

Modellazione e controllo di un sollevatore autobilanciante

Federico Fico

21 febbraio 2010

Indice

1	Presentazione del sollevatore elettronico autobilanciante	7
1.1	Descrizione della componentistica meccanica	8
1.2	La <i>testa universale</i>	9
1.3	Funzionamento	9
1.3.1	Movimentazione del carico: controllo via maniglia sensitiva	10
1.3.2	Il regime di <i>float mode</i>	11
1.4	Problemi riscontrati e progetto del nuovo sistema di controllo	14
2	Modellistica del servomeccanismo	15
2.1	Introduzione	16
2.2	Azionamento elettrico: il motore a corrente continua a magneti permanenti	17
2.3	Alimentatore	19
2.4	Riduttore di velocità	20
2.4.1	Modello rigido	20
2.4.2	Modello elastico	21
2.5	Modellistica del servomeccanismo: funzioni di trasferimento	22
2.5.1	Azionamento elettrico	22
2.5.2	Servomeccanismo	22
2.6	Modelli di attrito	25
2.6.1	Attrito dinamico	25
2.6.2	Attrito statico	26
2.6.3	Modellistica: introduzione dell'attrito	28
2.7	Controllo in anello chiuso	29
2.7.1	Scelta del regolatore	30
3	Identificazione del servomeccanismo	33
3.1	Introduzione	33
3.2	Architettura del sistema di controllo	36
3.3	Analisi preliminare: caratterizzazione delle prestazioni della scheda di alimentazione	37
3.3.1	Identificazione di $G_a(s)$	38
3.3.2	Valutazione delle prestazioni	39
3.3.3	Simulazione: effetto di un alimentatore lento sulla variabile di controllo e sulla variabile controllata	39
3.4	Valutazione sperimentale della risposta in frequenza alle diverse condizioni di carico	40
3.5	Motore elettrico	45
3.6	Valutazione dell'attrito statico	48
3.7	Modello elastico del sistema di trasmissione del moto	53
3.7.1	Trasmissione ad ingranaggi e a cinghia	53
3.7.2	Trasmissione a fune e struttura meccanica	56
3.8	Conclusioni	60

4	Controllo in velocità	63
4.1	Strumentazione utilizzata	65
4.2	Sintesi del regolatore	66
4.2.1	Implementazione anti-windup	66
4.2.2	Periodo di campionamento	69
4.2.3	Taratura dei parametri del controllore	69
4.3	VRFT: Virtual Reference Feedback Tuning	71
4.3.1	Funzionamento	71
4.3.2	Applicazione del metodo e risultati sperimentali	73
4.3.3	Risultati della taratura del regolatore	75
4.4	Sintesi del filtro alla maniglia sensitiva	79
4.5	Conclusioni	82
5	Logica di controllo in anello aperto: il float mode	83
5.1	Sistema attuale	84
5.2	Nuovo float mode	85
5.2.1	Metodo di individuazione delle soglie	86
5.3	Prestazioni del nuovo metodo	87
5.3.1	Funzionamento	87
5.3.2	Risultati	88
5.4	Conclusioni	90
6	Sensore di massa software	91
6.1	Introduzione	91
6.2	Ricostruttore del disturbo di carico	92
6.2.1	Limiti del modello proposto	93
6.3	Nuovo progetto: introduzione del modello di attrito	96
6.4	Taratura del ricostruttore	97
6.5	Risultati	99
6.5.1	Confronto delle prestazioni: stimatore ottimo locale vs. stimatore globale	100
6.5.2	Validazione dello stimatore per movimentazione da maniglia sensitiva	105
6.5.3	Emulazione del supervisore su VACuGRIP	106
6.6	Conclusioni	109
7	Taratura di fine linea	111
7.1	Introduzione	111
7.2	Automatizzare la taratura	112
7.2.1	Set-point di velocità	112
7.2.2	Condizioni di carico utili	112
7.2.3	Parametri del regolatore	114
7.2.4	Definizione della cifra di merito	114
7.3	Definizione dell'algoritmo automatico di stima	115
7.4	Risultati	116
7.4.1	Caratteristiche dell'algoritmo di stima alla singola condizione di carico	116
7.4.2	Valutazione dei risultati per condizioni di carico differenti	119
7.5	Conclusioni	120
8	Microcontrollore ed implementazione software in C	123
8.1	Introduzione	123
8.2	Strumentazione hardware	124
8.2.1	Microcontrollore lato motore	124
8.2.2	Micro lato operatore (testa universale)	124
8.2.3	Protocollo CAN-bus	125
8.3	Strumentazione software	125
8.4	Organizzazione logica del software: macchina a stati	126

8.5	Codice	127
8.5.1	Regolatori automatici	127
8.5.2	Stimatore di massa	129
8.5.3	Float mode	130
8.5.4	Autotuning	131
8.6	Conclusioni	131
9	Conclusioni	133

Capitolo 1

Presentazione del sollevatore elettronico autobilanciante

Il sistema meccanico ed elettronico oggetto di studio nella presente relazione è un sollevatore autobilanciante attualmente in produzione presso la ditta Scaglia Indeva di Brembilla, Bergamo.

Il sollevatore LIFTRONIC EASY80 è utilizzato in ambiente industriale per la movimentazione di carichi di piccola taglia (minori di 80Kg): il LIFTRONIC EASY80 è dotato di un azionamento elettrico che garantisce la potenza meccanica utile al sollevamento del carico, e di un microcontrollore programmabile, che gestisce l'insieme di algoritmi di controllo del movimento e di gestione del carico appeso per la movimentazione verticale del carico; un braccio snodato, della lunghezza complessiva di due metri e cinquanta centimetri, permette la movimentazione nel piano orizzontale.

Il sollevatore oggetto di analisi fa parte di una più ampia gamma di robot industriali prodotti dalla ditta Indeva, della quale fanno parte sollevatori a colonna come il LIFTRONIC EASY80 ma di taglie maggiori e capaci di movimentare carichi fino a 250Kg e sollevatori che si basano su strutture a carro ponte, di capacità superiore.

Il sistema mecatronico è stato oggetto di analisi, svolte con l'obiettivo di caratterizzare le prestazioni ed evidenziare i limiti degli attuali algoritmi di controllo in anello aperto; il progetto di collaborazione tra la ditta Scaglia Indeva e l'Università degli Studi di Bergamo ha portato alla sintesi di un nuovo algoritmo di controllo in anello chiuso, le cui prestazioni e vantaggi sono oggetto di analisi nel presente lavoro; le prospettive aperte dal nuovo sistema di controllo hanno portato alla definizione, da parte dell'azienda, di un nuovo pacchetto hardware/software per l'implementazione del nuovo algoritmo in fase di prototipazione pre-serie e per la prossima immissione nella linea produttiva.

1.1 Descrizione della componentistica meccanica

Il LIFTRONIC EASY80 è un sollevatore a colonna, la cui struttura meccanica è raffigurata nello schema di figura 1.1: il sollevatore è ancorato a terra in A ; la colonna portante, in acciaio, ha sezione quadrata di lato $W = 0.375m$ e altezza pari a $H = 2.43m$.

Alla colonna è collegato un braccio snodato, composto da due travi a sezione rettangolare (dimensioni $0.08m \times 0.12m$ e $0.08m \times 0.07m$), collegati da una cerniera posta in C . La lunghezza complessiva del braccio snodato è $R_1 = 2.5m$ e la movimentazione del carico è permessa in una sezione circolare di raggio minore pari a $R_2 = 0.46m$ e raggio maggiore R_1 .

Il punto indicato con B in figura ospita l'azionamento elettrico, composto da: motore elettrico CC a magneti permanenti, con funzionamento a quattro quadranti, i cui parametri sono espressi nella tabella ??, e alimentatore (raddrizzatore di tensione e chopper) che preleva potenza elettrica dalla rete e la fornisce al motore. Nello stesso punto è alloggiata una scheda elettronica a microprocessore, che gestisce l'alimentazione del motore elettrico e gli stati di allarmi del sollevatore (v. Cap. ??).

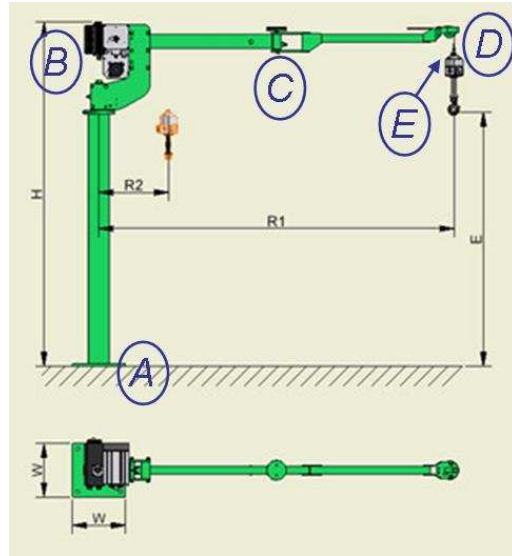


Figura 1.1: Schema del LIFTRONIC EASY80

Tabella 1.1: Dati nominali del motore CC

Potenza nominale	$400W$
Velocità nominale	$200rad/s$
Corrente nominale	$9.5A$
Coppia di spunto	$2.5Nm$
Resistenza	0.8Ω a $20^\circ C$
Induttanza	$7.2mH$
Costante di tensione	$0.25V/rad/s$
Costante di coppia	$0.25Nm/A$
Costante di tempo elettrica	$9.3ms$
Costante di tempo meccanica	$13ms$
Costante di tempo termica	$60ms$
Momento d'inerzia	$1.1 \times 10^{-3} Kg m^2$

La trasmissione del moto è garantita da un gruppo riduttore e da una fune meccanica agganciata al riduttore e al carico: il riduttore comprende un primo stadio ad ingranaggi, con fattore di riduzione $n_1 = 4.33$ e di un secondo stadio, con trasmissione a cinghia con fattore di riduzione $n_2 = 5$.

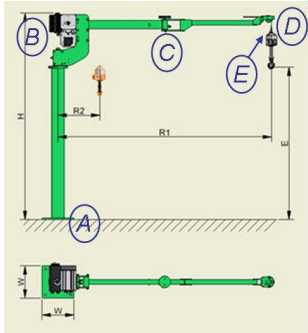


Figura 1.2: Schema del riduttore

La fune in acciaio è agganciata ad un rullo avvolgitore solidale con l'ultimo albero della trasmissione: il rullo avvolgitore è montato su di un carrello mobile, che si sposta lungo la direzione orizzontale e perpendicolare al braccio snodato: questa caratteristica permette di mantenere costante il raggio di avvolgimento della fune, pari a $R = 0.0625m$.

La fune ha costante di elasticità elevata, tale da nascondere qualsiasi fenomeno elastico; è agganciata, come detto, al rullo avvolgitore in *B*, subisce un rinvio in una carrucola posta in *C* ed un secondo rinvio a novanta gradi in *D*, al termine del braccio snodato; infine è agganciata in *E* alla *testa elettronica universale*, gruppo elettronico - meccanico (la cui descrizione è oggetto del prossimo paragrafo). Allo stesso gruppo è collegato meccanicamente un gancio, utile alla presa del carico.

1.2 La testa universale

La testa universale svolge una serie di funzioni differenti: dal punto di vista meccanico ospita i sensori di forza di *load cell* ed *hand cell*, che misurano rispettivamente la forza peso agente sul carico e la forza esercitata dall'operatore su una maniglia sensitiva (Fig. 1.2): la progettazione meccanica della *testa universale* è tale da disaccoppiare le misure prese dalle diverse celle. Nella stessa attrezzatura trovano posto i pulsanti di STOP e di *Float Mode*, la cui funzione è descritta nei prossimi paragrafi, un display digitale per l'interfaccia con l'utente, utile alla programmazione di alcune funzionalità del sollevatore ed un secondo microprocessore.

Questo secondo microcontrollore, per la cui descrizione si rimanda al Cap. ??, svolge un ristretto insieme di operazioni: acquisizione e condizionamento dei segnali di forza dai sensori di *load cell* ed *hand cell*; acquisizione dei segnali digitali di STOP e di *Float Mode*; comunicazione con il microcontrollore *lato operatore* per la trasmissione degli stessi dati e la ricezione di eventuali segnali di controllo. La comunicazione tra i due microcontrollori è gestita via protocollo *CANBUS*, con connessione cablata.

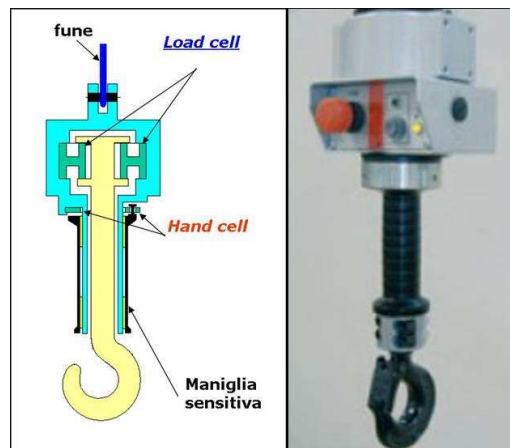


Figura 1.3: Struttura meccanica della testa universale

1.3 Funzionamento

Il sollevatore LIFTRONIC EASY80 è stato progettato per due funzioni differenti: *movimentazione* e *bilanciatura* del carico. Quando l'operatore agisce sulla maniglia sensitiva, il controllore impone una legge di moto ed il sollevatore movimenta il carico appeso;

quando, diversamente, la *hand cell* non viene utilizzata, il carico deve essere semplicemente bilanciato rispetto alla forza peso: il sollevatore funziona, appunto, da semplice bilanciatore. Gli algoritmi di controllo preposti al moto e all'operazione di bilanciatura sono tra loro differenti e sono oggetto di discussione dei prossimi due paragrafi.

1.3.1 Movimentazione del carico: controllo via maniglia sensitiva

Il LIFTRONIC EASY80 è stato sviluppato per la movimentazione di carichi con massa inferiore a 80Kg. Il sistema di movimentazione funziona secondo il seguente schema:

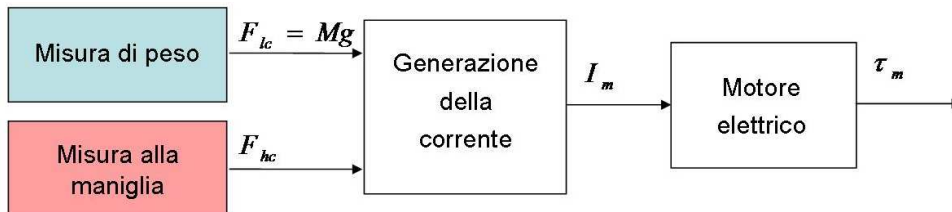


Figura 1.4: Movimentazione via maniglia sensitiva

Il carico viene agganciato dalla fune in acciaio e la *load cell* misura una forza $F_{lc} = M \cdot g$ pari alla forza peso (trascurando le componenti inerziali); il sensore di *hand cell* misura la forza esercitata dall'operatore sulla maniglia sensitiva, pari a F_{hc} .

Le due componenti di forza vengono misurate dal microprocessore *lato operatore* e poi passate via CAN al microcontrollore *lato motore*; questo genera una richiesta di corrente, tale per cui la coppia erogata dal motore sia

$$\tau_m = \tau_{m,1}(F_{lc}) + \tau_{m,2}(F_{hc}) \quad (1.1)$$

Se il segnale di maniglia è pari a zero (maniglia inutilizzata), il carico appeso rimane in equilibrio statico, a velocità nulla; non è possibile muovere il carico impugnandolo *direttamente*, senza agire sulla maniglia sensitiva: se l'operatore operasse una forza F_o direttamente sul carico, la misura della *load cell* sarebbe pari a $F_{lc} = Mg - F_o$ e la coppia richiesta al motore sarebbe tale da bilanciare entrambe le componenti.

E' utile sottolineare fin d'ora che l'algoritmo impiegato per il controllo del moto, in questa condizione di utilizzo, è in *anello aperto*.

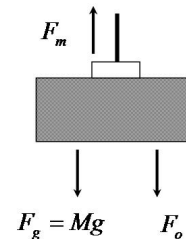


Figura 1.5: Bilancio di forze impugnando il carico

1.3.2 Il regime di *float mode*

Il sistema progettato dalla Indeva prevede una possibilità di movimentazione impugnando *direttamente* il carico: tale condizione di lavoro risultata particolarmente utile in fase di posizionamento dei carichi e rappresenta un vantaggio offerto dal LIFTRONIC rispetto ai sistemi concorrenti.

La condizione detta *float mode* è complementare a quella di movimentazione via *hand cell* ed è mutualmente esclusiva rispetto a questa: il passaggio tra le diverse condizioni è gestito dall'operatore, che agisce sul pulsante FM della testa universale (vedi Fig. 1.2). Quando il float mode viene attivato, il valore letto dalla *load cell* viene 'congelato' e la corrente richiesta dal microcontrollore è fissata ad un valore costante $I_{EQ} = \bar{I}$, tale da garantire l'equilibrio statico del carico.

Per risultato, la coppia espressa dal motore rimane costante

$$\tau_m = \tau_m(F_{lc} = \bar{F}_{hc}, F_{hc=0}) = \bar{\tau}_m$$

ed è possibile impugnare il carico e movimentarlo "manualmente"; l'equazione che descrive la risultante delle forze agenti sul carico è la seguente:

$$\begin{aligned} \tau_m &= \bar{\tau}_m, F_{carico} = Mg - F_o \\ \rightarrow F_{tot}(carico) &= \frac{\bar{\tau}_m \cdot 21.65}{R} - (Mg - F_o) = F_o \end{aligned}$$

Il sollevatore è caratterizzato da forti componenti di attrito, che si oppongono alla movimentazione del carico in entrambi i regimi di moto (a partire dalla maniglia sensitiva o in *float mode*): da una parte però, la possibilità di utilizzo della maniglia sensitiva consente di ottenere una coppia motrice che è maggiore della forza stessa esercitata dall'operatore e che vince facilmente le forze resistenti; in regime di float model, al contrario, la *forza operatore* deve vincere necessariamente tutte le componenti di attrito e la movimentazione è decisamente limitata e onerosa in termini di sforzo dell'operatore.

Per ovviare a questo problema e permettere una movimentazione più agevole in *float mode*, sono stati implementati un insieme di "aiuti elettronici" in grado di eliminare o ridurre l'effetto di inerzia del carico e degli attriti presenti; per la descrizione di tali aiuti è utile dare una breve presentazione dei principali problemi che affliggono il sistema nella condizione di movimentazione "diretta" del carico:

- un carico di massa pari o superiore a 20Kg ha un'inerzia elevata, che rende necessario uno sforzo da parte dell'operatore, per imprimere su di esso un'accelerazione: l'inerzia dunque rappresenta un problema in fase di primo distacco e di inversione del moto.
- il sollevatore è afflitto da componenti di attrito molto intense: in prima approssimazione si può assumere una componente di forza resistente non inferiore ai 3Kg e che può raggiungere i 7 ÷ 8Kg; le forze di attrito si oppongono al primo distacco e al moto del carico e, in condizione di float mode, parte della forza esercitata dall'operatore viene 'persa' per vincere tali forze.

Per risolvere il primo di questi problemi è stato sviluppato un semplice anello di controllo che determina un picco di corrente non appena il sistema elettronico di misura rileva una accelerazione sufficientemente elevata: il funzionamento di questo algoritmo è mostrato in Fig. ?? e la sua utilità è riscontrabile in condizioni di inversione del moto e di prima movimentazione, a partire da condizione di carico fermo.

Per vincere gli attriti che affliggono il sistema in stato di movimentazione è stato sviluppato un sistema di variazione della corrente di seguito illustrato e per la comprensione del quale è necessario dare una breve descrizione del fenomeno di attrito che affligge il sistema.

L'attrito agente sul sollevatore, visto *lato carico*, si comporta come una forza F_A che si oppone alla movimentazione in fase di primo distacco e in condizioni di moto. L'intensità di F_A è variabile con la massa del carico appeso.

Per carico in equilibrio statico, l'effetto dell'attrito è il seguente: data la forza peso F_{peso} agente sul carico, registrata dalla *load cell*, la coppia erogata dal motore è tale da bilanciare il carico e mantenerlo in equilibrio: in queste condizioni, qualsiasi forza F_o esercitata dall'operatore, e tale che $|F_o| < F_A$, non è sufficiente a vincere l'attrito e a mettere in movimento il carico.

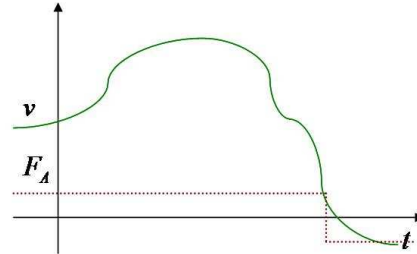


Figura 1.6: Attrito statico

Per carico in movimento, l'equazione che governa il moto si può approssimare con la seguente:

$$Ma = F_o - F_A \cdot \text{sgn}(v)$$

ciò significa che per ottenere una velocità costante lungo una direzione, l'operatore è costretto ad esercitare una forza costante e pari alla forza resistente F_A .

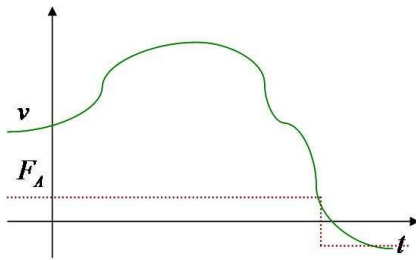


Figura 1.7: Attrito dinamico

Per ridurre l'effetto degli attriti in fase di primo distacco, un segnale di corrente ad onda quadra viene sovrapposto al valore I_{EQ} utile alla bilanciatura del carico. Il segnale ha periodo pari a 0.2s (il valore di questo parametro è stato scelto per non eccitare le frequenze di risonanza della struttura meccanica del sollevatore, cfr. § 3.7) e semiampiezza indicata con I_{oq} tal da rispettare i seguenti vincoli:

- il valore I_{oq} deve corrispondere ad una coppia τ_{oq} e ad una forza lineare F_{oq} tale da vincere una buona consistente degli attriti presenti

• allo stesso tempo, la forza lineare F_{oq} deve restare tale da non produrre alcun movimento sul carico, in assenza dei interventi dell'operatore; in altre parole deve essere $|F_{oq}| < F_A$.

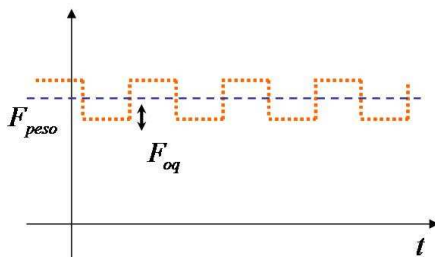


Figura 1.8: Onda quadra di forza

La forza degli attriti F_A non è perfettamente quantificabile (v. 3.6), e le due considerazioni precedenti portano alla scelta di un valore di I_{oq} tale che $F_{oq} \in [0.25 \div 0.75]F_A$; le forze F_A , inoltre, sono variabili con la massa del carico appeso. La scelta di progetto sviluppata in azienda prevede l'impegno di una tabella di valori per la forza F_A , sperimentalmente ottenuti e la determinazione di una ampiezza I_{oq} tale che $F_{oq} \approx 0.5\tilde{F}_A$, dove $\tilde{F}_A = F_A(F_{lc})$, ottenuta per interpolazione con i valori in tabella.

In termini di funzionamento, in condizioni di quiete, l'andamento della corrente elettrica determina una componente di forza lineare (lungo l'asse verticale) come quella espressa in Fig. 1.3.2; la movimentazione in fase di primo distacco è migliorata: nel semiperiodo positivo dell'onda quadra l'operatore deve esercitare una forza pari alla metà di quanto dovrebbe esercitare in assenza di "aiuto elettronico", per ottenere una velocità positiva; per movimentare il carico verso il basso è sufficiente attendere il semiperiodo negativo dell'onda quadra.

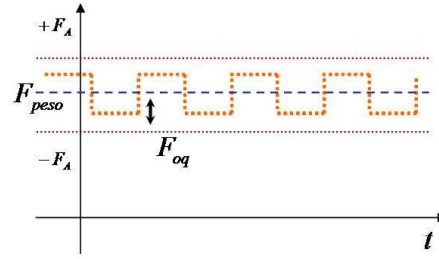


Figura 1.9: Effetto dell'onda quadra e dell'attrito statico

Per carico in movimento, l'onda quadra è interrotta e sostituita da una componente costante, pari alla semiampiezza dell'onda I_g , che è impiegata per vincere parte dell'attrito F_A che si oppone al moto.

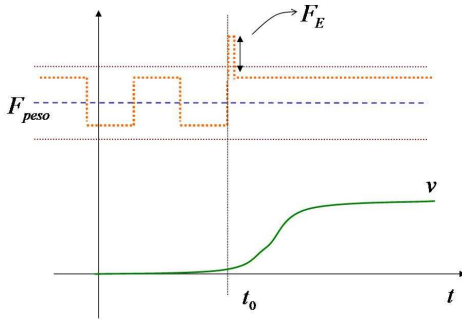


Figura 1.10: Effetti degli "aiuti elettronici" in fase di movimentazione

La forza che l'operatore deve esprimere per bilanciare le componenti di attrito restanti; F_o è una frazione delle forze F_A , parte delle quali sono bilanciate da F_{oq} .

In t_0 è mostrato lo *spike* di forza introdotto dal primo algoritmo illustrato, e che ha intensità

$$F_E = K_E \cdot \frac{dv}{dt}$$

Le prestazioni del sistema elettronico di aiuto alla movimentazione, fin qui illustrato, sono oggetto di analisi nel capitolo 5; tali prestazioni saranno valutate in termini di stabilità, robustezza e qualità del controllo, secondo i canoni dell'automatica.

Tuttavia possono essere fatte le seguenti considerazioni: il sistema di controllo lavora in *anello aperto*, anche nelle condizioni di moto definite per il regime di *float mode*; il solo algoritmo in anello chiuso implementato nel sistema attuale riguarda il controllo di accelerazione iniziale: l'anello di controllo, chiuso sulla misura dell'encoder differenziale, che misura la velocità lato motore. Le prestazioni di questo anello di controllo verranno valutate con particolare attenzione, costituendo una ulteriore possibile causa di instabilità del sistema.

La figura 1.3.2 mostra le componenti di forza agenti sul carico quando il sollevatore è in *float mode* ed il profilo di moto è quello illustrato: carico in quiete fino all'istante t_0 e successivamente messo in movimento, con velocità positiva. F_{EQ} è la forza che equilibria il carico, trasformazione lineare della coppia $\bar{\tau}_m$ espressa dal motore. F_A è la componente di attrito, che descrive una "zona morta" attorno a F_{EQ} (F_A è considerata costante con la velocità e funzione del solo carico appeso). F_{oq} è la componente di forza lineare che risulta dall'applicazione dell'aiuto elettronico: inizialmente in forma di onda quadra, poi costante positiva. F_o infine è la

1.4 Problemi riscontrati e progetto del nuovo sistema di controllo

Il sollevatore autobilanciante LIFTRONIC EASY80 si presenta come un sistema di controllo dotato di un azionamento elettrico, di un gruppo riduttore e di una struttura meccanica a valle del riduttore; di un sistema elettronico di misura e di interfaccia utente e di una copia di microcontrollori; dal punto di vista del software, una serie di algoritmi in anello aperto gestiscono il funzionamento del sistema.

Il sistema attuale, controllato in anello aperto, dimostra alcune condizioni limitanti e tali da rendere necessari interventi di manutenzione cicliche o non prevedibili.

In primo luogo, anche per sistemi meccanici ed elettronici perfettamente funzionanti, la fatica subita dal meccanismo nel corso dei primi mesi di attività porta ad una variazione delle caratteristiche di scorrevolezza del sistema di trasmissione del moto e del sistema di avvolgimento della fune in acciaio; le caratteristiche di attrito (intensità dell'attrito statico e di quello coulombiano) subiscono un notevole calo, tipicamente tra il terzo ed il sesto mese di utilizzo del sollevatore. Questo comportamento, statisticamente osservato, rende necessario un intervento di 'aggiornamento' dei valori di greca utilizzati nel *float mode*, per evitare fenomeni di deriva del carico.

Il sollevatore è oggetto di un secondo fenomeno indesiderabile, che insorge in condizioni di *alto carico* e per movimentazioni brusche. In queste condizioni la risonanza del braccio meccanico dimostra caratteristiche di frequenze e smorzamento particolarmente bassi; in conseguenza delle oscillazioni del braccio è possibile che la maniglia sensitiva, libera (non impugnata dall'operatore), registri un segnale 'fittizio', dovuto alla semplice inerzia del meccanismo di rilevazione; tale segnale può generare un'oscillazione permanente del carico e della struttura.

Nel caso la maniglia sia impugnata dall'operatore, la situazione del sollevatore può diventare maggiormente rischiosa: il segnale registrato, dalla maniglia, per effetto dell'inerzia dell'operatore, può risultare più intenso e generare un *aumento* delle oscillazioni; il sistema elettronico di controllo genera un allarme che blocca il funzionamento del sollevatore.

Le prestazioni del sollevatore sono dunque da valutare anche alla luce di questi problemi, sperimentalmente rilevati: dal punto di vista della *stabilità*, il sistema di controllo non dimostra problemi in condizioni di lavoro non particolarmente 'spinte'; i fenomeni appena descritti sono infatti tipici di un utilizzo poco ortodosso del sollevatore, ma vanno ugualmente evitati. Dal punto di vista della *robustezza* il controllo in anello aperto attualmente impiegato si è rivelato poco performante a fronte di incertezze riguardo a parametri quali l'intensità degli attriti e la presenza e posizione delle frequenze di risonanza meccanica, imputabili alla struttura (braccio snodato e, in misura minore, riduttore di velocità): sul singolo sollevatore è necessaria una taratura fine dei parametri di attrito, variabili nel tempo; i fenomeni di oscillazione libera sono imputabili a queste stesse variazioni nel comportamento del sollevatore.

Il sistema è stato perciò analizzato con gli strumenti dell'automatica e dell'identificazione, per valutare le prestazioni del sistema attuale ed individuare limiti e possibili miglioramenti. Il processo di identificazione cui è stato sottoposto il sollevatore è propeudico alla scrittura di un sistema di controllo in anello chiuso, che garantisce caratteristiche di stabilità e robustezza alle differenti condizioni di utilizzo del sollevatore decisamente migliori rispetto al sistema di controllo attualmente impiegato. La definizione, taratura e sperimentazione del sistema di controllo in anello chiuso sono oggetto di discussione del capitolo 4.

Capitolo 2

Modellistica del servomeccanismo

Il primo progetto che ha visto impegnate l'azienda Scaglia Indeva e l'Università degli Studi di Bergamo è stato condotto l'intenzione di monitorare e valutare le prestazioni attuali del sollevatore LIFTRONIC EASY80, individuare le cause dei malfunzionamenti riscontrati e produrre una documentazione dettagliata dei componenti e delle leggi di moto dello stesso sollevatore; la documentazione prodotta è composta da un insieme di modelli di simulazione e approssimazione del sistema e da una raccolta di documenti per la descrizione degli algoritmi prodotti e dei risultati raggiunti. Per raggiungere questi obiettivi, il sollevatore LIFTRONIC EASY80 è stato studiato con i metodi dell'automatica e dell'identificazione.

Il sistema può essere descritto in prima osservazione come un servomeccanismo, adatto alla movimentazione di carichi assistita da un motore elettrico e da un sistema per l'interfaccia verso l'operatore. Il servomeccanismo comprende: un motore elettrico a magneti permanenti, un insieme di sensori per la misura delle grandezze fisiche utili alla gestione del sollevatore (corrente di armatura e velocità di rotazione del motore elettrico, forza peso agente sul carico e forza esercitata sulla maniglia sensitiva) e una scheda elettronica di alimentazione del motore elettrico; la struttura meccanica del sollevatore comprende una colonna portante ed un braccio snodato, una fune di traino in acciaio, un insieme di carrucole per il rinvio della fune e l'attrezzatura di presa per agganciare il carico. L'analisi svolta sulla struttura meccanica detta una serie di indicazioni per la taratura del motore e per la progettazione degli algoritmi di controllo, come descritto nel seguito del capitolo.

Il sollevatore è stato studiato con i metodi dell'analisi sistemistica del servomeccanismo e dei relativi strumenti di modellistica matematica, validazione e simulazione dei modelli, analisi dei segnali, analisi e controllo dei sistemi dinamici. La presentazione dei risultati, in questo lavoro, segue lo schema dettato nel presente capitolo, scritto con l'intenzione di presentare l'approccio classico per la modellistica e il controllo di un servomeccanismo.

2.1 Introduzione

Un servomeccanismo di posizione è un sistema di controllo di posizione, o più in generale di movimento, di un dispositivo meccanico ad un solo grado di libertà. I suoi componenti basilari sono il dispositivo da muovere, detto *carico*, un *motore* che fornisce la potenza meccanica per attuare il movimento, un *sensore* di misura di posizione o di velocità del motore, un regolatore elettronico digitale, detto *controllore* ed un amplificatore elettronico di potenza, o *alimentatore*. Di regola il motore è connesso al carico attraverso un riduttore di velocità, che tuttavia può mancare in alcuni casi. Può essere presente inoltre un secondo sensore per la misura diretta della posizione o della velocità del carico.

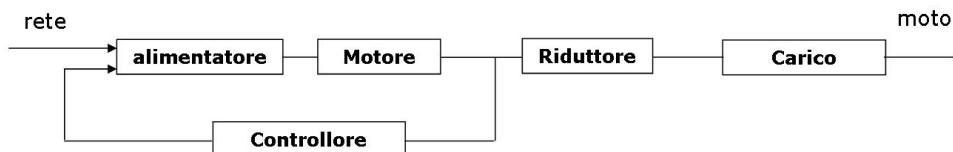


Figura 2.1: Schema di un servomeccanismo

Nel presente capitolo vengono descritti i principali componenti del servomeccanismo e i modelli di identificazione utilizzati in letteratura, che troveranno impiego nel prosieguo del testo.

Nel paragrafo § 2.2 si ricava il modello matematico che descrive la conversione elettromeccanica nei motori a magneti permanenti: il modello esprime la generazione della coppia motrice in funzione della variabile di controllo (tensione d'armatura).

Il successivo paragrafo descrive la parte elettronica dell'azionamento elettrico, l'*alimentatore*, che pilota il motore elettrico: la trattazione svolta in questo capitolo è volutamente generalizzata e non discute la particolare scheda elettronica utilizzata sul LIFTRONIC, che verrà invece descritta nel capitolo dedicato all'identificazione del servomeccanismo (Cap. ??).

Successivamente (§ 2.4) vengono illustrati i modelli di trasmissione e carico. L'elemento principale della trasmissione è il riduttore: saranno presentati un modello rigido e un modello elastico, entrambi capaci di descrivere il comportamento del gruppo riduttore sia in condizioni statiche che in condizioni dinamiche.

Nel paragrafo § 2.5 sono ricavati modelli lineari del servomeccanismo adatti all'analisi e al progetto delle leggi di controllo, con riferimento al controllo in velocità. Il primo modello, detto *rigido* poiché assume la rigidità della trasmissione, è del primo ordine. Il secondo, *modello elastico*, rimuove tale assunzione ed è del terz'ordine; il modello elastico, pur mantenendo un ordine basso, permette di definire fondamentali limitazioni della banda del sistema di controllo, nient'affatto intuibili dal modello rigido.

Per la modellizzazione dell'attrito (§ ??) saranno utilizzati alcuni modelli descritti in letteratura; particolare attenzione è lasciata alla introduzione dell'attrito nei modelli lineari discussi nel paragrafo precedente.

L'ultimo paragrafo (§ 2.7) è dedicato alla scelta di una struttura di regolatore in anello chiuso, all'analisi e al progetto delle leggi di controllo per il modello elastico.

2.2 Azionamento elettrico: il motore a corrente continua a magneti permanenti

Il principio fisico che sta alla base della generazione di coppia nei motori elettrici deriva direttamente dalla legge di Lorentz, che definisce la forza \mathbf{F} agente su una carica elettrica q in moto con velocità \mathbf{v} in un campo magnetico \mathbf{B} :

$$\mathbf{F} = q\mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.1)$$

Nel motore a magneti permanenti il campo magnetico \mathbf{B} è imposto dalla coppia di magneti permanenti che costituiscono lo *statore*; il cilindro mobile di materiale ferromagnetico su cui sono avvolte le spire, collegate a formare un circuito chiuso detto di *armatura*, è detto *rotore*. Le spire del circuito di armatura fanno capo ad un *collettore* o *commutatore*, posto a sua volta in contatto con le *spazzole* (una o più coppie). Le spazzole vegono mantenute in contatto con il commutatore durante la rotazione, consentendo il collegamento con un circuito elettrico esterno e fornendo quindi potenza ai circuiti di armatura.

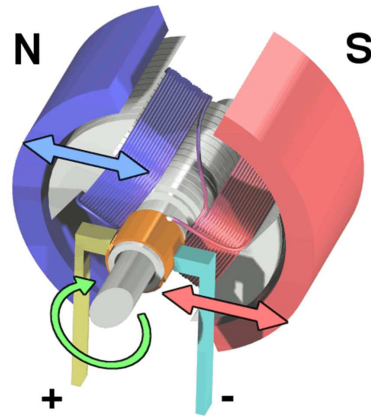


Figura 2.2: Motore elettrico a magneti permanenti

La *costante di coppia* del motore esprime il rapporto *statico* tra la corrente circolante nel circuito di armatura e la coppia meccanica generata dal motore; tale parametro è legato alle dimensioni del motore in termini di numero N di spire che compongono il motore e di flusso magnetico generato dalla coppia di magneti permanenti ϕ_m :

$$\tau_m = \frac{N\phi_m}{2\pi} I = K_t I \quad (2.2)$$

dove K_t è appunto la *costante di coppia* del motore.

Il comportamento dinamico *a vuoto* di un motore CC a magneti permanenti, ovverosia senza riduttori o carichi a valle del motore stesso, è descritto dalla seguente coppia di funzioni di trasferimento:

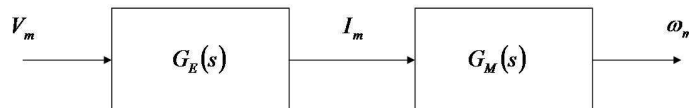


Figura 2.3: Schema di funzionamento di un motore CC a magneti permanenti

La prima funzione di trasferimento descrive il comportamento elettrico del motore, ovverosia la capacità di imporre sul circuito di alimentazione la corrente voluta: l'equazione che governa la dinamica della corrente si ricava immediatamente, considerando che la tensione V applicata alle spazzole si ripartisce in tre contributi, dovuti rispettivamente

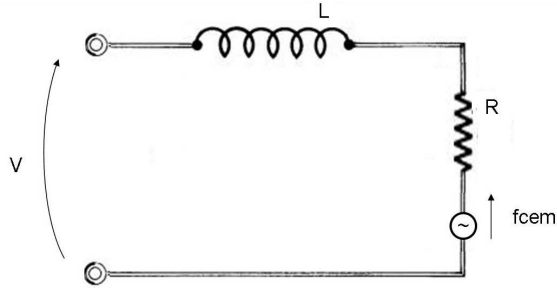


Figura 2.4: Motore a corrente continua, a magneti permanenti: circuito elettrico equivalente

alla caduta di tensione di tipo resistivo sugli avvolgimenti, all'induttanza degli avvolgimenti ed alla forza contro-elettromotrice raccolta alle spazzole. E' quindi possibile far riferimento al circuito elettrico equivalente di Fig. ??, dove R e L rappresentano rispettivamente la *resistenza* e l'*induttanza* di armatura. Complessivamente il modello dinamico relativo alle grandezze elettriche sarà quindi definito dalle seguenti relazioni:

$$V = RI + L \frac{dI}{dt} + f_{cem} \quad (2.3)$$

$$f_{cem} = K_e \omega \quad (2.4)$$

$$\tau_m = K_t I \quad (2.5)$$

Si noti che la variabile ω non è una variabile esogena, in quanto dipende dalla coppia τ_m , dalle coppie resistenti all'asse motore e dall'inerzia del rotore; allo stesso modo risulterebbe scorretto, dal punto di vista teorico, considerare la forza contro-elettromotrice f_{cem} come ingresso esogeno al sistema. Tuttavia la velocità di rotazione dell'albero motore, ω_m evolve secondo la dinamica del sistema meccanico, più lenta, in generale, della dinamica elettrica: si può assumere, in prima approssimazione, che l'effetto della forza contro-elettromotrice sia bene reiettata dall'anello di controllo di corrente, così che il segnale f_{cem} si possa attualmente considerare come ingresso indipendente dallo stato del sistema $G_E(s)$. La funzione di trasferimento utile a descrivere il rapporto tra tensione di alimentazione e corrente di armatura risulta allora particolarmente semplice:

$$G_E(s) = \frac{I_m}{V_m} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.6)$$

La descrizione del motore si completa con la funzione di trasferimento che descrive la dinamica di rotazione dell'albero motore, $G_M(s)$, rapporto dinamico tra corrente di armatura I_m e velocità di rotazione ω_m :

$$G_M(s) = \frac{\Omega_m}{I_m} = K_t \frac{1}{J_m s + D_m} \quad (2.7)$$

dove J_m e D_m rappresentano rispettivamente il momento d'inerzia e il coefficiente di attrito viscoso del solo albero motore.

La descrizione data per il motore è sufficientemente precisa da essere utilizzata in fase di costruzione di un modello di comportamento, utile per la definizione di un sistema di controllo in anello chiuso. Le dinamiche elettriche sono spesso trascurate, nella descrizione dinamica del motore, essendo per natura stessa dei fenomeni elettrici, particolarmente veloci rispetto alle dinamiche meccaniche: la differenza di 'velocità' è tipicamente di un ordine di grandezza.

2.3 Alimentatore

Un motore elettrico necessita di un dispositivo elettronico in grado di 'pilotarlo', ovvero di regolare la potenza elettrica in ingresso al motore per ottenere la potenza meccanica desiderata. L'*alimentatore* svolge questa funzione: preleva potenza elettrica dalla rete (230V a corrente alternata, 60Hz) e svolge un insieme di operazioni di condizionamento per il raddrizzamento della corrente o per la semplice riduzione in ampiezza della tensione. Si rimanda al seguito del lavoro per la descrizione dell'alimentatore utilizzato sul LIFTRONIC EASY80. Ciò che è necessario definire fin d'ora, in fase di descrizione dei componenti il servomeccanismo, è l'influenza dell'alimentatore sulle prestazioni del sistema complessivo.

Differenti schede elettroniche possono essere progettate ed utilizzate per il comando di un motore CC a magneti permanenti: la descrizione della scheda impiegata sul LIFTRONIC EASY80 è lasciata al capitolo di identificazione. Tuttavia è utile definire almeno due parametri di valutazione del funzionamento di un alimentatore, che determinano le prestazioni dell'azionamento elettrico; questi due parametri sono la *precisione* e la *rapidità* della risposta ad una sollecitazione (richiesta di tensione).

La funzione di trasferimento in Eq. 2.8 rappresenta il rapporto tra la tensione *richiesta* all'alimentatore e la tensione *effettiva* portata ai morsetti del collettore.

$$G_V(s) = \frac{V(s)}{\overline{V}(s)} \quad (2.8)$$

Il comportamento di una scheda di alimentazione può essere modellizzato con un semplice filtro passabasso del primo ordine:

$$G_a(s) = \frac{\mu_a}{\tau_a s + 1} \quad (2.9)$$

la struttura della funzione in Eq. 2.9 mette in evidenza le due caratteristiche di precisione e velocità (banda assante) attraverso i parametri μ_a e τ_a , rispettivamente:

- μ_a è il guadagno statico: definisce il rapporto di scala tra tensione richiesta ai morsetti del rotore e tensione in uscita dall'alimentatore
- τ_a è la costante di tempo del polo: descrive la rapidità della dinamica elettrica, intesa come capacità dell'alimentatore di variare la tensione di alimentazione per inseguire i cambiamenti richiesti dal regolatore numerico.

Idealmente l'alimentatore dovrebbe presentare una funzione di trasferimento con guadagno unitario (corrispondenza perfetta in termini statici tra richiesta di tensione e tensione applicata al rotore) e rapidità infinita, ovvero assenza di ritardi nella generazione della tensione di armatura e rispetto dei valori i picco. In linea di massima è sensato ritenere che la scheda di alimentazione non introduca limitazioni al sistema di controllo complessivo, trattandosi di uno stadio di trasformazione che coinvolge fenomeni elettrici e le cui dinamiche di variazione sono particolarmente veloci (cfr. paragrafo precedente): in fase di identificazione del servomeccanismo sarà sufficiente controllare la validità di tale ipotesi, per poter 'eliminare' dal modello complessivo lo stadio descrittivo della scheda di alimentazione.

Nel paragrafo 3.3.3 saranno illustrati gli effetti che una di una scheda di alimentazione troppo 'lenta' può avere sul sistema di controllo.

Caratteristiche da valutare: il ripple di corrente Il ripple è uno dei parametri che caratterizzano la qualità di un alimentatore: si tratta principalmente del rimanente residuo della componente alternata della rete elettrica, rettificata dai diodi e livellata dai condensatori di filtro; a questa piccola componente oscillatoria spuria, possono aggiungersi disturbi indotti dal carico o dovuti al funzionamento interno dell'alimentatore (presente soprattutto negli alimentatori a commutazione). Questo residuo è costituito da una lieve oscillazione della tensione di uscita avente, nel primo caso, andamento identico

alla sinusoide di ingresso, in pratica questo piccolo disturbo si sovrappone alla tensione continua fornita in uscita. Per usi generici, questa componente residua risulta ininfluenza sull'utilizzo, in altri casi, esempio fornire alimentazione ad un circuito in progetto, operante a bassi livelli di tensione o elevato guadagno, un ripple relativamente alto può essere di disturbo. Per questa ragione i migliori alimentatori da laboratorio sono in tecnologia lineare, con un ripple garantito su tutto il range di tensione/corrente, contenuto entro pochi millivolt.

2.4 Riduttore di velocità

In un servomeccanismo, il riduttore (di velocità) svolge una duplice funzione: da una parte permette di scalare la velocità di rotazione del motore alla velocità necessaria al regime di moto del carico; dall'altra presenta al lato carico una coppia pari alla coppia espressa dal motore moltiplicata per il fattore di scala, indicato con n . Nel sistema in esame il riduttore trasforma coppia e velocità angolare in coppie e velocità angolari; per questo motivo non saranno trattati i modelli di riduttori che trasformano grandezze tipiche del moto rotazionale in grandezze di tipo traslazionale (lineare).

2.4.1 Modello rigido

La modellizzazione più semplice per un riduttore di velocità si basa sull'ipotesi di perfetta rigidità del riduttore e di completa assenza di giochi tra gli ingranaggi della trasmissione.

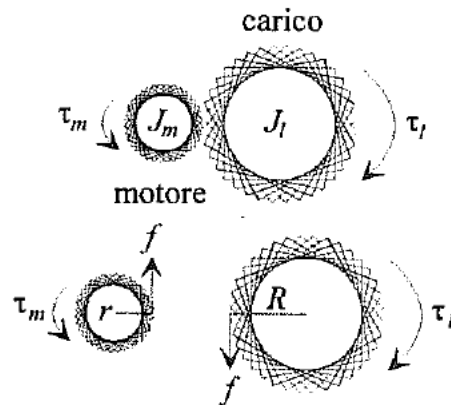


Figura 2.5: Schema di un riduttore di velocità ad ingranaggi

Si prenda ad esempio una trasmissione come quella schematizzata in figura Fig. ??, in cui il movimento viene trasmesso dal motore al carico mediante una coppia di ingranaggi: un ingranaggio è solidale al motore, l'altro al carico. In condizioni statiche si avrà, dal lato motore:

$$\tau_m = -fr = \tau_{lm}$$

mentre dal lato carico si avrà:

$$\tau_l = fR = \tau_{ll}$$

avendo indicato con r ed R rispettivamente i raggi dell'ingranaggio solidale al motore ed al carico ($R > r$) e con τ_{lm} e τ_{ll} le coppie in ingresso ed in uscita dalla trasmissione, ed avendo assunto positivo il senso antiorario di rotazione. Definendo il rapporto di trasmissione n come:

$$n = \frac{\tau_{ll}}{\tau_{lm}} = -\frac{R}{r}$$

si ottiene:

$$\tau_{ll} = n \cdot \tau_{lm} \quad (2.10)$$

In condizioni statiche quindi, grazie all'impiego degli ingranaggi è possibile bilanciare una coppia τ_l applicata al carico mediante una coppia $\tau_m = \tau_l/n$. La relazione tra la velocità del motore e la velocità del carico è

$$\omega_l = \frac{1}{n}\omega_m \quad (2.11)$$

la velocità del carico, quindi, è ridotta in valore assoluto di un fattore $|n|$ rispetto alla velocità del motore.

L'utilizzo di organi di trasmissione ha però implicazioni anche dal punto di vista dinamico, per comprendere le quali è necessario considerare le equazioni di moto di motore e carico:

$$\begin{aligned} J_m \dot{\omega}_m &= \tau_m + r f \\ J_l \dot{\omega}_l &= R f - \tau_l \end{aligned}$$

Dove J_m e J_l rappresentano rispettivamente i momenti di inerzia del motore e del carico. Eliminando ancora la reazione vincolare f ed utilizzando la relazione (??) si ottiene:

$$\left(J_m + \frac{J_l}{n^2} \right) \dot{\omega}_m = \tau_m - \frac{\tau_l}{n} \quad (2.12)$$

L'intero sistema motore-riduttore-carico può essere quindi modellizzato come un unico motore, avente momento d'inerzia pari alla somma del momento d'inerzia del motore e del momento d'inerzia del carico *ridotto* all'asse del motore. Si noti tuttavia che sia il modello statico (Eqq. 2.10 e 2.11) che quello dinamico (Eq. 2.12) sono stati ricavati nell'ipotesi di ingranaggi perfettamente rigidi, cioè in cui un solo angolo (misurato sul motore o sul carico) definisce la posizione di tutti i punti dell'ingranaggio.

2.4.2 Modello elastico

Sottoposto a coppia, ogni riduttore subisce un effetto di torsione e si deforma, introducendo uno scorrimento tra l'angolo motore q_m e l'angolo del carico q_l . L'effetto dell'elasticità torsionale introduce la necessità di un modello diverso da quello sin qui presentato, e che tenga conto dei fenomeni elastici: il modello matematico risulta pertanto il seguente:

$$\tau_{ll} = n\tau_{lm} = n[K_{el}(q_m - nq_l) + D_{el}(\omega_m - n\omega_l)] \quad (2.13)$$

Il coefficiente K_{el} è detto *coefficiente di elasticità (equivalente)* ed esprime il legame tra la coppia trasmessa e lo scorrimento angolare in condizioni stazionarie, supposto lineare; il termine di smorzamento D_{el} non è associabile ad un preciso fenomeno fisico, è necessario tuttavia introdurlo per modellare lo smorzamento naturale delle oscillazioni torsionali.

L'esempio proposto porta alla scrittura di equazioni e modelli validi per trasmissioni ad ingranaggi così come per trasmissioni a cinghia o a catena; una trasmissione a cinghia presenta generalmente costanti di elasticità minori (e quindi fenomeni elastici più accentuati), così che l'utilizzo del modello elastico risulta più comune per la loro descrizione.

2.5 Modellistica del servomeccanismo: funzioni di trasferimento

Il presente paragrafo è stato scritto con l'obiettivo di definire un modello complessivo per l'azionamento elettrico, inteso come gruppo alimentatore - motore CC, e successivamente del servomeccanismo; alcune ipotesi semplificative saranno introdotte per ottenere un modello semplice ed utilizzabile in fase di identificazione del LIFTRONIC EASY80 e successivamente in fase di progettazione del regolatore automatico.

2.5.1 Azionamento elettrico

I due schemi a blocchi presentati in figura ?? e figura ?? danno descrizione dell'azionamento elettrico: nel primo schema si riconoscono le tre funzioni di trasferimento descritte nei paragrafi 2.2 e 2.3:

- $G_V(s) = \frac{V_m}{\bar{V}_m}$: modello di funzionamento della scheda elettronica di alimentazione
- $G_E(s) = \frac{I_m}{V_m}$: dinamica elettrica del motore CC
- $G_M(s) = \frac{\omega_m}{I_m}$: dinamica meccanica del motore CC

Il secondo schema introduce la parametrizzazione dei tre blocchi di Fig. ??, secondo la scelta operata nei paragrafi precedenti; resta da notare che il modello fin qui proposto non tiene conto della forza controelettromotrice, considerandola come un ingresso esogeno, un disturbo perfettamente reiettato dall'anello di controllo della corrente. Tale ipotesi sarà oggetto di valutazione sul sistema reale.

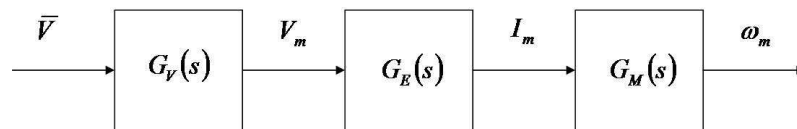


Figura 2.6: Schema a blocchi: l'azionamento elettrico

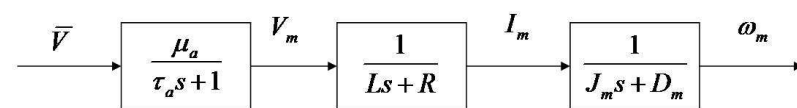


Figura 2.7: Schema a blocchi: parametri dell'azionamento elettrico

Una ulteriore approssimazione introdotta in letteratura si basa sull'ipotesi di funzionamento ideale degli stadi di trasformazione elettrici: l'alimentatore e la conversione tensione - corrente tra collettore e circuiti di armatura del motore; questa ipotesi permette di considerare costante il rapporto tra richiesta di tensione \bar{V} e corrente di armatura I_m e di ridurre la descrizione dell'azionamento elettrico alla sola funzione $G_M(s)$.

2.5.2 Servomeccanismo

Il modello del solo motore va integrato con quelli del carico e del riduttore per ottenere un modello globale dell'intero servomeccanismo, in grado di descrivere i segnali di corrente di armatura, velocità lato motore e lato carico.

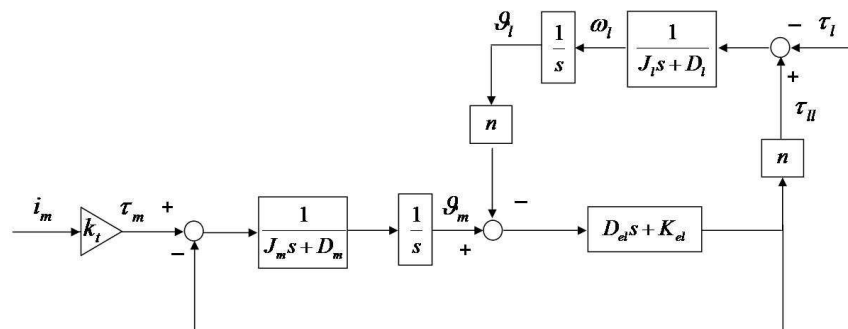


Figura 2.8: Schema a blocchi: modello lineare di un asse elastico

Lo schema in Fig. 3.2 mostra un modello del servomeccanismo piuttosto semplice, nel quale sono descritti un motore elettrico, una trasmissione a singolo riduttore ed un carico: la movimentazione del carico, così come quella del motore, è puramente rotazionale. Sono considerati due ingressi differenti:

- i_m : corrente di armatura
- τ_l : coppia agente sul carico, lungo lo stesso asse di lavoro del servomeccanismo

I segnali che intervengono nello schema sono i seguenti:

- τ_m : coppia espressa dal motore elettrico
- ω_m : velocità di rotazione dell'albero motore
- θ_m : posizione angolare dell'albero motore
- ω_l : velocità di rotazione del carico
- θ_l : posizione angolare del carico
- τ_{II} : coppia in uscita dal riduttore, lato motore

mentre i parametri delle funzioni di trasferimento coinvolte sono:

- K_t : costante di coppia del motore
- J_m : momento d'inerzia dell'albero motore
- D_m : coefficiente di attrito viscoso dell'albero motore
- D_{el} : coefficiente di smorzamento del riduttore
- K_{el} : coefficiente di elasticità del riduttore
- J_l : momento d'inerzia del carico
- D_l : coefficiente di attrito viscoso del carico

Dallo schema precedente è possibile ricavare la funzione di trasferimento che descrive il rapporto tra corrente di armatura e velocità *lato motore*:

$$G_{vm}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{I(s)} = K_t \frac{J_l s^2 + n^2 D_{el} s + n^2 K_{el}}{D(s)} \quad (2.14)$$

con denominatore

$$D(s) = \begin{cases} J_l J_m s^3 + [(n^2 J_m + J_l) D_{el} + J_l D_m] s^2 + \\ + [(n^2 J_m + J_l) K_{el} + n^2 D_{el} D_m] s + n^2 K_{el} D_m \end{cases}$$

La funzione di trasferimento appena scritta permette di analizzare la dipendenza delle caratteristiche dinamiche del sistema (poli e zeri delle funzioni di trasferimento) dai parametri fisici del sistema.

Non esiste una fattorizzazione semplice del polinomio $D(s)$ e risulta perciò difficile studiare le relazioni che intercorrono tra i valori dei parametri e la posizione dei poli della funzione di trasferimento, senza ricorrere a delle approssimazioni. La letteratura dei servomeccanismi industriali detta tuttavia uno schema ben preciso per il comportamento del sistema, imponendo per $D(s)$ una radice semplice e due radici complesse coniugate; se si considera poi $D_m = 0$ ¹, la radice semplice si sposta nell'origine e la funzione (2.14) diventa più semplice da analizzare:

$$G_{vm}(s) = K_t \frac{J_l s^2 + n^2 D_{el} s + n^2 K_{el}}{s[J_l J_m s^2 + J_{eff} D_{el} s + J_{eff} K_{el}]} \quad (2.15)$$

dove

$$J_{eff} = n^2 J_m + J_l$$

I parametri di elasticità del gruppo motore - trasmissione influenzano le caratteristiche meccaniche imponendo effetti di risonanza che si possono quantificare nei parametri di pulsazione e smorzamento; il denominatore della funzione di trasferimento si può scrivere nella forma:

$$D(s) = J_l J_m s^2 + 2\xi_n \omega_n s + \omega_n^2$$

con

$$\omega_n = \sqrt{\frac{J_{eff} K_{el}}{J_l J_m}} \quad (2.16)$$

$$\xi_n = \frac{1}{2} D_{el} \sqrt{\frac{J_{eff}}{J_l J_m K_{el}}} \quad (2.17)$$

per cui la frequenza della coppia di poli complessi coniugati ω_n dipende da K_{el} ma non da D_{el} mentre lo smorzamento ξ_n dipende dal rapporto $D_{el}/\sqrt{K_{el}}$.

Allo stesso modo il numeratore può essere scritto nella forma:

$$N(s) = J_l (s^2 + 2\xi_z \omega_z s + \omega_z^2)$$

con

$$\omega_z = \sqrt{\frac{n^2 K_{el}}{J_l}} \quad (2.18)$$

$$\xi_z = \frac{1}{2} D_{el} \sqrt{\frac{n^2}{J_l K_{el}}} \quad (2.19)$$

quindi anche per gli zeri la dipendenza della frequenza e dello smorzamento da K_{el} e D_{el} è la stessa già enunciata per i poli.

In figura ?? si può vedere come varia il diagramma di Bode della funzione di trasferimento al variare di K_{el} , variando contemporaneamente D_{el} in modo che lo smorzamento resti costante, mentre in figura . ?? è fatto variare solo D_{el} , mantenendo costanti gli altri parametri.

Il modello fin qui descritto non tiene tuttavia conto dei fenomeni di attrito che possono influenzare in misura non trascurabile le prestazioni di un servomeccanismo: fenomeni di attrito sono rilevabili sull'albero motore, sui riduttori e sul carico, introducendo comportamenti fortemente non lineari meritano una trattazione attenta.

¹porre $D_m = 0$ significa considerare nulla la componente di attrito viscoso: l'approssimazione è giustificata dal fatto che la variazione di D_m tipicamente influenza soprattutto la posizione del polo semplice ma ha poco effetto su quella degli zeri e dei poli complessi, v. ??

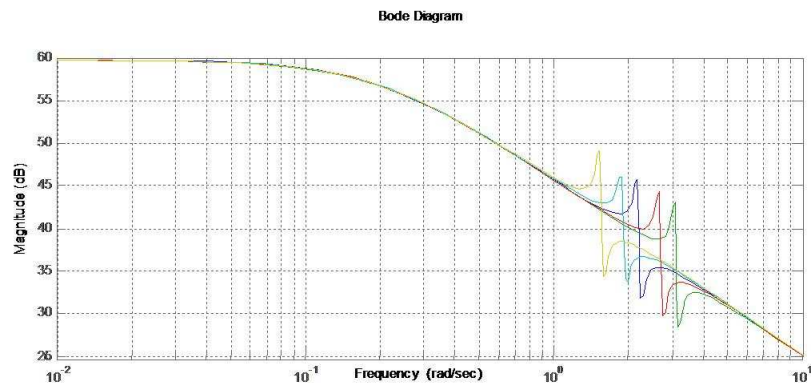


Figura 2.9: Effetto della costante elastica equivalente

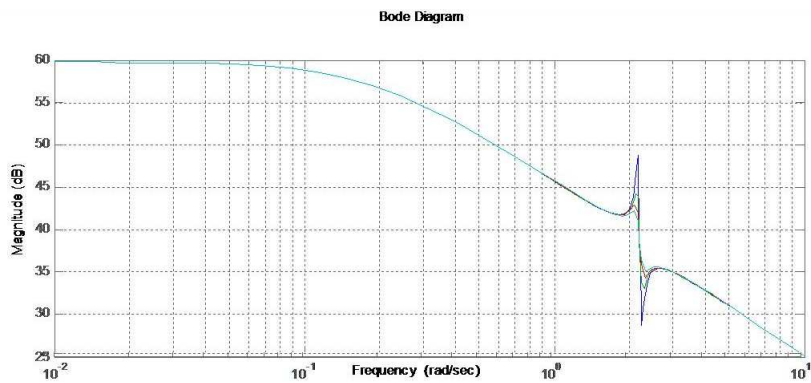


Figura 2.10: Effetto dello smorzamento elastico equivalente

2.6 Modelli di attrito

In questo paragrafo è data una prima descrizione del fenomeno, in termini quantitativi, attraverso la descrizione dei più semplici modelli proposti in letteratura.

Detto che il fenomeno dell'attrito si manifesta tra superfici in contatto tra loro, opponendosi al moto reciproco dei due corpi in contatto, è utile distinguere immediatamente i fenomeni di attrito che interessano il regime di moto (attrito dinamico) da tutti quelli che governano invece il cosiddetto "primo distacco" (attrito statico). A quest'ultimo fenomeno è dedicata gran parte della trattazione dei fenomeni di attrito presentati nella letteratura dei servomeccanismi.

2.6.1 Attrito dinamico

Per ragioni di comodità, verrà trattato per primo il fenomeno di attrito dinamico, ovvero il manifestarsi di una forza che si oppone alla direzione del moto reciproco tra due corpi in contatto tra loro, quando la velocità del moto relativo è *significativamente* diversa da zero (di seguito diverrà chiaro il senso di *significativamente*).

Diversi modelli sono stati sviluppati, nel corso degli ultimi decenni, sulla base di interpretazioni dei *fenomeni fisici* dai quali ha origine la forza d'attrito dinamico oppure sulla base di modelli "astratti", basati sulle sole *osservazioni* dei dati sperimentalmente rilevati. Alcuni di questi modelli saranno oggetto di discussione del seguente paragrafo. Tuttavia, nella letteratura del controllo del moto di servomeccanismi, l'approccio largamente più diffuso considera la semplice combinazione di due modelli elementari:

Sebbene diversi modelli siano stati sviluppati, nel corso degli ultimi decenni, sulla base di modelli interpretativi dei fenomeni fisici dai quali ha origine la forza d'attrito dinamico e di modelli "astratti", basati sulle sole osservazioni numeriche sperimentali (alcuni di questi modelli saranno oggetto di discussione del seguente paragrafo), l'approccio largamente più diffuso nella letteratura del controllo del moto di servomeccanismi considera la semplice combinazione di due modelli elementari:

- l'attrito viscoso, che si manifesta con intensità crescente all'aumentare della velocità del moto (si pensi ad esempio alla forza che si oppone al movimento di un corpo immerso nell'acqua). La sua formulazione matematica è la seguente:

$$\tau_v = D_m \times \omega$$

dove ω è una velocità angolare.

Il fenomeno di attrito viscoso non è sufficiente per spiegare l'intensità delle forze che insorgono in un servomeccanismo in moto, ma la sua formulazione, lineare, non introduce difficoltà di calcolo.

- l'attrito coulombiano (individuato sperimentalmente già da Leonardo da Vinci e formulato più tardi da Charles Augustin de Coulomb) ha intensità costante, indipendente dalla velocità del moto, e verso opposto alla direzione del moto:

$$\tau_c = C \times \text{sgn}(\omega)$$

A differenza dell'attrito viscoso, la componente coulombiana ha una formulazione "scomoda", per quanto semplice, essendo fortemente non lineare. Il suo contributo alla spiegazione delle forze resistenti, tuttavia, non è affatto trascurabile, come risulterà evidente dai dati presentati nel seguito della trattazione.

Per la descrizione dell'attrito dinamico secondo il modello proposto, sono dunque sufficienti due parametri: il *coefficiente di attrito viscoso* D_m e il *coefficiente di attrito coulombiano* C .

2.6.2 Attrito statico

Il fenomeno di attrito statico si manifesta tra due corpi *in quiete* tra loro, quando le forze agenti su di essi tendono a creare un moto reciproco tra le superfici in contatto. Il fenomeno è stato oggetto di studio negli ultimi sei secoli di scienza (i primi ad investigare le cause del fenomeno furono Leonardo da Vinci e Galileo Galilei), con conseguente fiorire di teorie ed esperimenti: a tutt'oggi uno studio fenomenologico definitivo non è stato condotto ed un modello matematico in grado di interpretare quantitativamente la forza che si manifesta non è stato scritto.

Negli ultimi 50 anni sono stati proposti diversi modelli di interpretazione del fenomeno, che determinano una approssimazione della forza di attrito in funzione della superficie a contatto, delle caratteristiche chimiche e fisiche dei materiali e delle forze agenti sui corpi in quiete.

Di seguito sono presentati tre modelli tra i più utilizzati, che interpretano il fenomeno a partire da ipotesi molto differenti e che propongono modelli matematici altrettanto diversi tra loro; i tre modelli sono riassunti dalle curve caratteristiche presentate in Fig. ??, che descrivono l'intensità delle forze di attrito in funzione della velocità del moto: in condizioni di velocità significativamente diversa da zero, l'attrito è descritto dalla combinazione dei fenomeni di attrito viscoso e coulombiano, discussi nel paragrafo precedente.

L'approssimazione più semplice per il fenomeno di attrito *statico* si basa su di una semplice osservazione: due corpi in quiete tra loro rimangono in tale stato se la forza risultante (forzante del moto reciproco) non supera un certo valore di soglia; appena

oltrepastata tale soglia, i corpi si mettono in movimento e se la forza mantiene la stessa intensità, il moto non si arresta. La caratteristica *velocità - forza d'attrito* in figura a) rappresenta questa prima approssimazione, fortemente non lineare, e nella quale le condizioni di quiete e di moto sono nettamente separate e il "passaggio" tra le due condizioni è discontinuo.

Modello di Stribeck Il modello proposto da Stribeck descrive una caratteristica *velocità - attrito* continua, in grado di fornire indicazioni anche al passaggio tra regime dinamico e condizione statica; la formulazione matematica più comune per descrivere la curva non lineare in figura b) è la seguente:

$$\tau_{att}(\omega) = \tau_c + (\tau_s - \tau_c)e^{-|\frac{\omega}{\omega_S}|^{\delta_S}} + D_m\omega$$

Tale formulazione merita alcune riflessioni: innanzitutto è utile sottolineare la capacità di esprimere in una sola formula il fenomeno dell'attrito per condizioni statiche e dinamiche; per velocità nulla si ha infatti:

$$\omega = 0 \rightarrow \tau_{att}(0) = \tau_c + (\tau_s - \tau_c)e^0 = \tau_s$$

e la formula definisce di nuovo un semplice coefficiente di attrito statico; per velocità maggiori della costante ω_S (detta *velocità di Stribeck*) il modello di Stribeck non si discosta da quello precedentemente illustrato. Per velocità comprese tra $0 < \omega < \omega_S$ la caratteristica di Stribeck descrive una forza di attrito decrescente ma continua.

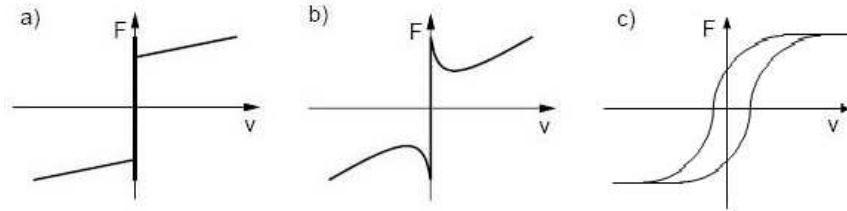


Figura 2.11: Caratteristica dell'attrito statico: a) attrito di Coulomb e attrito viscoso b) caratteristica di Stribeck c) caratteristica dinamica di Dahl

Modello di Dahl Il modello proposto da Dahl è il primo a considerare una dipendenza dinamica dell'attrito con la posizione, o la velocità, del moto: la formulazione matematica del modello di Dahl è la seguente:

$$\frac{d\tau_{att}}{d\theta} = \sigma \left(1 - \frac{\tau_{att}}{\tau_c} \cdot \text{sgn}(\omega) \right)^\alpha \quad (2.20)$$

dove $\tau_{att}(t)$ è la coppia di attrito, τ_c è il valore "di regime" cui l'attrito tende per alte velocità, o per condizioni di velocità costante e significativamente diversa da zero; σ è un parametro che descrive la rigidità delle superfici a contatto, α definisce la "curvatura" della caratteristica ed è generalmente posto al valore $\alpha = 1$.

Dahl sviluppò il modello (2.20) a partire da una insieme di esperimenti condotti su servomeccanismi dotati di trasmissioni a cuscinetti, trovando un comportamento simile per le forze di attrito agenti su tali trasmissioni e tra superfici solide a contatto: il punto di partenza del modello di Dahl è la curva *stress - strain* della meccanica classica dei solidi (vedi [46] e [49]); quando i corpi sono soggetti a stress, la forza di attrito aumenta gradualmente fino al raggiungimento di un punto di rottura. Dahl modellizzò la curva stress - strain con l'equazione differenziale (2.20), così che la forza di attrito τ_{att} non possa assumere valori maggiori di un valore massimo τ_c , se il valore iniziale è tale che $|\tau_{att}(0)| < \tau_c$.

Resta da notare che nel modello di Dahl la coppia di attrito è funzione della sola posizione θ e del segno della velocità - il modello è detto "rate indipendente", a differenza di quello di Stribeck.

Per ottenere un modello nel tempo, Dahl osservò che:

$$\frac{d\tau_{att}}{dt} = \frac{d\tau_{att}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \sigma \left(1 - \frac{\tau_{att}}{\tau_c} \cdot \text{sgn}(\omega) \right)^\alpha \cdot \omega \quad (2.21)$$

la quale è una generalizzazione del modello di Coulomb illustrato in precedenza. Il modello di Dahl non rende conto del fenomeno descritto da Stribeck, e non prevede particolari accorgimenti per la descrizione del fenomeno di attrito in condizioni statiche. Per questo motivo, negli ultimi vent'anni sono stati sviluppati modelli che integrano il fenomeno di Stribeck in modelli dinamici come quello di Dahl (vedi modello di LuGre, ??); la descrizione di tali modelli esula tuttavia dalle intenzioni di questo lavoro.

2.6.3 Modellistica: introduzione dell'attrito

I fenomeni di attrito interessano qualsiasi componente del servomeccanismo che sia oggetto di movimentazione: l'albero del motore elettrico, il riduttore (o i riduttori), il carico. Le forze resistenti al moto che si sviluppano per via di questi fenomeni sono difficili da descrivere in termini qualitativi e altrettanto difficili da quantificare; sia pur con i migliori strumenti di misura e di calcolo, ottenere un modello dell'attrito che si dimostri utile alla previsione delle forze resistenti è una missione quasi impossibile e porterebbe alla scrittura di un codice particolarmente oneroso per costi computazionali. Tuttavia l'introduzione del fenomeno di attrito, anche per via approssimata, nel modello descrittivo del servomeccanismo, è un'operazione che porta ad una maggiore precisione ed aderenza del modello al sistema reale e senza la quale i risultati di predizione sono largamente non utilizzabili.

Si possono distinguere due diverse condizioni di lavoro, per le quali insorgono fenomeni di attrito: condizioni statiche e condizioni di movimentazione, che danno luogo a fenomeni completamente differenti per natura e per intensità. In ?? viene proposto un modello globale per un servomeccanismo, che tiene conto delle sole componenti di attrito coulombiano che insistono sul motore:

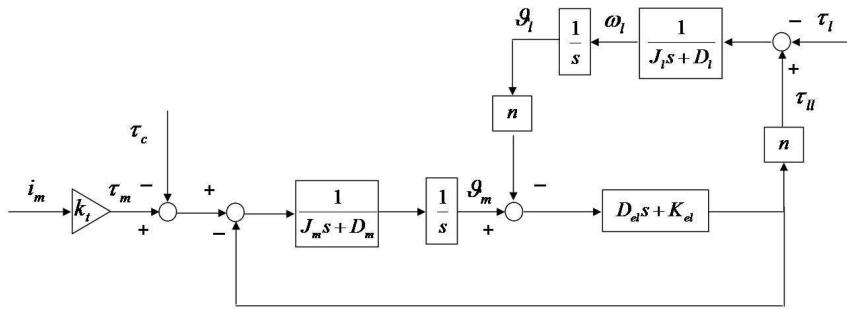


Figura 2.12: Schema a blocchi di un sistema di controllo in anello chiuso

Il modello permette di descrivere almeno una parte dei fenomeni di attrito discussi fino ad ora e, una volta tarato sulle caratteristiche del servomeccanismo oggetto di studio, garantisce una migliore aderenza al sistema fisico rispetto al precedente; il suo utilizzo, tuttavia, è limitato ad un insieme di condizioni di lavoro tali da soddisfare le seguenti ipotesi:

1. velocità ω_m e ω_l significativamente diverse da zero; in termini matematici,

$$\begin{cases} |\omega_m| > \epsilon_{\omega,m} \\ |\omega_l| > \epsilon_{\omega,l} \end{cases} \quad (2.22)$$

i valori di soglia $\epsilon_{\omega,m}$ e $\epsilon_{\omega,l}$ dipendono dall'applicazione

2. movimentazione con velocità a segno costante (nessuna inversione di moto del motore o del carico)
3. servomeccanismo con carico fisso (inerzia J_l costante)

Le condizioni dettate per l'utilizzo del modello riguardano anche i parametri del carico (velocità ed inerzia) perché la modellizzazione fatta per l'attrito è decisamente povera e riassume fenomeni che possono avere luogo sul motore così come sul carico o sul riduttore. Le simulazioni ottenibili da un modello come questo rimangono ad ogni modo decisamente poco precise.

Nel capitolo di identificazione è riservata una lunga trattazione dei fenomeni di attrito che affliggono il LIFTRONIC EASY80: gli esperimenti per la misura delle forze resistenti e i relativi risultati sono impiegati per la definizione di un modello globale più preciso e più utile.

2.7 Controllo in anello chiuso

Il problema di controllo *di posizione* o *di movimento* per un meccanismo ad un grado di libertà appare piuttosto semplice nella struttura. Si tratta infatti di un sistema ad un ingresso ed un'uscita descritto da un modello di basso ordine: un modello del terzo ordine è adeguato nella quasi totalità dei casi ed uno del primo è già sufficiente per sistemi relativamente rigidi o quando le specifiche di prestazione non siano particolarmente spinte. Nonostante ciò, nelle applicazioni più esigenti, come la robotica e le macchine utensili, spesso non si ottengono risultati del tutto soddisfacenti. L'elasticità torsionale, i giochi e gli attriti nel riduttore di velocità, i disturbi pulsanti di coppia del motore, i disturbi di misura dei sensori, ma anche i vincoli sulla variabile di controllo relativi alla tensione di alimentazione e alla corrente, sono i fattori che maggiormente limitano la velocità di risposta e provocano imprecisioni, oscillazioni e rumorosità che degradano le prestazioni del servomeccanismo. Controllare *in anello aperto* un servomeccanismo, per quanto precisa possa essere la taratura dei parametri del controllo, porta a risultati insoddisfacenti, dovuti principalmente alla scarsa *robustezza* tipica di questa architettura di controllo.

Al contrario, la possibilità di definire un'architettura di controllo *in anello chiuso* garantisce caratteristiche certamente migliori per precisione e robustezza; un sistema di controllo in anello chiuso si presenta così:

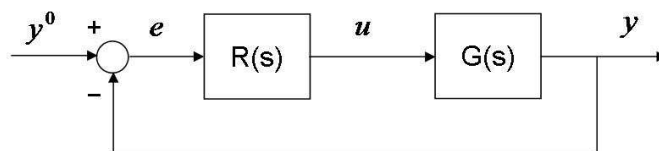


Figura 2.13: Schema a blocchi di un sistema di controllo in anello chiuso

Nel sistema si riconoscono:

- $R(s)$, *regolatore*, l'organo che determina l'andamento della variabile di controllo;
- $G(s)$, *processo* (o sistema fisico) *sotto controllo*;

- y^0 : *segnale di riferimento*, definisce l'andamento desiderato per il sistema sotto controllo;
- y : *variabile controllata*, uscita del sistema sotto controllo;
- u : *azione di controllo*, o *variabile di controllo*;
- e : *errore* del sistema di controllo, pari a

$$\text{errore} = \text{segnale di riferimento} - \text{variabile controllata}$$

La definizione del sistema mostrato in Fig. 2.13 comporta una serie di passi successivi: il sistema sotto controllo $G(s)$ deve essere caratterizzato, secondo lo schema proposto nei paragrafi precedenti; a seguito di questa operazione di analisi va definita e tarata una funzione di trasferimento per il regolatore $R(s)$, tale da fare rispettare le specifiche di prestazione richieste per il sistema di controllo.

Il segnale di riferimento $y^0(t)$ è strettamente legato al particolare sistema di controllo: in termini generali si può dire che $y^0(t)$ rappresenti l'*andamento voluto* per il sistema sotto controllo, riferimento appunto per la variabile controllata $y(t)$. Nel seguito si affronta il caso in cui il problema di controllo riguardi il *controllo di velocità* di un servomeccanismo, del quale sia disponibile la sola misura di velocità relativa al motore. La variabile di uscita $y(t)$ è dunque la misura di velocità lato motore, il riferimento $y^0(t)$ rappresenta allo stesso modo una velocità "richiesta" (si rimanda, per la sua trattazione, alla sezione 4.4) e la variabile di controllo $u(t)$ è la corrente di armatura del motore elettrico.

Nel seguito del capitolo sarà analizzata una particolare struttura per il controllore $R(s)$, che genera un'azione di controllo ad azione Proporzionale, Integrale e Derivativa sulla base dei valori attuali e passati dell'errore $e(t)$: un regolatore di questo tipo è detto appunto PID, ed il suo utilizzo è particolarmente diffuso grazie alle caratteristiche di semplicità in termini di progettazione e taratura.

2.7.1 Scelta del regolatore

Per implementare un sistema di controllo in velocità e in anello chiuso su di un servomeccanismo, la letteratura del controllo propone l'utilizzo di una struttura molto semplice: il regolatore PID, ad azione proporzionale, integrale e derivativa. I vantaggi nell'utilizzo di questa categoria di regolatori sono fondamentalmente due: da una parte la semplicità di taratura ed implementazione software (anche dal punto di vista dell'occupazione di memoria, molto contenuta); dall'altra la robustezza del sistema di controllo in anello chiuso che si ottiene dall'impegno di questi regolatori. La funzione di trasferimento di un regolatore PID è la seguente:

$$R(s) = \frac{K_d * s^2 + K_p * s + K_i}{s(1 + s\tau_d)} \quad (2.23)$$

dove K_p è detta *guadagno proporzionale*, K_d è il *guadagno derivativo* e K_i è il *guadagno integrale*. La costante di tempo τ_d è introdotta per rendere il filtro almeno proprio (diversamente il regolatore risulterebbe fisicamente irrealizzabile) ed ha valore tipicamente tale da determinare un polo in alta frequenza, al di fuori della banda di controllo (tipicamente $\tau_d \approx 0.05T_d \div 0.2T_d$).

Per un sistema di controllo in velocità, la funzione di trasferimento $G_{vm}(s)$ introdotta in precedenza è di seguito riportata:

$$G_{vm}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{I(s)} = K_t \frac{J_l s^2 + n^2 D_{el} s + n^2 K_{el}}{D(s)} \quad (2.24)$$

$$D(s) = \begin{cases} J_l J_m s^3 + [(n^2 J_m + J_l) D_{el} + J_l D_m] s^2 + \\ + [(n^2 J_m + J_l) K_{el} + n^2 D_{el} D_m] s + n^2 K_{el} D_m \end{cases} \quad (2.25)$$

Secondo quanto detto nel paragrafo 2.5, il denominatore della $G_{vm}(s)$ mostra due radici complesse coniugate e una radice semplice; trascurando momentaneamente le componenti elastiche del sistema, modellate con la doppia coppia di poli e zeri complessi coniugati, la struttura del sistema sotto controllo è data da un semplice sistema del primo ordine, senza zeri. Per un sistema con questa struttura, la componente derivativa del regolatore non migliora le prestazioni del controllo, così che la struttura del regolatore è limitata alle componenti proporzionale ed integrale (si parla allora di controllore PI):

$$R_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (2.26)$$

Lo stesso regolatore a sole azioni proporzionale ed integrale viene utilizzato nella grande maggioranza delle applicazioni di *controllo di velocità*; l'azione derivativa non apporta alcun miglioramento al controllo del servomeccanismo ed è fonte di possibili errori di progettazione, che portano all'instabilità del sistema.

Nella formulazione 2.26 è stata utilizzata una parametrizzazione alternativa al guadagno integrale K_i : la *costante di tempo integrale* T_i indica la finestra temporale entro la quale viene calcolato l'errore integrale. La taratura del regolatore è definita dunque con la scelta dei valori per il guadagno proporzionale K_p e la costante di tempo integrale T_i , le quali devono tuttavia essere scelte con attenzione: in § 4.2.3 viene presentata la procedura per la taratura del regolatore che verrà utilizzato sul LFTRONIC EASY80 di nuova generazione, e l'insieme di risultati ottenuti.

Capitolo 3

Identificazione del servomeccanismo

3.1 Introduzione

Obiettivo del presente capitolo è la definizione di un modello o di un insieme di modelli che possano descrivere il comportamento del sollevatore LIFTRONIC EASY80 per qualsiasi condizione di carico e legge di moto. Un tale modello è impiegabile per diverse attività future: in primo luogo ed in termini di utilizzo immediato, l'analisi svolta sul sollevatore servirà ad individuarne i limiti meccanici, sulla base dei quali saranno definite le specifiche del sistema di controllo in anello chiuso. Ma la modellizzazione del sollevatore è utile anche alla costruzione di un simulatore virtuale della macchina fisica: eventuali modifiche meccaniche o del sistema hardware e software potranno essere valutate in simulazione, evitando di intervenire fisicamente sul sistema.

In prima approssimazione il LIFTRONIC può essere confrontato con un servomeccanismo ideale: il capitolo 2 ha dettato uno schema per l'analisi di un servomeccanismo dotato di un azionamento elettrico (motore ed alimentatore), un gruppo riduttore per la trasmissione del moto ed un carico da movimentare.

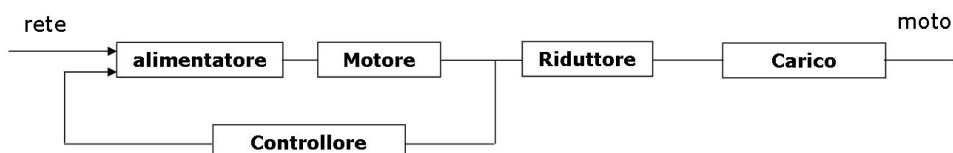


Figura 3.1: Schema di un servomeccanismo

Per ciascuno dei componenti del sistema in figura 3.1 è stato descritto uno schema di analisi e modellazione; l'insieme di questi modelli porta alla scrittura di un *modello globale*, discusso in 2.5.2 ed espresso dalla funzione di trasferimento in Eq. 3.1:

$$G_{vm}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{I(s)} = K_t \frac{J_l s^2 + n^2 D_{el} s + n^2 K_{el}}{D(s)} \quad (3.1)$$

dove

$$D(s) = \begin{cases} J_l J_m s^3 + [(n^2 J_m + J_l) D_{el} + J_l D_m] s^2 + \\ + [(n^2 J_m + J_l) K_{el} + n^2 D_{el} D_m] s + n^2 K_{el} D_m \end{cases}$$

Secondo le ipotesi dettate nel capitolo precedente a questo, le componenti elettriche di alimentatore e motore sono considerate 'ideali' e dunque ininfluenti ai fini della valutazione delle prestazioni del sistema complessivo; questi stadi di trasformazione vengono

dunque omessi dalla funzione di trasferimento $G_{vm}(s)$, che definisce il rapporto tra corrente di motore $i_m(t)$ e velocità lato motore $\omega_m(t)$. Il paragrafo 3.3 è dedicato alla validazione delle ipotesi dettate sul comportamento delle componenti elettriche.

Una rappresentazione differente dalla funzione di trasferimento $G_{vm}(s)$ è data dallo schema a blocchi discusso in 2.6.3 e riportato in Fig. 3.2 per comodità di lettura:

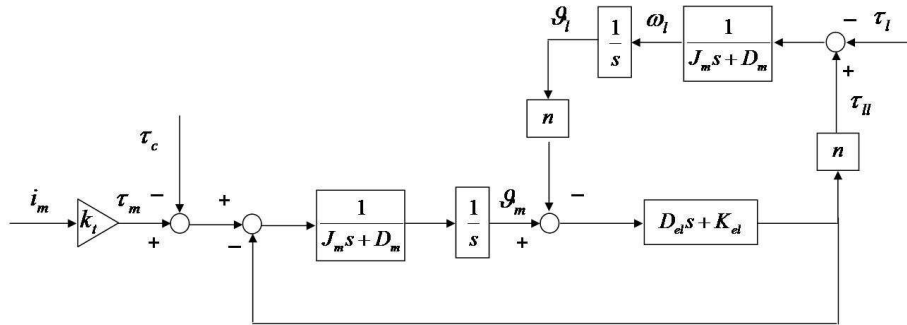


Figura 3.2: Schema a blocchi: modello di servomeccanismo afflitto da attrito coulombiano

Lo schema a blocchi fornisce informazioni aggiuntive rispetto al modello in 3.1: si riconoscono infatti tre 'ingressi' al sistema, tra loro indipendenti:

1. $i_m(t)$: corrente di armatura, per ipotesi identica all'ingresso del modello $G_{vm}(s)$
2. $\tau_c(t)$: coppia resistente dovuta agli attriti. Il modello descritto dallo schema a blocchi propone una approssimazione dei fenomeni di attrito al solo attrito coulombiano, il cui segno dipende dal segno della velocità lato motore, $\omega_m(t)$.

La riduzione dei fenomeni di attrito ad 'ingresso esogeno' $\tau_c(t)$ è frutto di una approssimazione sul modello.

3. τ_l : ingresso esogeno al sistema, rappresenta la coppia dovuta alla forza peso agente sul carico

I segnali riconoscibili sullo schema sono i seguenti:

- τ_m : coppia espressa dal motore
- ω_m : velocità lato motore
- θ_m : posizione misurata sull'albero motore
- ω_l : velocità lato carico
- θ_l : posizione misurata sul carico

Le funzioni di trasferimento che compongono lo schema a blocchi sono le seguenti:

- $G_m(s) = \frac{1}{J_m s + D_m}$: dinamica del motore a vuoto, caratterizzata dal momento

d'inerzia dell'albero motore (J_m) e dal coefficiente di attrito viscoso dello stesso albero (D_m).

- $G_l(s) = \frac{1}{J_l s + D_l}$: dinamica del carico; la struttura è identica a quella di $G_m(s)$:

inerzia del carico (J_l) e coefficiente di attrito viscoso (D_l)

- $G_{res} = D_{el}s + K_{el}$: caratteristica elastica della trasmissione

I blocchi restanti sono parametri di conversione delle grandezze del sistema:

- k_t : costante elettrica del motore
- $\frac{1}{s}$: blocco integratore (trasforma la velocità in posizione)
- n : rapporto di conversione della velocità

Il modello espresso dai diagrammi di Fig. 3.1 e dallo schema a blocchi di Fig. 3.2 rappresenta un riferimento per lo studio del sollevatore, che presenta un insieme di caratteristiche ad essi riconducibili: il sistema di trasmissione a cinghia e, almeno in parte, il motore elettrico, sono stati studiati secondo lo schema dettato nel capitolo di modellistica.

Tuttavia lo stesso sollevatore evidenzia un insieme di caratteristiche proprie, che non trovano descrizione nel modello classico di servomeccanismo proposto dalla letteratura; in particolare

- Le forze resistenti al moto registrate sul sollevatore sono particolarmente intense e variabili e dipendono dal carico appeso. In particolare, a dispetto del modello proposto in letteratura, le componenti di attrito statico sono troppo intense per poter essere trascurate;
- Il sistema di trasmissione del moto composto da fune e braccio snodato introduce un comportamento elastico e non lineare, la cui descrizione non è prevista nel modello dettato in letteratura; inoltre la mancanza di misure di velocità *lato carico* impedisce una descrizione precisa di tale comportamento.

Nel presente capitolo saranno presentati gli esperimenti condotti e i risultati ottenuti per l'identificazione dei singoli componenti, evidenziando di volta in volta la coerenza con il modello proposto in letteratura e le diversità rispetto a quello.

Una ultima considerazione: le *condizioni di carico* del sollevatore, intese come 'massa del carico appeso', influiscono su di un insieme di caratteristiche meccaniche del sistema; i risultati illustrati per l'analisi del motore (§ 3.5) e del braccio snodato (§ 3.7.2) dimostrano questa forte dipendenza. Di fatto il sistema non può essere descritto con un *modello globale* unico e capace di descriverne la dinamica per qualsiasi condizione di carico. Per questo motivo si è reso necessario lo sviluppo di un ristretto numero di *modelli locali*, in grado di descrivere il comportamento del sistema per altrettante condizioni di carico: tre diversi modelli locali sono stati sviluppati, per la descrizione del sollevatore per condizioni di carico definite di *basso carico* (massa $M = 7Kg$, pari alla sola massa della testa elettronica), *medio carico* ($M = 27Kg$) ed *alto carico* ($M = 67Kg$); i tre modelli sono indicati di seguito con $G_{vm,7}(s)$, $G_{vm,27}(s)$ e $G_{vm,67}(s)$.

3.2 Architettura del sistema di controllo

La procedura di identificazione si basa sulla possibilità di fornire, ad ogni componente oggetto di modellizzazione, un ingresso forzato tale da eccitarne le caratteristiche interessanti. Il sistema di controllo utilizzato di serie sul LIFTRONIC EASY80 non garantisce la possibilità di definire un valore o un andamento preciso per ciascun segnale del sistema sotto controllo; per questo motivo è stato definito un sistema di controllo prototipale, che sfrutta la centralina elettronica cDAQ della National Instruments.

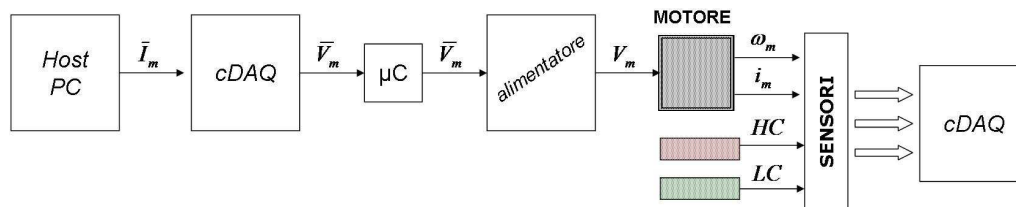


Figura 3.3: Schema di un servomeccanismo

Il sistema di controllo complessivo è schematizzato in Fig. 3.3, che illustra la seguente catena di trasformazioni:

- Sull'host PC viene definito un input al sistema di controllo: il segnale passato alla centralina elettronica cDAQ è un segnale *logico* che definisce la corrente di armatura richiesta per l'esperimento;
- La centralina elettronica genera un segnale *fisico* per la richiesta di corrente (il segnale fisico passato tra cDAQ e microcontrollore è un segnale di tensione);
- La richiesta di corrente viene passata al microcontrollore del sollevatore, che viene sfruttato come semplice interfaccia alla scheda di alimentazione: la richiesta di corrente è trasformata in una richiesta di tensione ai morsetti del collettore e passata all'alimentatore.

Gli algoritmi di controllo del movimento normalmente utilizzati vengono 'bypassati' durante gli esperimenti svolti per l'identificazione del servomeccanismo, mentre rimangono attivi i controlli di sicurezza (controlli sulla tensione di alimentazione e sulla temperatura del motore elettrico);

- La scheda di alimentazione alimenta il motore elettrico con un segnale di tensione modulato in PWM;
- Il sistema meccanico (motore elettrico, riduttore, carico) reagisce alla sollecitazione meccanica del motore;
- I sensori normalmente impiegati sul sollevatore sono impiegati nel sistema prototipale; vengono misurati i segnali di velocità, corrente di armatura, *load cell* ed *hand cell*;
- Le misure dei sensori sono raccolte e registrate dalla centralina cDAQ; il lavoro di analisi sui dati viene svolto off-line.

Lo schema progettato per la procedura di identificazione, fin qui descritto, permette la definizione *off-line* dei segnali di comando al servomeccanismo: il funzionamento del sollevatore, in risposta a tali input, viene monitorato attraverso i sensori di velocità, corrente, *load cell* ed *hand cell*; la centralina elettronica cDAQ non è in grado di produrre un segnale di comando che dipenda, in tempo reale, dai segnali misurati. Il sistema di controllo lavora dunque ancora *in anello aperto*.

3.3 Analisi preliminare: caratterizzazione delle prestazioni della scheda di alimentazione

La scheda di alimentazione del motore elettrico CC si compone di due stadi (Fig. 3.4): un ponte raddrizzatore a diodi preleva la potenza elettrica (230V in alternata a 60Hz) dalla rete e la converte in tensione continua a circa 80V, che vengono 'depositati' sul BUS DC che alimenta il motore elettrico; questa tensione continua viene poi modulata in PWM per fornire il comando elettrico al motore, con frequenza di lavoro di 10KHz (20 KHz visti dal motore).

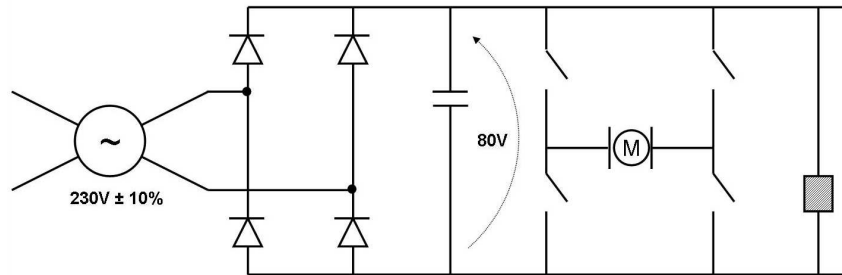


Figura 3.4: Schema elettrico della scheda di alimentazione

La scheda di alimentazione è un componente interno al sistema di controllo (cfr. Fig. 3.3), le cui prestazioni possono influenzare il funzionamento del sistema complessivo. Secondo le ipotesi dettate nel capitolo precedente, è auspicabile che il funzionamento della scheda sia tanto rapido da non costituire un collo di bottiglia e risultare invece trasparente rispetto alle dinamiche meccaniche del sollevatore.

La procedura di identificazione svolta non ha per scopo la definizione di un *modello esatto* di comportamento dell'intero schema elettrico, quanto piuttosto la semplice valutazione delle caratteristiche di precisione e di rapidità di inseguimento della richiesta di tensione, per validare o negare l'ipotesi discussa in precedenza. Per questo motivo, per la descrizione del rapporto tra tensione *richiesta* e tensione *effettiva* è stato scelto un modello particolarmente semplice: l'Eq. 3.2 descrive un semplice filtro passabasso del primo ordine:

$$G_a(s) = \frac{V_m}{\bar{V}_m} = \frac{\mu_a}{s\tau_a + 1} \quad (3.2)$$

Ai parametri di questa funzione è possibile legare un significato fisico preciso:

- il *guadagno* μ_a definisce la precisione con la quale la tensione di alimentazione viene generata
- la *costante di tempo* del polo, τ_a , definisce la frequenza di taglio del filtro approssimante $G_a(s)$; in altri termini indica la rapidità di reazione del sistema di fronte a richieste di tensione

La funzione di trasferimento $G_a(s)$ è stata identificata ed i risultati sono presentati di seguito; a margine del paragrafo è presentata una simulazione che mostra gli effetti di una scheda di alimentazione non sufficientemente veloce.

3.3.1 Identificazione di $G_a(s)$

E' stata utilizzata una procedura di identificazione in frequenza per la taratura dei due parametri di $G_a(s)$: sono stati generati un insieme di segnali sinusoidali

$$\bar{v}_m(t) = \sin(2\pi f_i \cdot t) \quad (3.3)$$

con frequenze comprese tra 1 e 50 Hz e sono stati valutati i segnali $v_m(t)$ in risposta ai singoli input, in termini di ampiezza e sfasamento rispetto a $\bar{v}_m(t)$. I risultati sono presentati dai diagrammi di Bode in Fig. 3.5, dove le misure di modulo e fase sono rappresentate dagli asterischi in blu.

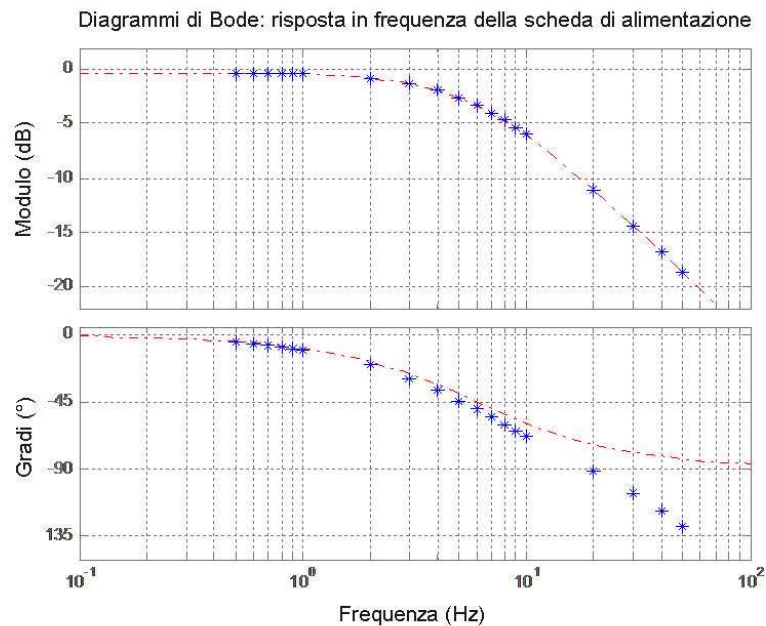


Figura 3.5: Anello di corrente

Sulla base di queste misure è stata stimata una funzione di trasferimento approssimante, con struttura data dal modello definito nel paragrafo precedente; la funzione stimata è la seguente:

$$\hat{G}_a(s) = \frac{0.96}{0.022s + 1} \quad (3.4)$$

Nella stessa figura 3.5 è rappresentata la risposta in frequenza della funzione stimata: entrambi i diagrammi (modulo e fase) indicano una corrispondenza molto precisa tra risposta in frequenza del sistema e reale e simulazione della funzione approssimante $\hat{G}_a(s)$, dunque l'approssimazione introdotta dal modello adottato risulta piuttosto accurata. La forte differenza tra i due diagrammi di fase (risposta in frequenza e simulazione), riscontrabile per 'alte frequenze' è imputabile alla presenza di un ritardo nella funzione di trasferimento del sistema reale, non introdotto nel modello $G_a(s)$.

3.3.2 Valutazione delle prestazioni

La funzione $\hat{G}_a(s)$ dimostra guadagno unitario ($\mu_a \approx 1$) e polo a costante di tempo pari a $\tau_a \approx 0.0022$. Il guadagno d'anello non pone problemi alla generazione della corrente di rotore. Il polo risulta invece più limitante: la frequenza di taglio del filtro $\hat{G}_a(s)$ è pari a

$$f_t = \frac{1}{2\pi * \tau} \approx 7.25Hz \quad (3.5)$$

e pone forti limitazioni nella regolazione della corrente; gli effetti negativi di una frequenza di taglio così bassa sono riscontrabili in un ritardo nella generazione del segnale e nella drastica limitazione dei *picchi* di corrente (v. simulazione nel paragrafo successivo).

Di comune accordo con l'azienda, è stato sviluppato (a cura dell'azienda) un nuovo filtro per la regolazione della corrente circolante nel motore; la frequenza di taglio è stata portata a 80Hz, eliminando di fatto la possibilità di incorrere nei problemi appena descritti.

3.3.3 Simulazione: effetto di un alimentatore lento sulla variabile di controllo e sulla variabile controllata

Nelle figure 3.6, 3.7, 3.8 è presentata una simulazione dell'effetto di un filtro come quello stimato per l'alimentatore del LIFTRONIC EASY80, su di una richiesta di corrente che presenti un picco significativo (ad esempio per una brusca frenata di un carico pesante).

La richiesta di corrente è rappresentata dal segnale blu, nel quale compare anche un disturbo (rumore bianco); il segnale in rosso rappresenta la corrente effettivamente circolante, prodotta da un alimentatore con caratteristica \hat{G}_a a fronte della richiesta ricevuta: in corrispondenza del picco di corrente si può notare un ritardo misurabile in circa 0.2 secondi ed una riduzione del valore massimo da 10 a 9 ampère

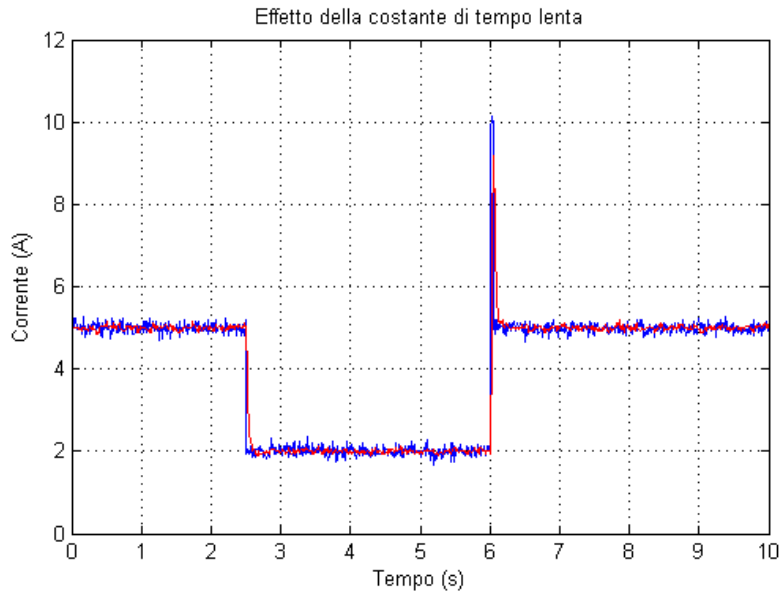


Figura 3.6: Limitazione sulla variabile di controllo

Gli effetti del ritardo nella generazione del segnale di corrente e di attenuazione del picco sono immaginabili: la frenata del carico diviene più lenta e meno efficace e lo spazio percorso prima dell'arresto aumenta (nella simulazione una movimentazione a $v = 0.2m/s$ porta ad un errore di posizionamento $\delta y = 0.36m$)

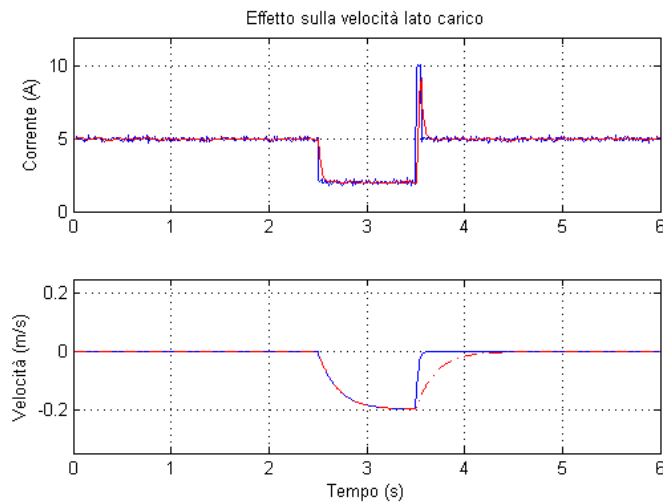


Figura 3.7: limitazioni alla velocità

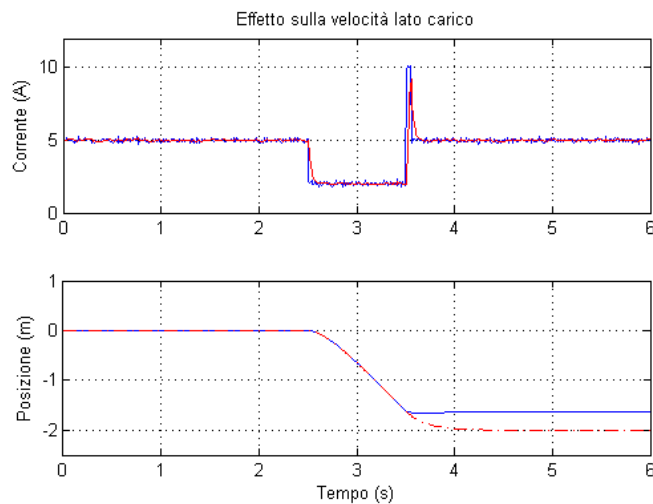


Figura 3.8: aumento dello spazio di frenata

3.4 Valutazione sperimentale della risposta in frequenza alle diverse condizioni di carico

Il sollevatore LIFTRONIC EASY80 è a tutti gli effetti un servomeccanismo, composto da un azionamento, una trasmissione, un carico; tuttavia esso dimostra una serie di caratteristiche che non trovano riscontro nel modello dettato dalla letteratura e discusso nel capitolo precedente a questo. Tali caratteristiche si possono riassumere nelle seguenti indicazioni:

- Il servomeccanismo è afflitto da intensi fenomeni di attrito; in particolare il fenomeno fisico misurato sul LIFTRONIC appare variabile con il carico appeso e si manifesta anche per condizioni statiche; il modello di attrito proposto da ?? e discusso in § 2.6.3 appare fortemente limitante. Il paragrafo 3.6 è dedicato alla trattazione degli attriti misurati dal sollevatore.

La presenza di questi fenomeni condiziona pesantemente le misure sperimentali, particolarmente per quanto riguarda le misure utili alla valutazione dei parametri del motore elettrico (cfr. ??);

- La trasmissione del moto, nel sollevatore in esame, è composta da una serie di stadi di riduzione e i modelli descritti in § 2.4 risultano inadeguati. Tuttavia, limitatamente al gruppo composto dalla coppia di ingranaggi e dalla trasmissione a cinghia, il modello elastico verrà impiegato con profitto (cfr. § 3.7);
- La fune in acciaio e la struttura meccanica compongono il terzo stadio della trasmissione del moto: la struttura fisica di tale 'riduttore' è decisamente differente dal modello proposto per un riduttore; il sistema di trasmissione è fortemente non lineare e lo schema a blocchi proposto come 'modello globale' del sistema diviene assolutamente inutilizzabile, soprattutto per condizioni di carico e di lavoro particolari, di seguito discusse;
- Il valore di massa del carico appeso influenza il comportamento del sistema.

Nonostante queste difficoltà e la consapevolezza che il modello $G_{vm}(s)$ proposto in Fig. 3.7 non possa descrivere esaurientemente il funzionamento del sollevatore, anche per singole condizioni di carico, l'analisi in frequenza del sistema è stata condotta e porta alla misura della risposta in frequenza descritta dalle figure 3.9, 3.10 e 3.11.

L'analisi in frequenza del sollevatore autobilanciante è stata svolta secondo il seguente schema:

- imposizione di una *condizione di carico* (corrispondente ad un valore di massa per carico appeso);
- definizione di un segnale sinusoidale di corrente, con caratteristica:

$$i_m(t) = i^{EQ}(M) + A_i \sin(2\pi f_i t) \quad (3.6)$$

dove $i^{EQ}(M)$ è la corrente tale da mantenere il carico in equilibrio statico;

- valutazione dell'uscita, secondo il modello

$$\omega_m(t) = B_i \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (3.7)$$

L'esperimento è stato ripetuto per tre condizioni di lavoro differenti ($M = 7Kg$, $M = 27Kg$ e $M = 67Kg$) e per un insieme di frequenze f_i che vanno da 1Hz fino a 10Hz. Per ciascun esperimento sono stati valutati i valori di modulo e fase della risposta in frequenza del sistema:

$$\begin{cases} |G_D(j2\pi f_i)| \\ \angle G_D(j2\pi f_i) \end{cases} \quad (3.8)$$

Dalle misure della risposta in frequenza del sistema si possono trarre diverse indicazioni; in primo luogo, per ciascuna condizione di carico, il sistema evidenzia un comportamento di tipo passabasso, con valori di guadagno che dipendono dal carico appeso; in secondo luogo, le tre coppie di diagrammi mostrano una struttura comune: in ciascuna risposta in frequenza sono individuabili tre componenti che trovano riscontro nel modello dettato dalla letteratura:

- la caratteristica di comportamento 'passabasso' è imputabile al funzionamento del motore elettrico, descritto dalla funzione di trasferimento $G_m(s)$:

$$G_m(s) = \frac{1}{J_m s + D_m} \quad (3.9)$$

o più in generale alla funzione

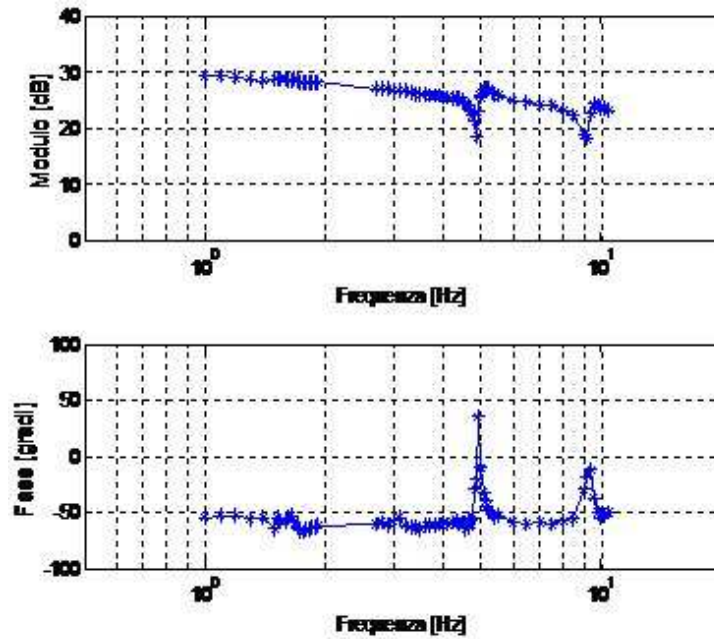


Figura 3.9: Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 7Kg$

$$G_m(s) = \frac{1}{J_{eff}s + D_{eff}} \quad (3.10)$$

L'equazione 3.10 si riferisce all'intero gruppo motore - riduttore - carico. I valori dei parametri J_{eff} e D_{eff} sono discussi nel paragrafo successivo a questo.

Il sistema è afflitto da fenomeni fortemente non lineari (attriti) che influenzano la risposta in frequenza del sistema per le basse frequenze e che saranno oggetto di studio del § 3.6.

- Per ciascuna delle condizioni di lavoro, la risposta in frequenza mostra una prima coppia di frequenze di risonanza e antirisonanza, con frequenza pressoché costante; questa caratteristica di poca sensibilità alla massa del carico appeso permette di attribuire il fenomeno alla trasmissione a cinghia. Il funzionamento della coppia di ingranaggi e quello della trasmissione a cinghia sono oggetto di studio del § 3.7; i primi due stadi della trasmissione sono descritti dal blocco:

$$G_{trasm}(s) = \frac{1 + 2s \frac{\xi_{z,t}}{\omega_{z,t}} + \frac{1}{\omega_{z,t}^2}}{1 + 2s \frac{\xi_{p,t}}{\omega_{p,t}} + \frac{1}{\omega_{p,t}^2}} \quad (3.11)$$

- Un fenomeno di risonanza decisamente più significativo è rilevabile in ciascuna condizione di lavoro: la frequenza di tale fenomeno, così come l'intensità dello stesso, sono evidentemente dipendenti dalle condizioni di lavoro; per questo motivo il fenomeno è stato attribuito alla struttura meccanica di rinvio (il braccio snodato), le cui caratteristiche di elasticità sono particolarmente influenzate dalla massa del carico appeso. La funzione di trasferimento che descrive il fenomeno di risonanza della struttura è identica, per struttura, alla precedente:

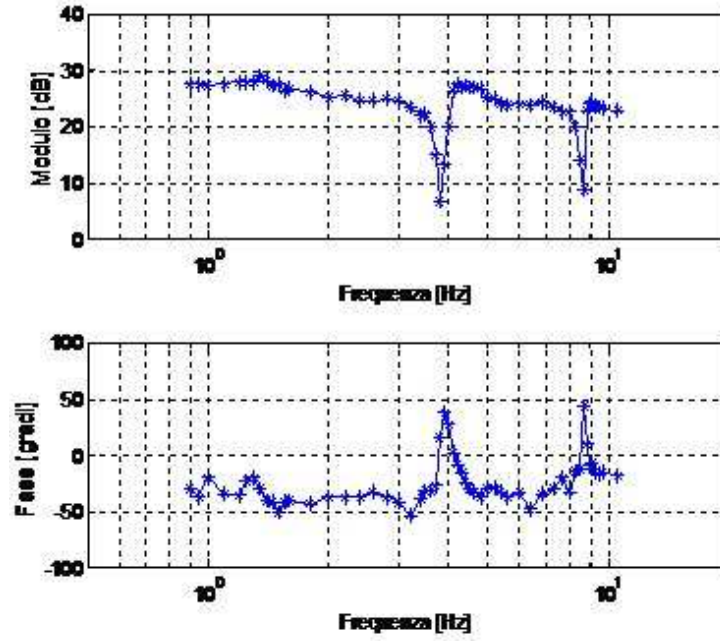


Figura 3.10: Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 27Kg$

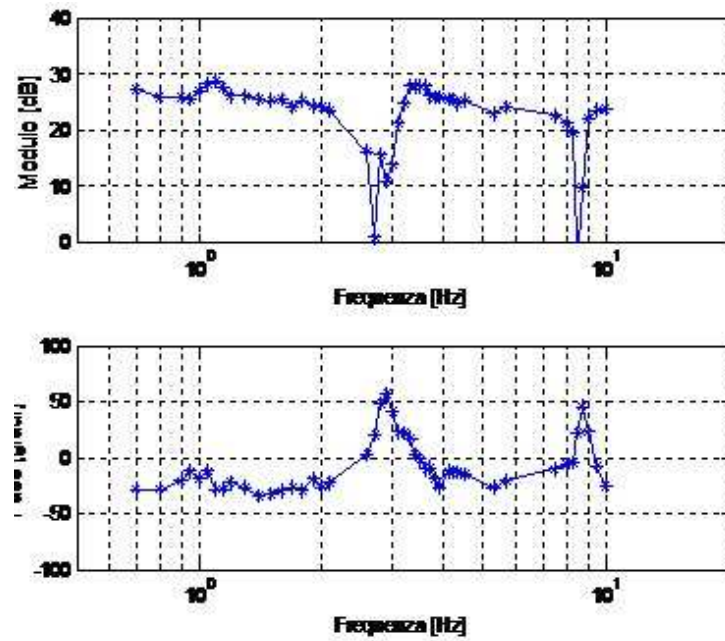


Figura 3.11: Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 67Kg$

$$G_{str}(s) = \frac{1 + 2s \frac{\xi_{z,s}}{\omega_{z,s}} + \frac{1}{\omega_{z,s}^2}}{1 + 2s \frac{\xi_{p,s}}{\omega_{p,s}} + \frac{1}{\omega_{p,s}^2}} \quad (3.12)$$

e sarà oggetto di identificazione in § 3.7.2

Lo studio della risposta in frequenza qui presentato ha permesso di individuare i fenomeni più importanti, assegnando per ognuno di essi un range di frequenze interessate.

3.5 Motore elettrico

Il presente paragrafo descrive la procedura adottata per l'identificazione dei parametri di motore 'a vuoto' e le difficoltà incontrate. Al termine del paragrafo sono indicati in tabella i valori 'globali' per inerzia e attrito viscoso del gruppo motore - riduttore - carico alle diverse condizioni di lavoro.

Secondo lo schema dettato nel capitolo di modellistica, il primo componente del servomeccanismo oggetto di identificazione è il motore elettrico. La valutazione delle caratteristiche di motore si riduce di fatto all'identificazione del modello $G_M(s)$ qui riportato:

$$G_M(s) = \frac{1}{J_m s + D_m} \quad (3.13)$$

Nell'Eq. 3.13 è stata omissa la costante di coppia K_t , che non è oggetto di identificazione ma viene letta da datasheet: $K_t = 0.25 Nm/A$.

La condizione di test deve essere la più vicina possibile alla condizione di 'motore a vuoto': gli esperimenti presi in considerazione per la procedura di identificazione dei parametri J_m e D_m sono solamente quelli svolti per sollevatore 'scarico', in modo da evitare l'influenza del carico sulle caratteristiche del motore. Resta da notare che la condizione di sollevatore scarico è lontana dall'essere ideale per lo studio del motore 'a vuoto': il gruppo riduttore da una parte ed il 'carico' della testa elettronica (circa $6.5 Kg$ di massa) condizionano gli esperimenti. Di fatto dunque verrà stimata una coppia di valori $\{J_{eff}, D_{eff}\}$ che descrivono il motore in condizioni simili al lavoro 'a vuoto'.

Le misure sperimentali portano ai risultati espressi dalla risposta in frequenza in figura 3.9, di seguito riportata per comodità di lettura:

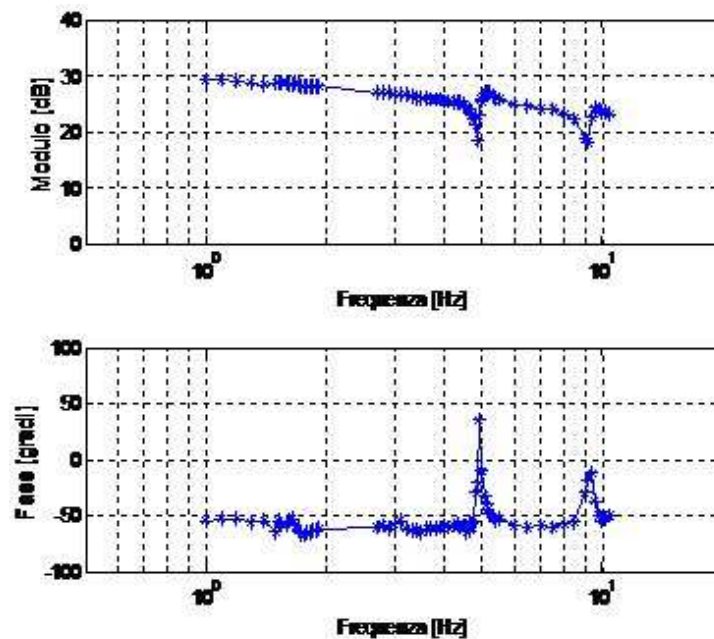


Figura 3.12: Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 7Kg$

Il valore del momento di inerzia J_m è indicato nel datasheet del motore: $J_m = 1.1 \cdot 10^{-3} Kg^2$; una indicazione analoga per il coefficiente di attrito viscoso non viene fornita. La ricerca condotta in letteratura consente di determinare ugualmente un range di frequenze alle quali è possibile associare il polo meccanico del motore: le dinamiche tipiche di un motore CC a vuoto hanno frequenze di taglio generalmente minori di 1Hz,

e tipicamente attorno al valore $f_t \approx 0.1Hz$. Dunque le misure utili sono quelle relative a frequenze minori di $f_{MAX} = 1Hz$.

La figura 3.12 tuttavia evidenzia come la risposta in frequenza per frequenze minori di $2 \div 3Hz$ dimostri un andamento decisamente differente da quello previsto dal modello descritto in letteratura: l'andamento del modulo mostra un comportamento non lineare (la pendenza del diagramma è significativamente diversa da zero, ma minore, in modulo, di $20dB/decade$).

Il fenomeno che porta alla registrazione di queste misure è stato investigato; i grafici di Fig. 3.13 e Fig 3.15 mostrano il comportamento in anello aperto del sollevatore, alimentato con una corrente sinusoidale a 'bassa frequenza' ($0.05Hz$) e ad 'alta frequenza' ($5Hz$): nel primo caso il fenomeno dell'attrito statico condiziona pesantemente l'ampiezza massima raggiunta dalla velocità, mentre lo stesso fenomeno diventa appena percettibile nelle misure di movimentazione a $5Hz$.

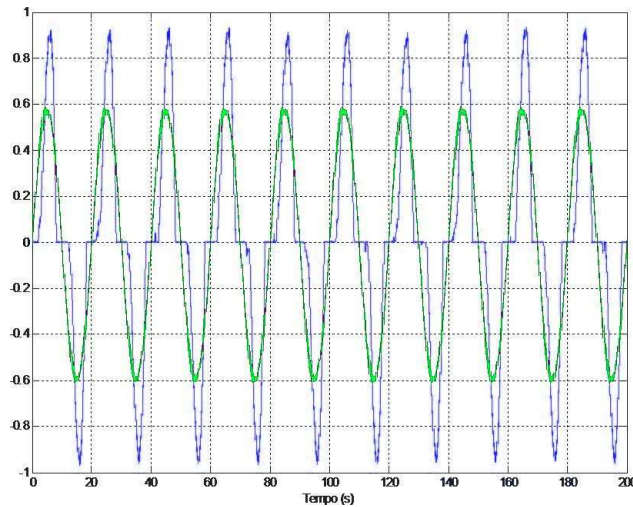


Figura 3.13: Effetto dell'attrito statico per movimentazioni a bassa frequenza

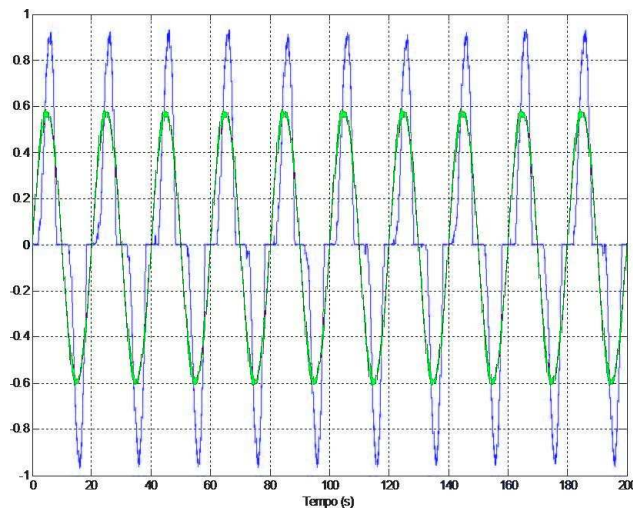


Figura 3.14: Effetto dell'attrito statico per movimentazioni ad "alta frequenza"

Dall'esperimento presentato è possibile trarre la seguente conclusione: detto che la caratteristica a vuoto del motore non è investigabile, per via della presenza del riduttore e del carico (testa elettronica), nemmeno i coefficienti J_{eff} e D_{eff} sono ricavabili dalle misure di risposta in frequenza. La procedura di identificazione dei parametri motore

si riduce quindi alla scelta mirata di una coppia di valori tali da giustificare le misure rilevate.

La stima dei due parametri è frutto di una approssimazione, basata sulle misure al alta frequenza e sul modello globale dettato in § ?? . La figura ?? mostra il comportamento di un sollevatore 'ideale', non afflitto da fenomeni di attrito, sovrapposto alle misure di alta frequenza: le linee tratteggiate mostrano diverse possibili parametrizzazioni della coppia J_{eff}, D_{eff} , ma tutte queste convergono sulla stessa caratteristica misurata per $G_{m,7}$.

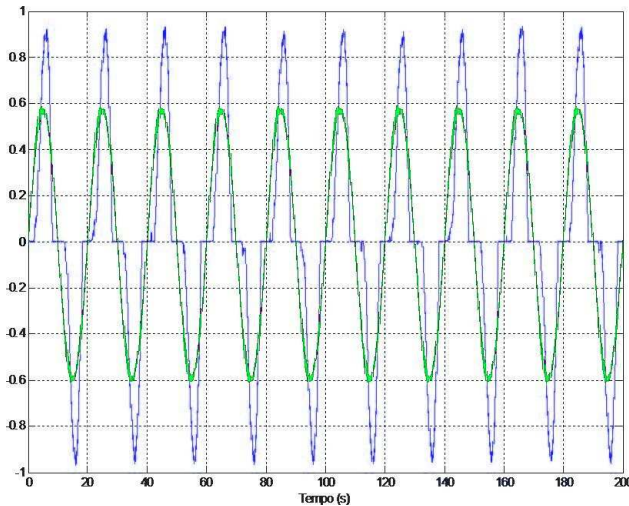


Figura 3.15: Effetto dell'attrito statico per movimentazioni ad "alta frequenza"

Scegliere un valore per J_{eff} o per D_{eff} significa poter ricavare il valore per il secondo parametro; è stato scelto un valore per J_{eff} , dettato alle seguenti considerazioni:

- Il valore di J_{eff} a vuoto è indicato nel datasheet del motore (J_m); una indicazione analoga per D_{eff} non viene fornita;
- La condizione sperimentale per la misura della risposta in frequenza non è ideale: l'influenza di un carico sulla misura di J_{eff} è fisicamente descritta dalla seguente equazione:

$$J_{eff} = J_m + \frac{J_l}{n^2} \quad (3.14)$$

La descrizione dello stesso effetto sul coefficiente di attrito viscoso è meno ricavabile.

- La coppia di valori per J_{eff}, D_{eff} deve essere tale da descrivere un polo 'meccanico' a frequenza $f \approx 0.1Hz$

I valori determinati secondo la procedura appena descritta sono riportati in tabella ?? , che riporta, nell'ordine: il valore di J_{eff} e D_{eff} , il valore del polo in bassa frequenza e il valore di guadagno della funzione stimata.

La stessa tabella riporta anche il valore dei parametri J_{eff} e D_{eff} per le condizioni di carico diverse da quella illustrata.

Il paragrafo seguente riassume gli esperimenti condotti per la valutazione degli attriti che affliggono il sistema in condizioni statiche e che di fatto impediscono una caratterizzazione del sistema per basse frequenze.

3.6 Valutazione dell'attrito statico

Sul comportamento del sollevatore influiscono componenti di attrito particolarmente intense; tali componenti agiscono come forze resistenti al moto, e sono attive sia in condizioni di equilibrio statico (attrito statico) sia in condizioni di moto (attrito dinamico). Per caratterizzare gli *attriti statici* sono stati svolti diversi esperimenti: i valori presentati di seguito sono un riassunto delle analisi svolte e dei risultati ottenuti.

Un primo metodo utilizzato per stimare l'intensità di attrito statico utilizza gli stessi esperimenti che hanno permesso la costruzione dei diagrammi di Bode presentati nel paragrafo precedente. Il motore viene alimentato con una corrente elettrica

$$i_m(t) = I^{EQ}(M) + \tilde{i}(t) \quad (3.15)$$

dove $I_m^{EQ}(M)$ è una corrente tale da mantenere il carico a massa M in equilibrio statico e $\tilde{i}(t)$ è una componente sinusoidale utile alla movimentazione attorno all'equilibrio statico. La corrente di alimentazione genera una coppia motore $\tau_m(t) = 0.25 \cdot i_m(t)$ ed è possibile scrivere il seguente bilancio di coppie sul motore, valido per condizioni statiche:

$$\tau_m(t) - \tau_{lm} - \tau_{attr,s}(t) = 0 \quad (3.16)$$

dove

- $\tau_m(t) = i_m(t) \cdot K_t$ è la coppia motore, data dalle componenti $\tau_m^{EQ}(M)$ e $\tilde{\tau}_m(t)$
- τ_{lm} è la coppia di carico, forza peso agente sul carico e riportata al motore
- $\tau_{attr,s}$ è la coppia dovuta agli attriti

Se I_m^{EQ} è ben tarata, la componente di coppia τ_m^{EQ} sarà tale che:

$$\tau_m^{EQ}(M) - \tau_{lm} = 0 \quad (3.17)$$

e il bilancio di coppia in Eq. 3.16 si riduce al seguente:

$$\tilde{\tau}_m(t) - \tau_{attr,s}(t) = 0 \quad (3.18)$$

Valutare l'*attrito statico* agente sul meccanismo significa valutare il massimo valore assunto dalla coppia $\tau_{attr}(t)$, dunque il massimo valore assunto dalla componente di coppia motore $\tilde{\tau}_m(t)$, tale da lasciare il sistema in condizioni statiche; questo valore è ricavabile dalla lettura della corrente all'istante di 'primo distacco' appunto, secondo la formula:

$$\tau_{attr,s} = \tilde{\tau}_m(t) = \tilde{i}_m(t) \cdot K_t \quad (3.19)$$

Per l'utilizzo che si farà del modello di attrito, è utile definire il valore di forza *lineare* resistente che corrisponde alla coppia $\tau_{attr,s}$:

	$M = 7Kg$	$M = 27Kg$	$M = 67Kg$
J_{eff}	1.7	1.5	1.3
D_{eff}	1.8	1.55	1.35
τ_{motore}	0.2	0.2	0.2
μ_{motore}	0.2	0.2	0.2

Tabella 3.1: bla bla bla

$$F_{attr,s} = \frac{\tau_{attr,s} \cdot n_1 \cdot n_2}{R \cdot g} \approx 35.3109 \cdot \tilde{i}_m(t) \quad (3.20)$$

Le Figg. 3.16, 3.17 e 3.18 mostrano i risultati degli esperimenti, alle diverse condizioni di carico: il segnale in verde rappresenta la sola variazione di corrente $\tilde{i}(t)$; il segnale in blu rappresenta la velocità misurata, lato motore. Gli asterischi in verde indicano il valore di corrente in corrispondenza del quale si registra il primo movimento del motore dopo una condizione di equilibrio statico.

Lettura dell'attrito statico a carico $M = 7Kg$

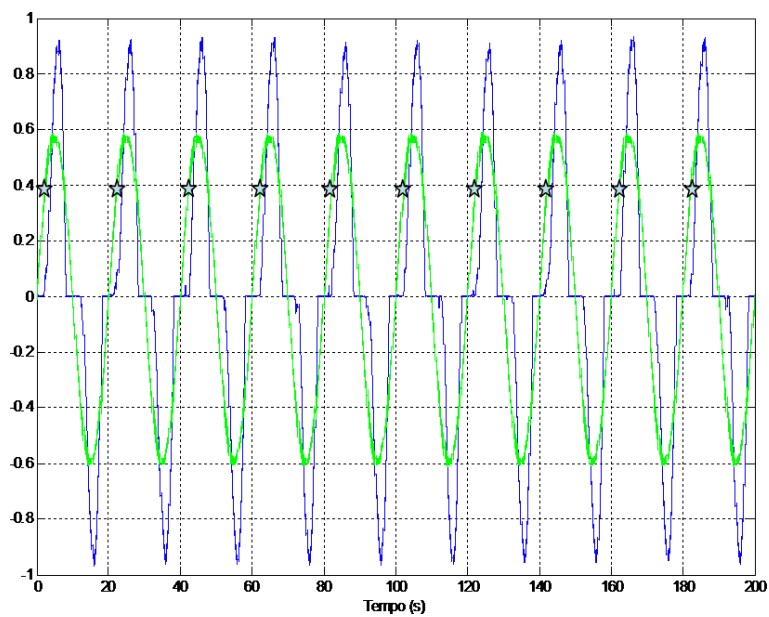


Figura 3.16: coppia di distacco a 7 Kg

Lettura dell'attrito statico a carico $M = 27Kg$

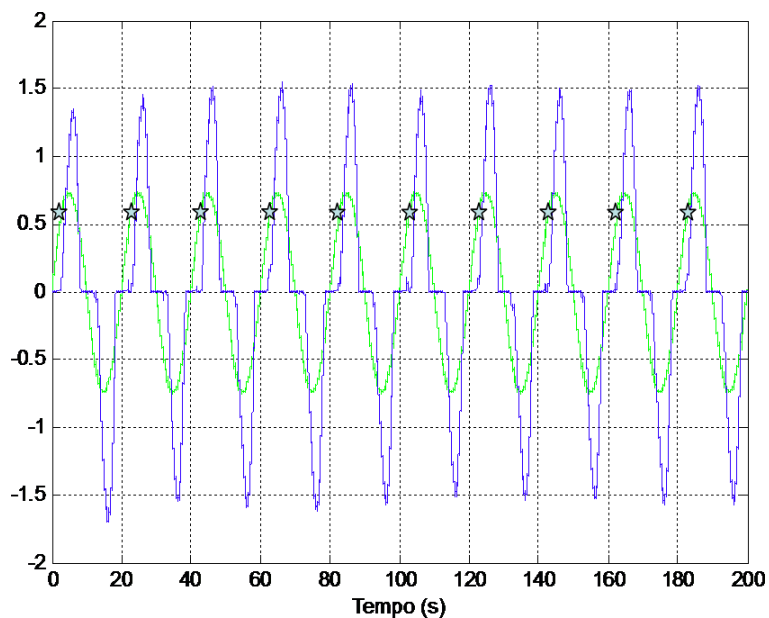


Figura 3.17: coppia di distacco a 27 Kg

Lettura dell'attrito statico a carico $M = 67Kg$

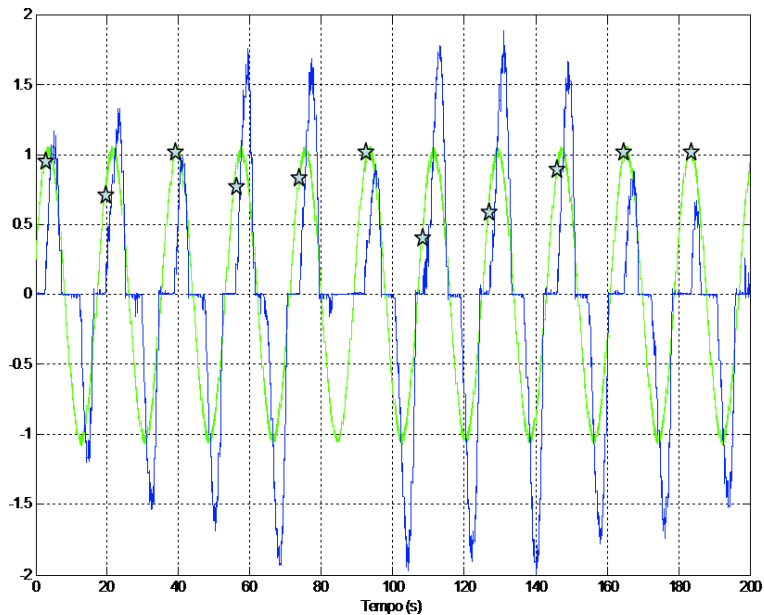


Figura 3.18: coppia di distacco a 67 Kg

Risultati

I risultati dell'analisi mostrano un fenomeno non previsto: l'attrito statico aumenta con la massa del carico appeso, pur diminuendo in termini percentuali. La tabella 3.2 riporta questi risultati, espressi da due differenti indicatori:

1. il *valor medio* per il coefficiente di attrito statico. Questo valore cresce con le condizioni di carico della macchina: in alcuni casi, per condizioni di 'alto carico' (v. Fig 3.18), la coppia $\tilde{\tau}_m$ agente sul carico diviene maggiore di $0.25Nm$, ma il carico non viene movimentato: l'attrito statico $\tau_{attr,s}$ in queste condizioni supera gli $8.5Kgp$ di forza lineare.
2. la *deviazione standard* dei valori misurati: anche questo valore cresce con le condizioni di carico: per carichi 'alti' la determinazione di un coefficiente di attrito statico utile alla modellazione del sistema per formula deterministica diviene particolarmente difficile e il fenomeno di attrito statico deve essere descritto da un modello probabilistico. La descrizione di un modello probabilistico non è oggetto di questo lavoro.

La tabella 3.2 riassume i valori di media e varianza dell'attrito statico misurati nei diversi esperimenti:

Tabella 3.2: Valori di attrito *statico* misurati alle diverse condizioni di carico

Carico	Attrito statico [Kgp]	% carico	Variabilità [Kgp]
7Kg	3.6	51	± 0.35
27Kg	4.6	17	± 0.75
67Kg	8	12	> 2

Un metodo differente per la valutazione dell'attrito statico è stato utilizzato in fase di progettazione dell'algorithm di *float mode* per il controllo in velocità (v. Cap.5). Il metodo prevede l'aumento controllato del valore di corrente, fino al riconoscimento di una condizione definitiva di moto.

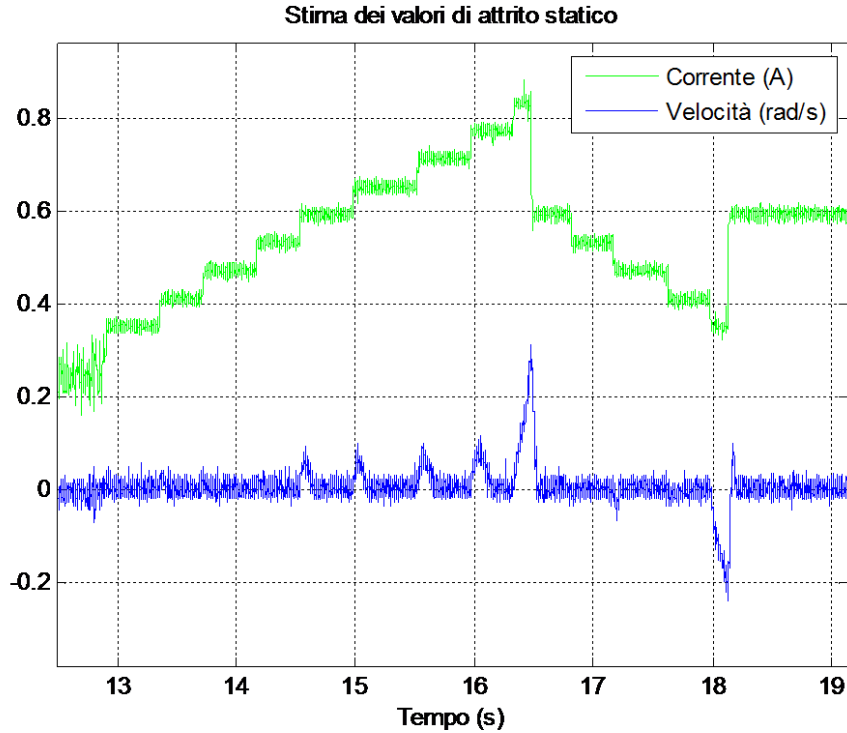


Figura 3.19: metodo differente per la valutazione dell'attrito statico

I risultati di questa analisi confermano di fatto quelli precedenti, fornendo un'indicazione più precisa, grazie al metodo di generazione del segnale di corrente. In tabella sono riportati, per ogni peso tre colonne di valori: le prime due indicano i valori di corrente necessari alla movimentazione del carico verso il basso e verso l'alto; il terzo valore è ricavato dai due primi ed indica la semiampiezza della zona morta e dunque l'attrito insistente sul carico, espresso in termini di forza lineare

Tabella 3.3: Nuovi valori di attrito statico misurati

Carico	Valore basso[A]	Valore alto[A]	Attrito statico [Kgp]
7Kg	0.25	1.06	3.6
27Kg	2.49	3.76	5.6
67Kg	6.85	9.65	7.9

I valori presentati da questa nuova analisi confermano quelli espressi in precedenza e illustrano una caratteristica inattesa, che spiega almeno in parte i valori di varianza rilevati: il motore elettrico registra alcuni movimenti anche in condizioni di equilibrio statico, movimenti che vengono smorzati dalla struttura a valle del motore: il fenomeno è evidente in Fig. 3.3.

3.7 Modello elastico del sistema di trasmissione del moto

Il presente paragrafo è dedicato all'identificazione del sistema di trasmissione del moto sul sollevatore LITRONIC EASY80; il sistema di trasmissione è composto da due macrocomponenti: da una parte un gruppo riduttore 'classico', che trasforma la coppia $\tau_m(t)$ e la velocità $\omega_m(t)$ espresse dal motore attraverso una coppia di ingranaggi ed un riduttore a cinghia, presentando una coppia di valori $\{\tau_l(t), \omega_l(t)\}$ sull'ultimo albero del riduttore, solidale con il rullo avvolgitore. Il secondo componente della trasmissione è il sistema a fune e carrucole che trasforma il moto da rotativo a lineare, imprimendo una movimentazione verticale al carico.

I due stadi della trasmissione sono studiati separatamente.

3.7.1 Trasmissione ad ingranaggi e a cinghia

La trasmissione del moto a partire dall'albero motore e fino al rullo avvolgitore è affidata ad un gruppo riduttore composto da due stadi: un accoppiamento ad ingranaggi con fattore di riduzione di velocità $n_1 = 5$ ed una trasmissione a cinghia con fattore $n_2 = 4.33$.

Per la **trasmissione ad ingranaggi** si assume un comportamento perfettamente rigido e senza giochi; le equazioni che descrivono il rapporto tra velocità e coppie di albero motore e primo albero della trasmissione sono le seguenti:

$$\tau_1 = \tau_m \times n_1 \quad (3.21)$$

$$\omega_1 = \omega_m \times \frac{1}{n_1} \quad (3.22)$$

La coppia trasmessa dal motore è amplificata di un fattore n_1 e la velocità ridotta dello stesso fattore. Nel corso delle analisi svolte non è mai accaduto di misurare comportamenti diversi dall'ideale ed imputabili all'accoppiamento di ingranaggi; il modello rigido qui descritto è stato dunque validato ed utilizzato.

Il secondo stadio di riduzione è un organo di **trasmissione a cinghia**, per il quale è stato utilizzato un modello descrittivo in grado di evidenziare il comportamento elastico tipico di tali trasmissioni: il modello elastico proposto in letteratura (v. par 2.4.2) è il seguente:

$$\tau_l = n\tau_m = n[K_{el}(q_m - nq_l) + D_{el}(\omega_m - n\omega_l)] \quad (3.23)$$

Le caratteristiche K_{el} e D_{el} compaiono nella funzione di trasferimento descritta per il modello globale in § 2.5 e definiscono una coppia di poli e zeri complessi coniugati, che danno luogo ad un fenomeno di risonanza ed antirisonanza. Il sollevatore LITRONIC EASY80 è caratterizzato da almeno due fenomeni di risonanza, uno solo dei quali riconducibile al comportamento elastico della trasmissione a cinghia: un processo di analisi *ad hoc* è stato sviluppato, secondo il seguente schema:

1. Definizione del range di frequenze interessate dal fenomeno di risonanza imputabile alla riduzione a cinghia;
2. Definizione di un modello espresso in funzione di trasferimento e in grado di descrivere quantitativamente il fenomeno; tale modello deve rispettare la struttura dettata in letteratura e va integrato al modello già scritto per il motore elettrico;
3. Identificazione dei parametri di questo modello.

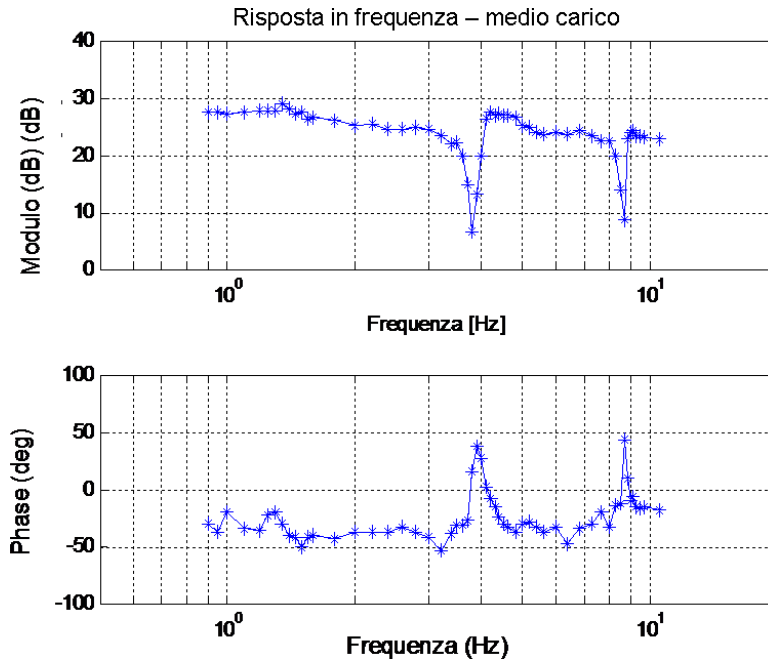


Figura 3.20: ingrandimento

L'individuazione delle frequenze interessate dal comportamento della cinghia di trasmissione è avvenuta sulla base del confronto delle tre risposte in frequenza misurate (figure 3.9, 3.10 e 3.11): ognuna di queste, pur rappresentativa di una particolare condizione di carico, presenta un fenomeno di risonanza simile in ogni grafico, attorno alle frequenze $f = 1.3 \div 1.5 Hz$. Il fenomeno descritto in queste frequenze dunque non cambia con il carico appeso: la risonanza della cinghia dovrebbe dimostrare caratteristiche simili, e per tali ragioni questo range di frequenze è stato investigato.

La figura 3.20 mostra un ingrandimento della risposta in frequenza misurata per sollevatore carico ($M = 67Kg$), attorno alle frequenze appena definite; per determinare le caratteristiche di frequenza e smorzamento è stata svolta una breve analisi in frequenza per questa sola condizione di carico. Il modello adottato per la descrizione della trasmissione a cinghia è espresso dalla seguente funzione di trasferimento:

$$G_{cinghia}(s) = \frac{1 + 2s \frac{\xi_{z,t}}{\omega_{z,t}} + \frac{1}{\omega_{z,t}^2}}{1 + 2s \frac{\xi_{p,t}}{\omega_{p,t}} + \frac{1}{\omega_{p,t}^2}} \quad (3.24)$$

Per determinare la frequenza e l'intensità del fenomeno elastico è stata svolta una breve procedura di identificazione in frequenza sulle frequenze nell'intorno di $f_i = 1.4Hz$: il fenomeno di risonanza e antirisonanza mostra uno smorzamento piuttosto elevato, oscillazioni contenute e costante elastica relativa elevata.

La funzione di trasferimento stimata per la descrizione della trasmissione è la seguente:

$$\hat{G}_{cinghia}(s) = \frac{s^2 + 1.05s + 1.67}{s^2 + 1.12s + 1.77} \quad (3.25)$$

La stessa procedura è stata condotta alle diverse condizioni di carico; i risultati, espressi in termini di frequenza e smorzamento dei picchi di risonanza e antirisonanza, sono riportati in tabella ???. È evidente come il fenomeno di oscillazione dovuto al comportamento elastico della cinghia sia poco influenzato dalle condizioni di carico del sollevatore: all'aumentare del carico, il fenomeno si 'sposta' a frequenze via via minori

	$M = 7Kg$	$M = 27Kg$	$M = 67Kg$
$\omega_{z,t}$	1.7	1.5	1.3
$\omega_{p,t}$	1.8	1.55	1.35
$\xi_{z,t}$	0.2	0.2	0.2
$\xi_{p,t}$	0.2	0.2	0.2

Tabella 3.4: Frequenza e smorzamento del fenomeno di risonanza e antirisonanza della trasmissione a cinghia

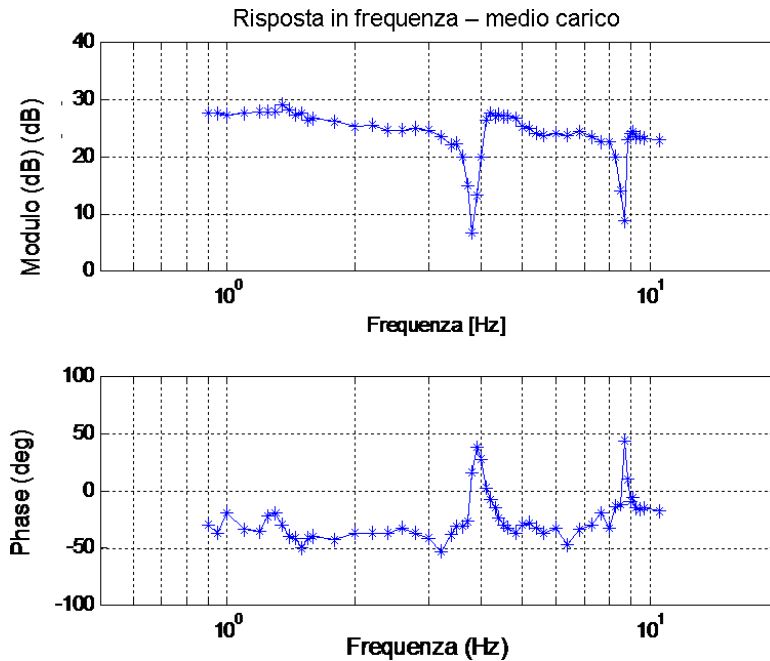


Figura 3.21: ingrandimento

ma senza mai scendere sotto la soglia $f_i = 1.3Hz$ e mantenendo la stessa caratteristica di elevato smorzamento.

La stessa figura 3.20 mostra una linea tratteggiata in rosso, che riporta la caratteristica della funzione stimata $\hat{G}_{cinghia}(s)$: la corrispondenza con i dati misurati appare piuttosto precisa, almeno per i valori di modulo; l'errore commesso per la fase è trascurabile.

Per validare l'ipotesi di partenza, che ha imputato il fenomeno misurato a $f = 1.4Hz$ alla trasmissione a cinghia, è stato condotto un semplice esperimento: la cinghia di trasmissione è stata tesa, per limitarne l'elasticità, e l'esperimento di valutazione della risposta in frequenza è stato ripetuto, con identico carico, nella nuova configurazione: la Fig. ?? mostra la risposta in frequenza (in rosso) relativa al "nuovo sistema", sovrapposta alla precedente.

Due notazioni: da una parte la risposta in frequenza risulta diversa dalla precedente, e dunque l'ipotesi che assegna queste frequenze al comportamento della cinghia è stata validata; dall'altra, l'operazione svolta sulla cinghia ha aumentato le caratteristiche di rigidità della trasmissione e il fenomeno di risonanza viene ulteriormente ridotto.

3.7.2 Trasmissione a fune e struttura meccanica

L'ultimo stadio del gruppo di trasmissione del moto è composto da un rullo avvolgitore, una fune in acciaio e una struttura meccanica (braccio snodato). Il sistema trasforma la coppia applicata dal motore sul rullo avvolgitore in una forza di trazione lineare che agisce sul carico in direzione verticale. Questo stadio di riduzione introduce un comportamento non lineare che condiziona l'intero sistema di controllo e che si dimostra particolarmente complesso da analizzare,

La forte caratteristica di non linearità si spiega con la seguente considerazione: la trasmissione del moto tra rullo e carico, è affidata da una fune; sotto l'ipotesi che questa sia perfettamente inestensibile, il suo comportamento dipende dalla condizione di lavoro nella quale opera, infatti:

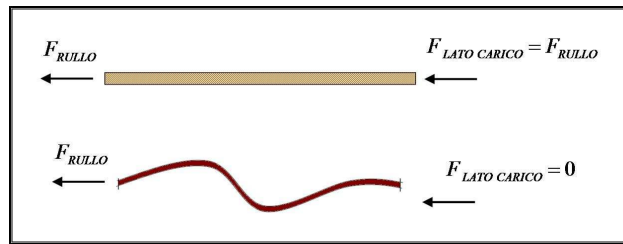


Figura 3.22: Funzionamento della trasmissione a fune

- *in trazione*: la corda è assimilabile ad un asse rigido, tale per cui la forza applicata da un capo dell'asse stesso viene riportata identica all'altro capo (la direzione di applicazione della forza, per la fune, è adattata grazie all'utilizzo delle carrucole);
- *in compressione*: la corda non trasmette alcuna forza tra un capo e l'altro, disaccoppiando i sistemi di rullo e carico.

Determinare le condizioni che portano la fune da uno stato all'altro è particolarmente complesso; in prima approssimazione si può attribuire il cambiamento di stato all'accelerazione reciproca dei due sistemi, rullo e carico: detta ω_R la velocità di rotazione del rullo, la velocità di avvolgimento della fune è

$$v_R = \omega_R \cdot 0.0625 \quad (3.26)$$

Il carico è soggetto ad una accelerazione verticale che dipende da diversi fattori: forza peso, forza operatore, oscillazioni (componenti inerziali) e tensione della fune; l'accelerazione agente sul carico determina la sua velocità v_C . Allora, in prima approssimazione, la fune è in condizione:

- *di trazione* se $\tilde{a} = \frac{d(v_R - v_C)}{dt} \geq 0$
- *di compressione* se $\tilde{a} < 0$

Questa breve descrizione è valida solamente a condizione che la fune rimanga sempre completamente distesa - ipotesi decisamente troppo stringente. Non si dispone inoltre di un sensore in grado di misurare la velocità del carico: il sistema appena descritto per determinare la variazione di stato della fune non è pertanto utilizzabile.

Alla luce delle considerazioni fin qui espresse, risulta chiara la difficoltà di esprimere il comportamento del riduttore con un modello esatto; la stessa approssimazione di corda perfettamente inestensibile non aiuta nella costruzione di un modello coerente con il funzionamento della trasmissione.

Tuttavia rimane la necessità di definire un modello in grado di render conto del problema più grave che affligge questo sistema di trasmissione del moto: l'oscillazione

del braccio snodato. Le misure di risposta in frequenza comprese tra 2.5 e 5.5 Hz indicano chiaramente, per ciascuna condizione di lavoro, la presenza di un fenomeno di risonanza della struttura meccanica, che condiziona pesantemente le prestazioni del sollevatore.

Le misure sperimentali che descrivono la risposta in frequenza del sistema sono state ottenute per movimentazioni 'in piccolo', nell'intorno di una condizione di equilibrio: è possibile descrivere un *modello locale* lineare, in grado di approssimare il sistema fisico nell'intorno di questa condizione di equilibrio (dal punto di vista fisico, il modello identificato sarà utilizzabile per le condizioni di lavoro del sollevatore nelle quali la fune non lavori in compressione). Il modello lineare utilizzato è identico nella struttura a quello utilizzato per il riduttore a cinghia:

$$G_{str}(s) = \frac{1 + 2s \frac{\xi_{z,s}}{\omega_{z,s}} + \frac{1}{\omega_{z,s}^2}}{1 + 2s \frac{\xi_{p,s}}{\omega_{p,s}} + \frac{1}{\omega_{p,s}^2}} \quad (3.27)$$

La procedura di identificazione porta alla scrittura delle seguenti funzioni di trasferimento:

$$\hat{G}_{str,7}(s) = \frac{s^2 + 0.915 \cdot s + 928}{s^2 + 1.38 \cdot s + 928} \quad (3.28)$$

$$\hat{G}_{str,27}(s) = \frac{s^2 + 0.48 \cdot s + 570}{s^2 + 1.60 \cdot s + 713} \quad (3.29)$$

$$\hat{G}_{str,67}(s) = \frac{s^2 + 0.40 \cdot s + 404}{s^2 + 1.76 \cdot s + 484} \quad (3.30)$$

In tabella ?? sono riportati i valori di frequenza e smorzamento per risonanza e anti-risonanza alle condizioni di carico esaminate: si può notare come le frequenze interessate dal fenomeno tendano a diminuire con il crescere del carico appeso; valutazione analoga può essere fatta per i valori di smorzamento.

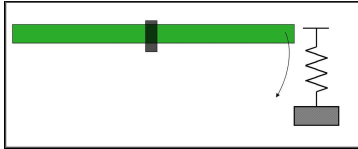


Figura 3.23: Riduzione del braccio meccanico ad un sistema massa - molla

Il risultato ottenuto è coerente con l'interpretazione espressa dallo schema in Fig. 3.7.2: il braccio snodato si comporta come un sistema a molla, descrivendo oscillazioni verticali la cui ampiezza e frequenza dipende dalle accelerazioni subite e dunque dal carico appeso. Il modello fisico interpretativo è valido solamente per condizioni di lavoro nell'intorno dell'equilibrio: movimentazioni diverse da quelle utilizzate per l'identificazione potrebbero portare la fune in stato di compressione e il sistema si troverebbe a funzionare in una condizione di funzionamento non lineare.

E' utile dettare fin d'ora una conclusione sul modello descrittivo del sollevatore: il LIFTRONIC EASY80 reagisce agli stimoli in corrente con un comportamento che viene descritto dalla risposta in frequenza misurata alle diverse condizioni di carico; queste

	$\omega_{z,s}$ [Hz]	$\omega_{p,s}$ [Hz]	$\xi_{z,s}$	$\xi_{p,s}$
$M = 7Kg$	4.85	5.0	0.015	0.022
$M = 27Kg$	3.80	4.25	0.01	0.03
$M = 67Kg$	3.20	3.50	0.01	0.04

Tabella 3.5: Parametri della risonanza principale alle diverse condizioni di carico

misure descrivono di fatto un comportamento di tipo passabasso, con due coppie di picchi di risonanza e antirisonanza. Il fenomeno più intenso si misura nel range di frequenze $f \in [2.5 \div 5.5 Hz]$. Le oscillazioni registrate sul servomeccanismo per le movimentazioni imposte a queste frequenze possono introdurre dinamiche pericolose in un sistema di controllo in anello chiuso: lo studio svolto sul braccio meccanico definisce dunque un limite per la banda di frequenze alla quale il sistema di controllo in anello chiuso potrà funzionare.

Le figure 3.27, 3.28 e 3.29 confrontano il confronto tra risposta in frequenza misurata sul sollevatore e simulazione dei modelli stimati, per ciascuna delle condizioni di carico esaminate.

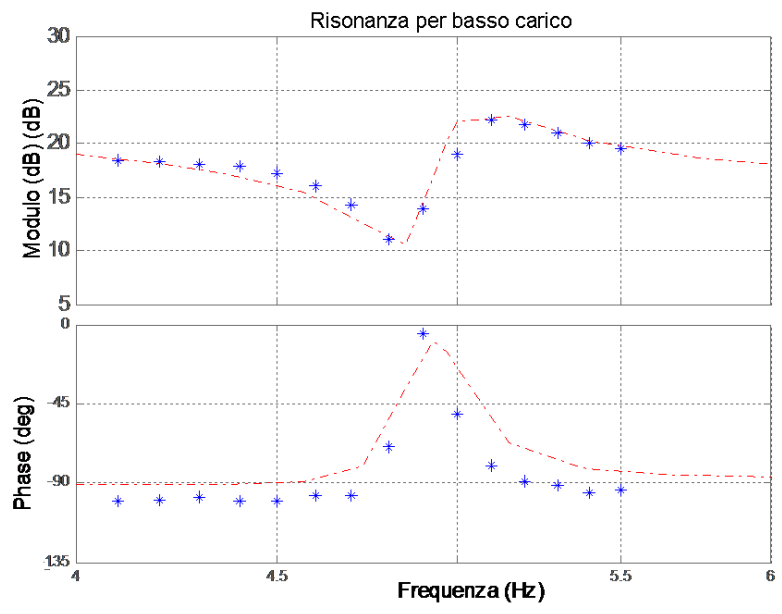


Figura 3.24: Risonanza di struttura a $M = 7Kg$

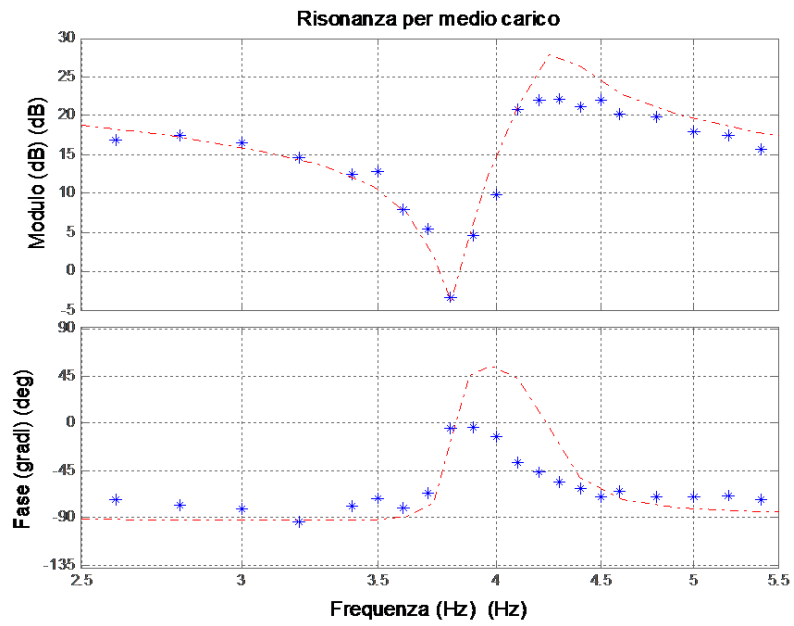


Figura 3.25: Risonanza di struttura a $M = 27Kg$

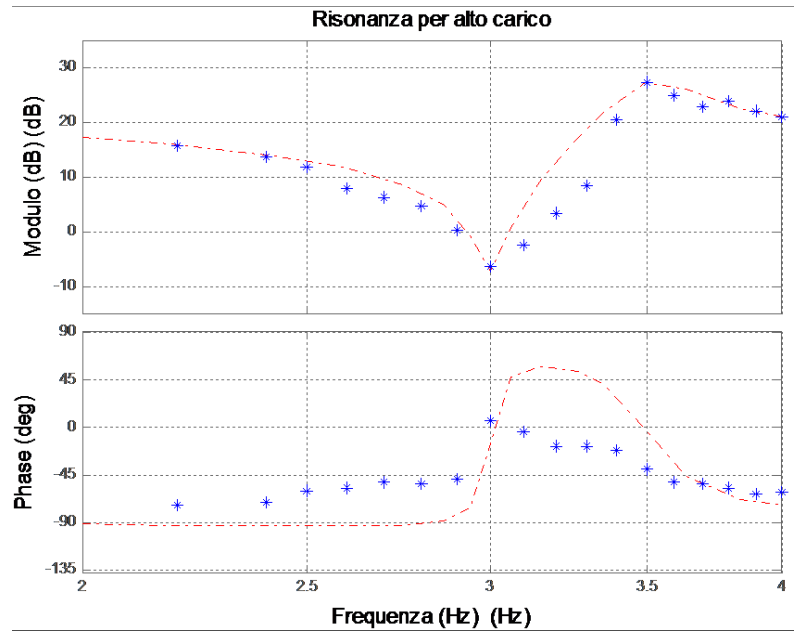


Figura 3.26: Risonanza di struttura a $M = 67Kg$

3.8 Conclusioni

Obiettivo del processo di analisi e identificazione condotto sul sollevatore autobilanciante è la scrittura di un modello *globale* che possa descrivere il sollevatore in qualsiasi condizione di carico e per qualsiasi legge di moto. Tuttavia le analisi svolte evidenziano come il comportamento del sollevatore sia fortemente dipendente dalle condizioni di carico; una analisi in frequenza è stata condotta per condizioni definite di *basso carico*, *medio carico* e *alto carico*, e dimostra la necessità di sviluppare un insieme di *modelli locali*. Anche considerando ciascuna singola condizione di carico, la misura di risposta in frequenza evidenzia un comportamento non ideale e non lineare: i dati di bassa frequenza sono affetti da disturbi legati alle componenti di attrito statico, quelli ad alta frequenza delle componenti di attrito coulombiano; due diverse coppie di risonanza ed antirisonanza sono leggibili dai diagrammi. Tutte queste misure inattese portano alla necessità di analizzare singolarmente i componenti del sistema: scheda di alimentazione, motore elettrico (e attriti), sistema di trasmissione.

Il capitolo 3 ha descritto la procedura di identificazione condotta sui singoli componenti: alcuni di questi sono stati modellizzati secondo lo schema dettato in letteratura (scheda di alimentazione e modello elastico della trasmissione a cinghia), altri con modelli lineari approssimanti (trasmissione a fune).

Di questi modelli, alcuni si dimostrano invarianti con le condizioni di carico (modello della cinghia), altri sono fortemente legati a tale condizione (trasmissione a fune, motore elettrico).

La definizione di un modello $\hat{G}_{vm,M}(s)$ che descrive il rapporto tra corrente di motore $i_m(t)$ e velocità $\omega_m(t)$ alla condizione di carico a massa M , è ottenibile componendo i modelli dei singoli sottosistemi:

$$\hat{G}_{vm,M}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{\hat{I}_m(s)} = \hat{G}_a(s) \cdot K_t \cdot \hat{G}_{m,M}(s) \cdot \hat{G}_{cinghia}(s) \cdot \hat{G}_{trasm,M}(s) \quad (3.31)$$

L'analisi svolta sulla scheda alimentatore permette di trascurare il contributo della prima funzione di trasferimento dell'equazione precedente e di omettere la dipendenza della velocità lato motore dal funzionamento della scheda stessa:

$$\hat{G}_{vm,M}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{\hat{I}_m(s)} \approx \frac{\Omega_m(s)}{I_m(s)} = K_t \cdot \hat{G}_{m,M}(s) \cdot \hat{G}_{cinghia}(s) \cdot \hat{G}_{trasm,M}(s) \quad (3.32)$$

Nelle condizioni di carico poste osservate sono stati ottenuti i seguenti risultati:

$$\hat{G}_{vm,7}(s) = K_t \cdot \hat{G}_{m,7}(s) \cdot \hat{G}_{cinghia}(s) \cdot \hat{G}_{trasm,7}(s) \quad (3.33)$$

$$\hat{G}_{vm,7}(s) = K_t \cdot \hat{G}_{m,27}(s) \cdot \hat{G}_{cinghia}(s) \cdot \hat{G}_{trasm,27}(s) \quad (3.34)$$

$$\hat{G}_{vm,7}(s) = K_t \cdot \hat{G}_{m,67}(s) \cdot \hat{G}_{cinghia}(s) \cdot \hat{G}_{trasm,67}(s) \quad (3.35)$$

Ciascuno di questi modelli è valido solamente per condizioni di impiego del sollevatore che soddisfino i vincoli seguenti:

- Fune *in trazione*: condizione nella quale la fune lavora in regione lineare
- Condizioni di lavoro 'lontane' dall'attrito statico: in condizioni statiche o quasi statiche, il modello $\hat{G}_{vm,M}(s)$ non garantisce alcuna aderenza al comportamento del sistema fisico

Di seguito sono riportate tre figure che illustrano il confronto tra la risposta in frequenza *misurata* e quella *ricostruita* sui modelli stimati, per le varie condizioni di carico. E' evidente l'errore commesso per frequenze minori di $2Hz$, dovuto all'intervento del fenomeno di attrito statico nelle misure raccolte.

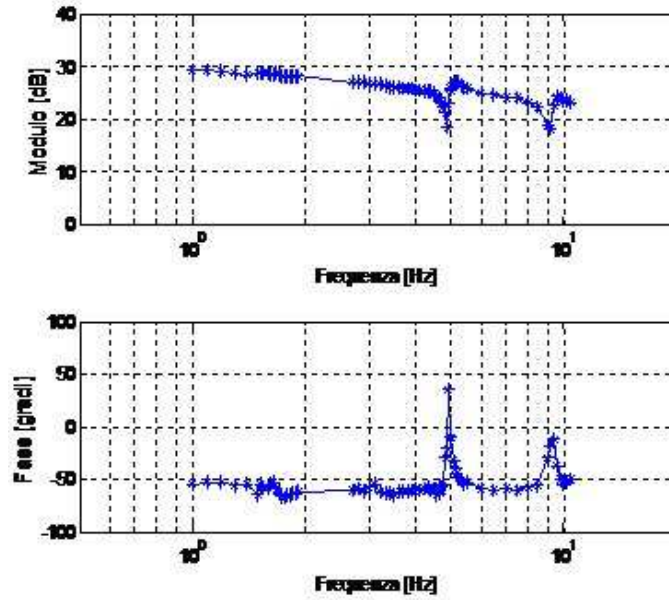


Figura 3.27: Risonanza di struttura a $M = 7Kg$

Nonostante queste restrizioni, questi modelli risultano utili per la descrizione dei limiti del servomeccanismo e per dettare le specifiche del regolatore automatico, la cui sintesi è oggetto del capitolo successivo.

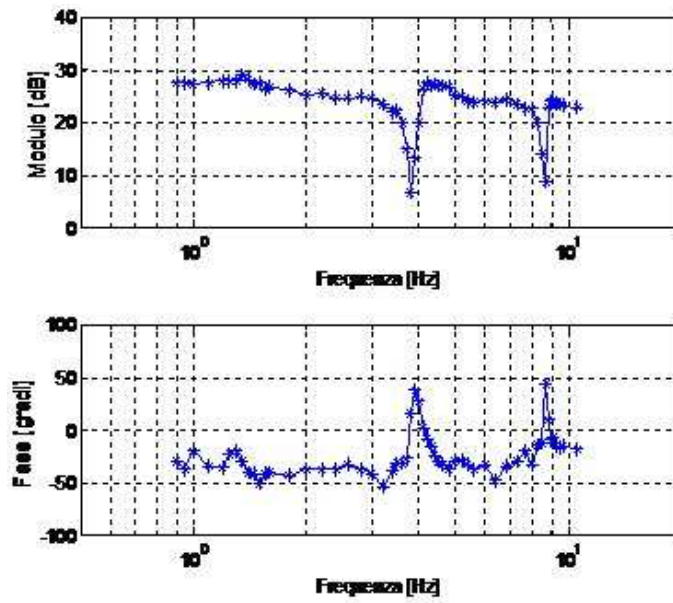


Figura 3.28: Risonanza di struttura a $M = 27Kg$

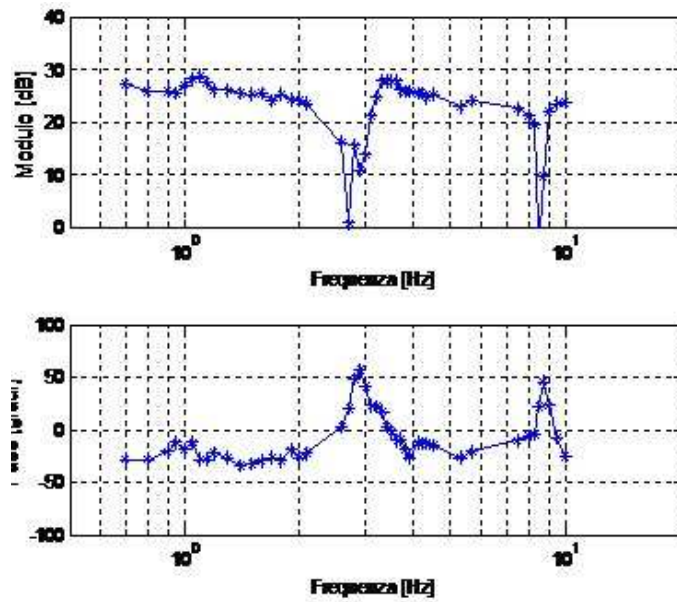


Figura 3.29: Risonanza di struttura a $M = 67Kg$

Capitolo 4

Controllo in velocità

Aggiornare l'introduzione dopo la scrittura della parte relativa al VRFT

Il capitolo appena concluso ha illustrato la procedura che porta alla scrittura di un modello descrittivo del sollevatore autobilanciante. Il modello globale inizialmente ricercato è stato sostituito da un insieme di modelli locali $\hat{G}_{vm}(s)$ capaci di descrivere il rapporto tra corrente di alimentazione $i_m(t)$ e la velocità lato motore $\omega_m(t)$ per tre diverse condizioni di carico.

Il sistema di controllo attualmente impiegato si basa su di un'architettura in *anello aperto*, secondo lo schema descritto in fig 4.1:

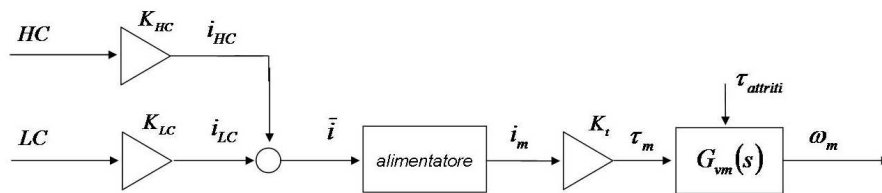


Figura 4.1: Schema del sistema di controllo in anello chiuso

- I sensori di *load cell* ed *hand cell* leggono i valori di forza peso agente sul carico e di 'forza operatore', azione esercitata dall'operatore sulla maniglia sensitiva;
- I due valori misurati vengono moltiplicati per uno specifico guadagno e danno luogo a due richieste di corrente; queste vengono sommate in $\hat{i}(t)$, richiesta di corrente passata all'alimentatore;
- a corrente prodotta dall'alimentatore, $i_m(t)$, è tradotta dal motore elettrico in una coppia $\tau_m(t)$
- La coppia motore costituisce l'ingresso del sistema meccanico composto da motore, riduttore e carico; sullo stesso sistema agiscono le forze resistenti dovute ai fenomeni di attrito;
- il servomeccanismo reagisce agli ingressi e produce una movimentazione, misurata dal sensore di velocità posto sul motore, che produce il segnale $\omega_m(t)$.

Il sistema lavora in anello aperto perché la variabile di controllo $\tau_m(t)$ (o, in maniera del tutto equivalente, $i_m(t)$) non dipende dalle uscite del sistema e nessun controllo è previsto sulle uscite del sistema.

In effetti una sorta di 'anello' di controllo è chiuso dall'operatore, che modula la propria azione sulla maniglia sensitiva in base alla movimento del carico.

Sistema in anello chiuso La disponibilità di misure di ω_m e la presenza di un sistema hardware a microprocessore permettono di progettare un sistema di controllo in *anello chiuso* per il LIFRONIC EASY80. Un sistema in anello chiuso offre diversi vantaggi:

- controllo più preciso e più rapido
- controllo più robusto, meno sensibile a guasti o variazioni del sistema meccanico
- maggiore flessibilità e controllo nella regolazione del sistema e delle sue prestazioni di movimentazione (velocità, reattività, etc..)

Nel caso in esame inoltre, chiudere un anello di controllo sulla velocità del motore permette di eliminare il sensore di *load cell* dal sistema sotto controllo, con tutte le conseguenze facilmente immaginabili, dalla semplificazione della progettazione meccanica della testa elettronica alla diminuzione degli interventi di manutenzione.

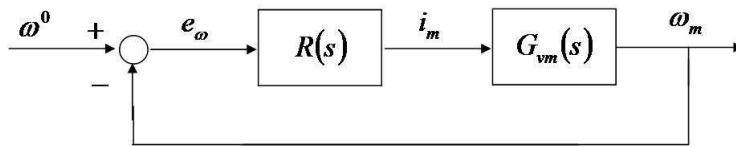


Figura 4.2: Schema del sistema di controllo in anello chiuso

Dal punto di vista della logica di controllo, chiudere un anello sulle misure di velocità significa costruire un sistema come quello presentato in Fig. 4.2, dove:

- $G_{vm}(s)$: sistema sotto controllo, con ingresso $i_m(t)$ ed uscita $\omega_m(t)$
- $R(s)$: regolatore automatico, da progettare
- $\omega^0(t)$: riferimento di velocità, *set point* del sistema di controllo
- $i_m(t)$: corrente di armatura, *variabile di controllo*
- $\omega_m(t)$: velocità dell'albero motore, *uscita* del sistema

La logica di funzionamento del nuovo sistema di controllo è decisamente differente da quella del sistema in anello aperto, e si può descrivere attraverso il seguente schema

1. al sistema di controllo viene fornito un input $\omega^0(t)$, detto *set-point* di velocità, che definisce l'andamento voluto per la velocità del motore;
2. il valore $\omega^0(t)$ è continuamente confrontato con il valore di velocità $\omega_m(t)$ misurato sul sistema reale; il confronto genera una variabile $\varepsilon_\omega(t)$ che descrive l'errore commesso nell'inseguimento del set-point;
3. il regolatore automatico $R(s)$ genera una variabile di controllo $i_m(t)$ che viene passato all'alimentatore e al motore elettrico;
4. il sollevatore ragisce all'input di corrente e crea una movimentazione, misurata nella variabile $\omega_m(t)$.

Progettare un sistema di controllo in anello chiuso per il sollevatore LIFTRONIC EASY80 significa svolgere due operazioni differenti: in primo luogo deve essere affrontato il progetto del regolatore automatico, dunque la definizione di una struttura per la funzione di trasferimento $R(s)$ e definizione delle specifiche del controllo. Il paragrafo (cfr. § 2.7.1) è dedicato alla descrizione di questa operazione, svolta secondo lo schema dettato in letteratura e descritto in § 2.7.

Per la scelta dei valori per i parametri del controllore è stato utilizzato un metodo di taratura automatica innovativo, il *Virtual Reference Feedback Tuning*: il paragrafo 4.3

descrive brevemente questo metodo e l'applicazione al problema di controllo presentato in questo capitolo.

La scrittura di un nuovo sistema di controllo non si limita tuttavia alla sintesi del regolatore: l'interfaccia utente per il nuovo sistema è costituita dalla stessa maniglia sensitiva utilizzata nel sistema attuale, il cui utilizzo, tuttavia, è completamente differente da quello attuale: è necessario definire un filtro digitale $HC(s)$ attraverso il quale il segnale registrato venga interpretato, per la definizione di un profilo di moto $\omega^0(t)$. Il paragrafo 4.4 descrive la sintesi del filtro $HC(s)$ e gli accorgimenti necessari per il buon funzionamento del sistema di controllo.

Lo schema a blocchi del sistema di controllo in via di progettazione, che comprende il filtro digitale per la definizione del set point, è presentato in Fig. 4.3.

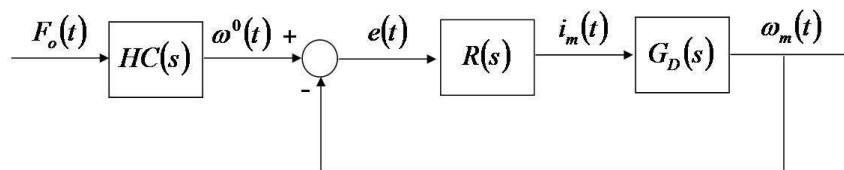


Figura 4.3: Schema del sistema di controllo in anello chiuso

4.1 Strumentazione utilizzata

Le funzioni svolte dal controllore automatico *Real Time* sul sollevatore sono le seguenti:

1. misura del dato di velocità e del dato di set-point
2. calcolo dell'errore
3. calcolo del segnale di corrente
4. produzione del segnale fisico

Questa sequenza di operazioni è svolta ad ogni ciclo di lavoro, ed i dati utilizzati sono quindi sempre aggiornati all'ultimo campione disponibile dai sensori.

Per l'implementazione del prototipo di regolatore $R(s)$ è necessario utilizzare una centralina elettronica diversa da quella impiegata in fase di identificazione. Nel corso del lavoro è stata impiegata la centralina cRIO della National Instruments, secondo lo schema presentato in Fig. 4.4:

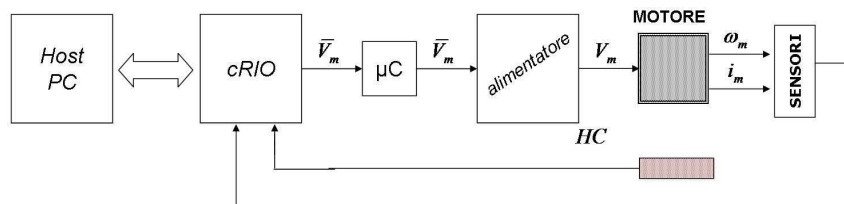


Figura 4.4: Schema del sistema di controllo in anello chiuso

Il sistema di controllo descritto in Fig. 4.3 risiede di fatto totalmente sulla cRIO; l'applicazione eseguibile viene svolta in modalità *stand-alone* sulla centralina elettronica, che comunica:

- con il microcontrollore per il passaggio della richiesta di corrente all'alimentatore (v. § 3.2 per i dettagli)
- con i sensori di velocità, corrente ed *hand cell* per il monitoraggio del sollevatore e l'interfaccia operatore (maniglia sensitiva)

La comunicazione tra host PC e cRIO è caratterizzata da una priorità minore rispetto a quella verso i sensori e il microcontrollore e non è garantito un funzionamento in tempo reale; lo scambio di dati riguarda i parametri del controllo e del filtro alla maniglia (v. 4.4) ed i dati provenienti dai sensori, con tempi di aggiornamento dell'ordine dei decimi di secondo, quindi molto lontani dalle tempistiche tipiche del funzionamento Real Time.

Da notare, in ultima analisi, che il passaggio dati tra host PC e cRIO non permette il salvataggio delle misure, almeno alle condizioni di utilizzo qui descritte. Parallelamente a questo sistema di prototipazione rimane dunque attivo il sistema di acquisizione e salvataggio dati descritto in precedenza.

4.2 Sintesi del regolatore

La struttura scelta per il regolatore è coerente con quella proposta dalla letteratura e descritta in § 2.7: un controllore ad azione proporzionale ed integrale, caratterizzato dalla funzione di trasferimento

$$R_{PI}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (4.1)$$

I due parametri che definiscono le prestazioni del regolatore e del sistema di controllo complessivo sono dunque il *guadagno proporzionale* k_p e la *costante di tempo integrale* T_i ; la taratura dei due parametri è descritta nel seguito del paragrafo.

Il sistema sotto controllo è caratterizzato da un azionamento limitato: la corrente di motore non può superare la soglia di 11.5A; il progetto del controllore automatico deve tenere conto di questa limitazione del servomeccanismo ed il regolatore sarà caratterizzato da una implementazione tale da prevenire il fenomeno di windup. Il paragrafo ?? descrive il metodo per l'implementazione antiwindup di un controllore automatico digitale e gli effetti di un regolatore che non implementi questa soluzione.

4.2.1 Implementazione anti-windup

Una notevole influenza sul controllo del moto è esercitata dalla presenza di due diversi tipi di limitazioni, o *saturazioni*. La prima riguarda la tensione, che non può ovviamente superare la tensione di alimentazione; la seconda riguarda la corrente I_m negli avvolgimenti del rotore, che è limitata per la salvaguardia dell'elettronica dell'amplificatore stesso e degli avvolgimenti.

La limitazione della corrente di armatura (variabile di controllo del sistema in Fig. ??) può portare al fenomeno del *windup*: con il termine *windup integrale* si fa riferimento ad una anomala sovraelongazione non lineare che può presentarsi nei controllori con azione integrale; tale azione risente degli errori passati, dovuti alla limitazione dell'attuatore, e le prestazioni del sistema di controllo degradano.

L'implementazione anti-windup di un regolatore PI è riportata in Fig. 4.5, nella quale è indicata la caratteristica *limitata* dell'attuatore; questa particolare struttura permette di evitare il fenomeno di saturazione dell'azione di controllo, infatti:

- Quando il controllore opera in regione lineare si ha

$$m(t) = u'(t)$$

e la funzione di trasferimento da errore a variabile di controllo è la seguente:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \frac{1}{1 - \frac{1}{1 + sT_i}} = K_p \left(\frac{1 + sT_i}{sT_i} \right) = K_p + \frac{1}{sT_i}$$

e ritorna ad essere un semplice regolatore PI.

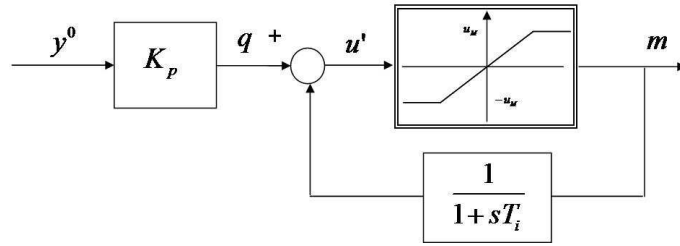


Figura 4.5: Implementazione anti-windup di un regolatore PI

- Quando l'attuatore opera in regime di saturazione si ha

$$m(t) = u_M$$

e se l'errore è positivo, dopo un transitorio si ha:

$$z(t) = u_m$$

- Non appena l'errore cambia segno:

$$e(t) < 0 \rightarrow q(t) < 0$$

e l'azione di controllo è immediatamente aggiornata:

$$u'(t) = q(t) + u_M < u_M$$

E' riportata di seguito una simulazione ottenuta in Simulink, nella quale sono evidenziate le differenze tra un PI che implementa un anello anti-windup e un controllore che non implementa lo stesso anello. E' stato considerato il caso di un motore elettrico cui venga richiesta una brusca accelerazione: è richiesta la coppia massima erogabile dal motore e la variabile di controllo (corrente) raggiunge il valore limite superiore e lo mantiene per qualche istante.

La prima figura mostra le azioni controllo prodotte dai due differenti regolatori: in verde la legge di controllo senza anti-windup e in blu quella più "evoluta"; la seconda figura è un ingrandimento dello scalino di corrente in fase di accelerazione del carico; la terza riporta le leggi i moto calcolate, con gli stessi colori utilizzati per le variabili di controllo e sovrapposte al profilo di velocità richiesto.

A partire dalla prima figura, si nota un impulso di corrente in corrispondenza della richiesta di accelerazione, identico per entrambi i controllori; una volta raggiunta la velocità richiesta (valore "alto") la corrente in blu cambia immediatamente, riportandosi ad un valore tale da non far compiere sovraelongazioni alla velocità. La corrente in verde risente della saturazione dell'azione di controllo raggiunta negli istanti precedenti e mantiene più a lungo il valore limite superiore: il risultato di questa corrente è una sovraelongazione molto evidente.

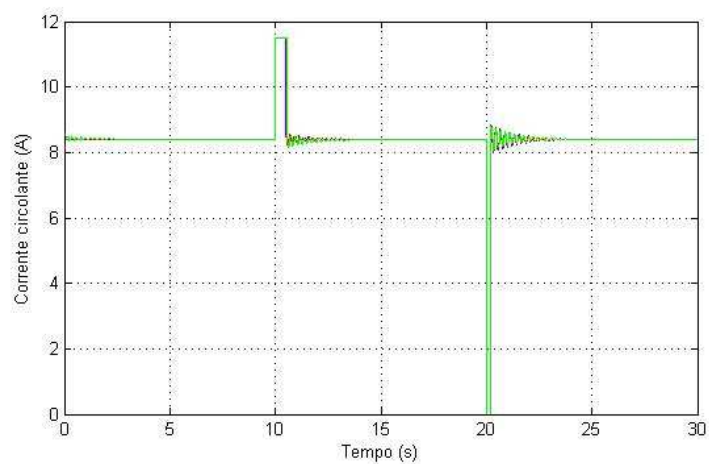


Figura 4.6: azione di controllo con e senza implementazione anti-windup

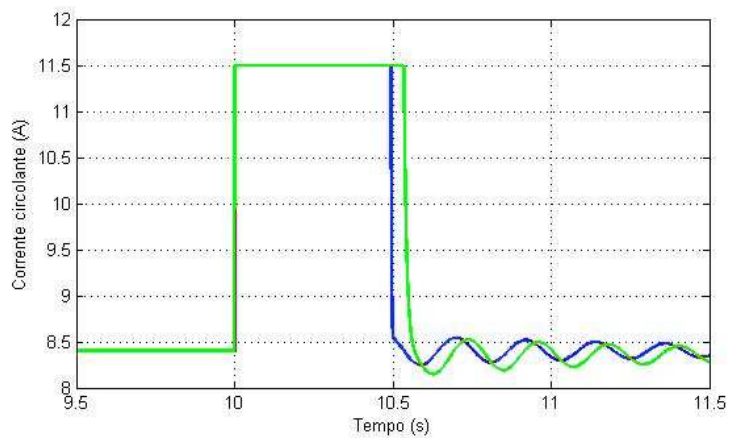


Figura 4.7: ingrandimento

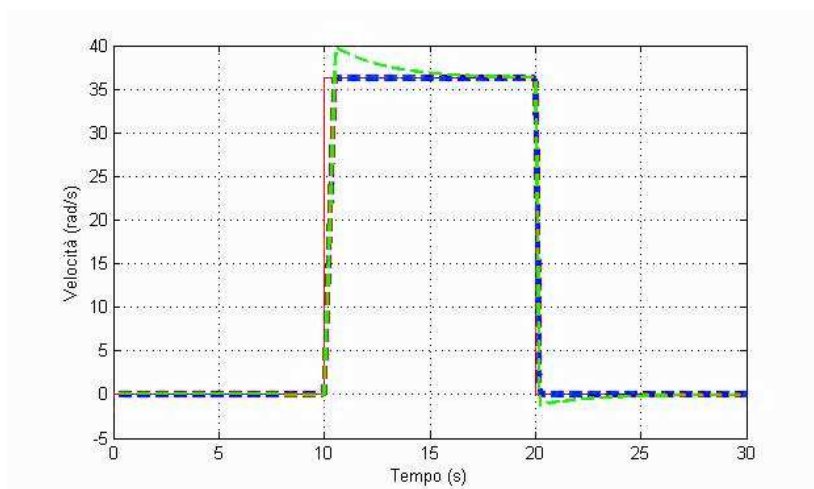


Figura 4.8: inseguimento in velocità per i sistemi con e senza implementazione anti-windup

4.2.2 Periodo di campionamento

Il progetto del regolatore $R(s)$ è stato svolto considerando sistemi continui nel tempo, perché la trattazione di questi è decisamente meno complessa degli equivalenti sistemi digitali; tuttavia l'implementazione del regolatore dovrà necessariamente essere digitale. Per l'operazione di *digitalizzazione* del filtro $R(s)$ è necessario definire con attenzione il *periodo di campionamento* T_s .

Il parametro T_s definisce il periodo entro il quale il sistema elettronico di controllo chiude l'anello di controllo, svolgendo le seguenti operazioni: campionamento del segnale di velocità, calcolo della variabile di controllo e generazione del segnale fisico di controllo. Il periodo di campionamento influisce sulle prestazioni del sistema in termini di precisione e stabilità, ed il suo valore deve rispettare i limiti dettati dalle seguenti considerazioni:

- il valore di T_s scelto deve permettere di monitorare i segnali misurati, senza perdere informazioni legate alle componenti di alta frequenza all'interno di tali segnali. In altre parole, stabilita una banda di frequenze $[0 \div f_{max}]$ entro le quali sono contenute le informazioni dei segnali del sistema, il parametro T_s deve rispettare il teorema di Nyquist, che impone un limite inferiore alla *frequenza di campionamento*:

$$f_s > 2 \cdot f_{max} \quad (4.2)$$

Il periodo di campionamento è limitato secondo la formula che lega il periodo T_s alla frequenza f_s :

$$T_s = \frac{1}{f_s} \rightarrow T_s < \frac{1}{2 \cdot f_{max}} \quad (4.3)$$

- la scelta del periodo di campionamento determina il carico computazionale cui viene sottoposto il sistema elettronico; è evidente che la scelta del parametro T_s è inferiormente limitata dalla capacità del sistema di misure e controllo.

L'operazione di digitalizzazione del filtro $R(s)$ permette di scrivere un filtro digitale $R^*(z)$ le cui prestazioni sono tanto più simili al filtro analogico, quanto minore è il tempo di campionamento T_s e precisa è la conversione A/D. Le prestazioni del filtro digitale divergono nettamente da quelle del filtro analogico se il tempo di campionamento non viene rispettato durante l'esecuzione del codice.

4.2.3 Taratura dei parametri del controllore

Il primo obiettivo della procedura di taratura del controllore è l'identificazione dei valori del vettore $\theta = [k_p, T_i]$ tali per cui le prestazioni del controllo in anello chiuso siano ottimali. Questa operazione deve essere svolta per ciascuna condizione di carico. È possibile che non esista una singola combinazione, soluzione di questo problema, quanto piuttosto un range di valori per il vettore θ .

A partire da questi risultati, sarà utile verificare l'esistenza di un insieme di valori di θ ottimali per tutte le condizioni di lavoro, dunque verificare la possibilità di implementare un singolo regolatore per in controllo del sollevatore, indipendente dalla condizione di lavoro.

Definizione di "ottimalità" del controllo In Fig. 4.9 sono presentati due esempi di taratura *stabili* (da notare che in entrambi i casi la precisione statica è ottima), ma agli opposti dal punto di vista delle condizioni dinamiche. Il segnale in rosso è un riferimento di velocità, corrispondente al segnale $\omega_0(t)$ dello schema di controllo in Fig. 4.2: descrive uno scalino di velocità con variazione istantanea e della durata di circa due secondi; il segnale in blu, misurato sperimentalmente, è la risposta del sistema al profilo di velocità richiesto, dunque rappresenta la velocità lato motore. Per avere un'idea della movimentazione lineare, la velocità lato carico corrispondente al valore alto dello scalino in figura è pari a $0.5m/s$.

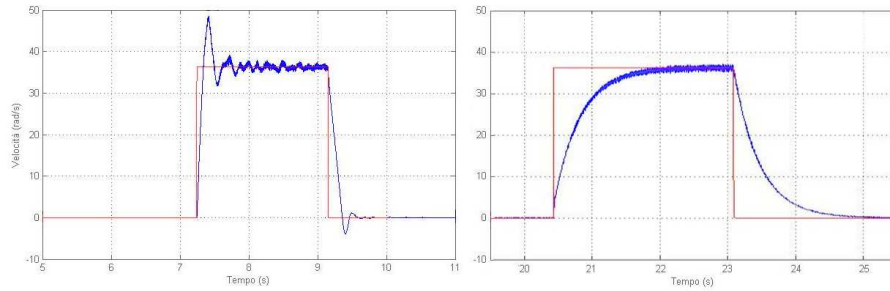


Figura 4.9: oscillazioni attorno al riferimento di velocità

Nel primo caso la taratura è molto 'spinta': i tempi di reazione sono minimi, ma il transitorio è poco smorzato e mostra una sovravelongazione piuttosto ampia, che si riflette in uno "scatto" verso l'alto del carico appeso, poco controllabile da parte dell'operatore.

Il secondo esempio mostra una taratura molto conservativa: il transitorio è molto addolcito, ma i tempi di reazione sono decisamente lenti (confrontare la scala dei tempi sull'asse x).

Si è definita 'ottima' la taratura del controllore che non presenti alcuna sovravelongazione del segnale di velocità, e che dimostri il tempo di salita minore. Il risultato è mostrato in Fig. 4.10.

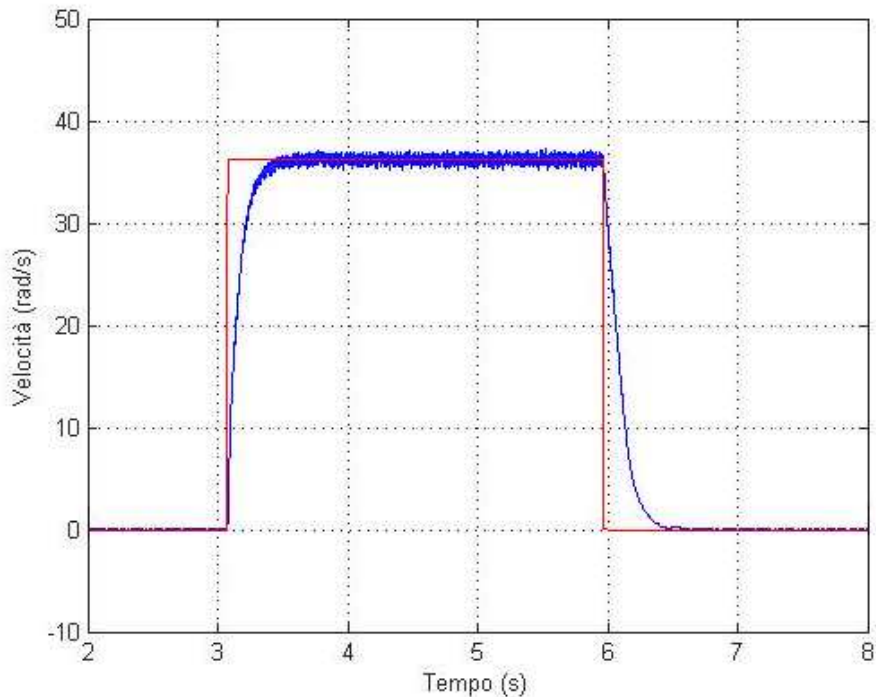


Figura 4.10: inseguimento "ottimo"

Per tre diverse condizioni di carico ($M = 0Kg$, $M = 27Kg$ e $M = 67Kg$), è stata calcolata una taratura "ottima", risultato di una procedura automatica di tuning del controllore. Tale procedura, detta VRFT, è descritta nel paragrafo seguente.

4.3 VRFT: Virtual Reference Feedback Tuning

In molte applicazioni di controllo pratiche, una descrizione matematica del sistema sotto controllo non è disponibile, e il controllore deve essere progettato sulla base delle misurazioni prese sul sistema. A partire dai lavori di Ziegler e Nichols, negli anni '40, diversi metodi sono stati sviluppati per risolvere questo problema di taratura; la caratteristica principale di queste tecniche è che possono essere facilmente implementate: semplici esperimenti sul sistema fisico vengono eseguiti e alcune regole, definite in precedenza, vengono applicata ai risultati degli esperimenti.

Il VRFT è un metodo di taratura automatica del regolatore per il controllo in anello chiuso, sviluppato nell'ultimo decennio e presentato in [], [], []; attraverso questo metodo è possibile ottenere una taratura del regolatore grazie ad un *singola set di dati*, raccolti sul plant. Il funzionamento del metodo è descritto di seguito, ma è utile sottolineare fin da subito come il VRFT sia applicabile solamente sotto alcune ipotesi:

- il sistema sotto controllore deve essere un sistema SISO, ovvero a singolo ingresso e singola uscita
- lo stesso sistema sotto controllo deve essere *lineare*
- il regolatore, oggetto di taratura, deve essere lineare

In effetti, in [] e [], sono indicate alcune estensioni al metodo, che permettono l'utilizzo di un metodo VRFT "esteso" anche a sistemi che non rispettano tali condizioni (sistemi MIMO o non lineari); la descrizione di tali estensioni non è tuttavia materia di questo lavoro.

4.3.1 Funzionamento

Si consideri lo schema in Fig. 4.11:

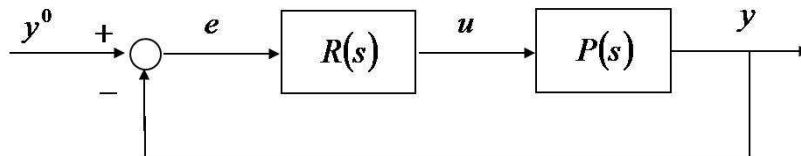


Figura 4.11: Sistema di controllo in anello chiuso

Lo schema a blocchi sopra riportato presenta un semplice sistema di controllo in anello chiuso, composto da un regolatore $R(s)$ e da un sistema sotto controllo (o *plant*) $P(s)$. I segnali nello schema sono i soliti:

- un *riferimento* $y^0(t)$
- un *errore* $e(t)$
- una *variabile di controllo* $u(t)$, ingresso al plant
- una *variabile sotto controllo* $y(t)$, uscita del plant

Il metodo VRFT si basa sulla seguente idea: dato un plant non noto $P(s)$, del quale è possibile ottenere misure sperimentali, si sceglie un modello lineare per il controllore,

$$C(s, \theta) = \beta(s)^T \cdot \theta \quad (4.4)$$
$$\beta(s) = [\beta_1(s) \beta_2(s) \dots \beta_n(s)]^T$$

ed un modello di comportamento per il sistema di controllo in anello chiuso,

$$M^0(s) = \frac{C(s, \theta) \cdot P(s)}{1 + C(s, \theta) \cdot P(s)} = \frac{\Omega(s)}{\Omega^0(s)} \quad (4.5)$$

Sul plant viene eseguito un singolo esperimento, durante il quale vengono misurati i segnali di ingresso e uscita $\{u(t), y(t)\}$; sulla base dei valori di uscita $y(t)$ viene ricostruito un *riferimento virtuale* $\bar{r}(t)$, secondo l'equazione

$$y(t) = M^0(s) * \bar{r}(t) \quad (4.6)$$

e viene calcolato l'errore virtuale

$$\bar{e}(t) = \bar{r}(t) - y(t) \quad (4.7)$$

Il controllore ottimo $C^*(s) \in C(s, \theta)$ è scelto secondo l'equazione:

$$u(t) = C^*(s) \cdot \bar{e}(t) \quad (4.8)$$

Di fatto dunque, la taratura del controllore si riduce alla semplice identificazione del modello $C^*(s)$ in Eq. 4.8.

Il metodo si può ridurre ad un algoritmo a tre passaggi, descritti di seguito; scelti il modello del sistema di controllo in anello chiuso, $M^0(s)$ ed un modello lineare di controllore $C(s, \theta)$, si esegue un singolo esperimento sul plant e si misura un set di dati $\{u(t), y(t)\}_{t=1 \dots N}$. Sulla base di questi risultati sperimentali:

1. Si calcola un riferimento virtuale $\bar{r}(t)$ tale che

$$y(t) = M^0(s) * \bar{r}(t)$$

e il relativo errore virtuale

$$\bar{e}(t) = \bar{r}(t) - y(t)$$

2. I segnali $\bar{e}(t)$ e $u(t)$ vengono filtrati con un filtro $L(s)$ scelto dall'utente:

$$\begin{aligned} e_L(t) &= L(s) * \bar{e}(t) \\ u_L(t) &= L(s) * u(t) \end{aligned}$$

3. Si identifica il vettore di parametri del controllore, θ , tali da minimizzare la cifra di merito costruisce la cifra di merito

$$J_{VR}^N = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (u_L^T(t) - C(s; \theta) e_L(t))^2 \quad (4.9)$$

Il risultato di questa procedura è la taratura del controllore, scelto all'interno della famiglia di controllori definita in precedenza; le caratteristiche del controllore ottenuto dipendono dalla scelta del modello e dalla scelta del filtro $L(s)$ (v. []).

4.3.2 Applicazione del metodo e risultati sperimentali

Il problema di controllo presentato in questo lavoro si presenta come un sistema in anello chiuso, con plant $P(s) = G_D(s)$ noto solamente in parte e regolatore $R(s)$ la cui struttura è nota e i cui parametri sono da regolare. Il *plant* (sollevatore) ha caratteristiche di non linearità che sono state inizialmente ignorate, con l'obiettivo di ottenere un risultato di taratura che sarà valutato nel seguito del capitolo.

Per l'applicazione del VRTF è necessario definire:

1. un modello di comportamento per il sistema di controllo in anello chiuso, $\hat{M}(s)$
2. una classe di controllori $C^0(s, \theta)$
3. un filtro $L(s)$

che sono stati scelti come di seguito:

- 1.

$$\hat{M}(z) = 0.556 \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 + 0.111z^{-1}} \quad (4.10)$$

La funzione di trasferimento in Eq. 4.10 è frutto della discretizzazione di un modello continuo, del primo ordine, a guadagno unitario e con pulsazione di taglio $\omega_c = 500 \text{rad/s}$. La discretizzazione è svolta con metodo di Tustin e periodo di campionamento $T_s = 0.001 \text{s}$, coerentemente con le specifiche di progetto.

2. La struttura del controllore è nota, il regolatore PI ha funzione di trasferimento

$$R_{PI}(s) = K_p \cdot \left(\frac{1}{sT_i} + 1 \right) \quad (4.11)$$

La discretizzazione del regolatore in Eq. 4.11 porta alla seguente funzione di trasferimento:

$$R_{PI}^*(z) = \bar{K}_i \cdot \frac{1 - \bar{T}_i z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.12)$$

caratterizzata dai parametri \bar{K}_i e \bar{T}_i che sono oggetto di taratura.

3. Il filtro $L(z)$ è definito come di seguito:

$$L(z) = \frac{M(z) \cdot (1 - M(z))}{U(z)} \quad (4.13)$$

La scelta del filtro $L(z)$ influenza le caratteristiche di ottimalità del controllore, risultato dell'algoritmo di taratura automatica. Per i dettagli di tale scelta si rimanda a [??].

Una volta definiti i modelli $\hat{M}(z)$, $R_{PI}^*(z)$ e $L(z)$, è stato svolto un singolo esperimento sul sollevatore: l'esperimento consiste in una movimentazione in anello aperto e nella misurazione dei segnali di corrente e velocità lato motore.

Le caratteristiche del segnale di test (corrente di armatura) devono rispettare due vincoli: da una parte il segnale di corrente deve essere sufficientemente "ricco", tale cioè da eccitare le diverse componenti meccaniche del sollevatore: per questo motivo il segnale di ingresso è un rumore bianco, la cui banda è limitata alle frequenze interessanti per il sistema; in secondo luogo il segnale deve rispettare un vincolo sui valori minimo e massimo, corrispondenti ai limiti dell'attuatore: al di fuori di questi, infatti, il regolatore ha comportamento non lineare.

L'esperimento di movimentazione svolto è rappresentato dai grafici in Fig. 4.12 (che riporta i dati per $M = 27 \text{Kg}$): dato un carico appeso, la corrente fornita al motore elettrico è inizialmente posta al valore di equilibrio. Successivamente, viene aggiunta una componente di corrente a rumore bianco, a banda limitata (3Hz), che provoca la

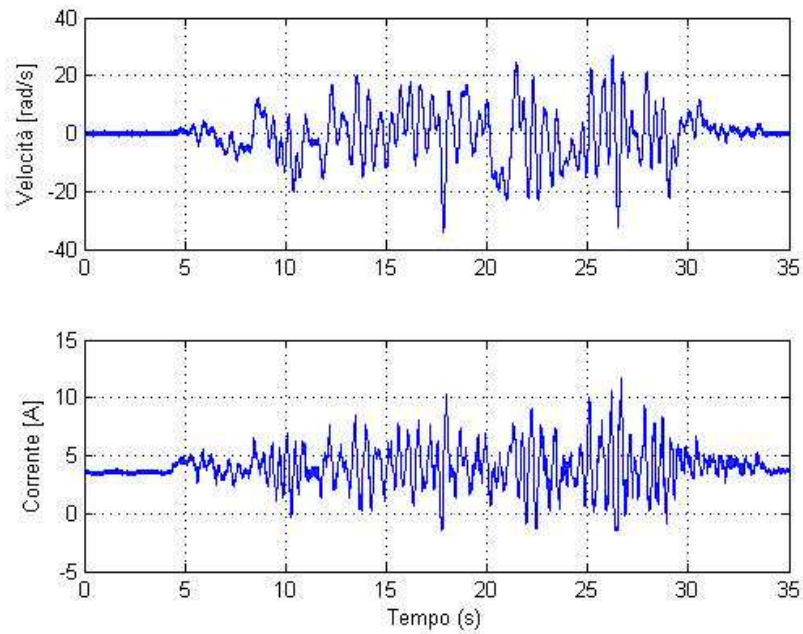


Figura 4.12: Schema del sistema di controllo in anello chiuso

movimentazione del carico appeso. L'esperimento ha durata di 30 secondi, durante i quali i dati di corrente e velocità sono misurati con frequenza di campionamento pari a $1KHz$; le misure prese compongono i dati $\{u(t), y(t)\}_{t=1:30k}$.

Una volta misurati i dati di uscita, sono ricostruiti i segnali virtuali di riferimento ($\bar{\omega}^0(t)$) ed errore ($\bar{e}(t)$); i segnali di errore ed ingresso sono filtrati attraverso il filtro $L(z)$ ed è costruita la cifra di merito in Eq. 4.9. La procedura di minimizzazione di tale cifra di merito porta all'ottimizzazione dei parametri del controllore.

L'applicazione del metodo VRFT ai segnali misurati per le tre condizioni di carico porta ai risultati descritti nel paragrafo seguente.

4.3.3 Risultati della taratura del regolatore

Di seguito sono riportati i risultati della taratura del regolatore, ovvero della scelta dei valori per il vettore di parametri $\theta = [k_p, T_i]$: per ognuna delle condizioni di lavoro è possibile trovare un *insieme* di valori di θ che definiscono condizioni di lavoro "ottimali" per il controllore.

La tabella seguente riporta gli intervalli subottimi per le tre differenti condizioni di lavoro: si può notare che esiste un'intersezione non vuota tra i tre insiemi, all'interno della quale è stata scelta la taratura definita "ottima" ed utilizzata nella scrittura definitiva del controllore.

Tabella 4.1: Tarature ottimali sulle differenti condizioni di carico

Massa appesa	T_i	K_p
7Kg	[0.1; 0.2]	[6; 30]
27Kg	[0.1; 0.2]	[4; 15]
67Kg	[0.1; 0.2]	[3; 12]

In base alle indicazioni fornite dalla tabella 4.1, è stata scelta una particolare taratura per il controllore $R(s)$, con funzione di trasferimento:

$$R_{PI}(s) = 7 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.15s} \right) \quad (4.14)$$

che garantisce comportamento "vicino" a quello ottimale per qualsiasi condizione di lavoro; questo regolatore è stato implementato ed utilizzato per il controllo del sollevatore: di seguito vengono mostrati i risultati delle prove di inseguimento e di regolazione del sistema di controllo in anello chiuso.

Inseguimento I grafici seguenti mostrano il comportamento del sistema alle diverse condizioni di carico, in termini di velocità e di azione di controllo; la Fig 4.13 si riferisce alle condizioni di sollevatore scarico: l'inseguimento è perfetto (linea blu della velocità misurata perfettamente sovrapposta alla linea rossa, riferimento di velocità).

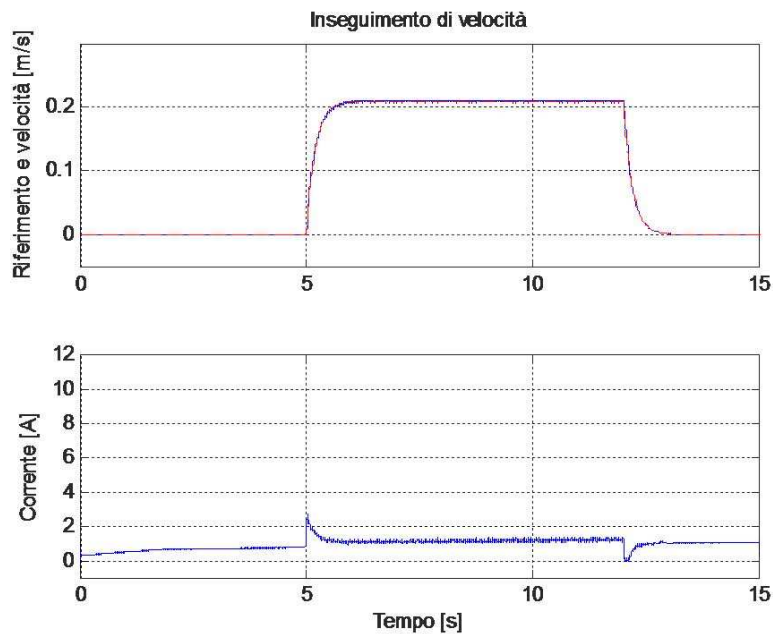


Figura 4.13: sollevatore scarico - inseguimento e azione di controllo

Per condizioni di medio carico ($47Kg$, Fig 4.14), le prestazioni rimangono ottime:

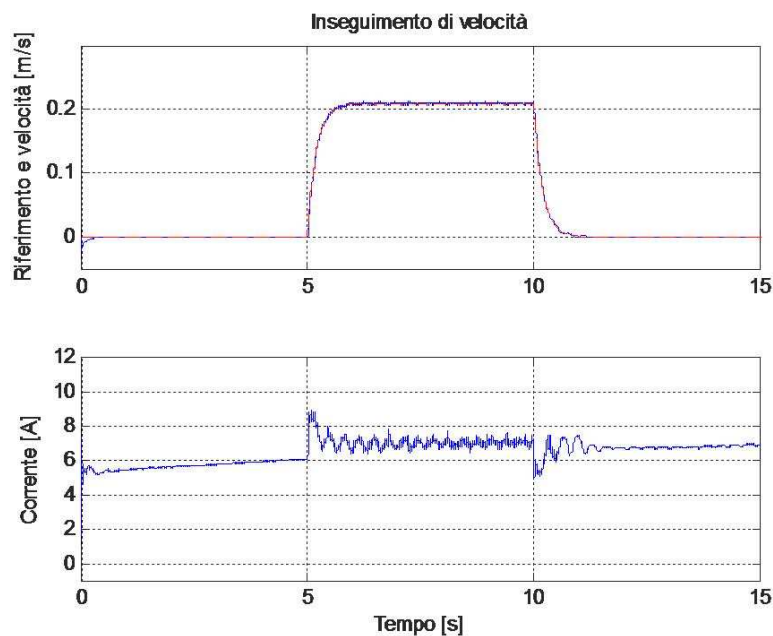


Figura 4.14: sistema a carico $M = 47Kg$ - inseguimento e azione di controllo

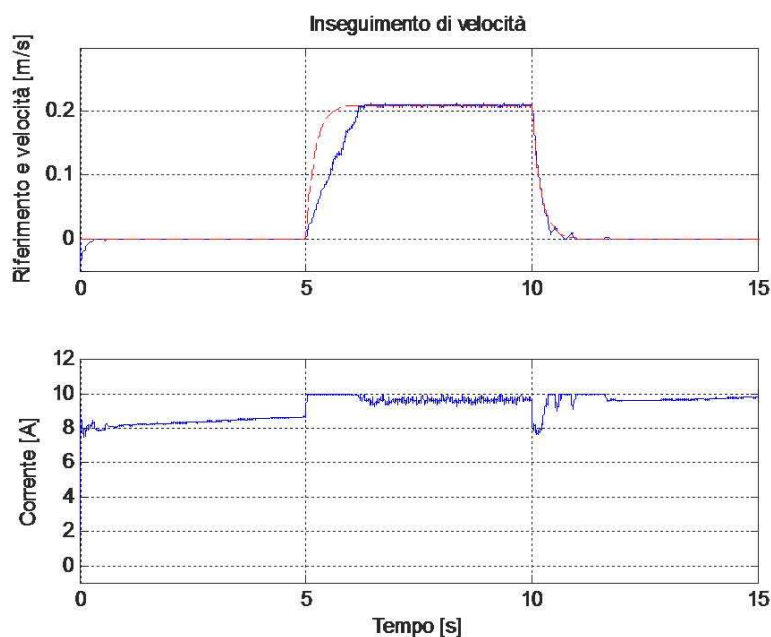


Figura 4.15: sistema a carico $M = 67Kg$ - inseguimento e azione di controllo

Se il sistema è in condizioni di carico limite ($67Kg$, Fig 4.15), il motore non garantisce la coppia sufficiente ad ottenere l'accelerazione richiesta per inseguire il profilo di velocità: la variabile di controllo satura e mantiene il valore massimo per più di 1 secondo. Il valore alto di velocità è raggiunto con un piccolo ritardo e il sistema antiwindup garantisce un comportamento ottimale, senza sovraelongazioni sul segnale di riferimento. Il risultato è particolarmente interessante se si tiene conto del metodo che ha portato all'individuazione dei parametri del regolatore $R(s)$: in condizioni di carico pieno, infatti, il regolatore lavora spesso in condizioni di non linearità, ma le prestazioni del sistema di controllo non ne vengono condizionate. I risultati del metodo VRFT si dimostrano dunque robusti di fronte a questa particolare condizione.

E' possibile notare, nei grafici precedenti, una particolarità nell'andamento della variabile di controllo $i_m(t)$; si consideri il grafico di Fig. 4.15: per mantenere in equilibrio statico il carico agganciato, il range di valori di corrente utilizzati dal regolatore parte da circa 8 ampère e raggiunge (dopo la movimentazione) i 9.5 ampère. Per spiegare questa corrispondenza non univoca tra condizione di moto e corrente è necessario ricordare la presenza degli attriti statici che affliggono il meccanismo: gli attriti sono completamente controllati dal regolatore e non hanno effetto alcuno sull'uscita del sistema (velocità), ma la loro azione si fa sentire sulla variabile di controllo (corrente elettrica).

Regolazione Gli ultimi grafici mostrano il comportamento del sistema, in equilibrio statico, a fronte di un improvviso cambio del carico appeso.

Un aumento di carico di circa $10Kg$ è "assorbito" dal sistema in 5 centesimi di secondo, entro i quali il carico è rimesso in equilibrio statico.

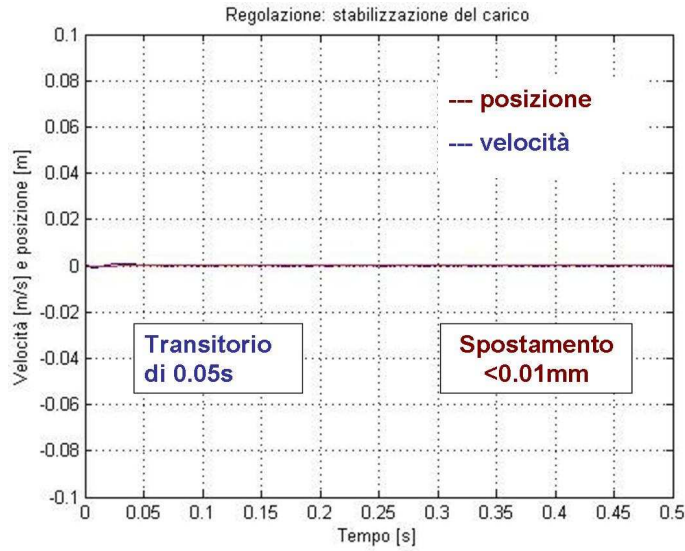


Figura 4.16: regolazione a zero - sistema a carico minimo ($M = 7Kg$)

Se la differenza di carico aumenta ($47Kg$ e $67Kg$), il sistema reagisce in un tempo maggiore, ma comunque molto rapido (circa 15 centesimi di secondo)

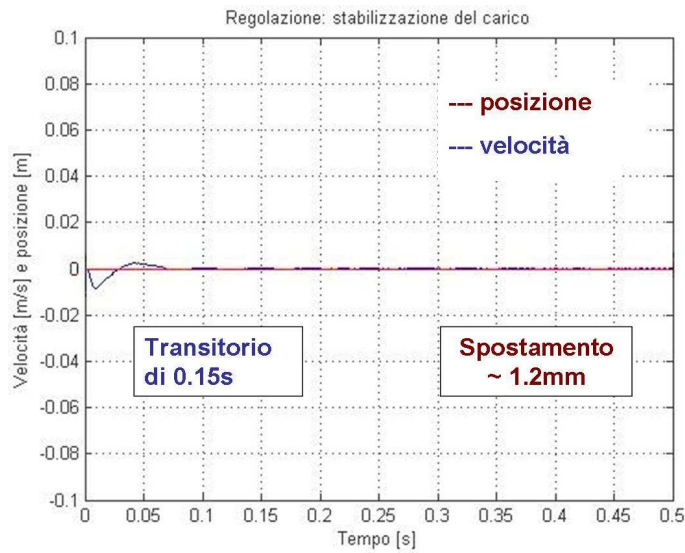


Figura 4.17: regolazione a zero - sistema a carico $M = 47Kg$

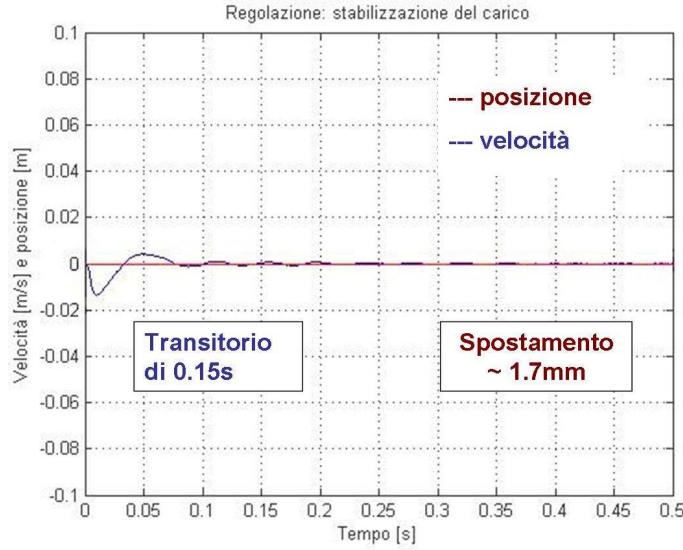


Figura 4.18: regolazione a zero - sistema a carico $M = 67Kg$

4.4 Sintesi del filtro alla maniglia sensitiva

Una volta tarato e testato l'anello di regolazione, è necessario definire un sistema per la generazione del riferimento in velocità da passare al regolatore stesso; il profilo di velocità deve essere l'interpretazione delle intenzioni dell'operatore, registrate dalla maniglia sensitiva.

Analizzando il sensore che misura l'azione dell'operatore, si possono evidenziare i problemi da risolvere per la definizione del filtro digitale che genera il riferimento in velocità:

- Il sensore posto nella hand cell misura una *forza*: si rende necessaria un'operazione di integrazione per ottenere un segnale di velocità, infatti:

$$F = ma \rightarrow F = m\dot{v} \Rightarrow V(s) = \frac{1}{s} * \frac{F(s)}{m} \quad (4.15)$$

Da notare che la massa m che compare nelle equazioni precedenti non ha nulla a che fare con la massa del carico appeso: il riferimento di velocità prodotto dal filtro che verrà implementato, e con modello

$$G_{HC}(s) = \frac{\mu_{HC}}{s\tau_{HC} + 1} \quad (4.16)$$

è completamente indipendente dal carico appeso. La "traduzione" in coppia è affidata al regolatore $R(s)$, in maniera del tutto trasparente all'operatore: è questo il motivo per il quale il sistema che implementa un controllo in velocità può risultare freddo, tale da non far percepire alcun peso all'operatore umano. La taratura dei parametri μ_{HC} e τ_{HC} svolge un ruolo particolarmente importante nella definizione delle caratteristiche di movimento del sollevatore;

- Lo stesso sensore di hand cell è affetto da rumore: la caratteristica di questo rumore è tuttavia limitata e non affetta da componenti periodiche tali da inficiare il funzionamento di un filtro con frequenza di taglio bassa, come quello in progettazione.
- L'offset del sensore non è costante. Questa caratteristica è particolarmente rischiosa per un sistema di controllo come quello in fase di studio e per il quale le componenti di attrito sono superate dal controllo automatico (le stesse componenti di attrito che

impedirebbero il movimento per il sistema di controllo attuale, anche in presenza di piccoli segnali dalla maniglia): una componente minima di segnale dalla maniglia viene interpretata come richiesta di accelerazione e genera una legge di moto a velocità crescente.

E' necessario adottare una "zona morta" attorno al valore medio dell'offset; l'ampiezza di questa zona morta è stata fissata a 2.5 newton, coerentemente con il sistema attualmente impiegato. Con questo accorgimento ogni segnale generato dalla maniglia e che non superi la zona morta, viene considerato nullo dal controllore, e il problema della deriva è superato.

E' possibile dare una rappresentazione della generazione del riferimento di velocità, a partire dalla forza esercitata dall'operatore, tramite il seguente schema a blocchi:

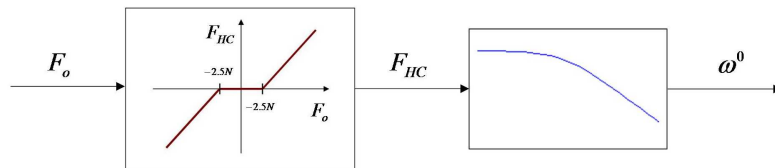


Figura 4.19: Generazione del riferimento: schema a blocchi

Taratura del filtro Il filtro $G_{HC}(s)$ è caratterizzato da due parametri, la cui funzione ha un riscontro fisico piuttosto preciso.

Il guadagno μ_{HC} definisce il fattore costante di conversione tra forza misurata dalla maniglia sensitiva e ampiezza del profilo di velocità; attraverso questo parametro viene anche regolata la massima velocità raggiungibile dal motore, controllato in anello chiuso. La figura successiva mostra un confronto tra diverse tarature del parametro: a partire da azioni molto simili sulla maniglia sensitiva (difficile ottenere un'azione identica e ripetibile sulla maniglia) vengono create tre leggi di moto simili ma scalate in ampiezza.

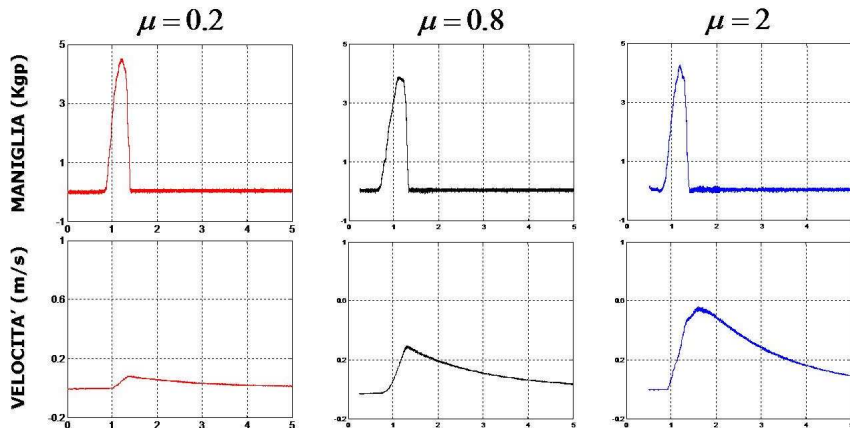


Figura 4.20: profili di velocità a fronte di differente guadagno del filtro $G_{HC}(s)$

La costante di tempo del polo, τ_{HC} , definisce la rapidità di reazione del sistema agli input di maniglia: la taratura di questo parametro definisce la sensibilità del controllo e la sensazione di macchina "calda", affetta da una maggiore inerzia e quindi in grado di rendere all'operatore la sensazione della massa appesa, o "fredda", condizione in cui la massa appesa "scompare" alle sensazioni dell'operatore.

La taratura del parametro τ_{HC} lascia aperta una possibile *personalizzazione* delle prestazioni del sollevatore, entro i limiti dettati da due considerazioni: un sistema "lento", caratterizzato da valori alti di τ_{HC} , garantisce robustezza al sistema di controllo, ma può

risultare tanto lento da fermare il carico in un tempo superiore a qualche secondo, in assenza di segnali da maniglia, con il rischio di carico in movimento lento ma non voluto.

La Fig. 4.21 mostra la velocità del carico (segnale in blu) a fronte di un'azione sulla maniglia sensitiva (segnale in rosso, espresso in newton): da notare che la velocità non si esaurisce nemmeno dopo 2 secondi dalla *fine* dell'azione sulla maniglia, lasciando il carico in movimento.

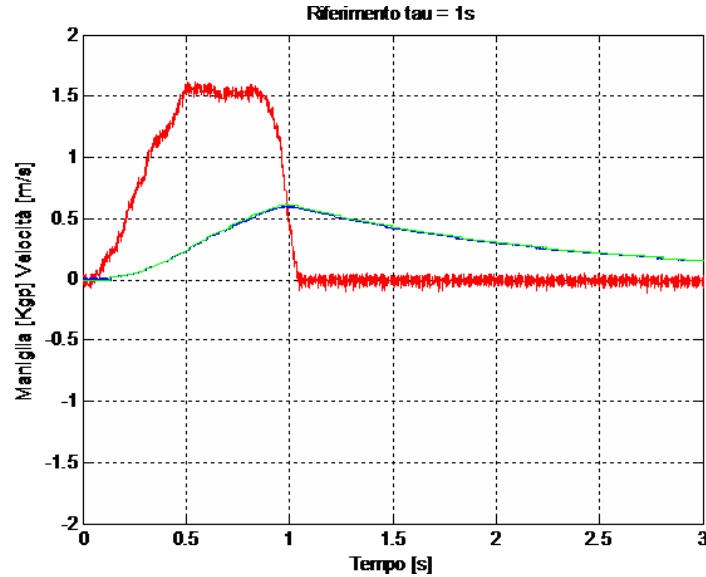


Figura 4.21: effetto di una taratura "lenta" del parametro τ_{HC}

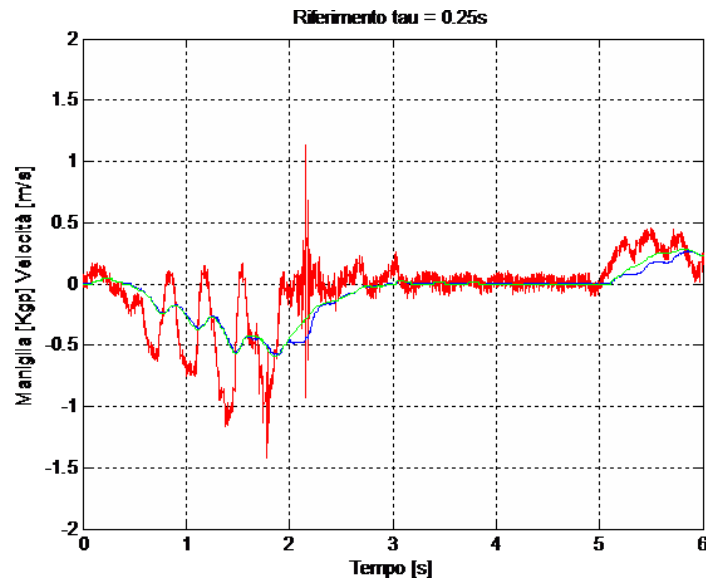


Figura 4.22: effetto di una taratura "veloce" del parametro τ_{HC}

Un sistema molto "veloce", d'altra parte, garantisce tempi di reazione dell'ordine dei decimi di secondo (non ha senso, per quanto tecnicamente già possibile con il sistema sperimentale implementato, scendere a reazioni dell'ordine dei centesimi per la movimentazione del carico), ma porta il sistema molto vicino ai limiti di risonanza; le frequenze di risonanza del sistema con carico limite sono di poco inferiori a $3Hz$.

In Fig 4.22 è mostrata una brusca azione sulla maniglia sensitiva, con carico "limite": il sistema reagisce immediatamente, ma la struttura comincia a vibrare; le oscillazioni

sono percepite sulla maniglia stessa, impugnata dall'operatore, il quale non può fare altro che lasciare la maniglia e attendere la conclusione delle vibrazioni, prima di ricominciare ad utilizzare il sollevatore.

I valori utilizzati per i parametri del filtro $G_{HC}(s)$ nelle figure precedenti rappresentano i limiti entro i quali il sistema rimane controllabile e stabile. La taratura migliore per la macchina in esame, comunque soggetta ad interpretazioni e sensazioni personali dell'operatore, è una media dei valori espressi ($\mu = 1.5$, $\tau = 0.8$); macchine differenti ma dello stesso modello sono con buona probabilità soggette a variazioni nel funzionamento, ma una taratura unica e identica a quella utilizzata per il LIFTRONIC EASY80 in esame fornisce certamente performance vicine a quella ottimale.

Dal punto di vista dell'operatore, che impugna la maniglia sensitiva per movimentare il carico, il sistema reagisce con sufficiente prontezza alle richieste di accelerazione iniziale e cambi di direzione; le oscillazioni della struttura meccanica, evidenziate per tarature particolarmente "cattive" del filtro $G_{HC}(s)$ (cfr. 4.22), sono ridotte tanto da risultare trasparenti all'operatore e non influiscono sul buon funzionamento del sollevatore.

4.5 Conclusioni

La definizione di un sistema di controllo in anello chiuso passa attraverso la soluzione di due problemi: da una parte la scelta e taratura di un regolatore da porre all'interno dell'anello di controllo; dall'altra la definizione di un sistema che, sfruttando il sensore solitamente impiegato per la movimentazione da parte dell'utente, possa creare una legge di moto utilizzabile dal regolatore, che mantenga il sistema in condizioni di stabilità e sicurezza.

Per la scrittura del regolatore automatico sono state definite un insieme di specifiche di controllo, che vanno dal periodo di campionamento alla banda passante del sistema di controllo in anello chiuso. La struttura del regolatore è stata scelta secondo un canone di semplicità, adottando un modello standard come quello dei regolatori ad azione proporzionale e integrale (PI); la taratura del regolatore, svolta per tre diverse condizioni di carico, è svolta con una procedura automatica descritta nel paragrafo 4.3 e capace di fornire risultati ottimali grazie ad un singolo e semplice esperimento svolto sul sollevatore.

I risultati di taratura per le diverse condizioni di carico evidenziano la possibilità di adottare un singolo controllore con taratura unica, che garantisce performances molto vicine alle ottimali; di conseguenza si è scelto di *non* implementare uno scheduling sui valori di parametri del regolatore, che avrebbe appesantito il software di controllo senza garantire miglioramenti sensibili al controllo.

Per quanto riguarda la creazione di un segnale di riferimento, sono state necessarie due operazioni: la definizione di una zona morta in grado di risolvere il problema relativo all'offset del sensore e che previene la movimentazione del carico per maniglia "libera", non utilizzata. La scrittura di un filtro digitale che traduce la misura di forza registrata dal sensore di hand cell in una legge di moto in velocità, e la cui taratura deve rispettare alcuni limiti, definiti per mantenere il sistema in regione di controllabilità e stabilità.

Il sistema è stato implementato con una strumentazione hardware e software di prototipazione rapida e fornisce prestazioni ottime per carico movimentato a partire dalla maniglia sensitiva, in condizioni di utilizzo *standard*: il sistema di controllo in anello chiuso dimostra prestazioni vicine o addirittura superiori al sistema attuale, utilizzato in "memoria aperta", con lettura continua del dato proveniente dalla load cell.

Il capitolo seguente descrive le logiche di funzionamento del sistema in "memoria chiusa", controllato in anello chiuso e senza informazioni sul carico appeso.

Capitolo 5

Logica di controllo in anello aperto: il float mode

Il funzionamento in 'memoria chiusa' del sistema attuale, definito da qui in avanti come *float mode*, è un sistema di movimentazione in anello aperto: la definizione della corrente di alimentazione non dipende dai valori di velocità misurati ed il regime di moto del carico (così come quello del motore) non viene controllato. L'architettura del sistema di controllo attuale, in regime di float mode, è descritto dallo schema in figura:

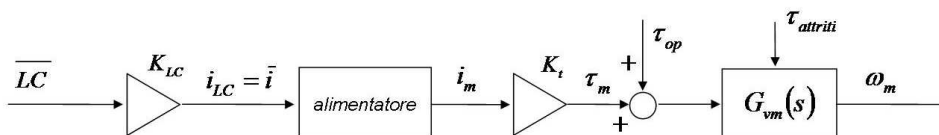


Figura 5.1: Float mode: architettura di controllo in anello aperto

A differenza del normale regime di movimentazione, dunque, il float mode non prevede l'utilizzo della maniglia sensitiva. L'operatore impugna direttamente il carico: nello schema è introdotto un ingresso τ_{op} che corrisponde alla riduzione al motore della forza impressa dall'operatore sul carico. Nel seguito del capitolo sarà omessa la dipendenza del controllo dall'alimentatore e verranno considerati identici i segnali di corrente $i_m(t)$ e $\bar{i}(t)$.

Il float mode permette di utilizzare il servomeccanismo come un semplice *bilanciatore di carico*; questa funzionalità, peculiare del prodotto Indeva, rappresenta un vantaggio rispetto a prodotti concorrenti e deve perciò essere replicata sul sistema di controllo in via di sviluppo. Il nuovo sistema di controllo si basa su di un'architettura ad anello chiuso (v. schema in Fig 4.2), completamente differente dal sistema precedente e non prevede nemmeno l'utilizzo del sensore di load cell, attualmente impiegato per il float mode. Per poter garantire a questo sistema la funzionalità di bilanciamento, è stato sviluppato un algoritmo *ad hoc*: il presente capitolo è stato scritto con l'obiettivo di definire tale algoritmo e di valutarne le prestazioni.

In § 5.1 è brevemente descritto il sistema di float mode attuale e vengono discusse le scelte che portano alla definizione di un diverso algoritmo. Il nuovo metodo viene presentato (§ 5.2) e validato attraverso un insieme di esperimenti presentati in § 5.2.1.

5.1 Sistema attuale

Il sistema di movimentazione *float mode* attualmente impiegato può essere descritto come l'applicazione in sequenza di due macro - operazioni:

1. La definizione di due valori di corrente, indicati di seguito con i_{EQ}^- e i_{attr}^- ;
2. La determinazione della corrente di alimentazione $i_m(t)$, il cui valore è basato sulle misure di velocità e sui valori precedentemente definiti

Le due operazioni sono svolte come segue: quando l'operatore attiva il regime di float mode, il valore letto dalla load cell viene registrato e 'congelato'. Il microncontrollore calcola un valore di corrente tale da mantenere il carico appeso in equilibrio statico, secondo la formula seguente:

$$i_{EQ}^- = \frac{1}{K_t} \cdot \frac{\tau_l}{n_1 n_2} = \frac{R}{K_t \cdot n_1 n_2} \cdot F_{LC} \quad (5.1)$$

Il valore del parametro i_{attr}^- è ottenuto per interpolazione su di una tabella di valori massa - attrito statico e definisce la corrente necessaria a vincere l'attrito statico che affligge il sollevatore:

$$i_{attr}^- = i_{attr}^-(M) \quad (5.2)$$

La tabella di valori è frutto dell'analisi statistica su dati 'storici', raccolti negli anni su macchine diverse.

A partire dai valori i_{EQ}^- e i_{attr}^- sono determinati i valori di corrente di alimentazione del motore elettrico, secondo lo schema descritto in § 1.3.2:

- per carico in condizioni di equilibrio statico, la corrente di alimentazione assume l'andamento di un'onda quadra a valori:

$$i_m(t) = \begin{cases} i_{EQ}^- + \alpha \cdot i_{att}^- \\ i_{EQ}^- - \alpha \cdot i_{att}^- \end{cases}$$

Il valore del parametro α è attualmente fissato ad $\alpha = 0.5$; la scelta di questo valore è dettata dalla necessità di evitare una movimentazione spontanea del carico; il periodo dell'onda quadra è fissato a $T = 0.2s$ ed è tale da non eccitare alcun fenomeno di oscillazione naturale della struttura meccanica.

- per condizioni di carico *in moto*, la corrente di alimentazione è data da:

$$i_m(t) = i_{EQ}^- + i_{att}^- \cdot \text{sign}(\omega_m(t))$$

La componente variabile con il segno della velocità ω_m è tale da vincere le componenti di attrito coulombiano; la corrente i_{att}^- è sfruttata interamente ed il 'controllo' di movimentazione del carico è di fatto affidato all'operatore;

- Una ulteriore componente di corrente elettrica è impiegata in fase di primo distacco e di inversione del moto; la caratteristica di corrente è:

$$i_E(t) = k_E \cdot \frac{d}{dt}(\omega_m(t))$$

l'algoritmo è utilizzato solamente per valori di accelerazioni che superino una data soglia $\bar{\omega}$; la sua implementazione è opzionale, legata alla singola macchina e la componente di corrente $i_E(t)$ si somma a quella definita con $i_m(t)$

Il nuovo sistema di controllo non prevede l'impiego della load cell; questa limitazione impedisce la semplice replica dell'algoritmo di float model sul sistema futuro. Per l'implementazione del regime di float mode sul sistema in via di sviluppo si rende necessario un metodo diverso per la ricerca dei valori i_{EQ}^- e i_{att}^- , di una coppia di valori equivalenti. Una volta definiti questi valori, infatti, il sistema di movimentazione è replicabile, in anello aperto, anche sul nuovo sistema di controllo.

5.2 Nuovo float mode

Il primo obiettivo dello studio svolto per la definizione del nuovo sistema di float mode è la definizione di un metodo per l'individuazione dei valori $\{i_{EQ}^-, i_{att}^-\}$, senza utilizzare la cella di carico; la determinazione di questi valori deve avvenire in condizioni di funzionamento *in anello chiuso*, durante il normale ciclo di lavoro del sollevatore. In prima istanza è immediato pensare che il valore della massa appesa sia ricavabile del valore di corrente $i_m(t)$ per condizioni statiche, secondo la relazione

$$\hat{i}_m = \frac{1}{K_t} \cdot \frac{Rg}{n_1 n_2} \cdot M \Rightarrow \hat{M} = K_t \cdot \frac{n_1 n_2}{Rg} \cdot \hat{i}_m \quad (5.3)$$

Tuttavia è necessario ricordare due caratteristiche del sistema di controllo in anello chiuso: in primolo luogo l'attrito statico che agisce sul sollevatore crea una 'zona morta' di forza (e in maniera equivalente, di *corrente*) attorno al valore di equilibrio i_{EQ}^- teorico: in altre parole qualsiasi valore di corrente nell'intorno

$$I(i_{EQ}^-) = [i_{EQ}^- - i_{attr}^-; i_{EQ}^- + i_{attr}^-] \quad (5.4)$$

mantiene il carico in equilibrio statico e la determinazione di i_{EQ}^- non è univoca. In secondo luogo, in condizioni di richiesta $\omega^0 = 0$, il controllore *PI* ha un funzionamento 'naturale' che inficia la lettura di i_{EQ}^- : il regolatore ha bisogno di leggere un errore per poter generare una variabile di controllo ed il sistema viene spinto ai limiti dell'equilibrio statico richiesto dal set-point; il valore di corrente misurabile per $\omega^0 = 0$ si avvicina molto ai valori limite dell'intervallo in Eq. 5.4, piuttosto che al suo valor medio.

Per ovviare a questa limitazione, è stato definito un metodo differente per la valutazione delle correnti necessarie al float mode: non più la determinazione dei valori $\{i_{EQ}^-, i_{att}^-\}$, ma diretta individuazione dei valori $\{i^+, i^-\}$ definiti come di seguito:

$$i^+ = i_{EQ}^- + i_{att}^- \quad (5.5)$$

$$i^- = i_{EQ}^- - i_{att}^- \quad (5.6)$$

Individuare tali valori permette di determinare tutti i valori utili al float mode; la determinazione di questi due valori è praticabile anche con un sistema di controllo in anello chiuso ed il paragrafo seguente descrive l'implementazione adottata per il nuovo algoritmo di float mode ed i criteri che hanno portato a questa scelta.

5.2.1 Metodo di individuazione delle soglie

L'algoritmo di determinazione dei valori i^+ e i^- deve rispettare alcuni vincoli:

- per ragioni di sicurezza, l'algoritmo deve lavorare in regime di controllo in anello chiuso;
- la stima dei due valori costituisce un'operazione preliminare al regime di float mode e deve risultare trasparente all'operatore; l'operazione deve quindi concludersi entro pochi decimi di secondo;
- la stima prescinde dalla conoscenza della massa appesa e deve funzionare per qualsiasi condizione di carico
- i risultati della stima devono essere sufficientemente accurati e ripetibili; in particolare la stima dei due valori deve essere tale da 'centrare' il valore di massa appeso.

Ricordando che il sistema di controllo in via di sviluppo lavora ad $1kHz$ (e quindi con tempo di campionamento pari a $T_s = 1ms$), il metodo implementato è descritto dalle seguenti operazioni:

1. all'istante $t = 1$ giunge la richiesta di float mode: il controllore pone il set point ω^0 a zero, per determinare una condizione di quiete sul carico. Tale condizione è mantenuta per 200 millisecondi, per garantire all'algoritmo robustezza rispetto alle condizioni di moto che precedono la richiesta di float mode;
2. all'istante $t = 201$ il set-point è posto a $\omega^0(t) = +\varepsilon_\omega$: al sistema è richiesto un movimento a velocità positiva, costante e molto lenta (pochi millimetri al secondo la velocità lineare, lato carico); il regime di moto è mantenuto per 200 millisecondi e negli ultimi 100 istanti viene misurata la corrente di motore. La media di questi campioni di corrente determina il parametro i^+ .
3. all'istante $t = 401$ il set-point varia di nuovo e viene posto a $\omega^0(t) = -\varepsilon_\omega$; il regime di moto è mantenuto per 200 millisecondi e negli ultimi 100 viene determinato il valore i^- , secondo lo schema appena descritto per i^+ .

L'algoritmo termina con la valutazione dei due parametri e la durata complessiva dell'operazione è di 600 millisecondi.

I due valori appena determinati, vengono utilizzati per calcolare i due parametri i_{EQ}^- e i_{attr}^- , secondo le relazioni seguenti:

$$i_{EQ}^{\hat{}} = \frac{i^+ + i^-}{2} \quad (5.7)$$

$$i_{attr}^{\hat{}} = \frac{i^+ - i^-}{2} \quad (5.8)$$

Una volta calcolati questi due parametri, il sistema di movimentazione in float mode descritto in precedenza può essere replicato.

5.3 Prestazioni del nuovo metodo

5.3.1 Funzionamento

Il metodo fin qui descritto è stato implementato sul sistema elettronico di prototipazione e sperimentato sul sistema fisico; in figura 5.2 sono mostrate le misure di velocità e corrente, registrate in regime di float mode in condizione di carico $M = 7Kg$.

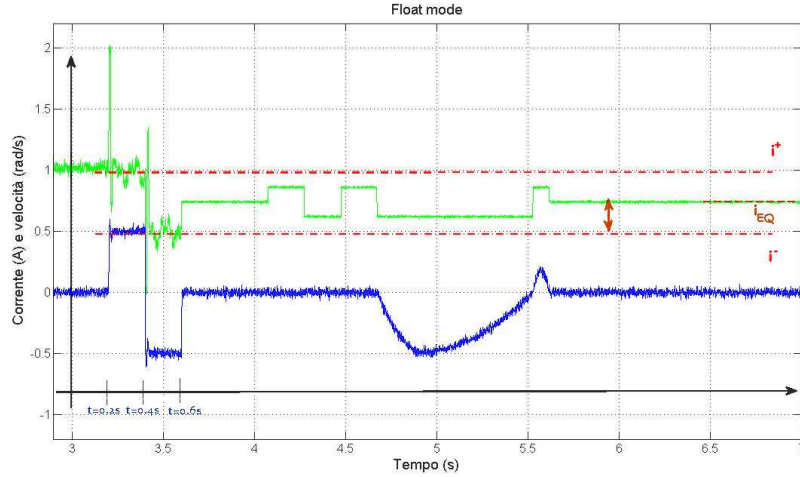


Figura 5.2: Funzionamento in float mode

Il segnale di velocità, in blu, mostra un corretto inseguimento del profilo di velocità richiesto per la determinazione delle soglie di corrente: il setpoint è inizialmente nullo, descrive uno scalino di velocità positiva ed uno di velocità negativa.

Il segnale di corrente, in verde, dimostra una serie di caratteristiche che sono state oggetto di analisi:

- per condizione di setpoint nullo, la corrente generata è molto vicina a vincere l'attrito statico ($i_m(t) \approx i^+$); questa osservazione conferma quanto detto in precedenza: non è possibile leggere un valore di massa dalla corrente di motore, nemmeno in condizioni di equilibrio statico;
- quando il setpoint varia, imponendo una variazione istantanea della velocità, la corrente subisce un impulso; al raggiungimento della velocità di setpoint, la corrente si 'stabilizza' attorno ad un valore \hat{i}^+ ;
- alla nuova richiesta di variazione della velocità, la reazione del sistema di controllo è speculare a quella precedente: un impulso di corrente ed una successiva fase di stabilizzazione attorno ad un valore \hat{i}^- ;
- trascorsi $600ms$ (quando la stima delle due soglie è completata), la corrente assume l'andamento di un'onda quadra, i cui valori sono

$$i_m(t) = \begin{cases} \frac{\hat{i}^+ + \hat{i}^-}{2} + \frac{\hat{i}^+ - \hat{i}^-}{2} \\ \frac{\hat{i}^+ + \hat{i}^-}{2} - \frac{\hat{i}^+ - \hat{i}^-}{2} \end{cases}$$

Una considerazione ulteriore è necessaria per valutare i risultati ottenuti: dalla stessa figura 5.2 è possibile notare come i valori di corrente, prima dell'inizio della procedura di float mode, siano spesso maggiori della soglia simata \hat{i}^+ ; nonostante questa condizione, il carico rimane immobile (si veda, ad esempio, l'istante $t = \text{????}$). Il fenomeno è facilmente spiegabile: le soglie valutate secondo la nuova procedura contengono informazioni sull'attrito agente sul sistema in condizioni di moto, quindi *dinamiche*; il valore del parametro \hat{i}_{attr} , calcolato secondo la formula in Eq. 5.9

$$\hat{i}_{attr} = \frac{\hat{i}^+ - \hat{i}^-}{2} \quad (5.9)$$

è una stima dell'attrito coulombiano e non di quello statico. Tuttavia tale valore risulta ugualmente utile per definire la funzionalità di float mode, come confermato dai risultati presentati di seguito.

5.3.2 Risultati

I risultati qui presentati si riferiscono ad una serie di prove svolte sul sollevatore oggetto di studio, a tre differenti condizioni di carico. Gli esperimenti hanno per obiettivo la valutazione delle prestazioni di precisione e ripetibilità della stima delle correnti i^+ e i^- e la valutazione del regime di moto determinato dal nuovo sistema di float mode.

Per ciascuna condizione di carico, la procedura di attivazione del float mode è stata richiamata $N = 1000$ volte; per ciascuna prova sono stati valutati i parametri:

$$\hat{M}_k = K_t \cdot \frac{R \cdot g}{n_1 n_2} \cdot \frac{(\hat{i}^+ + \hat{i}^-)}{2} \quad (5.10)$$

$$\hat{C}_k = K_t \cdot \frac{R \cdot g}{n_1 n_2} \cdot \frac{(\hat{i}^+ - \hat{i}^-)}{2} \quad (5.11)$$

Per valutare le prestazioni del sistema sviluppato sono stati considerati i seguenti indicatori:

•

$$\hat{M}_{fm} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \hat{M}_k \quad (5.12)$$

definisce la consistenza della stima di massa e dunque la capacità del metodo di 'centrare' la corrente \hat{i}_{EQ} sul valore corretto, utile a bilanciare la sola forza peso agente sul carico;

•

$$var[\hat{M}_k] = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(\hat{M}_k)^2] \quad (5.13)$$

definisce la variabilità della stima di massa ottenuta, ed è un parametro confrontabile con la misura di massa che si ottiene con la cella di carico;

•

$$\hat{C}_{fm} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \hat{C}_k \quad (5.14)$$

definisce la capacità del metodo di rilevare l'attrito coulombiano agente sul sistema; i valori di questo indicatore sono confrontabili con quelli di attrito statico e coulombiano rilevati sul sollevatore e commentati in precedenza (v ??).

•

$$var[\hat{C}_k] = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(\hat{C}_k)^2] \quad (5.15)$$

definisce la variabilità della stima di attrito; assieme al primo parametro, questa quantità determina la possibilità di movimentazione spontanea del carico.

Ai fini della valutazione dei risultati, è importante dettare una considerazione: i valori dei primi due indicatori sono confrontabili con il valore della massa appesa e di fatto hanno un valore 'obiettivo'; la valutazione del sistema di float mode secondo questi indicatori è particolarmente utile e facile.

I valori dei parametri di attrito *stimato*, al contrario, sono confrontabili con una serie di dati che provengono a loro volta da una serie di analisi *statistiche* svolte sui valori di attrito coulombiano, tipici del sollevatore. I valori di questi indicatori non hanno un vero metro di confronto, ma rimangono utili per valutare le caratteristiche di stima dell'attrito coulombiano e per validare i modelli di attrito precedentemente descritti in questo lavoro.

	M=0Kg	M=37Kg	M=67Kg
\hat{M}_{fm}	4.46	40.87	70.97
$var[\hat{M}_k]$	1.72	2.91	4.06
\hat{C}_{fm}	bla	bla2	bla3
$var[\hat{C}_k]$	bla4	bla5	bla6

Tabella 5.1: Indicatori di prestazione del float mode, per le diverse condizioni di carico

La tabella 5.1 riassume gli indici delle prestazioni del metodo di stima delle due soglie di corrente; i valori sono calcolati in base ai dati raccolti per le prove sperimentali condotte sullo stesso sollevatore, e che andranno ripetute su macchinari diversi da quello utilizzato in fase di studio, per validare ulteriormente il metodo appena descritto.

Per una valutazione migliore delle capacità del metodo, è necessario prevedere di svolgere la stessa campagna di esperimenti su macchine differenti da quella utilizzata, per valutare la dipendenza del metodo di stima dalle caratteristiche di attrito della singola macchina. Ad ogni modo l'analisi statistica condotta e qui presentata fornisce indicazioni incoraggianti rispetto alle prestazioni del metodo descritto nel corso del capitolo.

5.4 Conclusioni

Il float mode è un metodo di movimentazione in anello aperto, che costituisce un vantaggio offerto dal sollevatore LIFTRONIC EASY80 rispetto ai sistemi suoi concorrenti. Obiettivo dello studio presentato in questo capitolo è la valutazione dell'algoritmo di float mode attualmente impiegato, ed in particolare della possibilità di replicare tale algoritmo sul sistema di controllo in anello chiuso.

La descrizione del sistema attuale evidenzia l'impossibilità di utilizzare lo stesso schema per progettare un sistema di float mode sul nuovo sistema di controllo; per questo motivo è stato sviluppato un metodo *ad hoc* di valutazione delle correnti utili alla movimentazione in anello aperto. Il metodo proposto in questo lavoro non solo permette di replicare il funzionamento del sistema precedente, ma garantisce alcuni vantaggi rispetto a quello.

L'algoritmo progettato si dimostra affidabile per prestazioni e per robustezza alle variazioni di attrito; il sistema è completamente trasparente all'operatore e fornisce i dati necessari alla generazione delle correnti di float mode in un tempo particolarmente breve (600 ms). Il sistema sviluppato si basa su di un algoritmo di stima *on-line* dei valori di massa e attrito che insistono sul sistema e dunque il principale vantaggio rispetto al sistema attuale consiste nella capacità di valutare dinamicamente le componenti di attrito, variabili con il tempo.

A partire dalle condizioni in cui il sistema si trova, una volta svolti i calcoli per determinare le correnti i^+ , i^- , i_{EQ} e i^g , ogni accorgimento adottato nel sistema attuale è replicabile sul nuovo sistema di controllo.

Resta da sottolineare che la determinazione delle soglie di corrente è *statistica* e perciò soggetta ad errori, la percentuale dei quali è tuttavia sperimentalmente bassa.

E' argomento di discussione la possibilità di definire una procedura di apprendimento in grado di migliorare le prestazioni dell'algoritmo proposto: in linea di massima si tratta di descrivere un processo di "aggiornamento" delle stime e della caratteristica *corrente media/ampiezza soglie*, organizzare in un database le informazioni raccolte ad ogni iterazione del float mode e sfruttare queste informazioni per correggere potenziali errori nelle stime puntuali.

Capitolo 6

Sensore di massa software

6.1 Introduzione

Il sistema di controllo che governa la movimentazione del carico è stato progettato per funzionare senza il sensore di *load cell* e la relativa misura di peso, con l'obiettivo di semplificare la progettazione meccanica della testa universale e di ridurre gli interventi di manutenzione. Per rendere possibile la movimentazione in regime di *float mode* è stato definito un algoritmo ad hoc, in grado di replicare le prestazioni del sistema attuale senza la misura di peso.

Esistono tuttavia alcune operazioni che necessitano di una misura di peso, o di una stima della massa appesa; tra queste operazioni si pensi a:

- misure statiche della massa
(pure operazioni di pesatura)
- controllo del peso memorizzato in condizioni di float mode
(procedura di sicurezza anticaduta)
- implementazione di macchine a stati per la supervisione del ciclo di lavoro di sollevatori diversi dal LIFTRONIC EASY (attrezzature di presa a vuoto, attrezzature a pinza, ecc..)

Per rendere possibile tali operazioni nel sistema controllato in velocità e senza cella di pesatura (*load cell*), è stato sviluppato un sensore software in grado di fornire una stima di massa, sulla base delle misure di corrente e di velocità e dei modelli descrittivi della dinamica del servomeccanismo e dell'attrito agente sullo stesso.

Il problema di stima della massa appesa è affrontato come ricostruzione di un disturbo agente sul sistema in anello chiuso: tale problema è noto come *ricostruttore del disturbo di carico*. Nel presente capitolo viene presentato il modello proposto in letteratura per la ricostruzione di un disturbo di carico e vengono descritte le difficoltà incontrate nell'utilizzo di tale schema per il sollevatore LIFTRONIC EASY80.

Il modello proposto in letteratura viene sfruttato ed aggiornato in § 6.3 per tenere conto dei fenomeni di attrito che inficiano il buon funzionamento del modello classico; il nuovo ricostruttore è sottoposto a taratura e a validazione attraverso una serie di esperimenti (§ 6.4 e § 6.5) ed i risultati dello stimatore di massa sono confrontati per precisione con le misure della cella di carico.

6.2 Ricostruttore del disturbo di carico

Stimare la massa del carico appeso equivale a ricostruire la forza peso agente sul carico; tale problema trova riscontro in letteratura e viene affrontato con la definizione di un ricostruttore del disturbo di carico. Lo schema a blocchi in Fig 6.1 un modello per la descrizione del ricostruttore di carico:

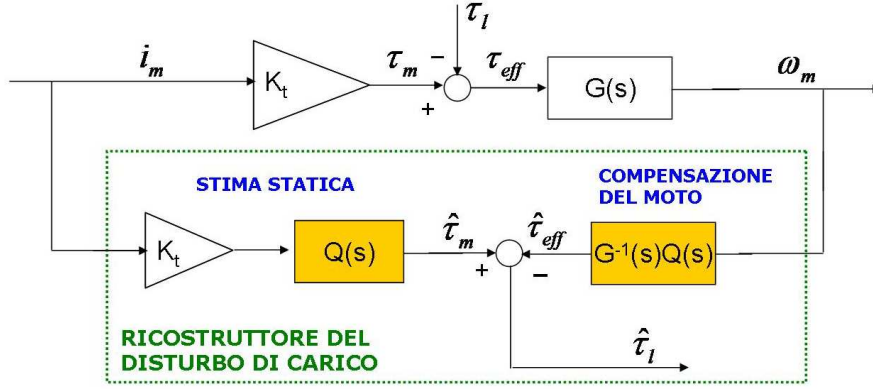


Figura 6.1: Ricostruttore del disturbo di carico

Secondo tale schema, il valore dell'uscita per condizioni statiche è

$$\hat{\tau}_l = Q(s) \cdot K_t \cdot i_m = Q(s) \cdot \tau_m \quad (6.1)$$

ed in condizioni statiche τ_m è tale da equilibrare perfettamente τ_l , così

$$\hat{\tau}_l = Q(s) \cdot \tau_l \quad (6.2)$$

Per condizioni dinamiche la velocità ω_m è diversa da zero e la stima del disturbo di carico è data dalla formula seguente:

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_l &= Q(s) \cdot K_t \cdot i_m + Q(s) \cdot \hat{G}^{-1}(s) \cdot \omega_m \\ &= Q(s) \cdot \tau_m + Q(s) \cdot \hat{G}^{-1}(s) \cdot G(s) \cdot (\tau_m - \tau_l) \end{aligned} \quad (6.3)$$

Se $G^{-1}(s)$ è calcolata in maniera corretta, la stima del disturbo è di nuovo quella espressa in Eq. 6.2.

Nello schema di funzionamento dello stimatore di massa si riconosce un blocco $Q(s)$ che svolge una duplice funzione:

- rendere propria la funzione di trasferimento che inverte la caratteristica coppia/velocità (di fatto è impossibile implementare il filtro $G^{-1}(s)$ senza utilizzare $Q(s)$)
- stabilizzare la stima, filtrando le componenti di rumore ad "alta frequenza".

La funzione di trasferimento del filtro $Q(s)$ ha la seguente struttura:

$$Q(s) = \frac{1}{s\tau_Q + 1}$$

il filtro ha guadagno unitario (non altera l'ampiezza dei segnali trattati) ed una costante di tempo dell'ordine di pochi decimi di secondo; la stima definita in Eq. 6.2 è consistente per qualsiasi condizione di moto.

Per definire il filtro $G^{-1}(s)$ è necessario un modello del servomeccanismo: nella maggior parte dei casi è sufficiente limitarsi alla descrizione della dinamica dominante del sistema, ed il modello approssimante è di fatto un filtro passabasso:

$$\hat{G}(s) = \frac{1}{J \cdot s + D} \quad (6.4)$$

La scrittura del ricostruttore del disturbo τ_l si esaurisce dunque con la scelta dei valori per i parametri J , D e τ_Q .

6.2.1 Limiti del modello proposto

Lo studio qui presentato per la definizione di uno stimatore di massa si basa sullo schema proposto in letteratura per la ricostruzione di un disturbo di carico.

Il disturbo τ_l è considerato come una riduzione al motore della forza peso agente sul carico; la massa appesa è legata a tale disturbo secondo la relazione:

$$\hat{M} = \frac{\hat{F}_l}{g} = \frac{n_1 n_2}{R \cdot g} \cdot \hat{\tau}_l \quad (6.5)$$

Tale modello è stato sottoposto a test di validazione, che ne hanno mostrato un limite fondamentale nella mancanza di descrizione degli attriti.

Il primo esperimento di validazione del modello descritto dallo schema in Fig. ?? è svolto per condizioni di **equilibrio statico**: in questa condizione la velocità è nulla e la stima di massa che si ottiene dallo schema proposto è la seguente:

$$\hat{M}(t) = k_M \cdot \tau_m(t) \quad (6.6)$$

dove

$$k_M = \frac{n_1 n_2}{R \cdot g} \quad (6.7)$$

secondo lo schema presentato in Fig. 6.2.1.

Nelle formule precedenti, $\tau_m(t)$ è la coppia espressa dal motore, legata alla corrente di alimentazione $i_m(t)$ dalla costante di coppia K_t ; n_1 ed n_2 sono i due rapporti di riduzione della trasmissione, g la costante di gravità, R il raggio del rullo di avvolgimento.

Utilizzando un carico a massa nota, è stato svolto il semplice esperimento di confronto tra la corrente effettivamente circolante nel motore, $i_m(t)$, e la corrente nominale di equilibrio calcolata secondo la formula in Eq 6.8, dove M è la massa appesa:

$$i_{EQ} = \frac{g \cdot R}{n_1 n_2 \cdot K_t} \cdot M \quad (6.8)$$

Questo semplice esperimento mostra i limiti del modello proposto in letteratura: la corrente $i_m(t)$ misurata ha valore maggiore rispetto al valore 'nominale' i_{EQ} e, conseguentemente, dal modello proposto si ottiene un valore \hat{M} che sovrastima la massa appesa. L'esperimento, ripetuto con carichi diversi, porta risultati simili e nei quali la stima di massa è sempre maggiore della massa reale del carico.

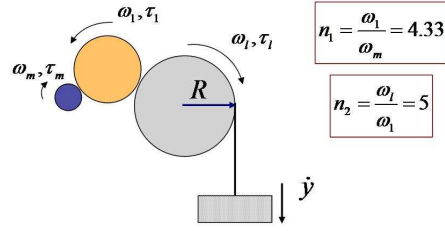


Figura 6.2: Schema del riduttore

Il motivo di questo risultato è individuabile in due fenomeni distinti; in primo luogo la corrente necessaria all'equilibrio statico di un carico non è univocamente determinata dalla massa del carico: le componenti di attrito statico agenti sul sollevatore fanno sì che qualsiasi valore di corrente in un intorno del valore nominale mantenga il carico fermo. In altre parole, il disturbo di carico τ_l è dato dalla forza peso agente sul carico, ridotta all'albero motore, cui si sommano le componenti di attrito:

$$\tau_l = k_m^{-1} \cdot M + \tau_{as} \quad (6.9)$$

In secondo luogo, il regolatore $R(s)$ genera una corrente $i_m(t)$ che rimane mediamente a valori alti dell'intervallo di corrente, così che l'esperimento prodotto soffre di un 'offset' di corrente, variabile con la massa appesa.

La figura 6.3 mostra la caratteristica *massa/massa stimata* che si ottiene da una semplice indagine svolta per condizioni statiche: la corrente di alimentazione viene fatta variare manualmente e vengono registrati i valori che mantengono il carico appeso in equilibrio. Per ciascun carico campione la stima è centrata attorno al valore corretto, ma l'ampiezza dell'intervallo di valori "possibili" per la stima è sempre maggiore di 5Kg ed aumenta con la massa appesa: i valori espressi rispecchiano i valori di attrito statico riportati in § 3.6.

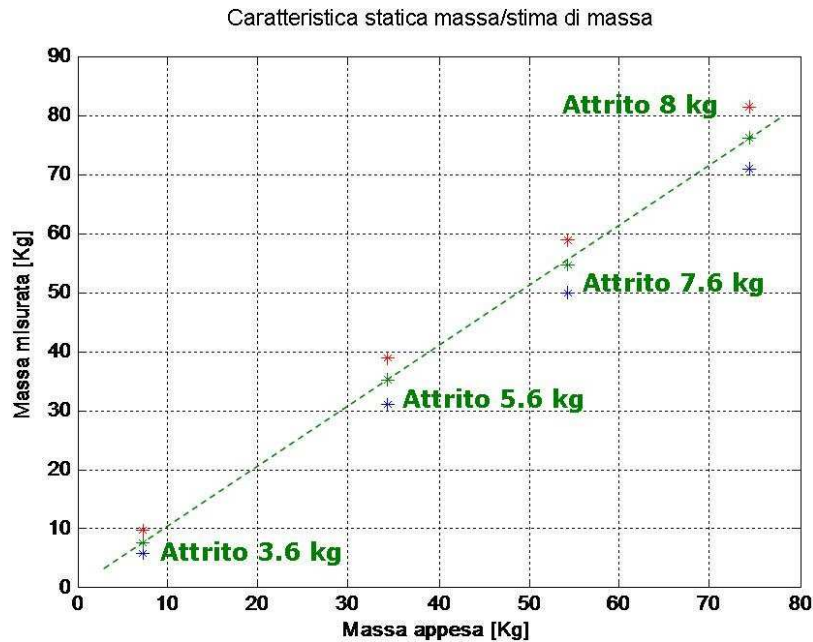


Figura 6.3: caratteristica del sensore in condizioni di misura statiche

La stima ottenibile con il semplice metodo proposto in Eq. 6.6 si dimostra dunque imprecisa: il problema non dipende da errori o imprecisioni commesse nel calcolo, quanto piuttosto dalla scelta stessa del metodo: la stima $\hat{\tau}_l$ riproduce fedelmente il disturbo di coppia, ma in questo disturbo sono presenti componenti di forze resistenti che non sono distinguibili dalla forza peso (o almeno restano indistinguibili senza uno specifico sensore di forza 'locale'). Le misure fin qui presentate, ed espresse in figura 6.3, sono relative alla sola condizione di equilibrio statico e gli errori di stima sono imputabili a fenomeni di attrito *statico*, appunto.

Le performances del modello di ricostruttore del carico sono valutate anche per **condizioni quasi statiche**: in queste condizioni un fenomeno di *attrito coulombiano* affligge il sistema e le forze resistenti opposte al moto hanno intensità pressoché identiche alle forze di attrito statico. La Fig. 6.4 mostra un esperimento condotto per dimostrare la presenza e l'intensità dell'attrito coulombiano; il riferimento di velocità prevede movimentazioni molto lente in entrambi i sensi:

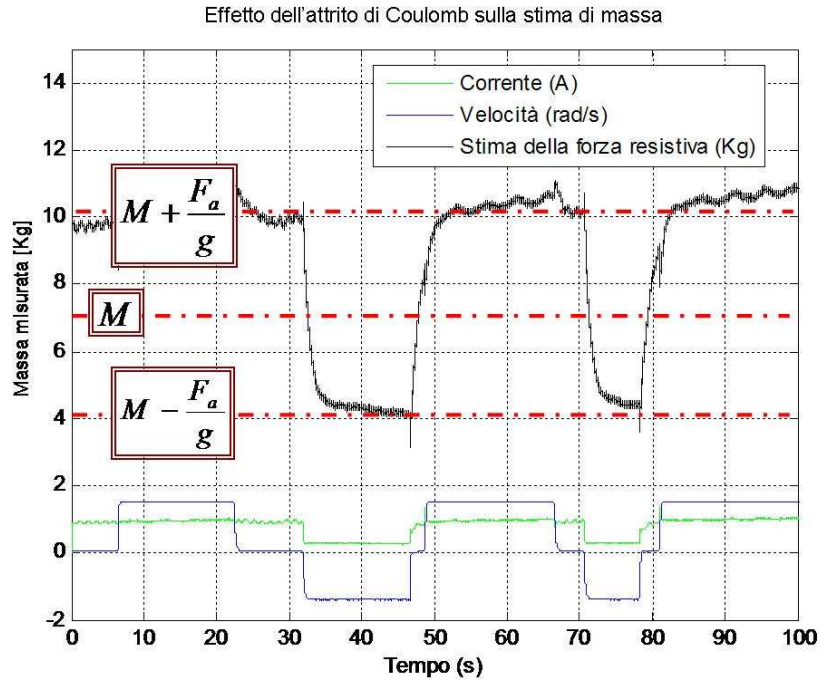


Figura 6.4: Effetto dell'attrito di Coulomb sulla stima di massa

Il segnale in nero mostra la ricostruzione della massa appesa secondo il semplice modello proposto: la stima di massa si muove attorno al valore di massa reale, assumendo di fatto due valori distinti, descritti come:

$$\hat{M}^+ = M + \frac{F_a}{g} \quad (6.10)$$

$$\hat{M}^- = M - \frac{F_a}{g} \quad (6.11)$$

E' indicata con F_a la forza degli attriti agenti sul sollevatore nelle condizioni di movimentazione definite dall'esperimento; tale grandezza è riportata ad un valore equivalente di "massa", per confronto con il valore della massa del carico appeso.

6.3 Nuovo progetto: introduzione del modello di attrito

La limitazione principale trovata nel ricostruttore di carico proposto in letteratura consiste nell'incapacità di distinguere le componenti di forza peso da quelle dovute alle forze resistenti al moto, nel segnale $\tau_l(t)$.

I fenomeni di attrito statici e dinamici, tuttavia, sono stati studiati a fondo, con analisi quantitative e qualitative precise ed è possibile costruire un semplice modello in grado di fornire una approssimazione dell'attrito *dinamico* che insiste sul sistema. Inserire tale modello nello schema del ricostruttore di carico permette di migliorare le prestazioni dello stimatore: lo schema in figura ?? è una evoluzione del modello classico di ricostruttore del disturbo di carico, che più specificatamente assolve il compito di stima della *massa* del carico appeso.

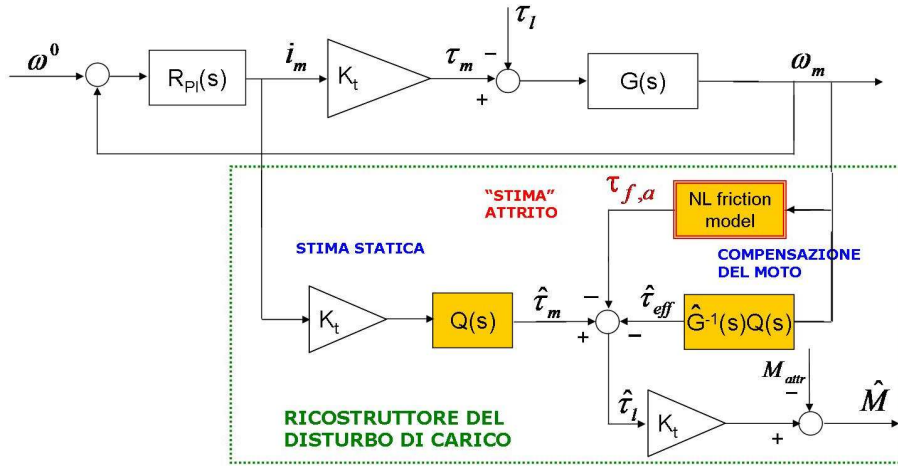


Figura 6.5: Stimatore di massa

Nello schema si riconoscono i filtri $Q(s)$ e $G^{-1}(s)$, ereditati dal sistema dettato in letteratura per la ricostruzione del disturbo di carico (il filtro $G^{-1}(s)$ è sostituito con una approssimazione $\hat{G}^{-1}(s)$, di cui sarà data descrizione nel prossimo paragrafo).

Rispetto allo schema in Fig. 6.1 sono stati introdotti:

1. un filtro non lineare per la ricostruzione del disturbo dovuto all'attrito coulombiano: $\tau_C = C \cdot \text{sgn}(\omega_m)$
2. un guadagno k_M per la riduzione del segnale di coppia $\hat{\tau}_{al}$ ad una stima di massa \hat{M} ;
3. un offset di massa M_{attr} , corrispondente alla massa della testa elettronica, che deve essere sottratta alla stima di massa \hat{M} .

Si noti, in ultima analisi, che i segnali di corrente e di velocità sono generati e misurati in anello chiuso.

La formulazione dell'attrito coulombiano è piuttosto semplice e viene espressa qui di seguito in termini di forza lineare, per permettere il confronto con i valori di massa appesa e con i valori di attrito statico discussi in precedenza; la riduzione della *forza* di attrito coulombiano, alla *coppia* resistente del modello in Fig. 6.5, è data dall'Eq. 6.13:

$$F_C = C * \text{sgn}(\omega_m) \quad (6.12)$$

$$\tau_C = \frac{R}{n_1 n_2} \cdot F_C \quad (6.13)$$

L'attrito coulombiano, descritto da questo semplice modello, è dunque una componente costante di forza resistente al moto, in direzione opposta alla velocità. Il valore della costante C è stato oggetto di studio: l'intensità delle forze di attrito (e di quelle coulombiane in particolare) sono dipendenti dalla massa del carico appeso, così che una formulazione più precisa, come quella in Eq. ?? sarebbe preferibile per la stima delle componenti di attrito:

$$F_C(M) = C(M) * \text{sgn}(\omega_m) \quad (6.14)$$

Tuttavia, con l'obiettivo di snellire il sistema elettronico di calcolo, limitando il numero di parametri e di tabelle da tenere in memoria, il modello di attrito scelto per lo stimatore di massa è limitato all'approssimazione in Eq. 6.12, con costante di Coulomb *unica* per le diverse condizioni di carico.

Resta aperto un problema: la compensazione dell'attrito riguarda le sole componenti dinamiche; in condizioni di velocità nulla, sul sistema insiste un attrito statico, che non viene compensato. La mancanza di un sensore *lato carico* non permette alcuna valutazione degli attriti statici in tempo reale: non esistono informazioni utilizzabili per migliorare le prestazioni dello stimatore di massa e la stima commette potenzialmente l'errore descritto dalla caratteristica *massa/stima*.

6.4 Taratura del ricostruttore

Lo stimatore di massa sviluppato si compone di quattro parametri: costante di tempo del filtro, τ_Q ; valori equivalenti di inerzia J e attrito viscoso D per la definizione del modello approssimante $\hat{G}(s)$ e coefficiente di attrito coulombiano C . Nel presente paragrafo è illustrata la procedura di taratura seguita nel corso del lavoro per i singoli parametri.

Costante di tempo τ_Q La funzione di trasferimento del filtro $Q(s)$ ha la seguente struttura:

$$Q(s) = \frac{1}{s\tau_Q + 1} \quad (6.15)$$

il filtro ha guadagno unitario e costante di tempo da tarare. Il valore di questa costante ha influenza sulla stima di massa: una costante di tempo troppo veloce ($\tau_Q < 0.05s$) non elimina dalla stima le componenti ad alta frequenza che affliggono i segnali di velocità e soprattutto di corrente; particolarmente significative sono quelle componenti inerziali misurate sulla corrente in caso di oscillazioni della struttura (il fenomeno è misurabile anche nelle misure provenienti dalla load cell).

D'altra parte, la costante di tempo determina il ritardo con il quale la stima viene aggiornata, approssimabile a $\Delta t \approx 5 * \tau_Q s$; tale ritardo deve rimanere il più contenuto possibile.

La scelta del parametro risulta pertanto vincolata piuttosto precisamente dalle osservazioni precedenti: il valore di τ_Q deve essere il più piccolo possibile, per minimizzare il ritardo di stima, ma allo stesso tempo è utile porre un valore minimo τ^* , al di sopra del quale il filtro dimostri di attenuare le componenti di frequenza tipiche della risonanza di struttura. Il valore τ^* è determinato come segue:

$$f_{ris,min} \approx 2Hz \rightarrow \omega_{ris,min} \approx 4\pi rad/s \approx 12rad/s\tau^* = \frac{1}{12} \approx 0.08s \quad (6.16)$$

La scelta di progettazione per il sistema prototipale è stata $\tau_Q = 0.2s$: la stima di massa è aggiornata in 1 secondo e l'attenuazione delle frequenze "peggiori" è pari o superiore ai 5dB.

L'applicazione del filtro $Q(s)$ al segnale di velocità impone un ritardo di stima: per poter confrontare i segnali $\tau_{1,1}(t)$ e $\tau_{1,2}(t)$ è necessario implementare lo stesso filtro $Q(s)$ alla parte "statica" dello stimatore (v. schema in Fig. 6.5).

Coefficiente di attrito coulombiano Il valore della costante, confrontabile con quello dell'attrito statico in Fig. 6.3, dipende dalla massa del carico appeso secondo la seguente tabella di valori campione:

M	C
$7Kg$	$2.85Kg \cdot g$
$27Kg$	$3.15Kg \cdot g$
$67Kg$	$6.7Kg \cdot g$

Tabella 6.1: Valori sperimentali di attrito coulombiano

Coefficienti di inerzia e attrito viscoso La movimentazione del carico a velocità significativamente diversa da zero introduce un fenomeno di attrito viscoso, la cui intensità è proporzionale alla velocità di moto; accelerazioni e decelerazioni del carico introducono fenomeni di forza inerziale sul carico e sul motore.

Attriti e forze inerziali sono componenti della coppia di carico τ_l , dalle quali deve essere depurata la stima di massa proveniente dal modello statico. Per descrivere l'influenza dei fenomeni citati sulle misure di corrente e sulla stima di massa, è stato sviluppato un modello approssimante del sistema fisico (il sollevatore), coerente con il modello dettato dalla letteratura e capace di descrivere la dinamica dominante del sistema meccanico. Tale modello ha la struttura seguente:

$$(s) = \frac{1}{J \cdot s + D} \quad (6.17)$$

dove J e D descrivono l'inerzia e la caratteristica di attrito viscoso tipiche dell'intero sistema meccanico, composto da motore, riduttore e carico. Tali parametri sono evidentemente dipendenti dal carico appeso; è stata condotta un'analisi a diversi carichi per la loro valutazione e per valutare la possibilità di impiegare un modello unico, indipendente dalle condizioni di carico.

Per ciascuna condizione di carico ($M = 0Kg$, $M = 27Kg$, $M = 67Kg$) sono stati raccolti i dati di corrente e velocità; il sistema di stima software fin qui descritto è stato tarato secondo le indicazioni date in precedenza per i parametri τ_Q e C : la costante di tempo del filtro $Q(s)$ è posta a $\tau_Q = 0.2$ e il coefficiente di attrito coulombiano è scelto secondo la tabella ?? (dunque con tre valori diversi, uno per ciascuna prova).

Gli esperimenti di stima di massa sono ripetuti *offline* per diverse combinazioni dei parametri J e D , fino a definire una coppia 'ottima' di valori, in corrispondenza dei quali la stima di massa è più precisa. La tabella ?? riporta i risultati di questa analisi: l'andamento della variabile J , che aumenta con il carico appeso, si può notare come i due parametri, conferma la bontà dell'analisi svolta.

I due parametri si dimostrano variabili con il carico appeso, ma rimangono molto simili per le differenti condizioni di carico: tale osservazione permette di scegliere una *unica* implementazione del modello approssimante $\hat{G}(s)$; nelle pagine seguenti tale modello corrisponde a quello ottenuto per condizione di carico a massa $M = 27Kg$.

	D	J
$M = 0Kg$	0.0005	0.00094
$M = 27Kg$	0.00048	0.0014
$M = 67Kg$	0.00058	0.0016

Tabella 6.2: Parametri del filtro $\hat{G}(s)$ per diverse condizioni di carico

6.5 Risultati

Le prestazioni del sistema di stima software dipendono da un insieme di parametri, discussi del paragrafo precedente; questi parametri sono oggetto di taratura per la definizione di uno stimatore 'ottimo'.

Le osservazioni e le conclusioni dettate nel paragrafo precedente a questo, dimostrano la dipendenza di alcuni dei parametri dello stimatore rispetto alla stessa condizione di carico; in linea teorica, sarebbe dunque necessario implementare una strategia iterativa per la taratura dei parametri e la definizione della stima in tempo reale.

Nel presente paragrafo vengono valutate le possibilità di definire dei valori unici per i diversi parametri, attraverso una serie di prove ideate e svolte *ad hoc* per i diversi parametri. L'obiettivo del paragrafo è la definizione di una taratura unica per il sistema software di stima della massa, che consenta di snellire l'algoritmo di stima.

Nella prima sezione dei risultati vengono presentati tre prove differenti, con le quali si intende valutare le caratteristiche di precisione della stima di massa in tre condizioni differenti:

1. Stimatore di massa 'locale', i cui parametri di attrito coulombiano, di inerzia e attrito viscoso del modello $\hat{G}(s)$ sono tarati sulla singola condizione di carico; sono riportati i risultati di tre condizioni sperimentali;
2. Stimatore di massa 'locale' rispetto al solo attrito coulombiano: un unico modello

$$\hat{G}(s) = \hat{G}_{27}(s) = \frac{1}{0.0014s + 0.00048}$$

viene impiegato per la stima di massa alle diverse condizioni di carico; il modello 'unico' corrisponde a quello identificato per condizioni di medio carico;

3. Stimatore di massa 'globale' rispetto al coefficiente di attrito viscoso e al modello utilizzato per approssimare il sistema fisico. E' la condizione più probante per il sistema di software sensing in via di sviluppo, ma anche quella che consentirebbe una programmazione snella e il minor impiego di risorse di calcolo.

Il sistema risultante da questa serie di analisi, svolte offline sul calcolatore e su di un unico insieme di dati raccolti sul sistema fisico, viene validato su di un diverso set di dati, raccolti nuovamente sul sollevatore ma in condizioni di utilizzo 'standard', ovvero con sistema movimentato a partire dalla maniglia snesitiva.

Nella terza e ultima parte di questa sezione, viene presentato un esperimento volto a valutare la possibilità di impiegare il sensore di massa software a parametri costanti ($C = 4Kg \cdot g$, $J = 0.0061$, $D = 0.00026$, $\tau_Q = 0.2s$) per replicare il sistema di controllo attualmente impiegato sul sistema VACuGRIP.

6.5.1 Confronto delle prestazioni: stimatore ottimo locale vs. stimatore globale

Per il primo esperimento è stato definito un profilo di moto che viene passato direttamente al controllore, bypassando il filtro alla maniglia sensitiva: l'obiettivo del test è quello di verificare la robustezza dell'algoritmo di stima a fronte di sollecitazioni particolarmente intense, sia per velocità che per accelerazione. Il profilo di moto è presentato di seguito.

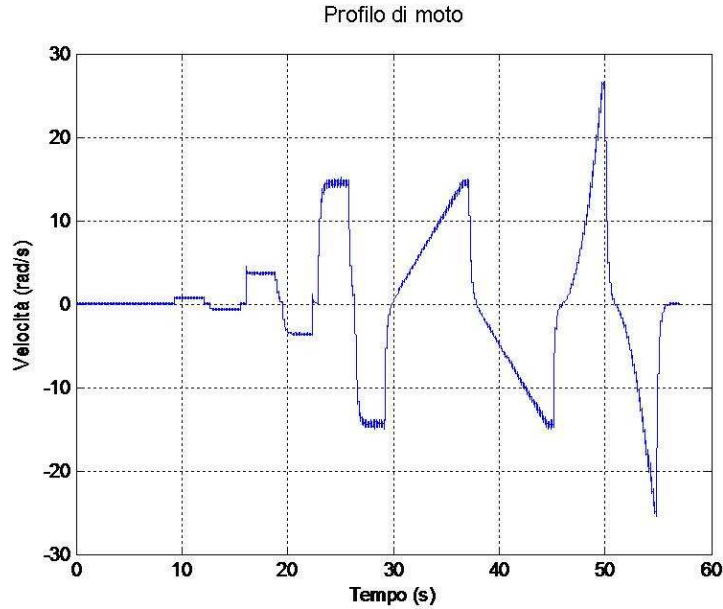


Figura 6.6: profilo di moto predefinito

Il sistema di *software sensing* è stato testato a diverse condizioni di carico: i risultati seguenti si riferiscono alla condizione di alto carico ($M = 74Kg$). Lo stimatore utilizza un modello locale

$$\hat{G}(s) = \frac{1}{0.0016s + 0.00058} \quad (6.18)$$

ed un coefficiente di attrito di Coulomb pari a $C = 7Kg$.

In figura 6.7 è riportato il confronto tra la *misura*, proveniente dalla load cell, e la *stima* ottenuta dal ricostruttore di massa; in figura 6.8 è riportato il confronto tra gli errori commessi dal sensore fisico e dal 'sensore' software.

Le prestazioni dei due metodi di 'misura' sono valutate in termini di errore quadratico medio e massimo assoluto: in entrambi i casi il funzionamento dello stimatore è confrontabile con quello del sensore fisico (v. tabella ??). Esiste una condizione particolare nella quale il sistema software mostra prestazioni addirittura migliori del sensore fisico: in caso di forti oscillazioni della struttura meccanica sono generate componenti di forza inerziale particolarmente intense per carichi alti; queste componenti sono integrate dal sensore nella misura di massa appesa, mentre vengono attenuate dal sistema software grazie all'azione del filtro $Q(s)$.

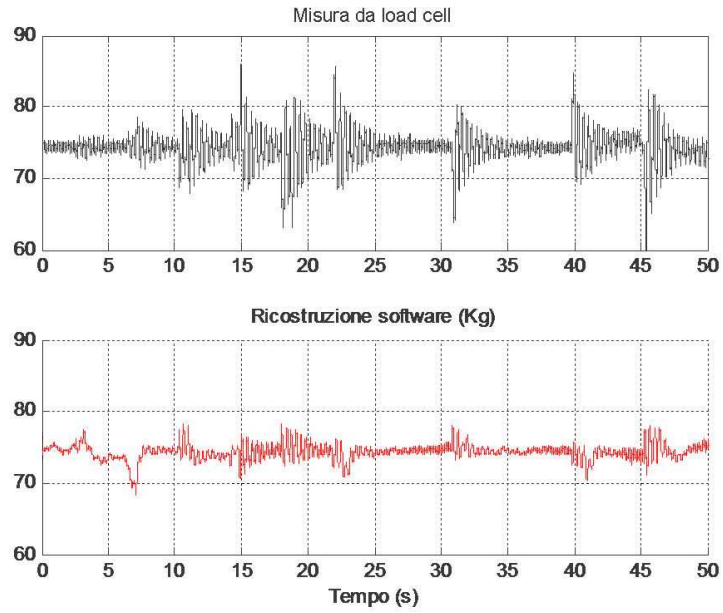


Figura 6.7: confronto di prestazioni *load cell*/stimatore

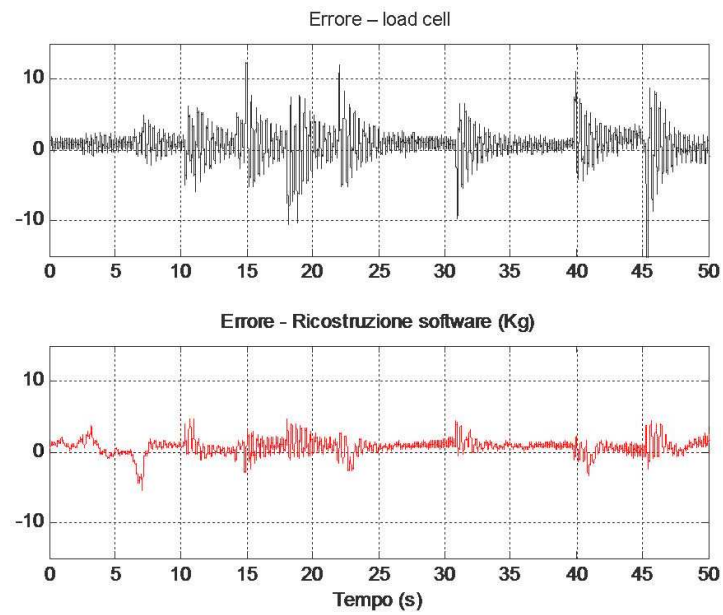


Figura 6.8: errore di misura - *load cell*/stimatore

	$\ E\ _2$	$\ E\ _\infty$
load cell	68	16.51
stimatore	18	5.38

Tabella 6.3: Errore commesso nella valutazione della massa appesa

Impiego di un unico modello $\hat{G}(s)$ Nelle prove in Figg. e sono illustrati le stime di massa ottenibili con un algoritmo che impiega un modello definito 'ottimo' nella condizione di carico medio ($M = 27Kg$) per la stima di massa in condizioni di massa $M = 0Kg$ e $M = 70Kg$. Il modello $\hat{G}(s)$ impiegato è riportato in Eq. 6.19:

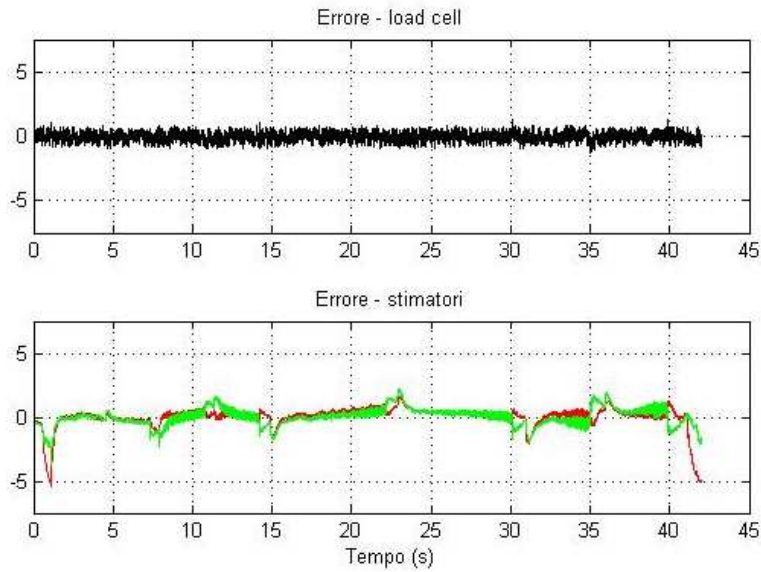


Figura 6.9: Confronto degli errori commessi a $M = 0Kg$: load cell e stimatore ((s) locale e globale)

	$\ E\ _2$	$\ E\ _\infty$
load cell	30.4	7.16
$\hat{G}_0(s)$	2	3
$\hat{G}_{27}(s)$	1	4

Tabella 6.4: Errori 0

$$\hat{G}(s) = \frac{1}{0.0014s + 0.00048} \quad (6.19)$$

Nelle figure seguenti sono riportate le stime ottenute in condizioni di carico vicine ai limiti del sollevatore ($M = 7Kg$ e $M = 74Kg$); in Tab. ?? sono confrontati gli errori commessi dallo stimatore 'locale' e da quello 'globale'.

Le prestazioni dello stimatore rimangono molto vicine a quelle ottenute in precedenza; per definire un metodo di stima semplice è stato utilizzato di un unico modello $\hat{G}(s)$, indipendente dalla condizione di carico.

	$\ E\ _2$	$\ E\ _\infty$
load cell	30.4	7.16
$\hat{G}_0(s)$	2	3
$\hat{G}_{27}(s)$	1	4

Tabella 6.5: Errori 70

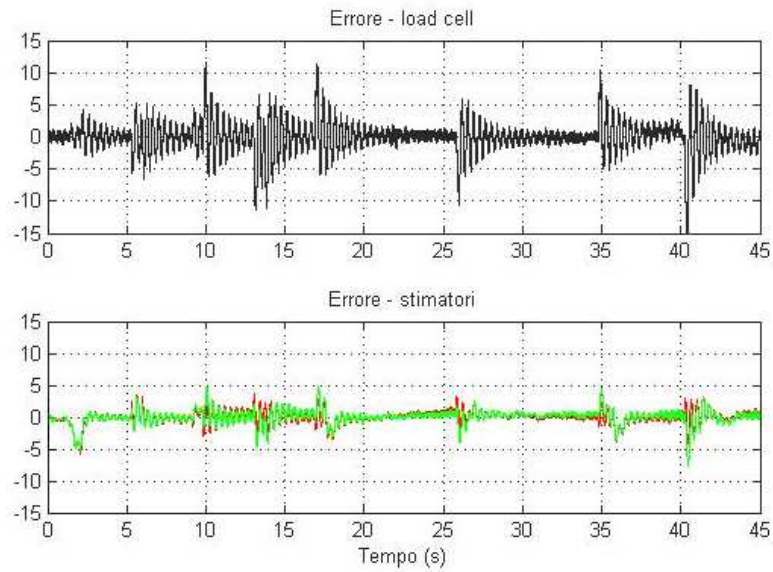


Figura 6.10: Confronto degli errori commessi a $M = 70Kg$: load cell e stimatore ((s) locale e globale)

	$\ E\ _2$	$\ E\ _\infty$
load cell	30.4	7.16
$\hat{G}_0(s)$	2	3
$\hat{G}_{27}(s)$	1	4

Tabella 6.6: Errori 0

Modello globale per l'attrito coulombiano Una prova analoga alla precedente è stata ideata per validare la possibilità di utilizzare un unico coefficiente di attrito coulombiano: le figure 6.14 e 6.1 mostrano la differenza tra i risultati ottenibili da uno stimatore che implementa un modello di attrito locale, dipendente dal carico appeso, e uno stimatore che implementa un modello di attrito unico.

	$\ E\ _2$	$\ E\ _\infty$
load cell	30.4	7.16
$\hat{G}_0(s)$	2	3
$\hat{G}_{27}(s)$	1	4

Tabella 6.7: Errori 70

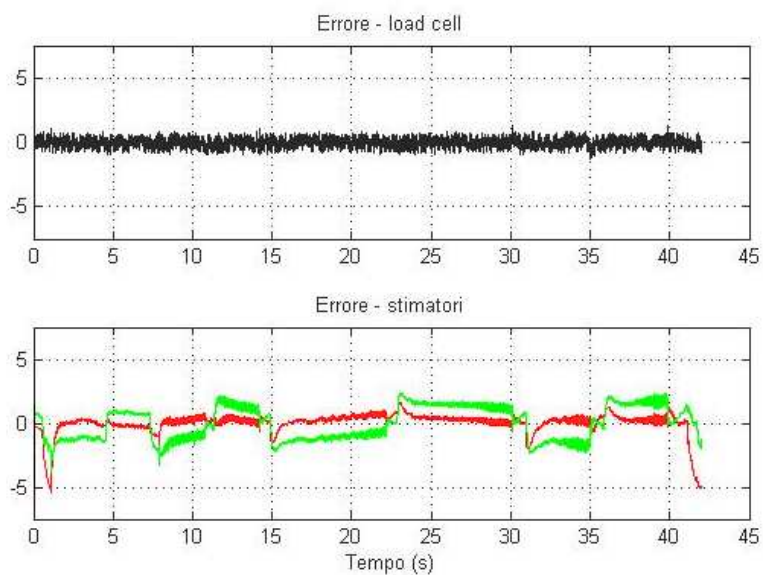


Figura 6.11: Confronto degli errori commessi a $M = 0Kg$: load cell e stimatore

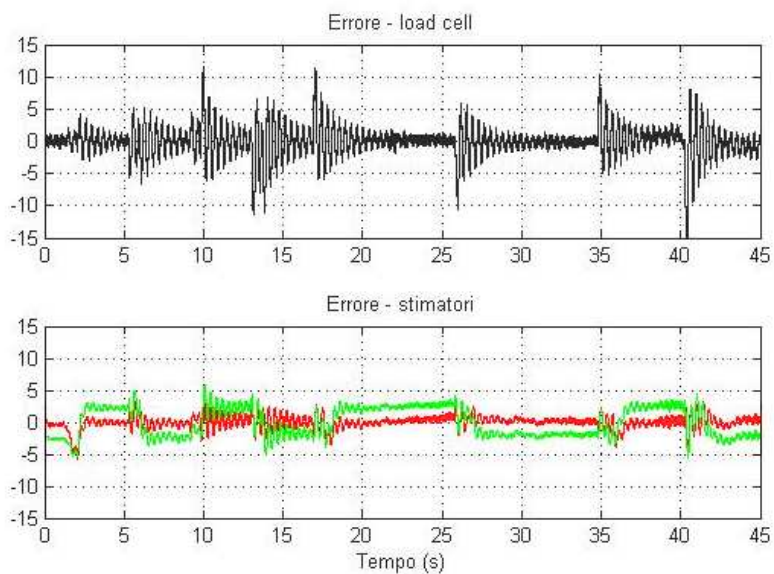


Figura 6.12: Confronto degli errori commessi a $M = 70Kg$: load cell e stimatore)

6.5.2 Validazione dello stimatore per movimentazione da maniglia sensitiva

I paragrafi appena conclusi dimostrano la possibilità di implementare uno stimatore software i cui parametri rimangono fissi, per qualsiasi condizione di carico; i valori 'unici' per i diversi parametri sono corrispondenti a quelli ottenuti per condizione di medio carico.

Per validare il sistema così ottenuto, un nuovo set di misure è stato raccolto per condizioni di utilizzo 'standard': il sollevatore è movimentato a partire dalla maniglia sensitiva e vengono misurati i segnali di hand cell, di velocità e di corrente. I grafici in Fig. ?? mostrano i segnali di maniglia e la legge di moto risultante:

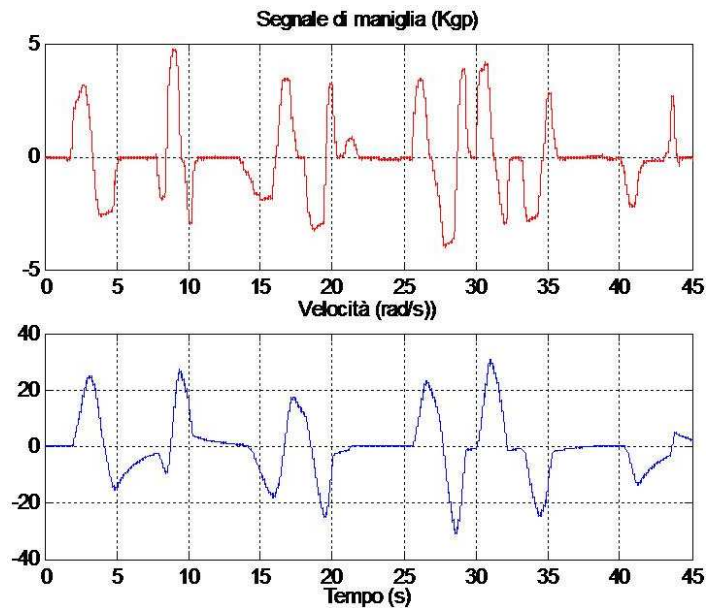


Figura 6.13: azione dell'operatore sulla maniglia sensitiva e profilo di moto generato

Rispetto ai precedenti esperimenti, il valore di massa stimato deve essere depurato dal segnale di maniglia stessa, secondo la semplice formula in Eq. ??:

$$\hat{M} = \hat{M} - Q(s) \cdot F_{HC} \quad (6.20)$$

Questa operazione non affligge in alcun modo le prestazioni dello stimatore: i grafici seguenti dimostrano la perfetta eliminazione della componente di forza esercitata sulla maniglia dalla stima di massa.

La figura 6.14 riporta nel primo grafico la misura di massa ottenuta dalla *load cell* e nel secondo grafico i risultati di due filtri differenti: il primo (in rosso) utilizza un modello di attrito "locale", con $C = 7Kg$ e $\hat{G}(s) = \hat{G}_{67}(s)$; il secondo filtro, i cui risultati (in verde) sono sovrapposti a quelli del primo, implementa un modello di attrito subottimo ma "globale" ($C = 3Kg$ e $\hat{G}(s) = \hat{G}_{67}(s)$): è la condizione di test più probante per lo stimatore e le differenze di stima sono evidenti sia dai grafici che dai valori di errore.

Le caratteristiche di errore commesse dai due modelli di stimatore (*locale e globale*) devono essere valutate sulla base dell'utilizzo previsto per la stima di massa; l'esempio descritto di seguito permette di definire le specifiche di sviluppo per lo stimatore di massa e di operare una scelta riguardo all'implementazione di un modello locale o globale.

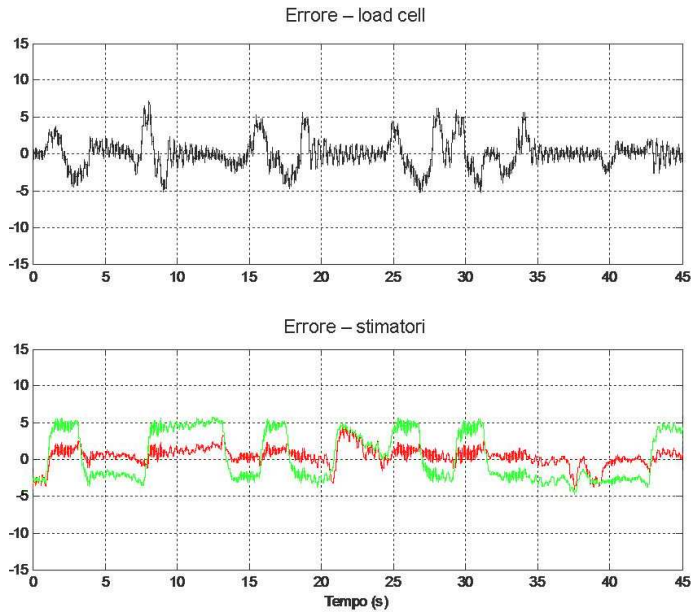


Figura 6.14: Confronto degli errori commessi: misura di *load cell*, stimatore a modello locale e globale

	$\ E\ _2$	$\ E\ _\infty$
load cell	30.4	7.16
stimatore locale	13.85	4.72
stimatore globale	90.6	5.85

Tabella 6.8: Caratteristiche degli errori

6.5.3 Emulazione del supervisore su VACuGRIP

Il sistema di controllo in velocità è costituito dal regolatore $R(s)$, da un filtro digitale per la generazione del riferimento e da un insieme di algoritmi per la bilanciatura e movimentazione del carico in anello aperto (float mode). Questi tre componenti definiscono un sistema in grado di replicare tutte le modalità di utilizzo di un sollevatore LIFTRONIC EASY, sistema che è stato oggetto di studio e di sviluppo.

Un sollevatore caratterizzato dalla stessa struttura meccanica di rinvio della fune e da identico hardware può tuttavia essere utilizzato con una serie di attrezzature di presa differenti dal semplice gancio: la particolare attrezzatura di *presa a vuoto* che distingue i sollevatori di tipo VACuGRIP è stata oggetto di studio nel periodo aprile-luglio 2008, con l'intento di verificare la possibilità di utilizzare il sistema di controllo in anello chiuso, in velocità, su tale attrezzatura (e su attrezzature differenti, come la pinza pantografo, attualmente caratterizzate da simili sistemi di controllo).

Per sommi capi, il sistema di presa VACuGRIP funziona nel modo seguente: l'attrezzatura dispone di una griglia di ventose collegate ad un generatore di vuoto; quando a valle delle ventose è creato il vuoto (o, più correttamente, una pressione sufficientemente bassa), il carico viene agganciato. Il livello di pressione a monte delle ventose è governato da un'elettrovalvola, la cui apertura/chiusura è gestita da un segnale in corrente.

Per la gestione dei segnali all'elettrovalvola e per la misura della pressione e le conseguenti misure di sicurezza, i sistemi attuali sono dotati di una architettura di controllo a 'supervisore', basato su di una macchina a stati: la figura seguente rappresenta una riduzione del più complesso schema di controllo attuale, che risulta tuttavia sufficiente per lo studio proposto.

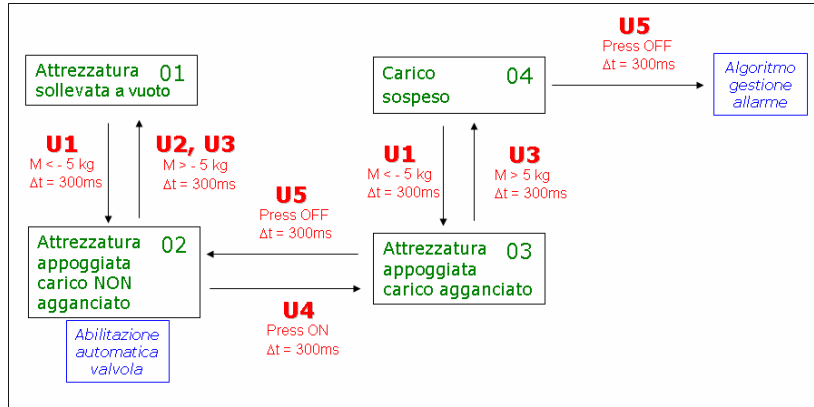


Figura 6.15: schema di controllo a supervisore del sistema VACuGRIP

Riportiamo per completezza la spiegazione degli stati e delle transizioni dello schema precedente:

- Gli stati che caratterizzano il sistema sono:
 1. Attrezzatura sollevata (a vuoto)
 2. Attrezzatura appoggiata su carico NON agganciato
 3. Attrezzatura appoggiata su carico agganciato
 4. Carico sospeso
- Le transizioni tra stati diversi sono regolate dai seguenti eventi:
 1. U1: $Carico < -6kg$ per $\Delta t > 300ms$
 2. U2: $-6kg < Carico < 6kg$ per $\Delta t > 300ms$
 3. U3: $Carico > 6kg$ per $\Delta t > 300ms$
 4. U4: $PressioneON$ per $\Delta t > 300ms$
 5. U5: $PressioneOFF$ per $\Delta t > 300ms$

Ciò che caratterizza questo supervisore, oltre ai segnali di comunicazione con l'elettrovalvola e la misura di pressione, è dunque la *misura di massa* del carico appeso, qui utilizzata per distinguere gli stati di funzionamento del sistema ed attualmente ottenuta dal sensore di load cell.

Data M_{att} la massa dell'attrezzatura appesa, nel sistema supervisore sono definite due soglie di massa $M1$ ed $M2$:

$$M_{att} \approx 20Kg$$

$$M1 \approx 14Kg$$

$$M2 \approx 26Kg$$

La misura di massa è costantemente confrontata con le soglie $M1$ e $M2$ e l'attraversamento di una di queste soglie determina il cambiamento di stato del sistema. Dati i valori di massa M_{att} e delle soglie attualmente utilizzate, è possibile stabilire in $\varepsilon = 6Kg$ il valore limite per l'errore di stima ammissibile.

Il supervisore di figura 6.15 è stato replicato sul sistema prototipale; la stima di massa \hat{M} , ottenuta con il metodo fin qui scritto, prende il posto della misura di load cell. I due grafici in figura 6.16 mostrano i risultati della simulazione di un normale ciclo di lavoro, che prevede di sollevare ed appoggiare carichi differenti; il primo grafico mostra le misure di velocità e corrente raccolte sul sistema fisico; il secondo sono illustrate le misure della cella di carico e le stime ottenute con il ricostruttore presentato. Sono indicati nello stesso grafico, gli stati del supervisore ricostruito con le stime di massa.

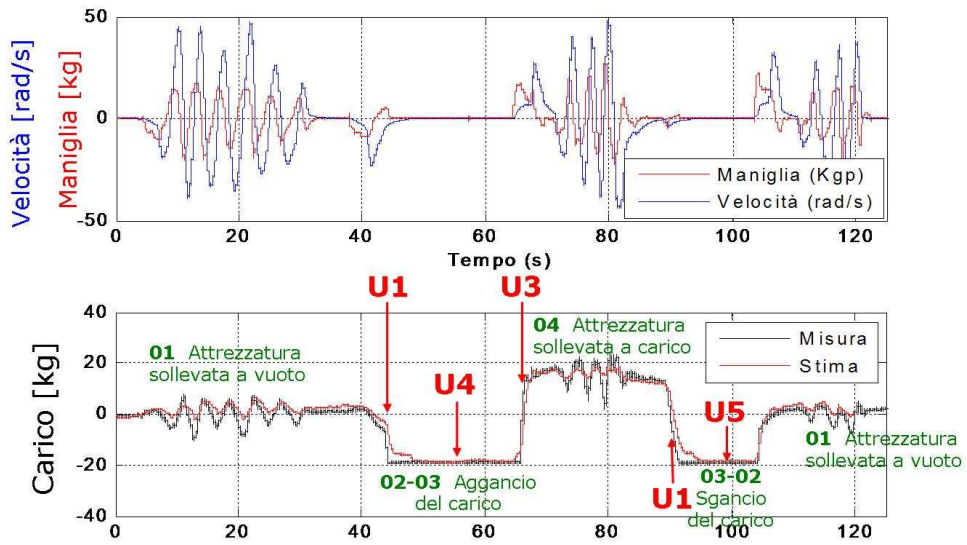


Figura 6.16: Simulazione del supervisore per sistema VACuGRIP

La stima \hat{M} si dimostra sempre attendibile ed il riconoscimento degli stati del supervisore non è mai disatteso, come si può intuire dal confronto tra i due grafici. L'esperimento presentato dimostra la possibilità di replicare il sistema a supervisore attualmente impiegato per le macchine provviste di cella di carico, anche sul nuovo sistema di controllo, sfruttando le stime di massa.

6.6 Conclusioni

Il sistema di controllo in anello chiuso, sviluppato per il LIFTRONIC EASY80, permette di eliminare un sensore di forza attualmente impiegato, senza deteriorare le prestazioni di bilanciamento e di controllo del moto del sollevatore stesso. Rimangono tuttavia un insieme di operazioni per le quali una misura della massa appesa è necessaria: per ovviare a queste necessità è stato studiato un algoritmo per la valutazione via software della massa appesa, basato sulle misure di corrente e di velocità e capace di fornire una stima di massa in tempo reale.

Il capitolo appena concluso ha presentato il metodo classico, proposto in letteratura, per la definizione di un ricostruttore del disturbo di carico; a partire da questo schema è stato sviluppato lo stimatore di massa che verrà implementato sui sollevatori di nuova generazione. A differenza dello schema dettato dalla letteratura, lo stimatore di massa definito in questo lavoro integra un modello di attrito coulombiano che permette di determinare la massa appesa con maggiore precisione, depurando il segnale di corrente dalle componenti dovute agli attriti dinamici.

La taratura dello stimatore software è stata descritta e giustificata nel corso del capitolo: risultato di questo particolare processo è la definizione di un insieme di valori per i parametri dell'algoritmo di stima della massa, valori che, in alcuni casi, si dimostrano dipendenti dalla stessa condizione di carico che dovrebbero misurare.

Per valutare l'opportunità di sfruttare una parametrizzazione unica dello stimatore di massa, sono stati definiti e presentati diversi esperimenti: i risultati di questi confermano la possibilità di implementare uno stimatore software unico, le cui prestazioni rimangono comunque confrontabili con quelle del sensore fisico di load cell.

Il lavoro presentato in questo capitolo ha portato alla definizione di un sistema software capace di fornire una stima di massa sufficientemente precisa e sufficientemente *veloce* per tutte le applicazioni previste per il sistema LIFTRONIC EASY.

A margine dello studio qui presentato, è stato descritto un sollevatore diverso dal LIFTRONIC EASY: il sistema VACuGRIP è controllato da un supervisore a stati, le cui transizioni dipendono dai valori della massa appesa. Con l'obiettivo di valutare la possibilità di impiego dello stimatore di massa su questo tipo di macchine, il sistema supervisore è stato replicato sul sistema prototipale. I risultati forniti dallo stimatore hanno permesso di definire un sistema supervisore stabile e perfettamente funzionante.

Capitolo 7

Taratura di fine linea

7.1 Introduzione

Il regolatore automatico ad azione proporzionale e integrale è descritto dalla seguente funzione di trasferimento:

$$PI(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (7.1)$$

La taratura dei parametri del regolatore, in fase di prototipazione, è stata svolta secondo quanto descritto nel paragrafo 4.2.3: i valori dei parametri $\{k_p, T_i\}$ sono scelti 'manualmente', per confronto tra le prestazioni dei diversi regolatori.

I risultati della procedura di taratura sono fortemente dipendenti dalla condizione di test (v. § ??) ed è prevedibile che una stessa procedura, svolta su macchine differenti, porti a risultati diversi. In altre parole, la taratura dei due parametri k_p e T_i deve essere svolta su ciascun esemplare di sollevatore prodotto, dopo la fase di rodaggio meccanico.

Rendere automatica la ricerca dei parametri ottimi del regolatore porta una serie di vantaggi:

- limitare l'attività dell'operatore in fase di rilascio del prodotto, delegando al sistema automatico la scelta dei parametri 'migliori'; l'operazione è possibile a patto di definire una cifra oggettiva per la valutazione delle prestazioni del controllo;
- definire una semplice funzione di taratura post - reset, da svolgere presso il cliente;
- replicare la ricerca dei parametri ottimi su ciascuna macchina ed eventualmente per diverse condizioni di carico;
- raccogliere una serie di dati sui diversi esemplari e creare un database di controllo delle prestazioni; se la procedura svolta su di un sistema nuovo o da collaudare genera una coppia di valori particolarmente lontani dalla media, un sistema intelligente può generare un allarme e richiamare un controllo meccanico sul particolare sollevatore.

Il capitolo 7 è dedicato alla presentazione del metodo di *autotuning* sviluppato per il LIFTRONIC EASY80; saranno definite le condizioni di test alle quali è necessario sottoporre il sollevatore (§ 7.2) e il particolare algoritmo di determinazione del regolatore 'ottimo' (§ 7.3). Il sistema di autotuning è infine sottoposto ad una serie di test di validazione, che coprono le diverse condizioni di utilizzo del sollevatore e della procedura stessa.

7.2 Automatizzare la taratura

Per scrivere una procedura automatica di ottimizzazione del controllo, è necessario determinare una precisa sequenza di operazioni, con le quali siano univocamente definite:

- le condizioni di test
- i criteri di valutazione delle prestazioni alle varie condizioni
- i criteri di scelta dell'*ottimo*.

Sul sollevatore oggetto di studio è stata condotta una campagna di acquisizione imponente, con il fine di valutare le prestazioni del controllo al variare di tre parametri: i due coefficienti del regolatore e la condizione di carico del sollevatore. Per ciascuna combinazione di questi parametri, al sistema viene fornito un set-point di velocità che corrisponde ad una movimentazione tale da eccitare a sufficienza il sistema meccanico: la definizione delle caratteristiche di questo set-point è affrontata di seguito.

7.2.1 Set-point di velocità

Ingresso del sistema di controllo in anello chiuso è il segnale di set-point $\omega^0(t)$; per sottoporre il sistema di controllo ad un esperimento sufficientemente probante, i segnali di riferimento sono definiti come segue:

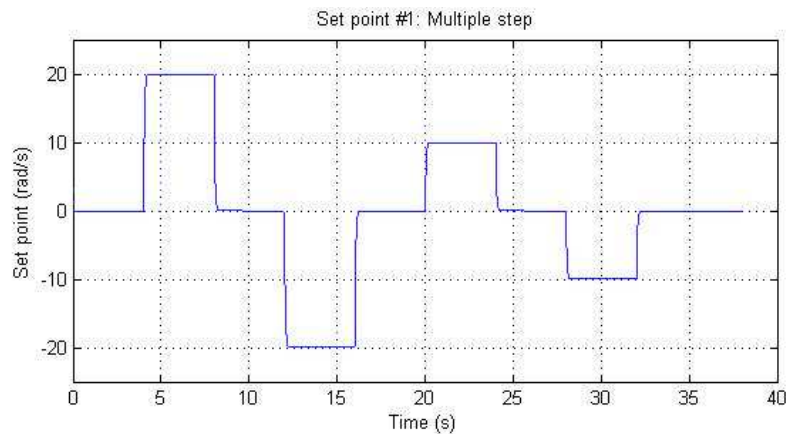


Figura 7.1: Limitazione sulla variabile di controllo

- un profilo di moto che prevede una serie di movimentazioni a scalino. I valori di velocità massimi, raggiunti dal carico durante questi test, sono i massimi consentiti dal sollevatore.
- un profilo di moto generato a partire da un processo statistico a rumore bianco, con banda limitata a $3Hz$ (la scelta di questo valore è presa per evitare di sollecitare le frequenze di risonanza della struttura meccanica). Il profilo di moto $\omega_2^0(t)$ è generato off-line e poi passato al sollevatore; la stessa realizzazione del processo è impiegata per ciascun esperimento.

Per ciascuna condizione di test sono stati utilizzati entrambi i segnali di riferimento e sono state misurate le prestazioni del sistema di controllo.

7.2.2 Condizioni di carico utili

Le prime prove svolte sul sollevatore hanno riguardato un insieme di condizioni di carico tali da descrivere compiutamente il range di utilizzo del sollevatore. Le condizioni di test sono le seguenti:

$$M = [7, 17, 27, 37, 47, 57, 67]Kg$$

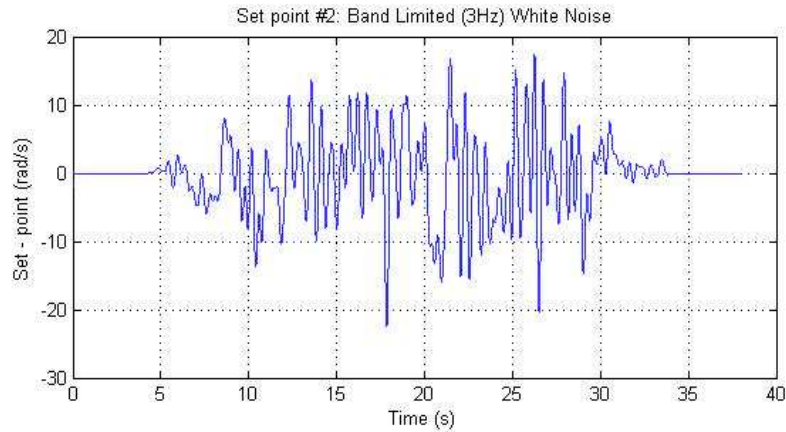


Figura 7.2: Limitazione sulla variabile di controllo

Le prove svolte, tuttavia, hanno evidenziato due limiti del sistema, che portano ad escludere alcune misure, secondo le indicazioni discusse qui di seguito.

- E' necessario partire da una semplice annotazione sul funzionamento del sollevatore; le forze agenti sul carico appeso sono tre:
 1. F_m , forza di trazione espressa dal motore;
 2. F_p , forza peso
 3. F_a , forze resistenti (attriti)

Quando al sistema viene richiesta una accelerazione negativa (verso terra), la fune lavora in compressione e non trasmette alcuna forza tra motore e carico: la prima componente non è attiva e l'accelerazione massima del carico è data dalla formula in Eq. 7.2:

$$M \cdot \hat{a} = F_{attr} - F_p \Rightarrow \hat{a}_7 \approx 5m/s^2 \quad (7.2)$$

Le osservazioni sperimentali (v. Fig. 7.3) portano a misurare una accelerazione molto minore di quella calcolata a priori:

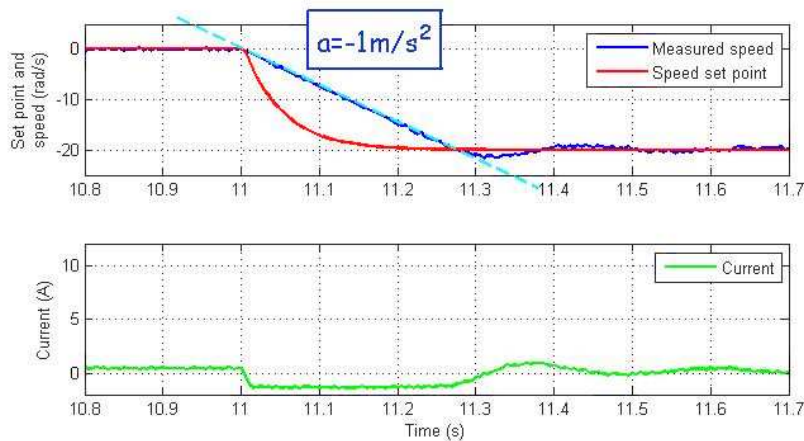


Figura 7.3: Limitazione *inferiore* sulla variabile di controllo

La differenza tra i due valori è legata alle inerzie introdotte da motore e riduttore, non considerate dall'approssimazione data in Eq. 7.2. Per le condizioni di test definite nei due profili di moto, le richieste di accelerazione sono tali da inficiare le prove svolte per carichi fino a 20 Kg di massa.

- Un problema duale è rilevabile per condizioni di alto carico e richieste di accelerazioni positive: la massima accelerazione *teorica* consentita per un carico $M = 77Kg$ (condizione cui si riferiscono le misure della figura 7.4, è funzione della coppia massima erogabile da parte del motore elettrico e degli attriti che affliggono il sistema, oltre che della stessa forza peso agente sul carico:

$$M \cdot \hat{a} = F_m - F_p - F_{attr} \quad (7.3)$$

$$\Rightarrow \hat{a}_{77,max} = \frac{11.5A \cdot K_t \cdot n_1 n_2 / R - 77 \cdot g - 8 \cdot g}{77} \approx 2.1 \frac{m}{s^2}$$

In Eq. 7.3 è di nuovo omessa la componente di inerzia del gruppo motore e riduttore.

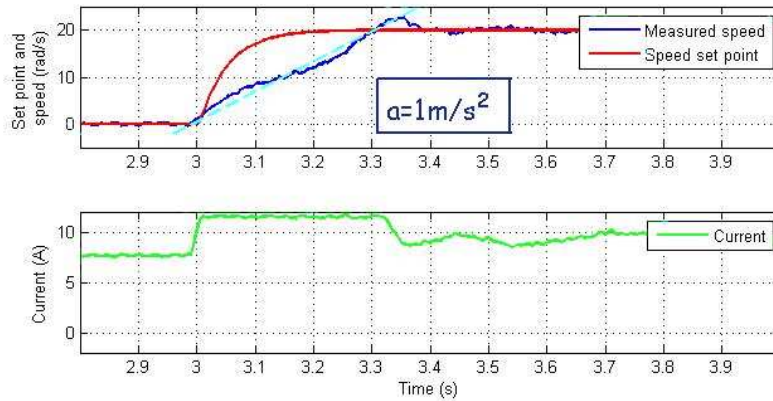


Figura 7.4: Limitazione *superiore* sulla variabile di controllo

La figura 7.4 mostra una accelerazione massima leggermente inferiore a quella calcolata, coerentemente con le approssimazioni introdotte in Eq. 7.2.2.

(A puro titolo di completezza: i dati riportati sui grafici si riferiscono alla velocità angolare misurata sul primo albero della trasmissione; il rapporto tra questa velocità e la velocità lineare lato carico è pari ad $n = \frac{1}{n_2} \cdot R = 0.0144$; la velocità angolare è espressa in *rad/s*

Le misure mostrate nelle due figure precedenti sono indicative dei limiti dell'attuatore (motore elettrico) e più in generale del sistema di controllo; i valori misurati in tali condizioni non possono essere utilizzate per valutare le prestazioni del controllo. Per questo motivo sono state considerate valide le sole misure rilevate per condizioni di carico 'centrali' per il LIFTRONIC EASY80, corrispondenti alle condizioni di carico a massa $M = 27Kg$, $M = 37Kg$ e $M = 47Kg$ tra quelle indicate in precedenza.

7.2.3 Parametri del regolatore

Per la scelta dei valori di $\{k_p, T_i\}$ è stata definita una griglia di valori: ogni punto di questa griglia corrisponde ad una combinazione $\{k_p^*, T_i^*\}$ definisce un particolare regolatore *PI*; per ciascuna parametrizzazione del regolatore sono state prese le misure di velocità e corrente. La griglia di valori è stata definita con l'intenzione di evidenziare i limiti di funzionamento per entrambi i parametri; i valori sono riportati nel paragrafo dei risultati.

7.2.4 Definizione della cifra di merito

Per ciascuna condizione di test è necessario valutare le prestazioni del controllo; la valutazione deve essere basata su di un criterio oggettivo e deve essere espressa da una cifra di merito quantificabile. Due diverse espressioni sono state sviluppate per esprimere questo indicatore:

$$J_1(k_p, T_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega^0(i) - \omega(i))^2 \quad (7.4)$$

$$J_2(k_p, T_i) = \frac{n_1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega^0(i) - \omega(i))^2 + \frac{n_2}{N} \sum_{i=1}^N (i_m(i))^2 \quad (7.5)$$

La funzione costo espressa in 7.4 definisce semplicemente un errore quadratico medio commesso nell'inseguimento del set-point. Di fatto dunque è l'espressione quantitativa della sola capacità di assolvere alla richiesta di velocità.

Nella seconda espressione è introdotto un termine che penalizza la potenza impiegata nel controllo: in linea teorica, se due regolatori forniscono le stesse prestazioni di inseguimento, l'impiego di questa cifra di merito permette di scegliere il regolatore che impiega meno potenza elettrica.

I risultati descritti nei paragrafi seguenti dimostrano l'assoluta indistinguibilità tra i risultati forniti dalla prima e dalla seconda cifra di merito: le procedure basate sulle espressioni convergono agli stessi risultati e la scelta della cifra di merito è ricaduta sull'espressione più semplice.

7.3 Definizione dell'algoritmo automatico di stima

Le prime misure raccolte sul sistema sono state utilizzate per definire un criterio di scelta della combinazione di valori ottimali. In figura 7.5 è mostrata una realizzazione dell'esperimento fin qui descritto, svolto per condizione di carico $M = 37Kg$; il grafico a sinistra è riferito alle misure raccolte per $w^0(t) = w_1^0(t)$ (segnale a scalini), quello a destra per $w^0(t) = w_2^0(t)$ (rumore bianco a banda limitata).

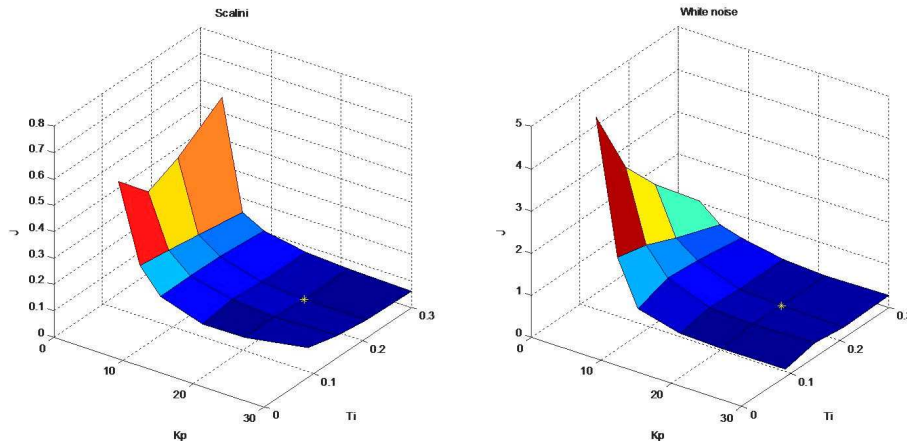


Figura 7.5: Confronto tra metodi di test

Il confronto tra i due test e la valutazione dei due risultati permettono una serie di valutazioni:

- in primo luogo, i due test forniscono risultati molto simili tra loro; nel prosieguo del capitolo, la presentazione dei risultati si riferisce pertanto alle sole misure raccolte per riferimento a rumore bianco. I risultati ottenuti per riferimento a scalini sono sostanzialmente identici;
- il comportamento della cifra di merito è di fatto quadratica rispetto ad entrambi i parametri; tale caratteristica garantisce robustezza dei risultati e del metodo di stima, a fronte di eventuali errori di misura e di valutazione;

- una ampia zona della griglia mostra un appiattimento dei valori di $J(k_p, T_i)$ attorno al valore di minimo. Questa caratteristica rende più difficile una stima *puntuale* del punto di minimo, corrispondente alla miglior parametrizzazione del regolatore.

A seguito di queste indicazioni, e facendo riferimento alla Fig. 7.5 è stato definito un algoritmo per la scelta dei valori, descritto dai passi seguenti:

1. Individuazione del punto di minimo
2. Individuazione delle $N = 9$ migliori parametrizzazioni (compresa la prima)
3. Calcolo di un 'baricentro' tra queste combinazioni di valori $\{k_p, T_i\}$, secondo la formula seguente:

$$\hat{k}_p = \frac{1}{P} \cdot \sum_{j=1}^N p_j k_{p,j} \quad (7.6)$$

$$\hat{T}_i = \frac{1}{P} \cdot \sum_{j=1}^N p_j T_{i,j} \quad (7.7)$$

I pesi $p_1..p_9$ utilizzati nelle precedenti equazioni sono individuati come di seguito:

$$p_j = J(k_{p,j}, T_{i,j}), P = \sum_{j=1}^N p_j \quad (7.8)$$

7.4 Risultati

I risultati dello studio sono presentati secondo il seguente schema: nella prima sezione sono considerate le sole misure prese per condizione di carico $M = 37Kg$ e vengono presentate 9 ripetizioni della procedura automatica di ottimizzazione del regolatore, basate su altrettante ripetizioni dell'esperimento. I risultati in termini di scelta dei valori $\{\hat{k}_p, \hat{T}_i\}$ sono valutati per precisione e ripetibilità. A seguito di queste osservazioni, al sistema di taratura off-line, vengono forniti dati volutamente errati, con l'obiettivo di valutare le caratteristiche di robustezza dell'algoritmo ad eventuali errori di misura.

Nella seconda sezione verranno mostrati i risultati della procedura per condizioni di carico diverse ($27Kg$ e $47Kg$), per individuare eventuali variazioni sulle cifre di merito e valutare l'opportunità di 'fissare' i pesi campione e limitarli ulteriormente rispetto ai valori indicati in precedenza. In ultimo, i valori $\{\hat{k}_p, \hat{T}_i\}$ ottenuti dalla procedura di autotuning sono stati validati per condizione limite (carico $0Kg$ e $70Kg$).

7.4.1 Caratteristiche dell'algoritmo di stima alla singola condizione di carico

La prima analisi svolta ha per obiettivo la valutazione dei risultati dell'algoritmo automatico per la stima dei parametri del regolatore: questi risultati sono valutati in termini di coerenza con quelli ottenuti per ottimizzazione 'manuale' (cfr. capitolo 4) e in termini di ripetibilità, ad una singola condizione di carico ($M = 37Kg$).

L'ottimizzazione dei parametri del regolatore si basa sulle misure di velocità rilevate sul sollevatore; le prestazioni del sistema di controllo sono definite dalla cifra di merito in Eq. 7.4, e riportata di seguito:

$$J_1(k_p, T_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega^0(i) - \omega(i))^2$$

La griglia di valori per i parametri $\{k_p, T_i\}$ è limitata ai valori che permettono di definire un sistema retroazionato *stabile*; i valori di questi parametri sono perciò scelti nei seguenti intervalli.

$$I(k_p) = [3; 80]$$

$$I(T_i) = [0.05; 2]$$

In Fig. 7.6 sono illustrati gli esperimenti condotti per le condizioni di frontiera di tali intervalli; le condizioni sono lontane da quelle 'ottime', ma sono utili a descrivere i criteri che hanno portato alla scelta della griglia stessa:

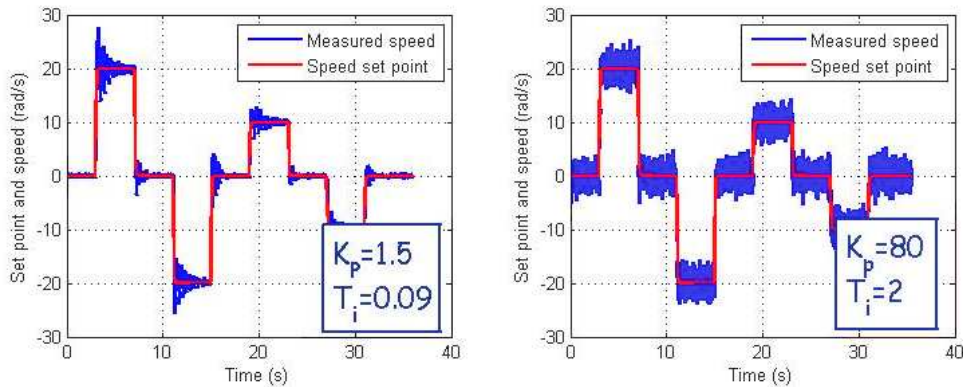


Figura 7.6: Prestazioni del sistema di controllo per valori di frontiera

Nel grafico a sinistra è riportata la caratteristica di controllo per valori vicini ai limiti inferiori: il segnale di velocità misurato presenta delle sovraelongazioni pronunciate e che vanno evitate. Il grafico a destra mostra invece l'effetto di un controllo particolarmente vicino alla condizione di *ciclo limite*: il controllo è molto 'spinto' e determina una condizione di continua oscillazione per il sistema. La cifra di merito definita in precedenza rende conto di questi comportamenti indesiderati.

Per 'campagna di acquisizione' si intende qui l'insieme di esperimenti e le misurazioni di velocità svolte alle $N = 60$ condizioni definite dai punti $\{k_p, T_i\}$ della griglia. La Fig. 7.7 mostra i risultati delle 9 campagne di acquisizione, limitatamente ad un sottoinsieme di punti della griglia; la presentazione dei valori di frontiera avrebbe reso i grafici meno interpretabili.

L'algoritmo di determinazione dei valori ottimi $\{\hat{k}_p, \hat{T}_i\}$ è stato applicato ai valori di $J_1(k_p, T_i)$, determinati dalle nove campagne di acquisizione: i risultati prodotti sono riportati in Tab. ???. Nella stessa tabella sono indicati il valor medio e la varianza degli stessi risultati, per le differenti prove svolte.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	Media	Var
k_p	22.8	23.5	24.7	21.1	22.1	24.3	23.0	23.1	24.1	23.2	1.3
T_i	0.17	0.16	0.18	0.20	0.17	0.17	0.17	0.17	0.21	0.18	<0.01

Tabella 7.1: Valori sperimentalmente ottenuti per carico $M = 37Kg$

I risultati delle diverse prove si dimostrano coerenti con quelli ottenuti dalla procedura manuale e sono caratterizzati da una varianza particolarmente bassa. Se le misure sono raccolte in condizioni 'standard' e non sono affette da particolare rumore o disturbo, il metodo di stima dei parametri $\{k_p, T_i\}$ fornisce risultati affidabili.

Per validare la robustezza del metodo proposto a fronte di errori di misura è stata considerata una singola campagna di acquisizione e sono stati introdotti degli errori di misura artificiali, in alcuni dei dati raccolti. Per conseguenza, la cifra di merito viene

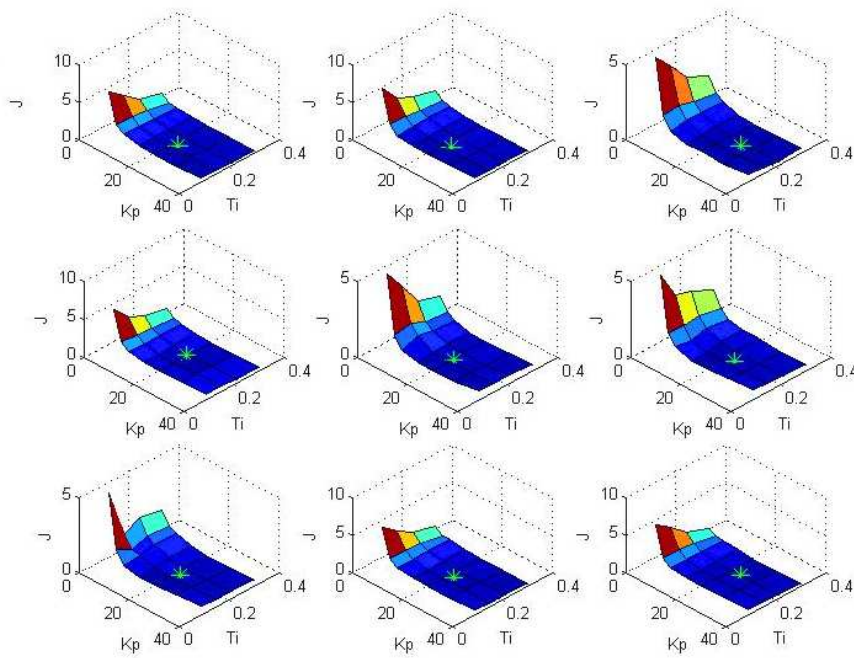


Figura 7.7: Limitazione sulla variabile di controllo

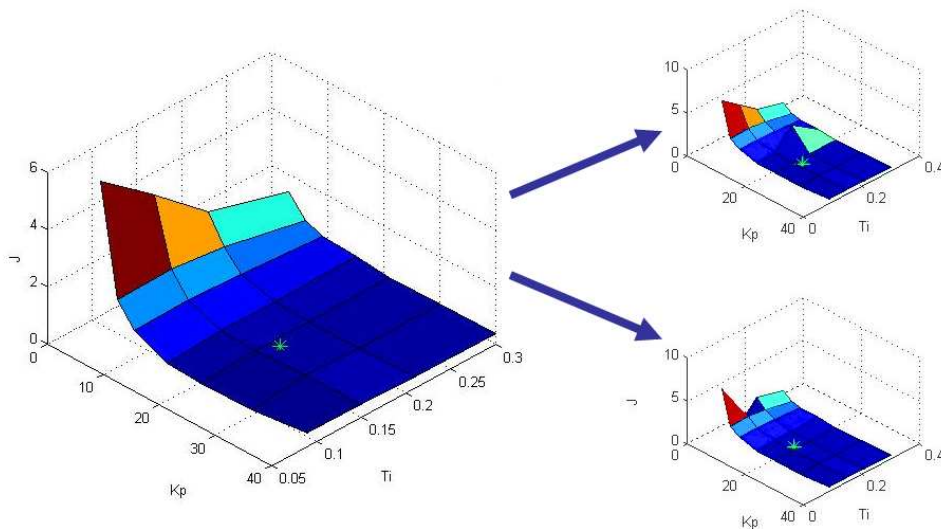


Figura 7.8: Variazione artificiale della cifra di merito

alterata in alcuni punti della griglia: la Fig. 7.8 mostra l'andamento della cifra di merito $J_1(k_p, T_i)$ in condizioni nominali e per due realizzazioni di questo esperimento.

Negli stessi grafici sono indicati i risultati dell'algoritmo di stima dei parametri del regolatore: tali valori sono molto vicini a quelli ottenuti per condizioni 'nominali' e l'algoritmo di stima si dimostra particolarmente robusto rispetto ad errori 'puntuali' sulla griglia di $J_1(k_p, T_i)$.

7.4.2 Valutazione dei risultati per condizioni di carico differenti

I risultati presentati nel capitolo 4 hanno dimostrato la possibilità di progettare un regolatore *unico*, tale da garantire prestazioni ottime o subottime per qualsiasi condizione di carico; la procedura di autotuning in via di sviluppo deve generare un regolatore che goda della stessa caratteristica. Questa procedura, nelle ipotesi iniziali, deve poter essere svolta con qualsiasi carico appeso e a prescindere dal dato di massa.

Una prima limitazione a questa ipotesi è stata tuttavia dettata in precedenza: secondo quanto discusso in § 7.2.2, per ottenere una condizione di test significativa, la massa del carico appeso deve essere limitata all'intorno

$$I(M) = [20Kg; 50Kg] \quad (7.9)$$

I grafici in Fig. 7.9 mostrano l'andamento della cifra di merito per esperimenti svolti a condizioni di carico a massa $M = 27Kg$ e $M = 47Kg$.

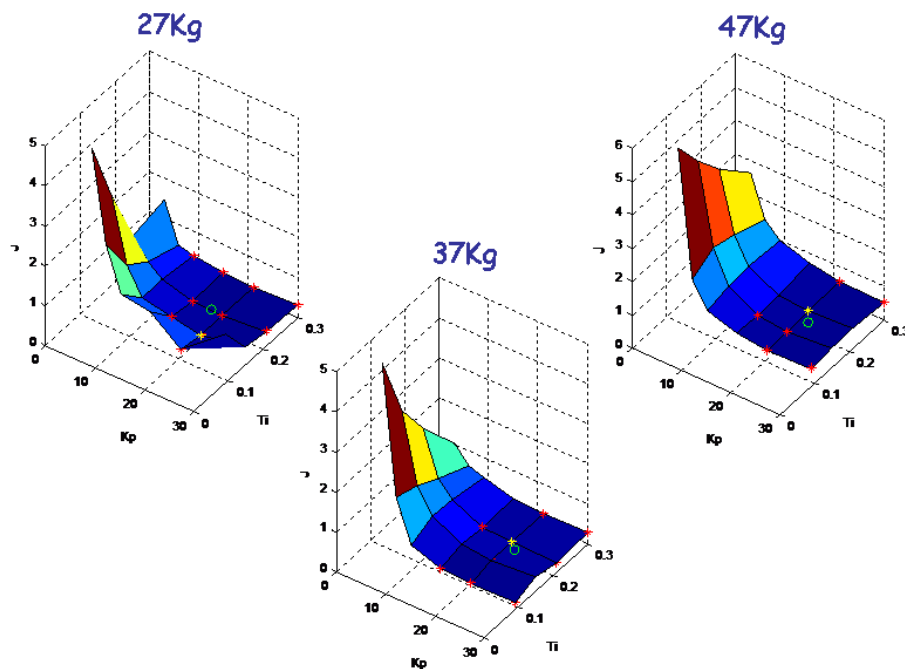


Figura 7.9: Valutazione dei risultati per diverse condizioni di carico

L'applicazione dell'algorithm di stima ai valori della cifra di merito, produce i valori riportati in Tab. ??; l'insieme dei risultati, alle diverse condizioni di carico, porta a due considerazioni distinte:

1. in primo luogo, i risultati dimostrano coerenza con le attese: una condizione di carico a massa minore è regolata da un'azione di controllo più blanda, e all'aumento del carico i coefficienti del controllo registrano un lieve incremento;
2. alle diverse condizioni, i risultati sono fondamentalmente identici; la procedura di ottimizzazione del regolatore può essere svolta indifferentemente alle ciascuna delle condizioni esaminate.

Una ultima analisi va svolta per validare l'ipotesi dettata ad inizio paragrafo: il regolatore risultato dalle analisi precedenti deve essere utilizzato per il controllo a condizioni di carico 'limite', per escludere l'eventualità di incontrare problemi a tali condizioni.

In Fig. 7.10 sono riportati gli esiti di due degli esperimenti condotti e dimostrano il buon funzionamento del regolatore sviluppato.

	$M = 27Kg$	$M = 37Kg$	$M = 47Kg$
\hat{k}_p	19.8	23.2	23.6
\hat{T}_i	0.21	0.18	0.18

Tabella 7.2: Risultati dell'algoritmo di taratura del controllore per carico 'standard'

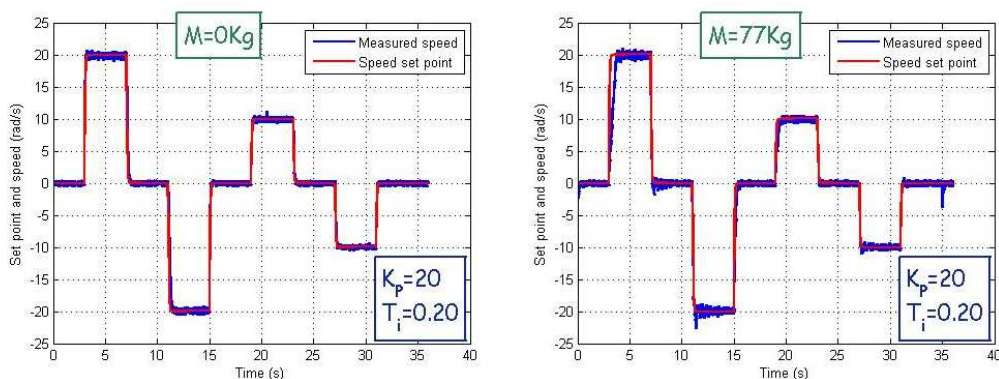


Figura 7.10: Movimentazioni per carico limite

7.5 Conclusioni

Un insieme di considerazioni porta alla scelta di definire una procedura automatizzata per la taratura del regolatore automatico della corrente di alimentazione.

Questa procedura può essere impiegata per la taratura iniziale della macchina, risparmiando tempo operatore e generando un risultato più preciso e non soggetto alle sensazioni dell'operatore stesso; nel periodo di vita del prodotto, presso il cliente, la stessa procedura potrà essere impiegata per fini di manutenzione, sia garantendo una facile calibrazione dopo un reset, sia per segnalare eventuali avvenuti guasti meccanici sul sollevatore.

Nel capitolo 7 sono stati descritti i diversi esperimenti condotti per la definizione di una cifra di merito oggettiva ed interpretabile da parte del sistema automatico; tale cifra descrive la qualità del moto e permette la scelta di una taratura ottima del regolatore sulla particolare macchina.

A partire dalle misure di velocità e corrente, raccolte per $N = 60$ prove sperimentali, ognuna della durata di 45 secondi, la procedura ideata e descritta in questo lavoro produce una coppia di valori \hat{k}_p e \hat{T}_i che descrivono un regolatore automatico 'ottimo' per il sistema di controllo; nel corso del capitolo sono stati illustrati i risultati degli esperimenti condotti per validare i risultati della procedura di scelta dei parametri sulla singola condizione di peso: la stima dei due coefficienti si dimostra precisa, ripetibile e robusta a fronte di possibili eventi esterni, che intervengano durante il periodo di test. L'intera procedura ha durata di 45 minuti, coerentemente con la necessità di rodaggio del meccanismo in fase di prerilascio.

A seguito dei primi test, sono stati dettati e giustificati i limiti per le condizioni di prova cui il sistema deve essere sottoposto, in termini di massa del carico appeso; la procedura automatica può essere svolta con semplicità anche presso il cliente, grazie alla scarsa sensibilità dimostrata dai risultati rispetto alle condizioni di carico vicine a quello medio.

L'algoritmo progettato sarà trascritto in codice C ed implementato nel nuovo sistema di controllo; dal punto di vista software, l'algoritmo sarà integrato al sistema globale

come add-on, procedura richiamabile da parte dell'utente e 'nascosta' durante il normale funzionamento del sollevatore.

Capitolo 8

Microcontrollore ed implementazione software in C

8.1 Introduzione

Il complesso sistema di controllo fin qui descritto si compone di una serie di moduli e procedure diversamente relazionati tra loro, in termini di dipendenza e sincronizzazione; i moduli principali sono:

- il regolatore automatico di velocità, in anello chiuso;
- il filtro digitale alla maniglia sensitiva;
- il nuovo algoritmo di float mode;
- lo stimatore di massa software;
- la procedura di autotuning;

L'implementazione di questi sistemi sul sistema prototipale è stata sviluppata in LabView e grazie all'utilizzo di un sistema elettronico molto potente e dotato di una facile interfaccia per la programmazione e la gestione: il sistema pc - LabView - NI cRIO (Microcontrollore ed FPGA), in particolare, permette la definizione della sincronizzazione tra procedure in maniera semplice e di alto livello; così come di alto livello è la gestione delle variabili e dei segnali, che sfruttano l'aritmetica a 64 bit del microcontrollore NI e del calcolatore lato operatore.

La traduzione del sistema in codice C e la sua implementazione su di un DSP, di serie al sollevatore autobilanciante, è un lavoro complesso, che la Indeva ha affrontato con una duplice scelta vincente: da una parte il sistema hardware è stato completamente rinnovato, con l'obiettivo di garantire l'implementazione dell'intero sistema progettato, ottimizzarne le prestazioni e lasciare margine di utilizzo per eventuali nuovi sviluppi; dall'altra lo sviluppo del software è stato a sua volta ripreso da zero e la sua progettazione è stata ottimizzata secondi i requisiti del nuovo sistema.

In questo capitolo è presentato brevemente il nuovo sistema hardware, suddiviso in due microcontrollori: uno lato motore, per la gestione del driver di corrente e della macchina a stati che governa il sollevatore; uno sulla testa universale, per la gestione del segnale di maniglia e la creazione del set point di velocità. Maggiore spazio è riservato alla descrizione della macchina a stati che governa il sistema e alla presentazione di una serie di esempi di codice, relativi ai moduli progettati da parte dell'Università di Bergamo e citati all'inizio del capitolo.

8.2 Strumentazione hardware

8.2.1 Microcontrollore lato motore

Il microcontrollore posto nel vano tra motore ed alimentatore è il cuore del sistema elettronico di gestione del sollevatore. Esso svolge un insieme complesso di funzioni:

- in primo luogo gestisce la macchina a stati supervisore del servomeccanismo: in particolare il codice implementato su questo sistema riceve gli input dell'operatore per la definizione degli stati di *run*, di *float mode* e di *autotuning*; gestisce la sincronizzazione tra questi e la generazione degli allarmi;
- è interfaccia ai sensori di velocità (encoder) e corrente (shunt resistivo); da notare che il primo dispositivo genera un segnale digitale, il secondo un segnale analogico;
- gestisce il driver di corrente del motore, attraverso la richiesta di tensione ed il controllo di corrente (in anello chiuso, v. seguito);
- gestisce la comunicazione, via CAN-bus, verso e dalla testa universale.

Il microcontrollore scelto per la nuova versione del LIFTRONIC EASY80 è un *Free-scale* Motorola 56F8300, che offre un insieme di caratteristiche, descritte qui di seguito:

- capacità operativa fino a 35M di istruzioni al secondo (70MHz)
- memoria programma e dati fino a 128Kbytes, suddivisi così:
 - 31.5 x 16 bit Memoria Flash per programmi
 - 512 x 16 bit Memoria RAM per programmi
 - 4k x 16 bit Memoria Flash per dati
 - 2k x 16 bit Memoria RAM per dati
 - 2k x 16 bit Memoria Flash per boot iniziale
 - Fino a 64k x 16 bit per ciascuna memoria esterna (programmi/dati)

Il microcontrollore è provvisto di porte per la comunicazione seriale con unità remote:

- 6 canali per la lettura di segnali in PWM
- 2 canali per la lettura di un encoder in quadratura
- 8 canali complessivi per la lettura di segnali analogici (conversione A/D a 12 bit)
- Modulo di comunicazione via CAN-bus

Il DSP Motorola 56F8300 è programmabile in C.

8.2.2 Micro lato operatore (testa universale)

Le funzioni svolte da questo secondo micro sono limitate alle seguenti:

- gestire l'acquisizione di un canale analogico (maniglia sensitiva) e di una serie di segnali digitali (pulsante di float mode, di stop, e pulsantiera per l'interfaccia operatore e il display);
- implementare il filtraggio digitale sul segnale di maniglia, per la creazione del riferimento di velocità;
- gestire il piccolo display a leds, utilizzabile per impostare una serie di parametri come quelli del filtro alla maniglia e per la lettura di dati come la stima di massa;
- gestire la comunicazione via CAN-bus e verso il micro;

8.2.3 Protocollo CAN-bus

La presenza di un protocollo CAN-bus per la comunicazione tra i due microprocessori è frutto di una scelta quasi "storica", attualmente in discussione. La comunicazione tra i due hardware riguarda principalmente i valori dei segnali letti e generati dalla testa elettronica: set point di velocità, float mode e stop. La comunicazione è gestita tramite interrupt, generati dal micro lato motore.

Il protocollo CAN-bus garantisce due vantaggi principali:

1. definizione via hardware delle priorità tra gli enti comunicanti
2. forte immunità ai disturbi elettrici e magnetici, grazie alla definizione di un protocollo per la rilevazione degli errori di comunicazione

A fronte di questi vantaggi, tuttavia, il sistema di comunicazione attuale dimostra una forte limitazione nella frequenza di comunicazione: i pacchetti sono scambiati ogni 10ms ($f = 100Hz$) e la comunicazione definisce un collo di bottiglia per le prestazioni del sistema di controllo, che lavora alla frequenza di 1kHz. Il dato sensibile è quello di set point, che giunge all'anello di controllo ogni 10 cicli di lavoro: la stabilità del sistema non è compromessa (il segnale "lento" è esterno all'anello), ma le prestazioni sono decisamente deteriorate.

8.3 Strumentazione software

Tre software differenti sono stati utilizzati per la scrittura del codice, la comunicazione con il microcontrollore per il download del file eseguibile prodotto ed il successivo debug.

1. CodeWarrior Development Studio è un ambiente per lo sviluppo integrato (Integrated Development Environment: IDE), che fornisce gli strumenti per la programmazione strutturata ed il debug del codice C, particolarmente utile per la programmazione su sistemi embedded. Lo stesso CodeWarrior produce due output: un file eseguibile, che può essere "passato" al microcontrollore, ed un file in formato ".pmp", che definisce una mappa virtuale dei segnali e delle variabili presenti nel codice.
2. Teraterm: download del codice Teraterm è un programma gratuito per l'emulazione di un terminale, attraverso il quale è possibile comunicare via porta seriale con un dispositivo remoto. Teraterm è stato utilizzato per il download del file eseguibile creato da CodeWarrior.
3. FreeMaster: analisi in real time FreeMaster è un applicativo della *Freescale*, che permette la comunicazione con il microcontrollore, per monitorare il funzionamento del sistema software. Questo software sfrutta il file *.pmp* prodotto da CodeWarrior per individuare le variabili da controllare ed è stato utilizzato in fase di debugging e di taratura del controllore PI, del float mode e dei parametri dello stimatore di massa.

8.4 Organizzazione logica del software: macchina a stati

Il sistema di controllo, costituito dal sistema fisico e dall'insieme di algoritmi di bilanciamento e movimentazione, è organizzato secondo la struttura mostrata in Fig. 8.1:

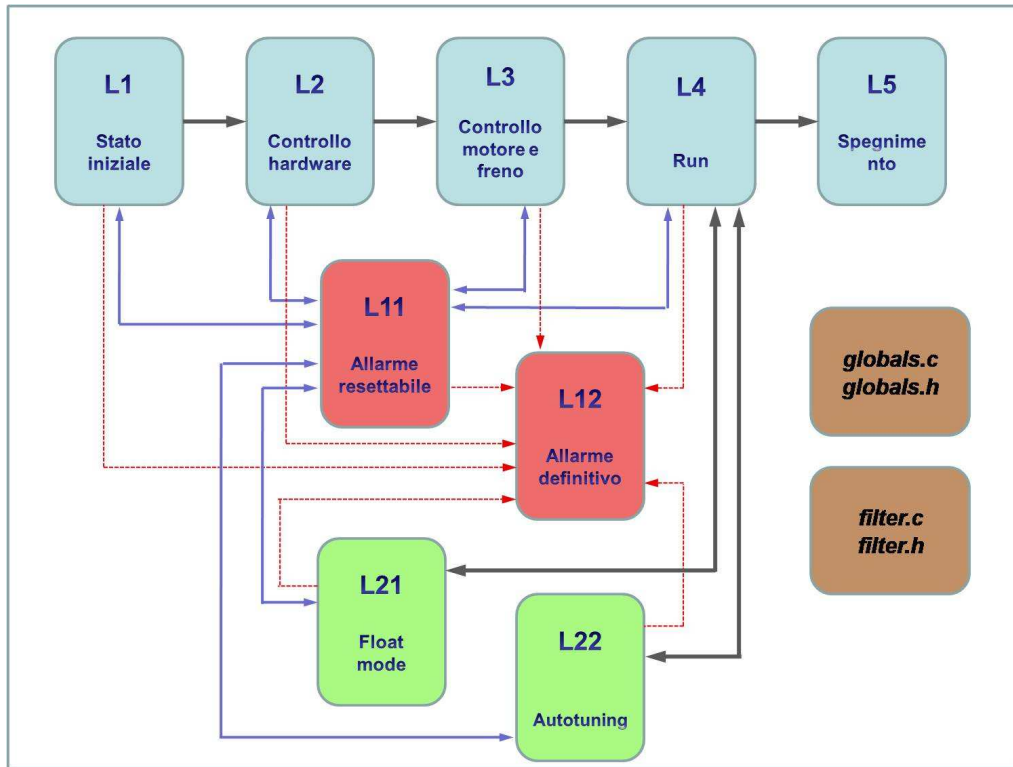


Figura 8.1: Supervisore del sistema di controllo: macchina a stati

Gli stati $L1..L5$ costituiscono il cuore del sistema; i primi quattro stati sono svolti in serie, all'accensione del sollevatore; l'attraversamento di questa serie di stati permette di svolgere le tipiche procedure di inizializzazione di un sistema elettronico: caricamento del software, test di funzionamento dei dispositivi hardware e dei dispositivi fisici (motore e blocco meccanico).

Gli stati $L21$ e $L22$ definiscono due condizioni particolari per il sistema, che possono essere richiamate ma costituiscono un'eccezione, di durata limitata, al normale funzionamento del sistema. Lo stato $L21$ definisce lo stato di float mode: la descrizione delle operazioni svolte è rimandata al seguito (v. 8.5.3); lo stato $L22$ riguarda la procedura di autotuning (v. 8.5.4).

Gli stati $L11$ e $L12$ descrivono una condizione di allarme, generata in una qualsiasi porzione del codice (da notare che l'accesso ai due stati è possibile a partire da qualsiasi alto stato). In un caso ($L12$) l'allarme è definito "momentaneo", ovvero risolvibile, ed è garantita la possibilità di riportare il sistema allo stato precedente, a seguito della soluzione del problema che ha generato l'allarme; nel secondo caso, l'allarme è detto "definitivo" e porta ad una serie di procedura che mettono il sollevatore in sicurezza, ponendo il carico a terra e inibendo l'utilizzo del sollevatore.

Nello schema sono indicati altri componenti software: uno di questi è indicato con `globals.h` e costituisce quell'insieme di funzioni che possono essere richiamate da qualsiasi stato; esempi di queste routines sono il controllo di corrente, il controllo di velocità, il calcolo della stima di massa; ma anche funzioni più elementari, come la lettura della corrente o della velocità o ancora dei parametri dei regolatori. Tutte queste funzioni

possono essere abilitate o disabilitate a partire dai diversi stati, grazie all'utilizzo di un insieme di flag condivisi.

Il lavoro svolto in fasi di traduzione del progetto in codice C ha riguardato due aspetti principali: da una parte il test di funzionamento dei componenti principali (anello di corrente e velocità, stimatore di massa) e la valutazione delle prestazioni del nuovo sistema; dall'altra la produzione dei moduli software per il float mode e la procedura di autotuning, a carico dell'Università.

Per questo motivo, nel seguito del capitolo, verranno omesse le descrizioni di alcuni stati del sistema; sarà posta maggiore attenzione sui seguenti argomenti:

1. anello di controllo della corrente
2. anello di controllo della velocità
3. stimatore di massa
4. float mode
5. procedura di autotuning

8.5 Codice

8.5.1 Regolatori automatici

La *Freescale*, produttore del microprocessore utilizzato per il controllo della corrente e della velocità, mette a disposizione del programmatore un insieme di librerie, già implementate, documentate e pronte per l'uso. Il file "MC1.h" descrive una serie di modelli che implementano regolatori automatici PI e PID; per la definizione dei regolatori di corrente e di velocità è stato impiegato il modello di regolatore ad azione proporzionale e integrale (PI), caratterizzato dai parametri elencati in Fig. 8.2 (estratto del codice)

```
typedef struct
{
    Word16 ProportionalGain;
    Word16 ProportionalGainScale;
    Word16 IntegralGain;
    Word16 IntegralGainScale;
    Word16 PositivePILimit;
    Word16 NegativePILimit;
    Word16 IntegralPortionK_1;
}mc_sPIparams;

#endif /* __PE_Types_H */
```

Figura 8.2: Estratto del codice C: parametri del regolatore di velocità

Il modello implementa una soluzione anti-windup.

Regolatore di corrente La gestione del segnale di corrente che alimenta il motore è basata sullo schema seguente:

dove $R_I(s)$ è il regolatore PI, $A(s)$ è l'alimentatore e $M_e(s)$ è la dinamica elettrica del motore, che tiene conto dei parametri di induttanza e resistenza dell'armatura:

$$M_e(s) = \frac{1}{L_a s + R_a} \quad (8.1)$$

Il chopper dell'alimentatore preleva potenza elettrica a 220V dalla rete e la deposita sul bus di tensione, riducendo la tensione a $V_{bus} \approx 88V$. Normalmente questo valore determina il limite superiore dell'attuatore; in condizioni di utilizzo del motore in frenata,

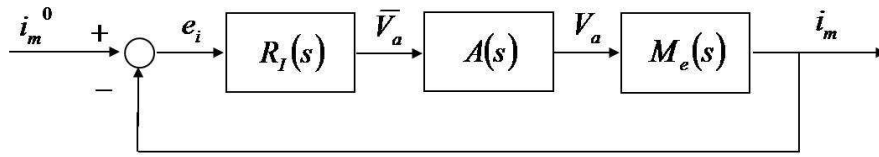


Figura 8.3: Schema di controllo della corrente

tuttavia, il motore trasforma potenza meccanica in elettrica, scaricandola sul bus di tensione: in queste condizioni, la tensione arriva a picchi di circa 110V, ma, di fatto, non viene utilizzata.

Per valutare le prestazioni del controllo di corrente è necessario considerare lo schema elettrico in Fig. 8.4, che descrive un modello del comportamento elettrico del motore in corrente continua.

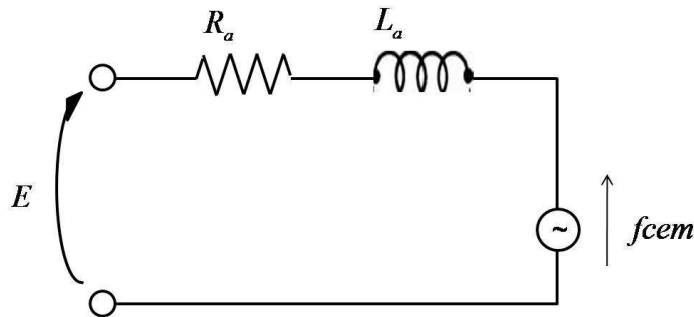


Figura 8.4: Motore in continua a magneti permanenti: schema elettrico equivalente

Gli ingressi E e f_{cem} indicano rispettivamente la tensione di alimentazione e la forza controelettromotrice sviluppata dal motore e proporzionale alla velocità di rotazione del motore stesso. Le equazioni che descrivono la dinamica elettrica sono le seguenti:

$$E = R_a \cdot i_m + L_a \cdot \frac{di_m}{dt} + f_{cem} \quad (8.2)$$

$$f_{cem} = K_e \cdot \omega_m \quad (8.3)$$

$$E \in [0, 88V] \quad (8.4)$$

Di fatto dunque la tensione utile per determinare la corrente di alimentazione è

$$\bar{V} = E - f_{cem} = E - K_e \cdot \omega_m \quad (8.5)$$

Le misure rilevate sul sistema fisico mostrano un fenomeno di forza controelettomotrice particolarmente intenso e tale da limitare le prestazioni di movimentazione per carichi medi e alti. La figura 8.5 mostra le misure di corrente e velocità raccolte per carico a massa $M = 40Kg$: è possibile notare come il sistema di controllo non possa superare una data velocità (approssimativamente pari a $\omega_m = 2000RPM$): in corrispondenza di questa, infatti, il valore di corrente subisce un brusco stop.

La costante K_e è valutata per via sperimentale: dato il valore nominale della resistenza di armatura ($R_a = \frac{65V}{9.5A} = 8.84\Omega$), nell'esperimento mostrato in figura si registra un equilibrio dinamico del carico per velocità $\omega_m = 2000RPM$; in tali condizioni, la corrente

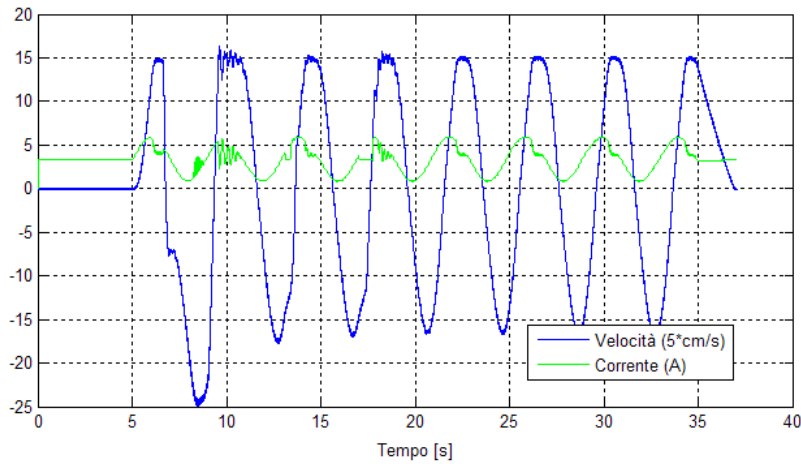


Figura 8.5: Effetto della forza controelettromotrice

massima erogabile dall'alimentatore è pari a $i_{EQ} = 4.5A$. Il voltaggio massimo utilizzabile è $V_{EQ} = R_a \cdot i_{EQ} = 30.79V$; ciò significa che il resto della tensione di alimentazione è impiegato per vincere la forza controelettromotrice; dunque:

$$f_{cem} = K_e \cdot \omega_m \Rightarrow K_e = \frac{f_{cem}}{\omega_m} K_e \approx \frac{(88V - V_{EQ})}{2000RPM} = 0.0286V/RPM \quad (8.6)$$

L'analisi condotta evidenzia un problema già noto sulle precedenti serie di sollevatori: per carichi a massa $M > 40Kg$, la velocità in salita è limitata a valori inferiori alla velocità nominale. Tale limitazione non è imputabile al sistema di controllo della corrente di alimentazione, quanto al motore elettrico stesso.

I parametri del regolatore sono stati ottimizzati per semplice confronto di prestazioni ed il sistema in anello chiuso garantisce una banda passante con frequenza di taglio di circa 500Hz, più che sufficienti per il sistema di controllo in via si sviluppo.

Regolatore di velocità Lo studio approfondito condotto sul sistema prototipale ha permesso di definire con rapidità una condizione ottimale per il controllo di velocità e di tarare con semplicità i parametri del regolatore di velocità.

L'unica differenza tra sistema prototipale e sistema di serie consiste nel sensore utilizzato per la misura della velocità di rotazione del motore: l'utilizzo di un encoder in quadratura non limita in alcun modo le prestazioni del sistema, che è stato validato con rapidità.

8.5.2 Stimatore di massa

La scrittura dello stimatore di massa ha richiesto una particolare attenzione in termini di utilizzo della aritmetica del calcolatore. L'algoritmo di stima si basa sulle seguenti formule:

- $\tau_s = K_t \cdot Q(s) \cdot i_m$: coppia "statica", equivalente ad una riduzione della corrente elettrica di motore. La definizione di "coppia statica" non è rigorosamente esatta: è stata scelta per indicare la possibilità di valutare la massa appesa *in condizioni statiche* a partire da questo solo valore;
- $\tau_{din} = Q(s) \cdot G^{-1}(s) \cdot \omega_m$: componente "dinamica" della stima di massa; tale componente deve essere eliminata dalla stima "statica";
- $\tau_{att} = Q(s) \cdot \tau_{att} \cdot sign(\omega_m)$: stima dell'attrito coulombiano agente sul sistema, anch'essa da eliminare;

La stima di massa si ottiene dall'equazione 8.7 (vedi cap. 6 per spiegazioni):

$$\hat{M} = k_M \cdot (\tau_s + \tau_{din} + \tau_{att}) \quad (8.7)$$

Le formule precedenti devono essere tradotte in filtri digitali; utilizzando la formula di Tustin per la conversione A/D, si ottengono:

$$\tau_s(k) = \frac{K_t \cdot T_s \cdot (z + 1)}{(2 \cdot \tau_f + T_s)z + (T_s - 2 \cdot \tau_f)} \cdot i_m(k) \quad (8.8)$$

$$\tau_{din}(k) = \frac{(2 \cdot J_m + T_s \cdot D_m)(z + 1)}{(2 \cdot \tau_f + T_s)z + (T_s - 2 \cdot \tau_f)} \cdot \omega_m(k) \quad (8.9)$$

$$\tau_{att}(k) = \frac{\tau_{att} \cdot T_s \cdot (z + 1)}{(2 \cdot \tau_f + T_s)z + (T_s - 2 \cdot \tau_f)} \cdot (\text{sign}(\omega_m(k))) \quad (8.10)$$

Nelle precedenti equazioni, T_s indica il periodo di campionamento, pari a $T_s = 0.001s$; la costante del filtro $Q(s)$ è impostata a $\tau_f = 0.2s$ (v. § 6.4); i parametri D_m e J_m sono oggetto di taratura. Infine è necessario considerare che i segnali di corrente e velocità sono espressi in numeri interi, caratteristici dell'aritmetica finita del calcolatore. Entrambi i segnali sono rappresentati, per scelta dello scilupatore, in variabili di tipo frazionario a 16 bit, ovvero numeri "logici" compresi tra $[-1; 1 - 2^{-15}]$, con risoluzione pari a 2^{-15} . Per ciascuno di questi segnali è necessario definire un ulteriore parametro di conversione:

$$i_{m,ampre} = K_{AMP} \cdot i_{m,FRAC16}$$

$$\omega_{m,ampre} = K_{AMP} \cdot \omega_{m,FRAC16}$$

La rappresentazione a 16 bit appare tuttavia insufficiente per il calcolo di τ_{din} : per ovviare a questo inconveniente, il calcolo delle diverse componenti viene svolto in 32 bit; solamente al termine della procedura, per la traduzione del risultato in un valore di massa espresso in kilogrammi, il calcolo è riportato ad una variabile a 16 bit.

I risultati dell'algoritmo di stima, implementato sul sistema di serie, sono in linea con quelli ottenuti sul sistema prototipale.

8.5.3 Float mode

L'algoritmo di float mode per il nuovo LIFTRONIC EASY80 è stato interamente sviluppato dall'Università di Bergamo.

Facendo riferimento al capitolo 5 per una spiegazione più approfondita del metodo, è utile riportare qui la schematizzazione della procedura: alla richiesta di float mode, da parte dell'operatore, vengono eseguite le seguenti operazioni:

- 1 Imposizione di un regime di equilibrio statico della durata di $200ms$;
- 2 Imposizione di un set point negativo e costante, a bassa velocità; misurazione della "soglia" negativa di corrente;
- 3 Imposizione di un set point positivo e costante, a bassa velocità; misurazione della "soglia" positiva di corrente.

Tutte queste operazioni sono svolte mantenendo attivo il controllo in anello chiuso.

- 4 Calcolo delle correnti utili al bilanciamento e alla movimentazione del carico appeso;
- 5 Definizione della corrente (onda quadra);

Il float mode è un algoritmo di controllo in anello aperto, la cui attuazione è mutuamente esclusiva rispetto al "normale" controllo in anello chiuso; tuttavia anche questo regime deve sottostare alla macchina a stati che governa il sistema - sollevatore e genera gli allarmi di sicurezza. Per implementare il float mode è stata definita una procedura che viene attivata solamente in seguito ad un esplicito comando dell'operatore, escludendo il controllo di moto dalla maniglia sensitiva.

In Fig. 8.6 è illustrato un esperimento di attivazione del float mode, nel quale si riconoscono le movimentazioni controllate in anello chiuso, per la definizione delle correnti di "soglia" ed il successivo movimento in anello aperto.

Figura 8.6: Effetto della forza contro elettromotrice

8.5.4 Autotuning

La procedura di autotuning serve a determinare i valori "ottimi" per il controllore di velocità e lo stimatore di massa. Il coice scritto per la Indeva fornisce un metodo semplice per determinare gli esperimenti cui il sollevatore deve essere sottoposto, attraverso i seguenti parametri:

- ampiezza e limitazione in banda del riferimento di velocità
- durata delle singole prove
- numero di prove
- valori di test per il regolatore automatico

Risultato della procedura è un insieme di valori, con i quali vengono immediatamente aggiornati il regolatore di velocità e i coefficienti dello stimatore di massa.

Come per il float mode, la stessa procedura di autotuning è basata su di una macchina a stati, che viene attivata quando il sistema di controllo accede allo stato "AUTOTUNING" (v. Fig. 8.1).

Particolare attenzione è stata posta alla sincronizzazione della procedura con il resto del codice e con le routines chiamate; i range di valori per le variabili utilizzate (errore di inseguimento e cifra di merito in particolare) sono stati oggetto di studio, con il fine di ottimizzare le prestazioni del micro in termini di tempo di calcolo e utilizzo di memoria.

8.6 Conclusioni

Il sistema hardware di serie sul sollevatore è completamente differente dal sistema prototipale utilizzato per lo sviluppo del nuovo sistema di controllo. Il microcontrollore della *Freescale* adottato dalla Indeva è stato programmato in C e tutti gli algoritmi prodotti sono stati tradotti, implementati e sottoposti a validazione su di un sollevatore di "nuova generazione". Questo ultimo capitolo di tesi ha riportato parte del codice C di funzionamento del sistema di controllo, relativo al controllo di corrente e velocità, al float mode e allo stimatore di massa. La traduzione del sistema in un linguaggio di basso livello come il C ha posto alcune problematiche: sincronizzazione dei componenti software, mutua esclusione tra alcuni di questi, definizione dei tempi e scelta della rappresentazione dei diversi segnali e variabili.

Alcuni degli algoritmi descritti in questo lavoro e sviluppati sul sistema prototipale sono stati interamente sviluppati in C a cura dell'Università di Bergamo e successivamente integrati, con successo, nel sistema di serie.

Le prestazioni del sistema di controllo, monitorate attraverso FreeMaster, dimostrano una perfetta coerenza con i risultati ottenuti sperimentalmente sul sistema prototipale.

Capitolo 9

Conclusioni

Il progetto condiviso tra Università degli Studi Bergamo e Scaglia Indeva ha prodotto, nei tre anni di collaborazione, una serie di risultati; a partire dallo studio condotto sul sollevatore autobilanciante e sui metodi per il controllo, utilizzati fino alla versione v.04, il primo importante risultato è la scrittura di un modello dettagliato per la descrizione del comportamento del sistema meccanico: l'individuazione delle frequenze di risonanza e l'attribuzione dei fenomeni alle diverse componenti meccaniche, oltre alla caratterizzazione degli attriti presenti sul sollevatore nelle diverse condizioni di moto, permettono di ottenere indicazioni fondamentali per la futura progettazione delle innovazioni meccaniche. Il modello matematico sviluppato si compone di una serie di modelli locali, divisi per condizioni di carico e per singole componenti del sistema fisico, ed è oggetto di descrizione nel capitolo 2.

Come discusso nel capitolo successivo (cap. ??), l'analisi svolta sul sistema di controllo software della "vecchia" linea di sollevatori (LIFTRONIC04) evidenzia una serie di limiti, legati alla presenza del sensor di *load cell*, posto in posizione "scomoda", e a una precisa scelta di controllo in anello aperto, penalizzante per un servomeccanismo che dispone di una misura di velocità: a partire dal modello sviluppato in precedenza è stato definito un sistema di controllo in anello chiuso, basato sulle misure di velocità lato motore per la definizione della corrente di alimentazione del motore elettrico. Il sistema di controllo è stato progettato e tarato, ponendo attenzione alla possibilità di sviluppare una strategia di scheduling al variare delle condizioni di carico, che influenzano le caratteristiche meccaniche del sollevatore.

Legato alla definizione di questo nuovo sistema di controllo è stato sviluppato un metodo nuovo per l'interfaccia all'operatore: il metodo sfrutta lo stesso sensore fisico utilizzato nel sistema precedente (la maniglia sensitiva), per definire una legge di moto (set point di velocità); la progettazione del filtro digitale e la sua taratura sono descritti in § 4.4. Una volta definiti e tarati il controllore in anello chiuso e il filtro alla maniglia sensitiva, la movimentazione del sollevatore è possibile: le misure svolte per il nuovo sistema di controllo dimostrano un comportamento migliore rispetto al sistema in anello aperto, grazie soprattutto alla possibilità di sfruttare i semplici parametri di regolazione (guadagno e costante di tempo del filtro alla maniglia) per determinare le caratteristiche di velocità e reattività del sistema.

I successivi progetti, descritti nei capitoli 5 e 6, sono stati svolti con l'obiettivo di replicare, sul nuovo sistema di controllo, le funzionalità peculiari del sollevatore autobilanciante LIFTRONIC EASY: in primo luogo è stato scritto un algoritmo per la definizione del *foot mode*, metodo per la movimentazione in anello aperto del carico; il nuovo algoritmo, a differenza del precedente metodo, è basato sul calcolo *online* dei parametri per il bilanciamento e la movimentazione del carico e dimostra i vantaggi e gli svantaggi tipici dei sistemi in tempo reale: la determinazione dei valori di attrito è continuamente aggiornata (e risolve un problema di deriva dei valori noto sui sollevatori di vecchia generazione), ma rimane suscettibile di errori, legati alla caratteristica sperimentale della loro determinazione.

Successivamente, con l'intento di fornire al sistema di controllo un dato "perso" con l'eliminazione della cella di carico, è stata studiata la possibilità di definire un sistema software per la stima della massa del carico appeso. Il progetto è basato sugli schemi di ricostruttore del disturbo di carico per servomeccanismi, ma integra un semplice modello per la compensazione degli attriti coulombiani; questo lavoro è materiale di un articolo attualmente al vaglio per la pubblicazione in (...). Le prestazioni dello *stimatore di massa* sono state verificate e confrontate con quelle del sensore di load cell: pur dimostrando un comportamento subottimo rispetto alle misure del sensore fisico, le stime si dimostrano sempre corrette e in linea con queste. La possibilità di implementare un filtraggio digitale sulla stima di massa permette inoltre di limitare considerevolmente la presenza di componenti inerziali nei valori di massa: nel lavoro presentato sono state indicate le particolari condizioni alle quali la stima di massa si dimostra più precisa delle misure di load cell (v. 6.5). A margine di questo lavoro è stata svolta una breve indagine per valutare la possibilità di utilizzare lo stimatore di massa software, in sostituzione del sensore fisico, anche su sollevatori controllati da macchie a stati (come il LIFTRONIC VACuGRIP), basate sulle misure di massa; l'esito di questa indagine è positivo, tanto da lasciare aperta a possibilità di sviluppi futuri anche su tali servomeccanismi.

Il sistema di controllo definito durante questa attività trasferisce una gran parte del lavoro di progettazione dalle componenti meccaniche (hardware) a quelle elettroniche e di progettazione software; il regolatore automatico, il filtro alla maniglia sensitiva, il nuovo float mode e lo stimatore di massa, sono sistemi caratterizzati da un numero consistente di parametri; questi parametri, pur legati a precise caratteristiche meccaniche del sollevatore, hanno necessità di una taratura fine, per l'ottimizzazione delle prestazioni del sistema complessivo. In fase di progettazione, tale attività è stata svolta manualmente (fatta eccezione per il regolatore di velocità PI, la cui taratura è stata svolta con un algoritmo automatico, il *VRFT*, descritto in 4.3); per l'immissione in produzione della nuova linea di sollevatori è stata studiata una procedura completamente automatizzata, in grado di fornire una indicazione precisa per i parametri del regolatore e dello stimatore di massa. Tale procedura è stata progettata per fornire i risultati di tuning entro i tempi richiesti dall'organizzazione del reparto aziendale che si occupa del rodaggio e del controllo di fine linea.

Infine, il complesso apparato sviluppato e fin qui descritto è stato "tradotto" sul microprocessore di serie al sollevatore LIFTRONIC EASY80. L'operazione di progettazione e scrittura del software del nuovo complesso di sistemi è stata svolta quasi completamente a cura della Indeva; il capitolo 8 è dedicato alla descrizione del nuovo sistema hardware e software, oltre che alla spiegazione dei moduli programmati da parte dell'Università in C, per il float mode e la procedura di autotuning.

Elenco delle figure

1.1	Schema del LIFTRONIC EASY80	8
1.2	Schema del riduttore	9
1.3	Struttura meccanica della testa universale	9
1.4	Movimentazione via maniglia sensitiva	10
1.5	Bilancio di forze impugnando il carico	10
1.6	Attrito statico	12
1.7	Attrito dinamico	12
1.8	Onda quadra di forza	12
1.9	Effetto dell'onda quadra e dell'attrito statico	13
1.10	Effetti degli "aiuti elettronici" in fase di movimentazione	13
2.1	Schema di un servomeccanismo	16
2.2	Motore elettrico a magneti permanenti	17
2.3	Schema di funzionamento di un motore CC a magneti permanenti	17
2.4	Motore a corrente continua, a magneti permanenti: circuito elettrico equivalente	18
2.5	Schema di un riduttore di velocità ad ingranaggi	20
2.6	Schema a blocchi: l'azionamento elettrico	22
2.7	Schema a blocchi: parametri dell'azionamento elettrico	22
2.8	Schema a blocchi: modello lineare di un asse elastico	23
2.9	Effetto della costante elastica equivalente	25
2.10	Effetto dello smorzamento elastico equivalente	25
2.11	Caratteristica dell'attrito statico: a) attrito di Coulomb e attrito viscoso b) caratteristica di Stribeck c) caratteristica dinamica di Dahl	27
2.12	Schema a blocchi di un sistema di controllo in anello chiuso	28
2.13	Schema a blocchi di un sistema di controllo in anello chiuso	29
3.1	Schema di un servomeccanismo	33
3.2	Schema a blocchi: modello di servomeccanismo afflitto da attrito coulombiano	34
3.3	Schema di un servomeccanismo	36
3.4	Schema elettrico della scheda di alimentazione	37
3.5	Anello di corrente	38
3.6	Limitazione sulla variabile di controllo	39
3.7	limitazioni alla velocità	40
3.8	aumento dello spazio di frenata	40
3.9	Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 7Kg$	42
3.10	Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 27Kg$	43
3.11	Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 67Kg$	43
3.12	Risposta in frequenza misurata per condizioni di carico $M = 7Kg$	45
3.13	Effetto dell'attrito statico per movimentazioni a bassa frequenza	46
3.14	Effetto dell'attrito statico per movimentazioni ad "alta frequenza"	46
3.15	Effetto dell'attrito statico per movimentazioni ad "alta frequenza"	47
3.16	coppia di distacco a 7 Kg	50
3.17	coppia di distacco a 27 Kg	50

3.18	coppia di distacco a 67 Kg	51
3.19	metodo differente per la valutazione dell'attrito statico	52
3.20	ingrandimento	54
3.21	ingrandimento	55
3.22	Funzionamento della trasmissione a fune	56
3.23	Riduzione del braccio meccanico ad un sistema massa - molla	57
3.24	Risonanza di struttura a $M = 7Kg$	58
3.25	Risonanza di struttura a $M = 27Kg$	59
3.26	Risonanza di struttura a $M = 67Kg$	59
3.27	Risonanza di struttura a $M = 7Kg$	61
3.28	Risonanza di struttura a $M = 27Kg$	62
3.29	Risonanza di struttura a $M = 67Kg$	62
4.1	Schema del sistema di controllo in anello chiuso	63
4.2	Schema del sistema di controllo in anello chiuso	64
4.3	Schema del sistema di controllo in anello chiuso	65
4.4	Schema del sistema di controllo in anello chiuso	65
4.5	Implementazione anti-windup di un regolatore PI	67
4.6	azione di controllo con e senza implementazione anti-windup	68
4.7	ingrandimento	68
4.8	Inseguimento con e senza wind-up	68
4.9	oscillazioni attorno al riferimento di velocità	70
4.10	inseguimento "ottimo"	70
4.11	Sistema di controllo in anello chiuso	71
4.12	Schema del sistema di controllo in anello chiuso	74
4.13	sollevatore scarico - inseguimento e azione di controllo	76
4.14	sistema a carico $M = 47Kg$ - inseguimento e azione di controllo	76
4.15	sistema a carico $M = 67Kg$ - inseguimento e azione di controllo	77
4.16	regolazione a zero - sistema a carico minimo ($M = 7Kg$)	78
4.17	regolazione a zero - sistema a carico $M = 47Kg$	78
4.18	regolazione a zero - sistema a carico $M = 67Kg$	79
4.19	Generazione del riferimento: schema a blocchi	80
4.20	profili di velocità a fronte di differente guadagno del filtro $G_{HC}(s)$	80
4.21	effetto di una taratura "lenta" del parametro τ_{HC}	81
4.22	effetto di una taratura "veloce" del parametro τ_{HC}	81
5.1	Float mode: architettura di controllo in anello aperto	83
5.2	Funzionamento in float mode	87
6.1	Ricostruttore del disturbo di carico	92
6.2	Schema del riduttore	93
6.3	caratteristica del sensore in condizioni di misura statiche	94
6.4	Effetto dell'attrito di Coulomb sulla stima di massa	95
6.5	Stimatore di massa	96
6.6	profilo di moto predefinito	100
6.7	confronto di prestazioni <i>load cell</i> /stimatore	101
6.8	errore di misura - <i>load cell</i> /stimatore	101
6.9	Confronto degli errori commessi a $M = 0Kg$: <i>load cell</i> e stimatore ((s) locale e globale)	102
6.10	Confronto degli errori commessi a $M = 70Kg$: <i>load cell</i> e stimatore ((s) locale e globale)	103
6.11	Confronto degli errori commessi a $M = 0Kg$: <i>load cell</i> e stimatore	104
6.12	Confronto degli errori commessi a $M = 70Kg$: <i>load cell</i> e stimatore)	104
6.13	azione dell'operatore sulla maniglia sensitiva e profilo di moto generato	105
6.14	Confronto degli errori commessi: misura di <i>load cell</i> , stimatore a modello locale e globale	106

6.15	schema di controllo a supervisore del sistema VACuGRIP	107
6.16	Simulazione del supervisore per sistema VACuGRIP	108
7.1	Limitazione sulla variabile di controllo	112
7.2	Limitazione sulla variabile di controllo	113
7.3	Limitazione <i>inferiore</i> sulla variabile di controllo	113
7.4	Limitazione <i>superiore</i> sulla variabile di controllo	114
7.5	Confronto tra metodi di test	115
7.6	Prestazioni del sistema di controllo per valori di frontiera	117
7.7	Limitazione sulla variabile di controllo	118
7.8	Variazione artificiale della cifra di merito	118
7.9	Valutazione dei risultati per diverse condizioni di carico	119
7.10	Movimentazioni per carico limite	120
8.1	Supervisore del sistema di controllo: macchina a stati	126
8.2	Estratto del codice <i>C</i> : parametri del regolatore di velocità	127
8.3	Schema di controllo della corrente	128
8.4	Motore in continua a magneti permanenti: schema elettrico equivalente	128
8.5	Effetto della forza controelettrica	129
8.6	Effetto della forza controelettrica	131

Elenco delle tabelle

1.1	Dati nominali del motore CC	8
3.1	bla bla bla	48
3.2	Valori di attrito <i>statico</i> misurati alle diverse condizioni di carico	51
3.3	Nuovi valori di attrito statico misurati	52
3.4	Frequenza e smorzamento del fenomeno di risonanza e antirisonanza della trasmissione a cinghia	55
3.5	Parametri della risonanza principale alle diverse condizioni di carico	57
4.1	Tarature ottimali sulle differenti condizioni di carico	75
5.1	Indicatori di prestazione del float mode, per le diverse condizioni di carico	89
6.1	Valori sperimentali di attrito coulombiano	98
6.2	Parametri del filtro $\hat{G}(s)$ per diverse condizioni di carico	98
6.3	Errore commesso nella valutazione della massa appesa	101
6.4	Errori 0	102
6.5	Errori 70	102
6.6	Errori 0	103
6.7	Errori 70	103
6.8	Caratteristiche degli errori	106
7.1	Valori sperimentalmente ottenuti per carico $M = 37Kg$	117
7.2	Risultati dell'algorithmo di taratura del controllore per carico 'standard'	120