loop,v}(s) \approx \frac{K_{pv}}{J_T} \cdot \frac{1}{s} \quad (13.5)$$

L'intersezione con l'asse a 0 dB avviene dunque a:

$$\omega_{cv} = K_{pv}/J_T \quad (13.6)$$

Assegnando una banda passante di 500 rad/s (circa 80 Hz), otteniamo $K_{pv} = J_T \omega_{cv} = 0.000354 \text{ kgm}^2 \cdot 550 \text{ krad/s} = 0.1947$.

È opportuno a questo punto posizionare lo zero del PI ad almeno mezza decade di distanza rispetto alla pulsazione critica. Scegliendo come criterio $1/T_{iv} = \omega_{cv}/10$, si ha $T_{iv} = 0.0182$.

Regolatore di posizione

Considerato che l'effetto a regime dei disturbi di coppia è già compensato all'interno dell'anello di velocità, per chiudere l'anello di posizione è sufficiente un regolatore proporzionale. L'anello interno di velocità è descritto dalla sua funzione di trasferimento ad anello chiuso $P_v(s)$, di cui consideriamo un'approssimazione a polo dominante, con pulsazione del polo pari alla banda passante ω_{cv} :

$$P_v(s) \approx \frac{1}{1 + s/\omega_{cv}} \quad (13.7)$$

Il guadagno d'anello per l'anello di posizione è quindi dato da:

$$G_{Loop,p}(s) = K_{pp} \cdot P_v(s) \cdot \frac{1}{s} = \frac{K_{pp}}{s(1 + s/\omega_{cv})} \quad (13.8)$$

Scegliendo un valore di banda passante per l'anello più esterno di $\omega_{cp} = 2.5 \text{ rad/s}$, ampiamente inferiore di ω_{cv} , otteniamo con ottima approssimazione $\omega_{cp} = K_{pp}$.

La risposta al setpoint del controllo realizzato può essere migliorata introducendo un'azione derivativa in anticipo, come mostra la figura 11.1. Questo accorgimento comporta una maggiore velocità di risposta, ma anche la manifestazione di una sovraelongazione nel caso di una variazione a scalino del riferimento.

Ai fini della nostra applicazione è invece importante limitare quanto più possibile la sovraelongazione: se infatti è possibile, in una certa misura, tollerare che l'angolo di sterzo agganci il setpoint più lentamente, le sovraelongazioni devono essere evitate in quanto portano il veicolo in sovrasterzo.

I parametri appena ricavati relativi alla formulazione del controllo P/PI in cascata si possono convertire nei parametri di un regolatore PID mediante le formule:

$$K_p = K_{pv} (K_{pp} + 1/T_{iv}), \quad T_d = \frac{K_{pv}}{K_p}, \quad T_i = \frac{K_p T_{iv}}{K_{pp} K_{pv}}$$

Da cui ricaviamo

$$\begin{aligned} K_p &= 11.195 \\ T_i &= 0.418 \\ T_d &= 0.0174 \end{aligned}$$

e quindi

$$\begin{aligned} K_i &= K_p/T_i = 26.8 \\ K_d &= K_p \cdot T_d = 0.195 \end{aligned}$$

Il guadagno d'anello del sistema così tarato (si sceglie $N = 20$) è dato dal prodotto delle funzioni di trasferimento del regolatore e del processo:

$$G_{Loop}(s) = R_{PID}(s) \cdot P_v(s) = - \left[K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{s}{1 + s \frac{K_d}{K_p N}} \right] \cdot K_T \cdot \frac{1}{J_T s} \cdot \frac{1}{s} \quad (13.9)$$

Svolgendo l'espressione si ottiene:

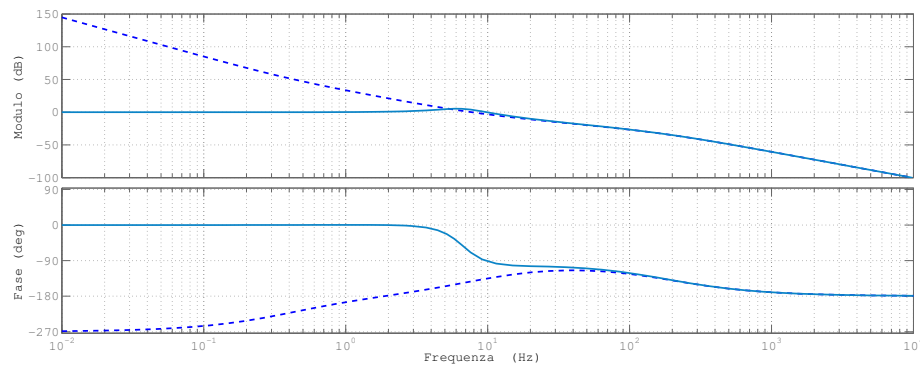


Figura 13.2.: Diagrammi di Bode dell'anello di regolazione. La linea continua si riferisce all'anello chiuso.

13. Taratura del regolatore PID per l'anello di posizione

$$G_{Loop}(s) = -K_T \frac{s^2(K_d + K_d/N) + s(K_p + \frac{K_d K_i}{K_d N}) + K_i}{s^3 J_T (1 + s \frac{K_d}{K_p N})} \quad (13.10)$$

I diagrammi di Bode ad anello aperto e ad anello chiuso sono rappresentati in figura 13.2).

Per verificare la funzionalità dei parametri ricavati anche in presenza delle non linearità introdotte dal controllore è stato creato un semplice modello Simulink dell'anello di regolazione (figura 13.3). Nel blocco discretizzato ($T_s = 1$ ms) del regolatore sono stati inseriti la funzione anti wind-up e i limiti superiore e inferiore dell'azione di controllo, ovvero della corrente nel motore. Queste funzioni introducono delle non linearità nel sistema, per cui la risposta al gradino del sistema ad anello chiuso risulta leggermente sovraoscillante.

13.2. Affinamento dei parametri

La taratura definitiva è stata effettuata a seguito delle prove sperimentali di inseguimento di un setpoint a gradino. Il setting sperimentale è il seguente: il veicolo viene accelerato partendo da fermo fino a una velocità dell'ordine di 2 m/s. Quindi viene applicato da remoto un gradino al setpoint di posizione (angolo di sterzo); si registra l'andamento temporale della variabile misurata.

Con i coefficienti del regolatore PID calcolati in precedenza, la risposta a uno scalino del riferimento ha fatto registrare, accanto ad un'ottima rapidità di risposta, sovraelongazioni eccessive (figura 13.4); ciò va a discapito della manovrabilità e dell'integrità del veicolo. I parametri del regolatore, in prima istanza tarati sul modello, vanno pertanto ricalibrati sul comportamento del sistema reale.

Si è deciso quindi di modificare l'entità di alcuni coefficienti, in particolare si è reso necessario abbassare notevolmente il peso dell'azione integrale. A seguito di un processo di taratura manuale eseguito sperimentalmente, si è trovato nei seguenti valori un buon compromesso tra velocità di risposta e contenimento delle sovraoscillazioni:

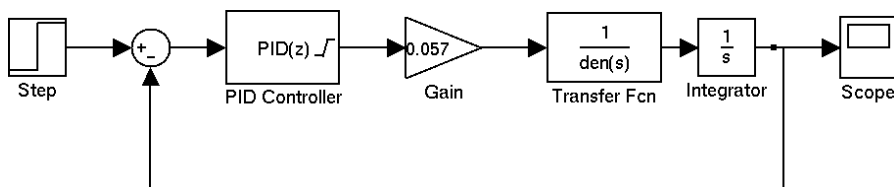


Figura 13.3.: Modello Simulink dell'anello per la taratura del regolatore PID.

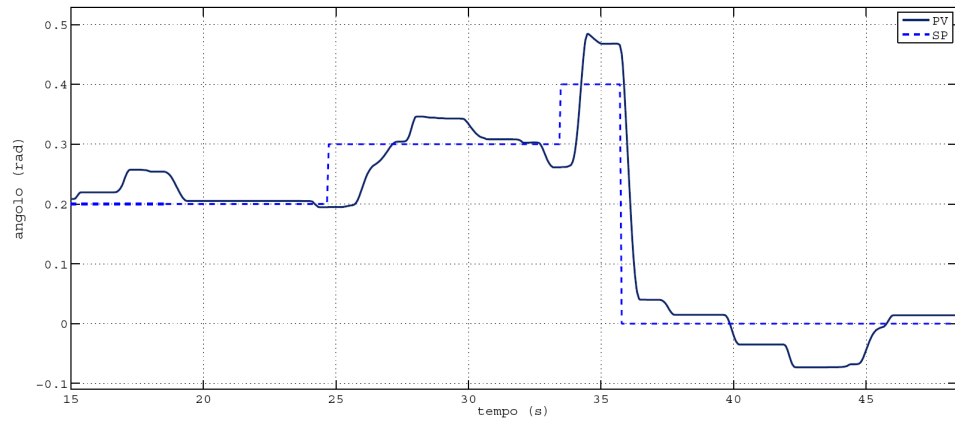


Figura 13.4.: La prima taratura del PID ha fatto registrare sovraelongazioni marcate, indice di un comportamento eccessivamente sovrasterzante.

$$\begin{aligned}
 K_p &= 11.16 \\
 K_i &= 5.0 \\
 K_d &= 0.3 \\
 N &= 100
 \end{aligned}$$

Il margine di fase del sistema tarato in questo modo risulta di 115 rad alla pulsazione di 60.7 rad/s (9.66Hz). Le risposte sperimentali a gradini di 0.2 rad e 0.5 rad sono rappresentati nei grafici di figura 13.5. A riprova della validità della regolazione, il veicolo è stato guidato per alcuni minuti eseguendo diversi tipi di manovra. I risultati si possono osservare in figura 13.6, dove è mostrata l'evoluzione temporale di riferimento e valore misurato, della coppia applicata allo sterzo e della velocità di avanzamento del quad.

13. Taratura del regolatore PID per l'anello di posizione

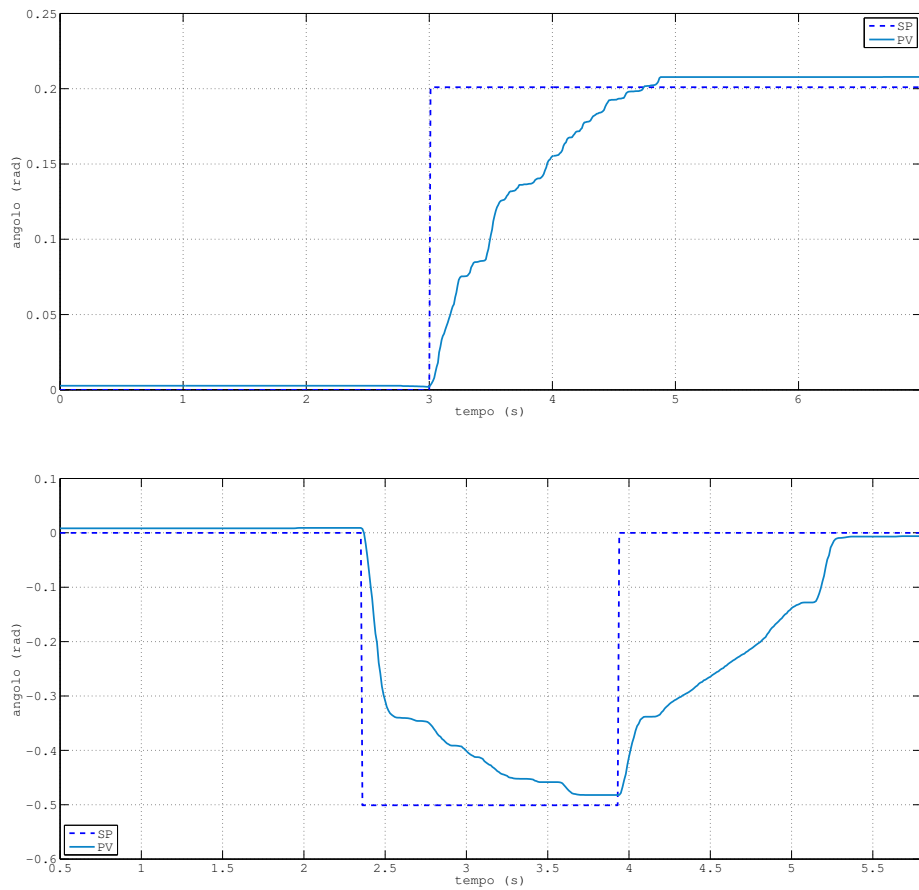


Figura 13.5.: Risposta del sistema ad anello chiuso ad un gradino del setpoint di 0.2 rad (sopra) e 0.5 rad (sotto).

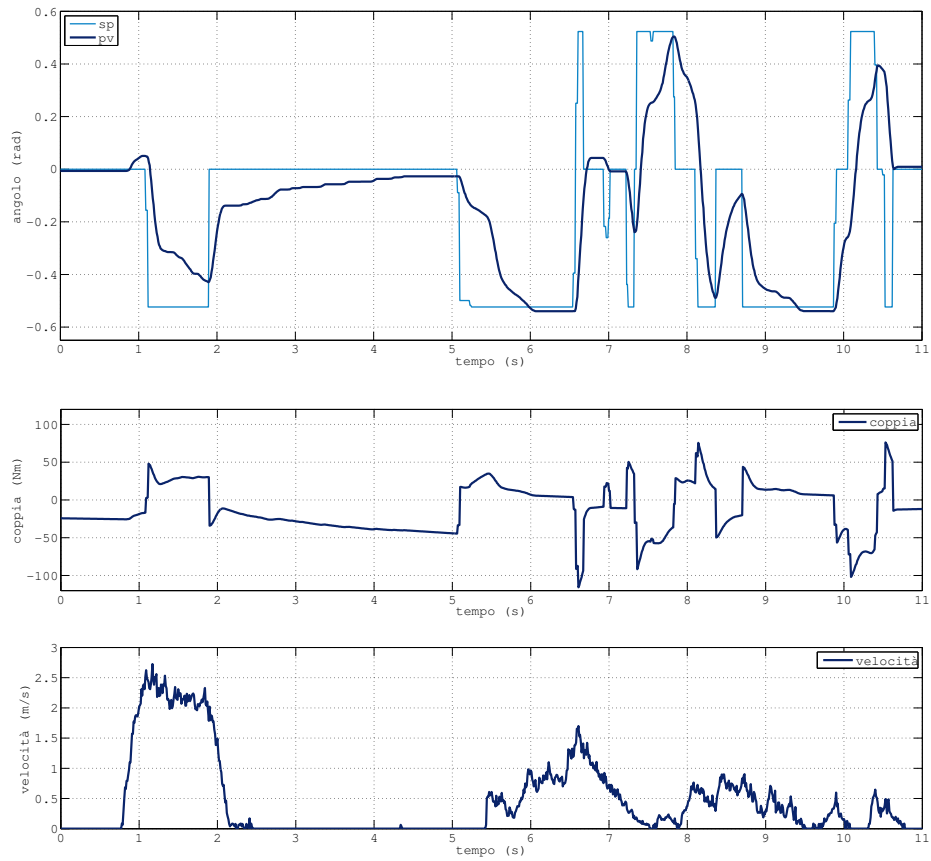


Figura 13.6.: Comportamento del sistema ad anello chiuso durante una serie di manovre: inseguimento del setpoint (in alto), velocità del veicolo (al centro) e coppia applicata allo sterzo (in basso).

14. Conclusioni e prospettive operative

Il processo di progettazione di un servomeccanismo adatto a garantire lo sterzo by-wire di un ATV ha conseguito i risultati desiderati.

Il veicolo è infatti in grado di manovrare efficacemente e con buona rapidità. L'attuatore scelto e i meccanismi di controllo implementati infatti consentono di sterzare le ruote di 0.5 radianti (28.7°), con velocità di 10 km/h, in un tempo compreso tra 1 e 1.5 s, dato che rientra nelle specifiche iniziali.

Per raggiungere gli obiettivi del progetto, è stata dedicata grande attenzione al dimensionamento del blocco motore-motoriduttore.

Per far ciò, un elemento di criticità è stato conoscere le coppie implicate nello sterzo a veicolo fermo, condizione limite per le correnti e le forze di attrito in gioco. Si è così messo a punto un modello statico che consente di stimare con ragionevole precisione tali valori. Sebbene le prove sperimentali abbiano messo in luce l'insorgenza di fenomeni di attrito non lineare - di tipo stick-slip - il modello fornisce dati attendibili.

Per realizzare il controllo di posizione dello sterzo si è scelta una struttura in cascata: l'anello più interno è costituito dal controllo in corrente del motore DC, mentre quello esterno è chiuso su un regolatore PID software, appositamente scritto per la centralina di controllo. L'interazione tra sensori, centralina e azionamento è garantito da una scheda elettronica realizzata a discreti, che svolge con successo il compito di adattare i segnali provenienti dai sensori in modo tale che siano leggibili correttamente dalla centralina. La scheda monta inoltre un convertitore DC/DC per distribuire le alimentazioni ai sensori stessi.



Figura 14.1.: Il prototipo in azione.

14. Conclusioni e prospettive operative

La robustezza del controllo è aumentata dalla presenza di due sensori, assoluto (per l'inizializzazione dell'angolo di sterzo e la gestione di eventuali errori dell'encoder) e incrementale, per il normale funzionamento del sistema.

Per procedere ad una prima taratura dell'anello ci si è riferiti ad un modello del sistema di sterzo riferito alla condizione di veicolo in moto alla velocità di 2-3 m/s. I parametri identificati in questa situazione sono soggetti a variazioni a seconda delle caratteristiche del moto dell'ATV, del tipo di superficie, delle condizioni ambientali.

Queste considerazioni suggeriscono sviluppi del lavoro in direzione di un controllo di tipo adattativo: sarebbe auspicabile infatti adattare i coefficienti del regolatore alla misura o alla stima di parametri significativi. Uno di questi potrebbe essere il momento di autoallineamento delle ruote, per il quale è stato fornito nel testo un metodo di calcolo. Una seconda componente da tenere in considerazione potrà essere la velocità del veicolo, con la possibilità di costruire delle tabelle di *scheduling* dei guadagni sulla base di nuove indagini sperimentali.

Altrettanto interessante, infine, potrebbe essere l'integrazione dei sistemi di controllo di sterzo, acceleratore e freno in un unico sistema di regolazione, in linea con i moderni paradigmi di progettazione integrata (IVCS) di cui si è fatta menzione al paragrafo 2.1.2. L'impiego coordinato dei vari sottosistemi in una logica di controllo centralizzata permetterebbe di migliorare considerevolmente le prestazioni in termini di manovrabilità e stabilità dell'ATV.

A. Codice di programmi e librerie

Si riporta nel seguito il listato completo del codice sviluppato in Automation Studio per il controllo dello sterzo. Il linguaggio di programmazione è molto simile al C, eccezion fatta per la dichiarazione delle variabili che segue un metodo proprietario.

Il regolatore dovrà essere in grado di funzionare anche per task diversi da quello di sterzo, per esempio nel controllo dell'apertura della farfalla dell'acceleratore.

Per questa ragione, viene dichiarata una struttura di tipo `pid`, che a sua volta contiene al suo interno due strutture di tipo `pid_state` e `pid_param`. Nella prima sono memorizzate le variabili relative allo stato attuale del PID, vale a dire azione di controllo, setpoint, valore misurato, ecc. La seconda struttura include invece i parametri del regolatore, come le costanti proporzionale, integrale e derivativa. Questi parametri vengono assegnati dal programma `Steer.c` in fase di inizializzazione. Lo stesso programma, in esecuzione ciclica ogni ms, invia in ingresso alla funzione `pid(struct pid *regolatore)` gli indirizzi che puntano alle variabili di stato del regolatore.

A.1. Funzione di libreria PID

Dichiarazione delle variabili

```
/* Definizione del tipo di variabile */
FUNCTION_BLOCK pid 3
    VAR_INPUT
        state : pid_state;
        param : pid_param;
    END_VAR
END_FUNCTION_BLOCK 8

/* Strutture */
TYPE 13
    pid_state : STRUCT
        sp : REAL; (*set-point*)
        pv : REAL; (*feedback presente*)
        cs : REAL; (*azione di controllo*)
        cs_old : REAL; (*azione di controllo stato precedente*) 18
        e_old : REAL; (*errore stato precedente*)
        ud_old : REAL; (*azione derivativa stato precedente*)
```

A. Codice di programmi e librerie

```

    ui_old : REAL; (*azione integrale stato precedente*)
    cmd_trk : BOOL; (*comando di tracking*)
    sgn_trk : REAL; (*segnale di tracking*)
    TV : BOOL; (*comando posizione o velocità*)
END_STRUCT;
23

pid_param : STRUCT
    kp : REAL; (*guadagno proporzionale*)
    ki : REAL; (*guadagno integrale*)
    kd : REAL; (*guadagno derivativo*)
    Ts : REAL; (*tempo di sampling*)
    csupperlimit : REAL; (*lim sup azione di controllo*)
    cslowerlimit : REAL; (*lim inf azione di controllo*)
    N : USINT; (*causalità del filtro derivatore*)
    a1 : REAL; (*coefficiente azione integrale*)
    b1 : REAL; (*coefficiente azione derivativa*)
    b2 : REAL; (*coefficiente azione derivativa*)
END_STRUCT;
28
33
38
END_TYPE

```

Funzione pid.c

```

/* Library: PID */
1

#include <bur/plctypes.h>
#include "PID.h"

// Trasformazione di campionamento con formula implicita di Eulero
6
void pid(struct pid *regolatore) {
    REAL e      = 0.0;
    REAL ui     = 0.0;
    REAL ud     = 0.0;
    REAL u_max = regolatore->param.csupperlimit;
    REAL u_min = regolatore->param.cslowerlimit;
    11

    // e = ysp - y
    e = regolatore->state.sp - regolatore->state.pv;
    16

    // ud = b1*ud_old + b2*(e-e_old)
    ud = regolatore->param.b1*regolatore->state.ud_old +
        regolatore->param.b2*(e - regolatore->state.e_old);
    21

    /* entro in AUTO (cmd_trk = 0) *****/
    if(regolatore->state.cmd_trk == 0) {

```

```

// ui = ui_old + a1*e
ui = regolatore->state.ui_old + regolatore->param.a1*e;           26

// u = Kp*e + ui + ud;
regolatore->state.cs = ui + ud + regolatore->param.kp*e;

// controllo se sono in modalita velocita o posizione           31
if(regolatore->state.TV) {
    // se TV=1 cs = variazione di cs
    regolatore->state.cs = regolatore->state.cs -
        regolatore->state.cs_old;
}
}                                                                 36

/* entro in MANUALE (tracking) *****/
else {                                                           41
    // in tracking passo in modalita di pilotaggio di cs
    regolatore->state.cs = regolatore->state.sgn_trk;

    // tengo traccia di come varia ui (bumpless)
    // ui = u - Kp*e - ud                                         46
    ui = regolatore->state.cs - regolatore->param.kp*e - ud;

    ud = 0.0; // in tracking disabilito l'azione derivativa
}                                                                 51

/* Anti-windup: funziona sia in AUTO che in MAN */
if ( regolatore->state.cs >= u_max ) {
    regolatore->state.cs = u_max;
    ui = regolatore->state.ui_old;                               56
}
else if ( regolatore->state.cs <= u_min ) {
    regolatore->state.cs = u_min;
    ui = regolatore->state.ui_old;                               61
}

/* memorizzazione degli stati */
regolatore->state.cs_old = regolatore->state.cs;
regolatore->state.e_old = e;
regolatore->state.ud_old = ud;                                  66
regolatore->state.ui_old = ui;
}

/* fine libreria pid */

```

A.2. Programma Steer

Dichiarazione delle variabili

```
/* Variabili programma Steer.c */  
  
VAR  
  Vmax : REAL := 3.5;  
  param_pid_sterzo : pid_param := (0); (*parametri del regolatore*) 5  
  regolatore_sterzo : pid := (0); (*struttura del PID*)  
  I_cs : REAL := 0.0; (*Azione di controllo presente [A]*)  
  I_cso : REAL := 0.0; (*Azione di controllo passata [A]*)  
  cmd_TV : BOOL := FALSE; (*comando posizione/velocità*)  
  pv_old : REAL := 0.0; 10  
  
  // variabili di appoggio per scrittura su file  
  offset_file : UDINT := 0;  
  lunghezza : UDINT := 0;  
  FOpen : FileOpen := (0); 15  
  FWrite : FileWrite := (0);  
  FCreate : FileCreate := (0);  
  FClose : FileClose := (0);  
  NumFile : UDINT := 0;  
  t : REAL := 0.0; 20  
  t0 : REAL := 0.0;  
  stringa : STRING[100000];  
END_VAR
```

Funzione di inizializzazione

```
void _INIT SteerINIT( void ) {  
  // Inizializzazione variabili interne PID 2  
  enable = 0;  
  cmd_TV = 0;  
  CS_Steer = 0;  
  regolatore_sterzo.state.cs = I_cs;  
  regolatore_sterzo.state.cs_old = I_cso; 7  
  regolatore_sterzo.state.pv = PV_Steer.position[0];  
  regolatore_sterzo.state.sp = SP_Steer.position[0];  
  regolatore_sterzo.state.ui_old = 0.0;  
  regolatore_sterzo.state.ud_old = 0.0;  
  regolatore_sterzo.state.e_old = 0.0; 12  
  regolatore_sterzo.state.cmd_trk = CMDTrackSteer;  
  regolatore_sterzo.state.sgn_trk = SGNTrackSteer;  
  regolatore_sterzo.state.TV = cmd_TV;
```

```

// Inizializzazione parametri PID 17
param_pid_sterzo.Ts      = 0.001;
param_pid_sterzo.kp      = 10.0;
param_pid_sterzo.ki      = 4.0;
param_pid_sterzo.kd      = 0.375;
param_pid_sterzo.N       = 200; 22
param_pid_sterzo.cslowerlimit = -14.0;
param_pid_sterzo.csupperlimit = 14.0;
param_pid_sterzo.a1 = param_pid_sterzo.ki*param_pid_sterzo.Ts;

if (param_pid_sterzo.kd>0) { 27
    //  $b1 = kd / (kd + N * Ts * kp) = Td / (NTs + Td)$ 
    param_pid_sterzo.b1 = param_pid_sterzo.kd /
        (param_pid_sterzo.kd +
         ((REAL)param_pid_sterzo.N) *
         param_pid_sterzo.Ts *
         param_pid_sterzo.kp); 32

    //  $b2 = kp * N * b1$ 
    param_pid_sterzo.b2 = param_pid_sterzo.b1 *
        ((REAL)param_pid_sterzo.N) *
        param_pid_sterzo.kp; 37
}
else param_pid_sterzo.b1 = param_pid_sterzo.b2 = 0.0;

regolatore_sterzo.param = param_pid_sterzo; 42
}

```

Funzione ciclica

```

void _CYCLIC SteerCYCLIC( void ) { 2

    // Acquisizione variabili da sensori
    regolatore_sterzo.state.pv      = PV_Steer.position[0];
    regolatore_sterzo.state.sp      = SP_Steer.position[0];
    regolatore_sterzo.state.cmd_trk = CMDTrackSteer; 7

    pid(&regolatore_sterzo);        // Esecuzione PID

    I_cs = regolatore_sterzo.state.cs;

    // Controllo fine corsa. Coppia positiva: sterzo a dx; 12
    // PV positivo: ruote verso dx.
    if( (regolatore_sterzo.state.pv >= 0.8 && I_cs > 0) ||

```

A. Codice di programmi e librerie

```
(regolatore_sterzo.state.pv <= -0.8 && I_cs < 0) )
I_cs = 0.0;
else if ( abs(regolatore_sterzo.state.pv - pv_old) > 1.5 ) {           17
    // controllo su massima variazione (guasto sensore)
    sensor_fault = 1;
    I_cs = 0;
}
else if ( sensor_fault )                                           22
    I_cs = 0;
else {
    // Ics*3.5V/14A)*(2^15 bit/FULL SCALE in Volt)
    CS_Steer = (Vmax * I_cs/param_pid_sterzo.cslowerlimit) *
    (32768/10);                                                    27
}

pv_old = regolatore_sterzo.state.pv;
}
```

Salvataggio log su file

Ad ogni ciclo di esecuzione del programma, i caratteri della stringa da salvare vengono registrati all'interno di un array. Per ogni variabile che viene inserita, l'indice dell'array è incrementato a seconda del tipo di dato salvato. Al termine del ciclo, la stringa viene scritta su file, quindi viene svuotata e l'offset (indice) riportato a zero. Vi è anche un secondo indice, `offset_file`, relativo alla posizione raggiunta all'interno del file di log; questo indice viene aggiornato ad ogni esecuzione.

```
/* Codice di inizializzazione */

// Prima apertura, in caso di assenza del file ne crea uno nuovo
FOpen.enable=1;                                                    4
FOpen.pDevice=(UDINT)"HD0";
FOpen.pFile=(UDINT)"testplc.txt";
FOpen.mode=FILE_W;
FileOpen(&FOpen);
NumFile=FOpen.ident;                                             9

if(FOpen.status==20708) {
    //condizione di assenza del file
    FCreate.enable=1;
    FCreate.pDevice=(UDINT)"HD0";                                  14
    FCreate.pFile=(UDINT)"testplc.txt";
    do {
        FileCreate(&FCreate);
    }
}
```



```

    while(FCreate.status);
    NumFile=FCreate.ident;
}

FClose.enable=1;
FClose.ident=NumFile;
FileClose(&FClose);
FOpen.enable=1;
FOpen.pDevice=(UDINT)"HD0";
FOpen.pFile=(UDINT)"testplc.txt";
FOpen.mode=FILE_W;
FileOpen(&FOpen);
NumFile=FOpen.ident;

offset_stringa = 0;
offset_file = 0;
t0=to_IPC_Time;

/* Codice ciclico real time */

// Costruzione stringa log

// salvo tempo
t = to_IPC_Time - t0; // aggiungo 1 ms
lunghezza = ftoa(t, (UDINT) &stringa[offset_stringa]);
offset_stringa = lunghezza + offset_stringa;
stringa[offset_stringa+1] = '_';
offset_stringa = offset_stringa + 1;

// salvo I_cs
lunghezza = ftoa(I_cs, (UDINT) &stringa[offset_stringa]);
offset_stringa = offset_stringa + lunghezza;
stringa[offset_stringa+1] = '_';
offset_stringa = offset_stringa + 1;

// salvo sp
lunghezza = ftoa(regolatore_sterzo.state.sp, (UDINT) &stringa[
    offset_stringa]);
offset_stringa = offset_stringa + lunghezza;
stringa[offset_stringa+1] = '_';
offset_stringa = offset_stringa + 1;

// salvo pv
lunghezza = ftoa(to_IPC_PV_Speed, (UDINT) &stringa[offset_stringa]);
offset_stringa = offset_stringa + lunghezza;
stringa[offset_stringa] = ';';
stringa[offset_stringa+1] = '_';

```

A. Codice di programmi e librerie

```
offset_stringa = offset_stringa + 2;
```

```
FWrite.enable = 1; 69
```

```
FWrite.ident = NumFile;
```

```
FWrite.len = offset_stringa;
```

```
FWrite.pSrc = (UDINT) &stringa[0];
```

```
FWrite.offset = offset_file;
```

```
FileWrite(&FWrite); 74
```

```
offset_file = offset_file + offset_stringa;
```

```
offset_stringa = 0;
```

Elenco delle figure

2.1.	Schema del controllo in retroazione.	9
2.2.	Controllo del moto in un veicolo convenzionale.	10
2.3.	Architetture decentralizzata e centralizzata a confronto.. . . .	11
2.4.	Sistema EPS di serie su Opel Corsa del 1997: (1) blocco motore-motoriduttore; (2) colonna di sterzo; (3) pignone e cremagliera.	12
2.5.	A sinistra, schema a blocchi della logica di controllo della coppia di sterzo in un sistema EPS. A destra, diagramma in tre dimensioni della mappa di coppia proposta in [23]. . . .	13
2.6.	Diagramma funzionale di un sistema Steer-by-Wire [2]. Si distinguono gli algoritmi di controllo per il motore che comanda il volante (HW) e per quello che aziona lo sterzo vero e proprio (RW).	14
3.1.	Modello del veicolo stradale.	17
3.2.	Modello monotraccia.	18
3.3.	Forze di contatto.	19
3.4.	Condizione ideale di curva a derivata nulla.	20
3.5.	Angolo di sterzo in funzione della velocità.	22
4.1.	Meccanismo di sterzo di un veicolo.	23
4.2.	Schema a blocchi del sistema di sterzo.	24
4.3.	Generazione della coppia di autoallineamento.	25
4.4.	L'effetto giroscopico.	26
4.5.	Veicolo in condizioni di sterzata cinematica.	27
4.6.	Giunto di Ackermann, vista dall'alto.	27
5.1.	Quattro possibili approcci nello sviluppo del modello di pneumatico.	29
5.2.	Forze e coppie agenti su una ruota.	30
5.3.	Avanzamento del centro ruota quando viene applicata una coppia motrice.	31
5.4.	Deformazione dell'impronta di contatto e distribuzione di forze normali e tangenziali. . . .	32
5.5.	Spostamento longitudinale delle setole di battistrada.	33
5.6.	Distribuzione delle forze tangenziali nell'impronta di contatto.	34
5.7.	Angoli di deriva e di campanatura di uno pneumatico.	35
5.8.	Deformazione laterale del battistrada.	36
5.9.	Andamento degli sforzi e degli spostamenti laterali nell'impronta di contatto in presenza di un angolo di deriva α	36
5.10.	Deformazione dell'impronta di contatto di uno pneumatico in deriva: la deformazione è in direzione opposta rispetto alla componente laterale di velocità del centro ruota.	37
5.11.	Punto di applicazione della risultante delle azioni tangenziali.	37

Elenco delle figure

5.12. Circonferenza limite di forza tangenziale scambiabile.	38
5.13. Andamento della forza laterale in funzione della forza longitudinale per uno pneumatico commerciale con carico normale pari a 4000 N.	38
5.14. Angolo di camber e distribuzione di forze normali e tangenziali associate. L'angolo di camber è per convenzione positivo se il piano della ruota interseca quello di mezzeria del veicolo sotto il livello del terreno.	39
5.15. L'angolo di incidenza, o angolo di <i>caster</i> , è quello che si viene a formare tra l'asse del perno di sterzaggio (fusello) e la verticale al suolo. L'angolo di <i>caster</i> è positivo se l'asse del fusello incontra il terreno davanti al punto di appoggio della ruota con l'asfalto.	43
5.16. Vista dall'alto dell'impronta di contatto della ruota anteriore sinistra ruotata verso destra.	44
5.17. Rotazione lineare nel piano.	44
5.18. Variazione del momento resistente in funzione dell'angolo di sterzo per uno pneumatico non rotante compresso contro una superficie piana con un carico $F_z = 4800$ N, secondo il modello di Van Der Jagt. Sulla destra, confronto tra simulazione e misure in riferimento al modello di Schmitt, per uno pneumatico con un carico di 21.100 N.	45
6.1. Gradi di libertà del modello.	47
6.2. Organo di sterzo dell'ATV. Adattato da [37].	48
6.3. Schema del modello del cinematismo di sterzo.	49
6.4. Schema e modello delle sospensioni.	50
6.5. Modello Dymola della ruota.	51
7.1. Struttura di un motore DC (adattato da [34]).	53
7.2. Circuito equivalente di un motore DC (a sinistra) e simbolo circuitale (a destra).	54
7.3. Diagramma a blocchi della caratteristica di un motore DC.	55
7.4. Poli elettrico e meccanico del motore al variare di $k = K_E = K_T$	56
7.5. Curve caratteristiche di un motore DC.	58
8.1. Yamaha Grizzly 700.	61
8.2. Installazione, componenti e schema di funzionamento del sistema EPS di serie.	62
8.3. Il prototipo.	62
9.1. Risultato dell'integrazione numerica del modello di Schmitt, descritto nel paragrafo 5.4, con i parametri di tabella 9.1.	66
9.2. Diagramma velocità/tempo del motore.	67
9.3. Diagrammi di posizione e accelerazione.	68
9.4. Schema a blocchi del processo di dimensionamento dell'attuatore.	70
9.5. Motore Transtecno ND180.240.	71
9.6. Prestazioni del motore Transtecno ND180.240. L'efficienza si intende a monte del motoriduttore.	72
9.7. Un esempio di rotismo epicicloidale con un solare z_4 , una corona z_1 e due satelliti (z_2, z_3) montati sul braccio portatreno che ruota a velocità angolare Ω	72
9.8. Pitman arm del meccanismo di sterzo originale del quad.	73

10.1. La struttura modulare del sistema X20 di B&R.	76
10.2. Cablaggi della centralina B&R.	78
10.3. Ponte H (<i>full bridge</i>) per il pilotaggio bidirezionale a quattro quadranti di un motore DC.	79
10.4. Controllo con isteresi della corrente nel motore.	79
10.5. Trasmissione del comando di corrente da PLC ad azionamento Intecno.	80
10.6. Package e schema elettrico del convertitore TMR 2411.	81
10.7. Schema elettrico dei comparatori contenuti nell'integrato LP339.	81
10.8. Schematico della scheda per la conversione di correnti e segnali.	82
10.9. Pin out e schema di funzionamento dell'integrato LP339.	83
10.10 Scheda per la distribuzione delle alimentazioni e adattamento dei segnali: descrizione degli ingressi/uscite e configurazione dei jumper.	84
10.12 L'encoder incrementale VEM tech SE22.	84
10.11 Scheda di adattamento dei segnali.	85
11.1. Controllo in cascata con anticipo di velocità. q_m , \dot{q}_m e \ddot{q}_m sono rispettivamente la posizione misurata, la sua derivata e il riferimento. $G_V(s)$ è il processo controllato.	87
11.2. Controllo PID.	88
11.3. Struttura del PID ideale.	89
11.4. PID con filtro sull'azione derivativa.	89
11.5. Schema concettuale del controllo dell'angolo di sterzo.	90
11.6. Controllo in cascata. d_i rappresentano i disturbi nella catena di controllo.	91
11.7. Schema a blocchi del sistema di controllo dell'angolo di sterzo.	91
11.8. Automation Studio, software di monitoraggio e programmazione della centralina B&R.	92
11.9. Regolatore PID con integrazione condizionata e comando manuale.	93
11.10 Regolatore PID con integrazione condizionata e comando manuale.	94
12.1. Simulazioni effettuate con Dymola della risposta dell'ATV a un gradino di coppia applicato al piantone di sterzo. A destra, traccia della traiettoria percorsa dal modello.	102
12.2. Simulazioni Dymola. Gradini elevati di coppia applicati allo sterzo portano le ruote a fine corsa; coppie inferiori invece fanno sì che l'angolo di sterzo si assesti ad un valore di regime. In entrambe le prove la velocità del veicolo è di 2 m/s.	103
12.3. Prove sperimentali: angolo di sterzo, la sua derivata nel tempo, velocità lineare del veicolo a seguito di un gradino di coppia allo sterzo pari a $\tau_{st} = 24.5 \text{ Nm}$	104
12.4. Modello monotraccia.	104
12.5. Prove sperimentali: angolo di sterzo, velocità e accelerazione angolare a seguito di un gradino di coppia allo sterzo pari a $\tau_{st} = 49.1 \text{ Nm}$	106
12.6. Prove sperimentali: quando il momento di autoallineamento raggiunge il valore di coppia imposto l'angolo di sterzo è costante (in alto). Al contrario (grafico in basso), se il momento di autoallineamento non è sufficiente a bilanciare un gradino di coppia imposto di 49.1 Nm.	107
12.7. Curva sperimentale $\tau_{sat}(\beta)$ e riscontro in letteratura. Le curve nella figura di destra si riferiscono a diverse condizioni di carico F_z dell'asse anteriore.	108
12.8. Curve angolo di sterzo vs. coppia applicata per diversi tipi di superficie.	109

Elenco delle figure

12.9. Confronto tra modello e misure sperimentali (a sinistra) e dipendenza delle simulazioni dal coefficiente f di attrito tra ruota e terreno (a destra).	110
12.10. Caricamento della molla torsionale (pneumatico) ad opera del motore (in alto) e una possibile rappresentazione del fenomeno dello stick-slip (in basso), adattata da [39].	111
13.1. Modello del sistema di sterzo con nell'ipotesi di approssimazione rigida.	113
13.2. Diagrammi di Bode dell'anello di regolazione. La linea continua si riferisce all'anello chiuso.	115
13.3. Modello Simulink dell'anello per la taratura del regolatore PID.	116
13.4. La prima taratura del PID ha fatto registrare sovraelongazioni marcate, indice di un comportamento eccessivamente sovrasterzante.	117
13.5. Risposta del sistema ad anello chiuso ad un gradino del setpoint di 0.2 rad (sopra) e 0.5 rad (sotto).	118
13.6. Comportamento del sistema ad anello chiuso durante una serie di manovre: inseguimento del setpoint (in alto), velocità del veicolo (al centro) e coppia applicata allo sterzo (in basso).	119
14.1. Il prototipo in azione.	121

Bibliografia

- [1] M. Abe and W. Manning. *Vehicle Handling Dynamics*. Butterworth-Heinemann/Elsevier, jun 2009.
- [2] S. Amberkar, F. Bolourchi, J. Demerly, and S. Millsap. A control system methodology for steer by wire systems. *Steering and Suspension Technology Symposium*, march 2004.
- [3] H. G. an J Hamann and G. Wiegartner. *Azionamenti elettrici di avanzamento nell'automazione industriale*. Tecniche Nuove, 2002.
- [4] M. Bertoluzzo, P. Bolognesi, O. Bruno, G. Buja, A. Landi, and A. Zuccollo. Drive-by-wire systems for ground vehicles. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 711–716, 2004-2005.
- [5] M. Bertoluzzo, G. Buja, and R. Menis. Control schemes for steer-by-wire systems. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 1:20–27, 2007.
- [6] J. Boot. ATV Control: regulating a 4WD/4WS autonomous guided vehicle. Master's thesis, Eindhoven University of Technology, 2004-2005.
- [7] N. Bouton, R. Lenain, B. Thuilot, and P. Martinet. An active anti-rollover device based on predictive functional control: Application to an all-terrain vehicle. *2009 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, May 2009.
- [8] F. Braghin, F. Cheli, and E. Sabbioni. Identification of tire model parameters through full vehicle experimental tests. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 133, May 2011.
- [9] E. Bretz. By-wire cars turn the corner. *IEEE Spectrum*, pages 68–73, apr 2001.
- [10] M. Brunati and A. Porta. Progetto e realizzazione di un servomeccanismo per il controllo automatico dello sterzo di un atv. Master's thesis, Politecnico di Milano, Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica, 2007-2008.
- [11] S. Chang Chang. Adoption of state feedback to control dynamics of a vehicle with a steer-by-wire system. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D*, 221:1221–1234, jan 2007.
- [12] F. Cheli, S. Melzi, E. Sabbioni, and A. Zuin. *Modello numerico del sistema sterzante di un veicolo con asservimento idraulico*. Atti del XVII Congresso dell'Associazione Italiana di Meccanica Teorica e Applicata, 2015.

Bibliografia

- [13] R. Colombo. Progetto simulazione e controllo di uno sterzo elettronico per veicoli atv. Master's thesis, Politecnico di Milano, Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica, 2006-2007.
- [14] F. Donida. Modellizzazione orientata agli oggetti, simulazione e controllo di motoveicoli. Master's thesis, Politecnico di Milano, Corso di Laurea in Ingegneria dell'Automazione, 2004-2005.
- [15] F. Donida, G. Ferretti, G. Magnani, and M. Zampini. Object-oriented modelling and simulation of an atv. *International Conference on Noise and Vibration Engineering ISMA2008, Leuven*, pages 2191–2205, September 15-17 2008.
- [16] F. Forouhar. All-terrain vehicles frequency domain response analysis and rider behavior. *Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Control Applications*, Oct 1997.
- [17] Y.-J. Gao, R. Huang, and Q. Zhang. A comparison of three steering controllers for off-road vehicles. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D*, 222:2321–2325, aug 2008.
- [18] T. Gordon, M. Howell, and F. Brandao. Integrated control methodologies for road vehicles. Loughborough University, Leicestershire, England, 2003.
- [19] J. He, D. Crolla, M. Levesley, and W. Manning. Coordination of active steering, driveline, and braking for integrated vehicle dynamics control. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D*, 220:1401–1423, oct 2006.
- [20] G. Ishigami, A. Miwa, K. Nagatani, and K. Yoshida. Terramechanics-based model for steering maneuver of planetary exploration rovers on loose soil. *Journal of Field Robotics*, 3(24):233–250, mar 2007.
- [21] R. Jurgen. *Automotive Electronics Handbook*. McGraw-Hill, 1999.
- [22] D. Karnopp. *Vehicle Stability*. Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [23] J.-H. Kim and J.-B. Song. Control logic for an electric power steering system using assist motor. *Mechatronics*, (12):447–459, 2002.
- [24] M. Kurishige and T. Kifuku. Static steering-control system for electric-power steering. Technical report, Mitsubishi Electric, June 2001.
- [25] G. Magnani, G. Ferretti, and P. Rocco. *Tecnologie dei sistemi di controllo*. McGraw-Hill, Milano, seconda edizione edition, 2007.
- [26] S. Melzi. Meccanica laterale del veicolo stradale. *Appunti del Corso di Meccanica dei Veicoli, Politecnico di Milano*, 2001-2002.
- [27] S. Oh, H.-C. Chae, S.-C. Yun, and C.-S. Han. The design of a controller for the steer-by-wire system. *JSME International Journal Series C*, 47:896–907, 2004.

- [28] H. Pacejka. *Tyre and Vehicle Dynamics*. Elsevier, 2006.
- [29] R. Rajamani. *Vehicle Dynamics and Control*. Springer, 2006.
- [30] M. Rashid. *Power Electronics Handbook*. Academic Press, 2001.
- [31] G. Rill. First order tyre dynamics. Technical report, III European Conference on Computational Mechanics, Lisbon, June 2006.
- [32] P. Schmitt. Prediction of static steering torque during brakes-applied parking manoeuvres. Technical report, DaimlerChrysler Corporation, 2003.
- [33] R. Sharp, S. Evangelou, and D. Limebeer. Advances in the modelling of motorcycle dynamics. *Multibody System Dynamics*, 12:251–283, 2004.
- [34] Silica. Motor control. Technical report, Workbook, 2008.
- [35] Traco Electronic. *TMR 2 Series*. Number 1.4. Application Note, October 2007.
- [36] H. Tseng, B. Ashrafi, D. Madau, T. Brown, and D. Recker. The development of vehicle stability control at ford. *IEEE/ASME Transactions of Mechatronics*, 4(3):223–234, sep 1999.
- [37] Yamaha Motor Corporation. Yamaha YFM7FGPW service manual. Technical report, USA, 2006.
- [38] P. Yih, J. Ryu, and J. Gerdes. Modification of vehicle handling characteristics via steer-by-wire. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 13(6):965–976, nov 2005.
- [39] H. Yosbizawa and J. Israelachvili. *The Journal of Physical Chemistry*, 97(43):11300–11313, 1993.