

CONTROLLO DI MECCANISMI  
ELETTROMECCANICI COMPLESSI  
CON APPLICAZIONE ALLE  
STAMPATRICI FLESSOGRAFICHE



Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica  
UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Laureando:  
MATTIA SORATO

Relatore:  
Prof. ALESSANDRO BEGHI

Correlatore:  
Prof. MAURO BISIACCO

22 Ottobre 2012



Ai miei genitori e alla mia ragazza





## RINGRAZIAMENTI:

---

Desidero ringraziare in primis il Prof. Mauro Bisiacco e il Prof. Alessandro Beghi. La loro professionalità ed efficienza, unite alla gentilezza e alla disponibilità, sono state di fondamentale aiuto per la riuscita di questo lavoro di tesi. Grazie anche al mio collega Nicola assieme al quale ho preparato questo elaborato. Grazie alla mia ragazza Monica che in questi anni e soprattutto in quest'ultimo periodo ha sempre saputo supportarmi e sopportarmi. Per ultimi, ma non per importanza, ringrazio i miei genitori che in questi anni mi hanno costantemente sostenuto e motivato.

*Padova, Ottobre 2012*

Mattia Sorato



## SOMMARIO:

---

In questo elaborato viene descritto lo studio effettuato sulle stampatrici flessografiche prodotte dall'azienda Uteco, la quale si è rivolta al Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Padova al fine di risolvere, migliorando il sistema di controllo degli azionamenti, alcune imperfezioni riscontrate in stampa. Gli azionamenti utilizzati su tali macchine sono gli Unidrive SP prodotti da Control Techniques dei quali verrà riportata una breve descrizione.

Verranno quindi richiamati alcuni concetti base riguardanti le principali tecniche di controllo implementate negli azionamenti industriali, come l'Unidrive SP; tali nozioni risulteranno poi utili per meglio comprendere i motivi che hanno portato alla scelta di determinate strategie, piuttosto che altre, al fine di migliorare le prestazioni dello specifico sistema di controllo utilizzato nelle macchine prodotte da Uteco.

Il principale problema riscontrato nello studio è stato la mancanza di un modello di simulazione che descrivesse con buona approssimazione la struttura di controllo implementata nell'Unidrive SP. Le informazioni forniteci dal produttore del drive sono state infatti abbastanza incomplete e frammentarie. È stato quindi necessario adottare vari approcci al fine di pervenire ad un modello abbastanza corretto sul quale si potesse attuare, mediante una simulazione del sistema, una procedura analitica di tuning per i vari controllori presenti all'interno del drive.

Saranno infine descritti i limiti delle strutture di controllo analizzate nonché i risultati ottenuti con le configurazioni dei parametri dei controllori da noi calcolate.



# Indice

<b>1</b>	<b>Uteco group</b>	<b>1</b>
1.1	Azienda . . . . .	1
1.2	Stampatrici flessografiche . . . . .	2
1.2.1	Stack . . . . .	3
1.2.2	In linea . . . . .	4
1.2.3	A tamburo centrale . . . . .	5
1.3	Stampatrici flessografiche a tamburo centrale . . . . .	9
1.3.1	Il gruppo stampa . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Azionamenti Unidrive SP di Control Techniques</b>	<b>13</b>
2.1	Versioni e taglie . . . . .	13
2.2	Principali caratteristiche e funzionalità . . . . .	18
2.2.1	Flessibilità . . . . .	20
2.2.2	Moduli di espansione . . . . .	20
2.3	Impostazione, configurazione e monitoraggio . . . . .	21
2.3.1	Interfaccia utente . . . . .	21
2.3.2	Strumenti software . . . . .	22
2.3.3	Smartcard . . . . .	24
<b>3</b>	<b>Controllo di coppia, velocità e posizione</b>	<b>25</b>
3.1	Concetti generali . . . . .	25
3.1.1	Sistema di controllo ideale . . . . .	25
3.1.2	Controllo ad anello aperto . . . . .	26
3.1.3	Controllo ad anello chiuso . . . . .	27
3.1.4	Criteri di valutazione delle prestazioni . . . . .	28
3.2	Sistemi di controllo comunemente implementati nei drive . . . . .	30
3.2.1	Controllo di coppia . . . . .	30
3.2.2	Controllo di flusso . . . . .	32
3.2.3	Controllo di velocità . . . . .	33
3.2.3.1	Calcolo dei guadagni del controllore di velocità . . . . .	38
3.2.3.2	Controllo di velocità con feed-forward di coppia . . . . .	40
3.2.4	Controllo di posizione . . . . .	40
3.2.4.1	Controllo di posizione con feed-forward di velocità . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Feedback di velocità e di posizione</b>	<b>47</b>
4.1	Sensori di velocità . . . . .	47
4.1.1	Generatore tachimetrico DC . . . . .	47

4.2	Sensori di posizione . . . . .	48
4.2.1	Resolver . . . . .	48
4.2.2	Encoder incrementale . . . . .	50
4.2.3	Encoder incrementale con segnali di commutazione . . . . .	52
4.2.4	Encoder SINCOS incrementale . . . . .	53
4.2.5	Encoder SINCOS assoluto . . . . .	55
4.2.6	Encoder assoluto . . . . .	55
4.2.7	Encoder SINCOS con comunicazione seriale . . . . .	56
4.2.7.1	Protocollo EnDat . . . . .	56
4.2.7.2	Protocollo Hiperface . . . . .	58
4.2.7.3	Protocollo SSI . . . . .	58
4.2.8	Encoder con comunicazione seriale . . . . .	58
4.2.9	Encoders wireless . . . . .	59
<b>5</b>	<b>Analisi del problema di Uteco e primo approccio</b>	<b>61</b>
5.1	Difetti di stampa . . . . .	61
5.1.1	Barrature . . . . .	62
5.1.2	Errore di registro . . . . .	62
5.2	Analisi dei primi dati forniti da Uteco . . . . .	63
5.3	Utilizzo degli Unidrive nelle macchine Uteco . . . . .	66
5.4	Struttura del controllo all'interno dell'Unidrive SP . . . . .	67
5.4.1	Controllo di corrente . . . . .	67
5.4.1.1	Calcolo dei guadagni con la procedura di auto-tuning . . . . .	68
5.4.1.2	Modelli per la simulazione . . . . .	70
5.4.1.3	Risposta in frequenza . . . . .	72
5.4.2	Controllo di velocità . . . . .	75
5.4.2.1	Schema del controllo di velocità . . . . .	76
5.4.2.2	Errori, incongruenze e informazioni mancanti . . . . .	79
5.4.3	Non idealità del sistema di controllo . . . . .	82
5.4.4	Controllo di posizione . . . . .	83
5.5	Primo tentativo di tuning . . . . .	84
<b>6</b>	<b>Primo modello di simulazione e interazione con CT</b>	<b>95</b>
6.1	Descrizione del modello e inizio corrispondenza con Uteco e CT . . . . .	97
6.2	Incontro presso il "Research & Development Center" di CT . . . . .	109
<b>A</b>	<b>Questions document</b>	<b>111</b>

# Capitolo 1

## Uteco group

### 1.1 Azienda

Uteco Group è un costruttore di macchine da stampa e di trasformazione per il settore dell'imballaggio, in modo particolare per l'imballaggio flessibile.

Uteco progetta soluzioni tecniche avanzate che applica alle macchine di propria produzione, siano esse stampatrici flessografiche e/o rotocalco oppure accoppiatrici e/o macchine per applicazioni speciali. L'azienda ha sede a Colognola ai Colli, zona est di Verona, nelle immediate vicinanze dell'autostrada A4 che porta da Milano a Venezia.

Uteco è inoltre presente nel mercato Nord Americano dal 1991 con una propria rete di vendita e di assistenza e in ottobre 2000 è stata inaugurata Uteco North America, la nuova sede ad Atlanta (GA), che garantisce a tutta la clientela nord-americana un supporto tecnologico, un magazzino ricambi ed un'area dedicata alle dimostrazioni sui macchinari.

Nel Gruppo Uteco è presente la struttura ConverDrome, di cui fanno parte integrante figure professionali che operano nell'ambito della ricerca, dello sviluppo e della messa a punto dei processi propri degli impianti Uteco, attraverso:

- dimostrazioni “just in time”;
- ottimizzazione delle soluzioni “chiavi in mano”;
- uteco Academy (formazione, seminari, convegni).

La “mission” di Uteco è quella di essere costantemente in prima fila nell'offrire ai produttori di imballaggi soluzioni innovative che rispondano alle sempre nuove esigenze di settore nel totale rispetto delle normative ambientali e del risparmio energetico.

La produzione dell'azienda è principalmente incentrata sulle stampatrici flessografiche, tuttavia vengono realizzate anche rotocalco, roto off-set, accoppiatrici e spalmatrici.

Nel prossimo paragrafo focalizzeremo la nostra attenzione sulle macchine flessografiche analizzando le varie tipologie prodotte e il loro principio di funzionamento.

## 1.2 Stampatrici flessografiche

La flessografia è un metodo di stampa diretta nel quale un cliché con parti in rilievo inchiostrate applica l'immagine direttamente sul substrato che posa su un rullo detto cilindro contropressore. L'inchiostrazione avviene tramite un rullo detto anilox costituito da celle microscopiche che rilasciano una specifica quantità di inchiostro sul cliché e la cui densità può variare in funzione del tipo di lavoro da realizzare e della qualità di stampa richiesta. Per riempire le cellette dell'anilox viene utilizzato un dispositivo a camera chiusa, detto racla, in cui l'inchiostro che riempie la camera bagna in modo costante l'anilox. La racla ha due lame in acciaio che hanno il compito di pulire l'inchiostro in eccesso dall'anilox. L'inchiostro viene fatto ricircolare nella racla tramite un sistema di pompe.

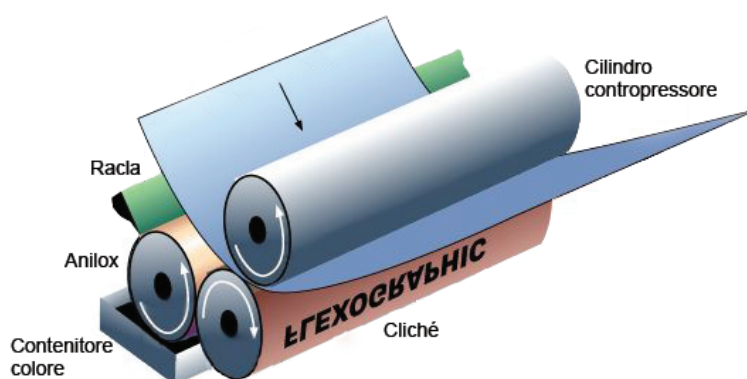


Figura 1.1: Schema di funzionamento stazione stampa flessografica.

I cliché utilizzati per la stampa sono di gomma stampata o materiale fotopolimerico con l'immagine da stampare in rilievo rispetto al fondo. La tecnologia attuale, grazie all'utilizzo di sistemi laser per l'ottenimento dei rilievi, consente di realizzare cliché con risoluzioni molto elevate.

Sostanzialmente questo tipo di stampa può essere vista come una evoluzione della stampa tipografica. Essa infatti è molto più versatile rispetto a quest'ultima e può essere utilizzata per stampare su molti tipi di substrato inclusi film plastici, metallici, cellophane e carta.

Al giorno d'oggi la flessografia è senz'altro una delle tecniche di stampa più veloci e la possibilità di stampare su molti tipi di substrato ha fatto sì che essa venisse utilizzata per un'ampia gamma di prodotti. In particolare, grazie alla capacità di stampare su substrati non porosi, essa viene largamente utilizzata nel settore del food packaging. Altre applicazioni comuni della flessografia sono la stampa su carta per confezioni regalo, carta da parati, stampa per il settore della sicurezza (es. assegni e banconote), stampa di etichette, stampa preprint per grandi confezioni con cartone ondulato, etc.

Le stampatrici flessografiche possono essere suddivise in tre tipologie: stampatrici stack, in linea e a tamburo centrale.



### 1.2.1 Stack

Le stampatrici stack sono costituite da diverse unità di stampa impilate verticalmente e ogni unità è dotata del relativo cilindro contropressore. Questa fu la prima tipologia di macchina flessografica sviluppata. Il limite di tale tipologia sta nella difficoltà di regolare il registro tra le varie stazioni stampa quando si utilizza un substrato estensibile. Le macchine stack sono infatti utilizzate soprattutto con substrati rigidi, come ad esempio la carta spessa, o per applicazioni in cui non sono richieste prestazioni troppo spinte in termini di errore di registro.

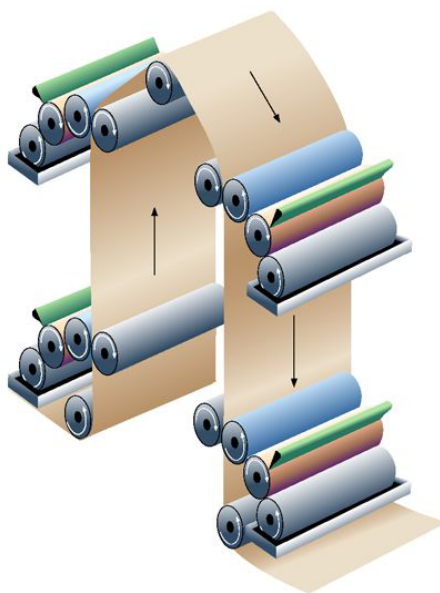


Figura 1.2: Schema di funzionamento stampatrice stack.

La stampatrice stack prodotta da Uteco si chiama **Quarz** ed ha le caratteristiche riportate in Tabella 1.1:

Parametro	Valore	Unità di misura
Larghezza Stampa Max.	1600	<i>mm</i>
Formato Stampa Min.	300	<i>mm</i>
Formato Stampa Max.	1200	<i>mm</i>
Velocità Stampa Max.	300	<i>m/min</i>

Tabella 1.1: Caratteristiche stampatrice Quarz

Riportiamo di seguito una foto di tale stampatrice.



Figura 1.3: Stampatrice stack Quarz

### 1.2.2 In linea

Come le stampatrici stack anche quelle in linea hanno unità di stampa separate e dotate di relativo cilindro contropressore ma in questo tipo di macchina, a differenza delle stack, le unità sono disposte orizzontalmente. Tale struttura implica il dover disporre ad una certa distanza le varie stazioni stampa per cui non è facile avere un basso errore di registro. Questo tipo di stampatrice viene utilizzata per la stampa su film rigidi tipo OPP-BOPP-PET-OPA-LAMINATED (no polietilene PE o PVC), carta o alluminio. Quando la stampa richiede alte percentuali di coprenza di inchiostro vengono utilizzate cappe di essiccazione estese oppure, in alternativa, inchiostri ed essiccazione a lampade UV.

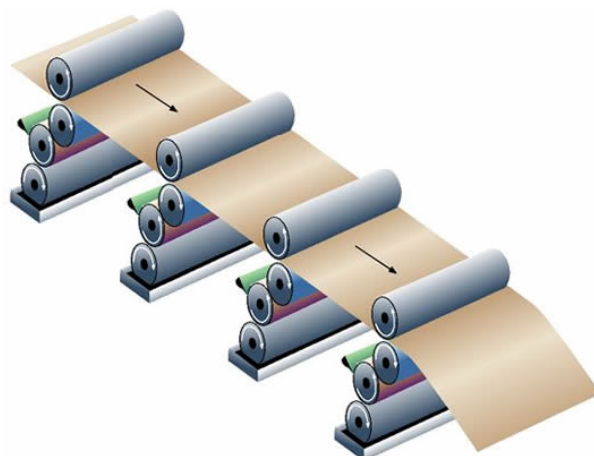


Figura 1.4: Schema di funzionamento stampatrice in linea.

La stampatrice in linea prodotta da Uteco si chiama **Onyx SIL** ed ha le caratteristiche riportate in Tabella 1.2.

Parametro	Valore	Unità di misura
Larghezza Stampa Max.	1400	<i>mm</i>
Formato Stampa Min.	290	<i>mm</i>
Formato Stampa Max.	800	<i>mm</i>
Velocità Stampa Max.	400	<i>m/min</i>

Tabella 1.2: Caratteristiche stampatrice Onyx SIL

Riportiamo di seguito una foto di tale stampatrice.



Figura 1.5: Stampatrice in linea Onyx SIL

### 1.2.3 A tamburo centrale

Le stampatrici flessografiche a tamburo centrale sono completamente differenti dalle due tipologie appena descritte. In questo modello infatti le unità di stampa sono tutte raggruppate attorno ad un unico grande cilindro contropressore detto appunto tamburo centrale. Dato che il materiale aderisce sempre al tamburo centrale si può stampare anche su substrati estensibili mantenendo comunque un basso errore di registro. Il diametro del tamburo centrale è legato al numero di stazioni stampa e al loro massimo formato di stampa.

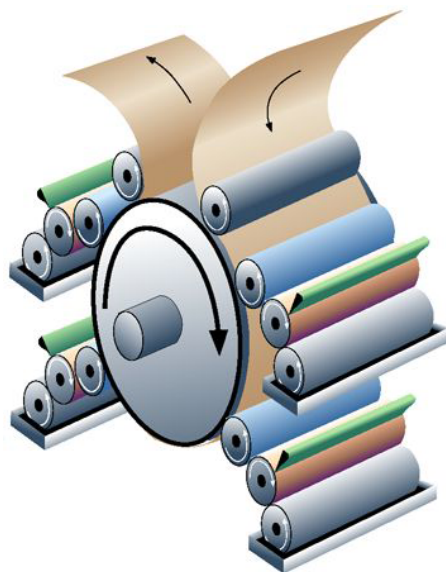


Figura 1.6: Schema di funzionamento stampatrice a tamburo centrale.

Uteco produce 4 tipi di stampatrici a tamburo centrale che illustriamo di seguito dalla più datata alla più recente.

### ***Topaz***

Esistono 3 versioni di questo modello. Le caratteristiche del modello di punta sono riportate in Tabella 1.3:

Parametro	Valore	Unità di misura
Larghezza Stampa Max.	1400	<i>mm</i>
Formato Stampa Min.	300	<i>mm</i>
Formato Stampa Max.	1300	<i>mm</i>
Velocità Stampa Max.	300	<i>m/min</i>

Tabella 1.3: Caratteristiche stampatrice Topaz

Riportiamo di seguito una foto di tale stampatrice.



Figura 1.7: Stampatrice a tamburo centrale Topaz

### *Onyx*

Esistono 6 versioni di questo modello. Le caratteristiche del modello di punta sono riportate in Tabella 1.4:

Parametro	Valore	Unità di misura
Larghezza Stampa Max.	1400	<i>mm</i>
Formato Stampa Min.	440	<i>mm</i>
Formato Stampa Max.	1250	<i>mm</i>
Velocità Stampa Max.	400	<i>m/min</i>

Tabella 1.4: Caratteristiche stampatrice Onyx

Riportiamo di seguito una foto di tale stampatrice.



Figura 1.8: Stampatrice a tamburo centrale Onyx

***Diamond HP***

Esistono 4 versioni di questo modello. Le caratteristiche del modello di punta sono riportate in Tabella 1.5:

Parametro	Valore	Unità di misura
Larghezza Stampa Max.	1600	<i>mm</i>
Formato Stampa Min.	440	<i>mm</i>
Formato Stampa Max.	1250	<i>mm</i>
Velocità Stampa Max.	600	<i>m/min</i>

Tabella 1.5: Caratteristiche stampatrice Diamond HP

Riportiamo di seguito una foto di tale stampatrice.



Figura 1.9: Stampatrice a tamburo centrale Diamond HP

***Crystal***

Esiste un'unica versione di questo modello e le caratteristiche sono riportate in Tabella 1.6.:

Parametro	Valore	Unità di misura
Larghezza Stampa Max.	1600	<i>mm</i>
Formato Stampa Min.	290	<i>mm</i>
Formato Stampa Max.	850	<i>mm</i>
Velocità Stampa Max.	500	<i>m/min</i>

Tabella 1.6: Caratteristiche stampatrice Crystal

Riportiamo di seguito una foto di tale stampatrice.



Figura 1.10: Stampatrice a tamburo centrale Crystal

### 1.3 Stampatrici flessografiche a tamburo centrale

Dopo la breve panoramica sulle macchine flessografiche fatta nel paragrafo precedente analizziamo ora in dettaglio il funzionamento di quelle a tamburo a centrale; è infatti su questa specifica tipologia che si è concentrato il nostro studio. Riportiamo in Figura 1.11 il disegno CAD di una macchina flessografica a tamburo centrale prodotta da Uteco. Di seguito illustriamo il funzionamento di tale macchina percorrendo l'intero processo di stampa.

Il supporto di stampa è fornito in rotoli che vengono installati sullo svolgitore. Il materiale percorre quindi tutto il percorso di stampa per poi essere riavvolto dall'avvolgitore. L'avvolgitore e lo svolgitore sono controllati in velocità e, per regolare la tensione del materiale, vengono utilizzati degli appositi tenditori, detti ballerini, situati lungo il percorso di stampa. Il substrato raggiunge quindi il gruppo stampa, lo percorre aderendo al tamburo centrale, e viene quindi fatto entrare nell'impianto di essiccazione ad aria calda che asciuga il solvente e rende il substrato pronto per essere riavvolto. All'uscita dell'impianto di essiccazione vi è solitamente una videocamera che permette di visualizzare la qualità della stampa prodotta. Parte integrante della macchina è un container in cui sono installate tutte le apparecchiature elettriche ed elettroniche necessarie al funzionamento della stampatrice. Nel prossimo sotto-paragrafo focalizzeremo maggiormente l'attenzione sulla struttura del gruppo stampa.

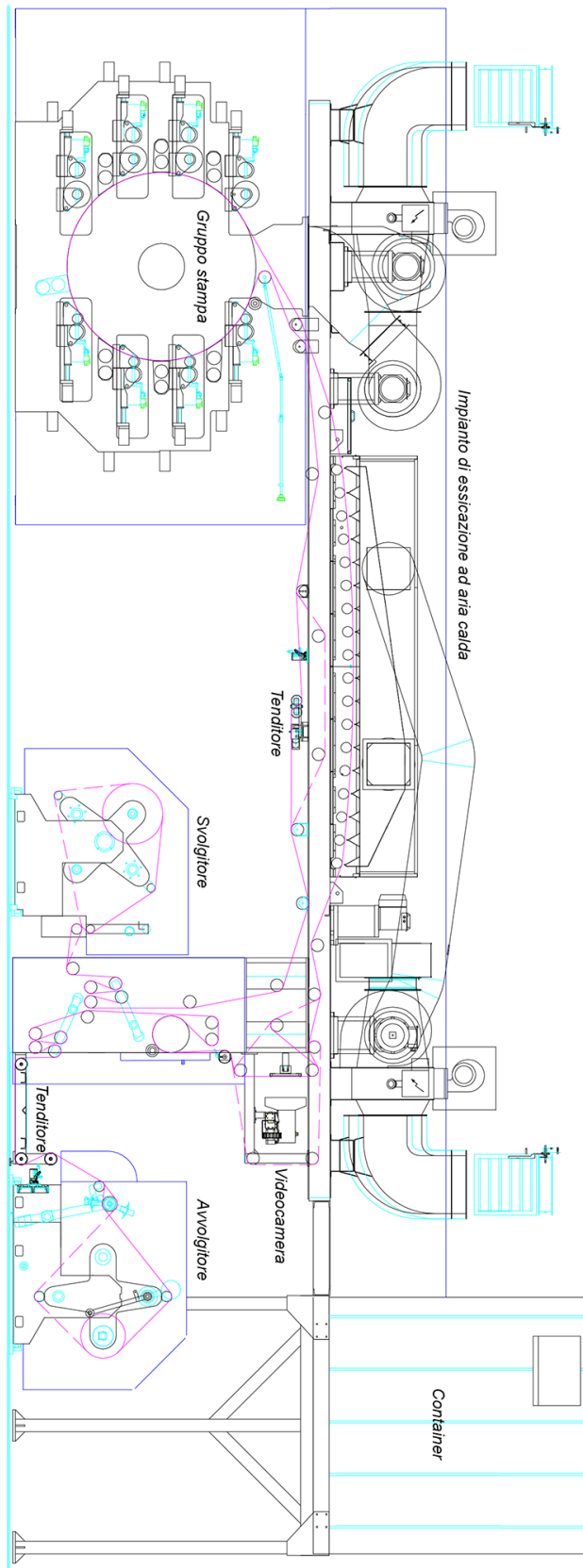


Figura 1.11: Disegno CAD di una macchina flessografica a tamburo centrale con 8 stazioni stampa.



### 1.3.1 Il gruppo stampa

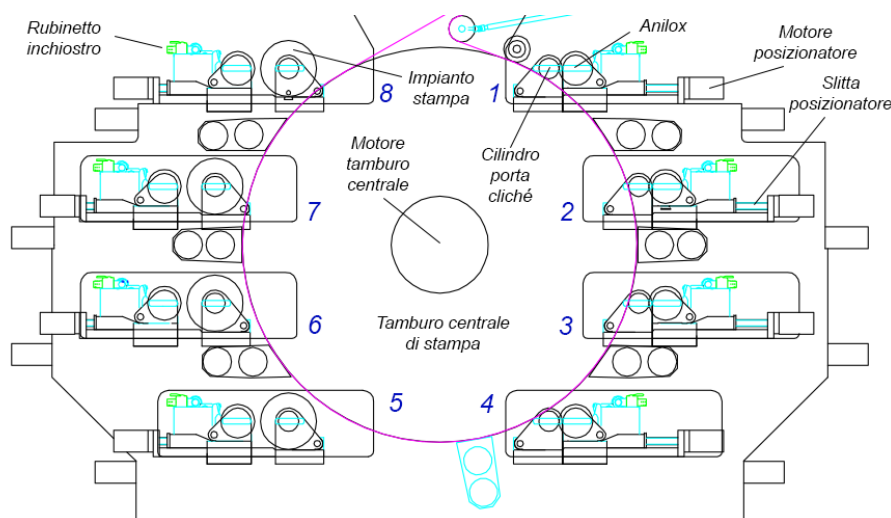


Figura 1.12: Disegno CAD di un gruppo stampa ad 8 stazioni.

Come si può osservare in Figura 1.12 ogni stazione stampa è costituita dai seguenti elementi:

- Anilox: cilindro retinato utilizzato per trasferire l'inchiostro sul cliché.
- Impianto stampa: consiste in un cilindro cavo, detto manica, su cui è fissato il cliché mediante un particolare biadesivo. Con i formati stampa più piccoli l'impianto stampa viene innestato direttamente sul mandrino della stazione mentre con i formati più grandi si utilizza un ulteriore cilindro cavo in carbonio, detto carrier, che ha la funzione di adattare il diametro interno della manica a quello esterno del mandrino.
- Motori per la rotazione dell'anilox e dell'impianto stampa: entrambi i motori elettrici sono di tipo brushless. Il motore collegato all'impianto stampa è di taglia maggiore rispetto a quello collegato all'anilox. La trasmissione dell'impianto stampa è di tipo gearless mentre per l'anilox si utilizza una trasmissione con cinghia dentata. Il motore dell'impianto stampa è controllato in posizione mediante un sistema in catena chiusa che utilizza un encoder assoluto a 25 bits (Heidenhain ECN1325) come sensore di feedback. Il motore dell'anilox è invece controllato in velocità ma il segnale di feedback è comunque ottenuto da un sensore di posizione (encoder assoluto 25 bits) montato sul motore stesso. I riferimenti di posizione e di velocità da inseguire sono quelli forniti dall'encoder assoluto a 29 bits (Heidenhain RCN8380) installato sul motore che movimenta il tamburo centrale. Gli encoder utilizzati hanno un'elevata accuratezza angolare: quelli dei motori cliché e anilox hanno una risoluzione di  $\pm 20''$  mentre quello del tamburo di  $\pm 2''$ . Questa accuratezza permette di avere una elevata precisione sulla lettura della posizione angolare dei cilindri.
- Motori per il posizionamento: l'anilox e l'impianto stampa sono installati su due slitte indipendenti e ciascuna slitta può essere movimentata mediante la

rotazione di una vite senza fine. La rotazione di queste viti è affidata a due motori che possono essere di tipo vettoriale o brushless. Mediante tali motori è possibile regolare le pressioni di stampa (tra anylox e cliché e tra cliché e tamburo centrale).

Il tamburo centrale di stampa viene movimentato con una trasmissione gearless (direct drive) mediante un motore brushless raffreddato ad acqua ed è pilotato in velocità in funzione della velocità di stampa desiderata. Tutti i motori appena descritti sono controllati mediante gli azionamenti CT Unidrive SP che integrano una parte di controllo ed una parte di potenza. Ovviamente, in funzione del motore e del carico da controllare, viene adottata una diversa taglia di azionamento.

Riportiamo di seguito la ricostruzione 3D di una stazione stampa.

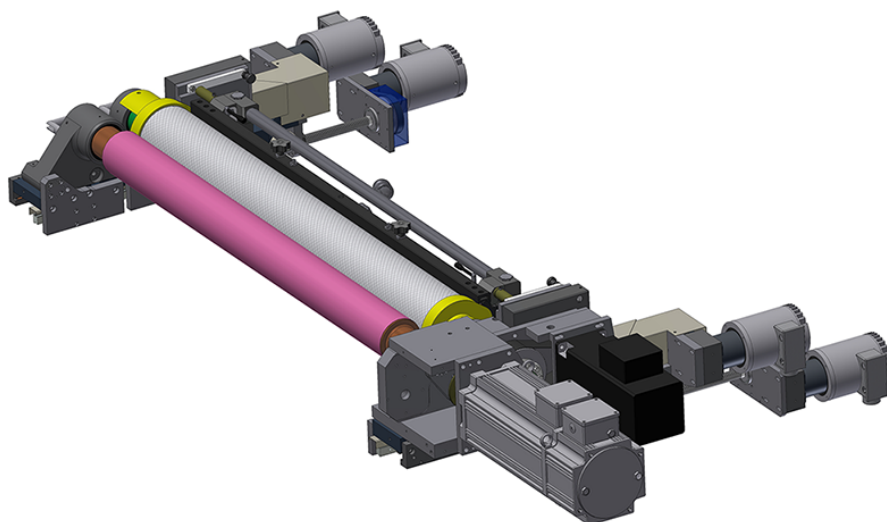


Figura 1.13: Ricostruzione 3D di una stazione stampa.

## Capitolo 2

# Azionamenti Unidrive SP di Control Techniques

Come anticipato nel capitolo precedente per pilotare i motori nelle stampatrici flessografiche a tamburo centrale vengono utilizzati gli azionamenti Unidrive SP prodotti da Control Techniques. In questo capitolo faremo una breve panoramica su tali drives descrivendo le varie versioni disponibili, le principali caratteristiche e funzioni, i possibili campi di impiego e gli strumenti software ed hardware forniti come supporto ed espansione alle loro funzionalità.

### 2.1 Versioni e taglie

Unidrive SP è una serie di convertitori per l'automazione che copre l'intervallo di potenze fra  $0.37KW$  e  $1.9MW$ . Questi prodotti condividono tutti la stessa interfaccia di controllo, indipendentemente dalla potenza nominale. I convertitori sono prodotti in tre versioni che corrispondono a tre differenti tipi di montaggio: a pannello, in armadio pre-ingegnerizzato e modulare.



Figura 2.1: Gamma azionamenti Unidrive SP.

**Montaggio a pannello:** I convertitori Unidrive SP per montaggio a pannello sono moduli standard con ingresso e uscita in *c.a.* destinati all'installazione in un pannello di controllo. Questi moduli si prestano ad una facile installazione e messa in servizio

e possono essere adottati in un'ampia serie di applicazioni. Sono disponibili ben 6 taglie con potenze erogate che variano da  $0.37KW$  a  $132KW$ . Di questa gamma fa parte anche il nuovo modello Unidrive SP Taglia 0. Esso consente di ridurre le dimensioni del convertitore del 60% e può essere utilizzato per pilotare motori con potenza da  $0.37KW$  a  $1.5KW$ . Questo prodotto presenta gli stessi parametri, gli stessi sistemi di controllo e la stessa interfaccia utente di tutti gli altri convertitori Unidrive SP.

**Forniti in quadro pre-ingegnerizzato pronto per il collegamento:** La versione in quadro pre-ingegnerizzato consiste in un convertitore installato e alimentato all'interno di un armadio di dimensioni standard. Anche per questa tipologia sono previste diverse taglie con potenze erogate che vanno da  $90KW$  a  $675KW$ .

**Modulari:** Il convertitore Unidrive SP modulare offre la massima flessibilità progettuale del sistema di potenza. I moduli possono essere collegati in vari modi per creare sistemi in DC bus comune, sistemi con alimentazione da "front-end attivo" per il ritorno dell'energia di frenatura alla rete di alimentazione e sistemi con più convertitori in parallelo per pilotare motori ad alta potenza. Tutti i moduli sono di dimensioni compatte per garantire una grande maneggevolezza. La gamma di potenze erogate da questa versione di Unidrive SP varia da  $45KW$  a  $1.9MW$ .

Dato che Uteco utilizza nelle sue macchine gli Unidrive SP a montaggio a pannello riportiamo di seguito alcune informazioni più dettagliate riguardo a questa tipologia di azionamenti, evidenziandone i campi applicativi e i principali vantaggi di utilizzo.

L'Unidrive SP per montaggio a pannello è utilizzato sia in applicazioni stand-alone che in sistemi più complessi. È possibile suddividere tali azionamenti, in base alla loro tensione di uscita, nelle seguenti categorie:

- $200-240V$  c.a.  $\pm 10\%$  monofase
- $200-240V$  c.a.  $\pm 10\%$  trifase
- $380-480V$  c.a.  $\pm 10\%$  trifase
- $500-575V$  c.a.  $\pm 10\%$  trifase
- $500-690V$  c.a.  $\pm 10\%$  trifase

Come detto in precedenza per ognuna di queste categorie sono disponibili 6 diverse taglie oltre ad un modello di dimensioni più ridotte (taglia 0). Riportiamo di seguito le specifiche di ciascun modello in funzione della tensione d'uscita e della taglia del drive.

**200-240 V c.a.  $\pm$  10% monofase (KW a 220 V) (HP a 230 V)**

Taglia	Tipo	Servizio normale			Servizio gravoso		
		Corrente max in serv. continuo [A]	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]	Corrente max in serv. continuo	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]
0	SP0201	-	-	-	2.2	0.37	0.5
0	SP0202	-	-	-	3.1	0.55	0.75
0	SP0203	-	-	-	4	0.75	1
0	SP0204	-	-	-	5.7	1.1	1.5
0	SP0205	-	-	-	7.5	1.5	2

Tabella 2.1: Modelli 200-240 V c.a. monofase

**200-240 V c.a.  $\pm$  10% trifase (KW a 220 V) (HP a 230 V)**

Taglia	Tipo	Servizio normale			Servizio gravoso		
		Corrente max in serv. continuo [A]	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]	Corrente max in serv. continuo	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]
0	SP0201	-	-	-	2.2	0.37	0.5
0	SP0202	-	-	-	3.1	0.55	0.75
0	SP0203	-	-	-	4	0.75	1
0	SP0204	-	-	-	5.7	1.1	1.5
0	SP0205	-	-	-	7.5	1.5	2
1	SP1201	5.2	1.1	1.5	4.3	0.75	1
1	SP1202	6.8	1.4	2	5.8	1.1	1.5
1	SP1203	9.6	2.2	3	7.5	1.5	2
1	SP1204	11	3	3	10.6	2.2	3
2	SP2201	15.5	4	5	12.6	3	3
2	SP2202	22	5.5	7.5	17	4	5
2	SP2203	28	7.5	10	25	5.5	7.5
3	SP3201	42	11	15	31	7.5	10
3	SP3202	54	15	20	42	11	15
4	SP4201	68	18.5	25	56	15	20
4	SP4202	80	22	30	68	18.5	25
4	SP4203	104	30	40	80	22	30
5	SP5201	130	37	50	105	30	40
5	SP5202	154	45	60	130	37	50

Tabella 2.2: Modelli 200-240 V c.a. trifase

**380-480 V c.a.  $\pm 10\%$  trifase (KW a 400 V) (HP a 460 V)**

Taglia	Tipo	Servizio normale			Servizio gravoso		
		Corrente max in serv. continuo [A]	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]	Corrente max in serv. continuo	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]
0	SP0401	-	-	-	1.3	0.37	0.5
0	SP0402	-	-	-	1.7	0.55	0.75
0	SP0403	-	-	-	2.1	0.75	1
0	SP0404	-	-	-	3	1.1	1.5
0	SP0405	-	-	-	4.2	1.5	2
1	SP1401	2.8	1.1	1.5	2.1	0.75	1
1	SP1402	3.8	1.5	2	3	1.1	1.5
1	SP1403	5	2.2	3	4.2	1.5	3
1	SP1404	6.9	3	5	5.8	2.2	3
1	SP1405	8.8	4	5	7.6	3	5
1	SP1406	11	5.5	7.5	9.5	4	5
2	SP2401	15.3	7.5	10	13	5.5	7.5
2	SP2402	21	11	15	16.5	7.5	10
2	SP2403	29	15	20	25	11	20
2	SP2404	29	15	20	29	15	20
3	SP3401	35	18.5	25	32	15	25
3	SP3402	43	22	30	40	18.5	30
3	SP3403	56	30	40	46	22	40
4	SP4401	68	37	50	60	30	50
4	SP4402	83	45	60	74	37	60
4	SP4403	104	55	75	96	45	75
5	SP5401	138	75	100	124	55	100
5	SP5402	168	90	125	156	75	125
6	SP6401	205	110	150	180	90	150
6	SP6402	236	132	200	210	110	150

Tabella 2.3: Modelli 380-480 V c.a. trifase

**500-575 V c.a.  $\pm 10\%$  trifase (KW a 575 V) (HP a 575 V)**

Taglia	Tipo	Servizio normale			Servizio gravoso		
		Corrente max in serv. continuo [A]	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]	Corrente max in serv. continuo	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]
3	SP3501	5.4	3	3	4.1	2.2	2
3	SP3502	6.1	4	5	5.4	3	3

Tabella 2.4: continua nella prossima pagina

Tabella 2.4: continua dalla pagina precedente

Taglia	Tipo	Servizio normale			Servizio gravoso		
		Corrente max in serv. continuo [A]	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]	Corrente max in serv. continuo	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]
3	SP3503	8,4	5,5	7,5	6,1	4	5
3	SP3504	11	7,5	10	9,5	5,5	7,5
3	SP3505	16	11	15	12	7,5	10
3	SP3506	22	15	20	18	11	15
3	SP3507	27	18,5	25	22	15	20
4	SP4603	36	22	30	27	18,5	25
4	SP4604	43	30	40	36	22	30
4	SP4605	52	37	50	43	30	40
4	SP4606	62	45	60	52	37	50
5	SP5601	84	55	75	63	45	60
5	SP5602	99	75	100	85	55	75
6	SP6601	125	90	125	100	75	100
6	SP6602	144	110	150	125	90	125

Tabella 2.4: Modelli 500-575 V c.a. trifase

**500-690 V c.a.  $\pm 10\%$  trifase (KW a 690 V) (HP a 690 V)**

Taglia	Tipo	Servizio normale			Servizio gravoso		
		Corrente max in serv. continuo [A]	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]	Corrente max in serv. continuo	Pot. tipica del motore [KW]	[HP]
4	SP4601	22	18,5	25	19	15	20
4	SP4602	27	22	30	22	18,5	35
4	SP4603	36	30	40	27	22	30
4	SP4604	43	27	50	36	30	40
4	SP4605	52	45	60	43	37	50
4	SP4606	62	55	75	52	45	60
5	SP5601	84	75	100	63	55	75
5	SP5602	99	90	125	85	75	100
6	SP6601	125	110	150	100	90	125
6	SP6602	144	132	175	125	110	150

Tabella 2.5: Modelli 500-690 V c.a. trifase

In virtù della sua flessibilità le potenziali aree applicative dell'Unidrive SP sono vastissime. Alcune delle applicazioni tipiche sono: macchine ad alta velocità, gru e montacarichi, comandi di ascensori ed elevatori, produzione e lavorazione di

metalli, sistemi di movimentazione materiali, macchine da stampa, macchine tessili, conversione dell'energia, macchine per l'estrusione di materie plastiche, etc.

Riportiamo di seguito alcune peculiarità e i conseguenti vantaggi che rendono l'Unidrive SP a montaggio a pannello particolarmente indicato anche in sistemi molto complessi:

- Le risorse programmabili integrate e l'ampia connettività (5 I/O analogici e 7 I/O digitali di serie) consentono la rimozione di controllori logici programmabili esterni e di controllori di moto, con conseguente riduzione dei costi e degli ingombri.
- Gli slot per l'installazione di moduli opzionali rappresentano una garanzia per il futuro dell'investimento e inoltre permettono di installare unicamente le funzionalità richieste, riducendo i costi e rendendo il sistema più snello. I convertitori Unidrive SP taglie 1-6 dispongono di tre slot di espansione mentre la taglia 0, essendo molto più compatta, ne conta solo due.
- Le resistenze di frenatura interne (opzionali per gli Unidrive SP taglie 0, 1 e 2) riducono lo spazio occupato dall'azionamento.
- Il filtro EMC integrato è adatto per la maggior parte delle applicazioni e può essere, all'occorrenza, facilmente rimosso. Sono inoltre disponibili filtri EMC opzionali esterni per eventuali esigenze di conformità a standard più severi.
- Il grado di protezione IP54 consente una buona dissipazione termica e l'utilizzo di quadri elettrici di dimensioni minori.
- Nella maggior parte delle applicazioni il convertitore ottimizza il consumo di energia. Ciò risulta molto evidente soprattutto nelle applicazioni in cui viene accumulata una considerevole quantità di energia meccanica nelle quali normalmente è richiesto al convertitore di essere in grado di dissipare tale energia per poter controllare la velocità del motore. L'Unidrive SP offre in tali situazioni la possibilità di rigenerare l'energia in eccesso e di inviarla al DC bus comune o alla sorgente di alimentazione in c.a. I sistemi in DC bus riducono i costi di esercizio facendo circolare l'energia accumulata dai convertitori in frenatura verso quelli che stanno pilotando attivamente i motori.

## 2.2 Principali caratteristiche e funzionalità

Per comprendere meglio le caratteristiche e le funzionalità dell'Unidrive SP (in particolare della versione per montaggio a pannello) riportiamo di seguito (Figura 2.2) una sua foto ed una descrizione degli elementi e delle risorse di cui è composto.



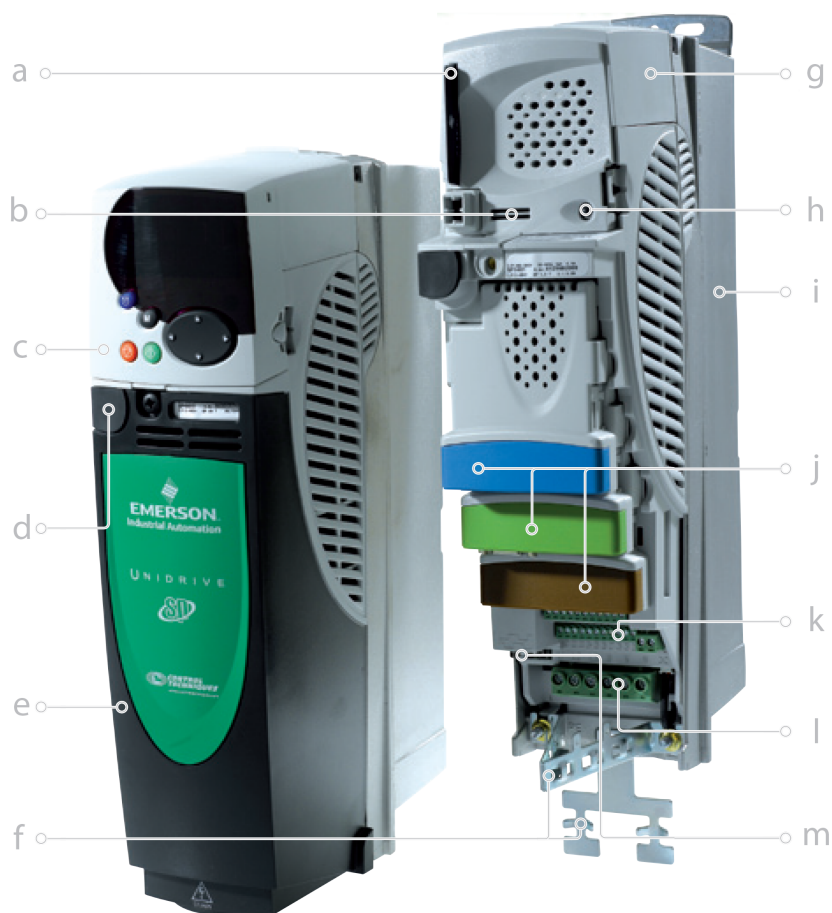


Figura 2.2: Caratteristiche dell'Unidrive SP.

- a - Smart Card che permette la memorizzazione di tutti i parametri del drive e dei programmi del PLC interno al drive.
- b - Barra di posizionamento per l'identificazione del convertitore.
- c - Tastierino opzionale che consente di visualizzare e modificare i parametri del drive.
- d - Porta di comunicazione Modbus per la programmazione da PC e per l'interfaccia con altri dispositivi.
- e - Copertura isolante che protegge tutti i terminali elettrici.
- f - Sistema di gestione dei cavi provvisto di un punto di messa a terra per i cavi di alimentazione o di controllo schermati (evitando collegamenti a pig-tail che possono ridurre la qualità della schermatura).
- g - Morsetti di collegamento per il DC Bus o per l'alimentazione a bassa tensione. In questo stesso punto è installato il filtro EMC che all'esigenza risulta facilmente rimovibile.

- h - Led di accensione e di stato.
- i - Dissipatore di calore in alluminio raffreddato da una ventola.
- j - Tre slot per accogliere altrettanti moduli opzionali che permettono di espandere la connettività del drive, gestirne le comunicazioni ed aumentarne le prestazioni in termini di controllo.
- k - Morsettiere ad innesto rapido per il collegamento a segnali esterni.
- l - Morsettieria ad innesto rapido per il collegamento al carico.
- m - Connettore encoder universale.

### 2.2.1 Flessibilità

Il convertitore Unidrive SP fornisce un controllo ad alte prestazioni di motori asincroni e di servomotori sincroni e asincroni. In base al tipo di motore da controllare si possono settare quattro modalità operative:

- *Modalità servo*: in questa modalità il drive garantisce precisione nel controllo dinamico di un'ampia varietà di motori lineari e rotativi.
- *Modalità vettoriale in anello chiuso*: in questa modalità il drive garantisce un controllo molto preciso di motori asincroni permettendo di ottenere la massima coppia del motore alla velocità zero.
- *Modalità RFC (algoritmo Rotor Flux Control)*: in questa modalità il drive garantisce buone prestazioni dinamiche e stabilità senza l'utilizzo di alcun dispositivo di feedback.
- *Modalità vettoriale in anello aperto*: in questa modalità il drive garantisce discrete prestazioni del motore in anello aperto.

L'Unidrive SP comprende inoltre l'hardware necessario per collegarsi virtualmente a molti tipi di encoder consentendo così di utilizzare, in funzione all'applicazione, la tecnologia più appropriata. Il drive supporta encoder incrementali, incrementali SINCOS ed i principali tipi di comunicazione seriale come l'SSI, l'EnDat e l'Hiperface.

### 2.2.2 Moduli di espansione

I moduli opzionali consentono di personalizzare il convertitore in base alle proprie esigenze. Sono disponibili oltre venticinque opzioni che possono essere suddivise in quattro categorie a seconda della funzione che svolgono:

- *Moduli di I/O*: permettono di usufruire di innumerevoli ingressi ausiliari aggiuntivi rispetto a quelli già presenti di serie su ciascun Unidrive.
- *Moduli di comunicazione*: permettono di collegare tra loro i vari drive e costruire una vera e propria rete basata sui principali protocolli di comunicazione industriali come il protocollo Ethernet, EtherCat, CanBus, Profibus, Profinet, ecc.

- *Moduli di retroazione:* espandono la compatibilità con un più ampio range di dispositivi di feedback come per esempio i resolvers. Tali moduli permettono inoltre di collegare più dispositivi di feedback ad uno stesso drive.
- *Applicazioni con funzionalità PLC o Motion Control:* contengono un microprocessore dedicato all'esecuzione di codice aggiuntivo utile per esempio a implementare sistemi di controllo più sofisticati di quelli già nativamente presenti all'interno dell'Unidrive.

Quest'ultima tipologia di moduli, che come abbiamo detto consente di potenziare le capacità del drive in termini di controllo e di implementare algoritmi aggiuntivi senza gravare sulle risorse del processore principale, merita di essere analizzata più in dettaglio; riportiamo pertanto di seguito una breve descrizione di due dei moduli maggiormente utilizzati.

***SM-Applications Lite:*** Il modulo SM-Applications Lite è stato progettato per offrire un controllo programmabile in applicazioni con convertitori stand-alone, oppure quando il convertitore è collegato, tramite I/O o tramite un bus di campo, ad un controllore centralizzato. La scheda SM-Applications Lite può essere programmata (in logica ladder) con il software SYPT Lite o, in alternativa, utilizzando i blocchi funzione messi a disposizione dal software SYPT Pro. Il modulo consente l'accesso in tempo reale sia a tutti i parametri del convertitore, sia ai dati forniti dagli I/O e dagli altri convertitori. Il sistema operativo del modulo è di tipo multi-tasking, ha un tempo di campionamento pari a  $250\mu s$  ed è completamente sincronizzato con il kernel di controllo del drive.

***SM-Applications Plus:*** Il modulo SM-Applications Plus offre tutte le funzioni della scheda SM-Applications Lite ed inoltre è dotato di una porta supplementare per le comunicazioni seriali, una porta CTNet ed alcuni I/O ad alta velocità. L'SM-Applications Plus è programmabile mediante l'ambiente di sviluppo software SYPT Pro. Il modulo presenta due ingressi e due uscite digitali per operazioni I/O ad alta velocità ed è inoltre dotato di una porta seriale per le comunicazioni che permette di gestire protocolli standard come il Modbus (bus tipicamente utilizzato per il collegamento a dispositivi esterni come i pannelli d'interfaccia operatore). I moduli opzionali SM-Applications Plus permettono inoltre di creare una rete ad alta velocità per comunicazioni fra convertitori chiamata CTNet; tale bus è in grado di collegarsi a I/O remoti, a pannelli operatore, agli altri convertitori e ai PC utilizzando OPC Server.

## 2.3 Impostazione, configurazione e monitoraggio

L'Unidrive SP può essere configurato mediante un tastierino rimovibile, una Smartcard o un software di messa in servizio, fornito in dotazione con il drive, che guida l'utente nella procedura di configurazione.

### 2.3.1 Interfaccia utente

Come accennato nel paragrafo 2.2 l'Unidrive è dotato di un connettore a cui può essere collegata un'interfaccia utente costituita da un tastierino ed un display. Come

mostrato in Figura 2.3 sono disponibili tre modelli di interfaccia utente: due per gli Unidrive SP taglia 1-6 e una per l'Unidrive SP taglia 0.



Figura 2.3: Interfacce utente: SM-Keypad - SM-Keypad Plus - SP0-Keypad

**SM-Keypad:** è l'interfaccia più semplice costituita da un display a LED ad alta luminosità ed è collegabile anche con il convertitore alimentato.

**SM-Keypad Plus:** è l'interfaccia più completa ed è costituita da un display LCD retroilluminato che può essere personalizzato per la visualizzazione di un testo specifico. Anche questo tipo di interfaccia è collegabile con il convertitore alimentato.

**SP0-Keypad:** rappresenta un'interfaccia con display a LED avente le stesse caratteristiche della SM-Keypad ma collegabile ai drives taglia 0.

### 2.3.2 Strumenti software

Il software in dotazione consente di accedere facilmente alle funzioni dei convertitori, permette di impostarli rapidamente, di ottimizzarne la taratura, di effettuare il backup della configurazione, di programmare il controllore integrato e di settare le varie comunicazioni. Gli strumenti software comunicano con il drive mediante collegamenti Ethernet, CTNet, seriali o USB. L'interfaccia Ethernet consente agli strumenti software di utilizzare la rete Internet per accedere ai convertitori da remoto.

#### CTSoft

CTSoft è uno strumento di configurazione per la messa in servizio, l'ottimizzazione e il monitoraggio dei convertitori prodotti da Control Techniques. Esso consente di:

- Leggere, salvare e caricare le impostazioni di configurazione del convertitore;
- Gestire i dati della Smartcard del convertitore;
- Visualizzare e modificare la configurazione con diagrammi aggiornati in real-time.

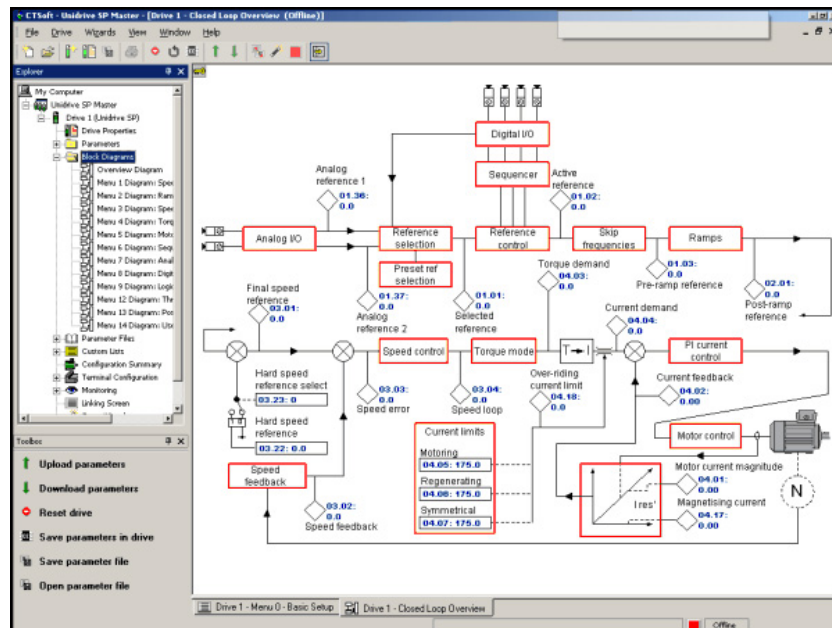


Figura 2.4: Esempio di schermata del software CTSoft

## CTScope

CTScope è una utility software che emula un oscilloscopio e permette di visualizzare e analizzare i parametri del drive. Il tempo minimo di campionamento è pari a  $1ms$  ed è ottenibile utilizzando connessioni veloci come il bus CNet e l'Ethernet. L'interfaccia utente riproduce un oscilloscopio tradizionale risultando pertanto molto familiare e intuitivo.

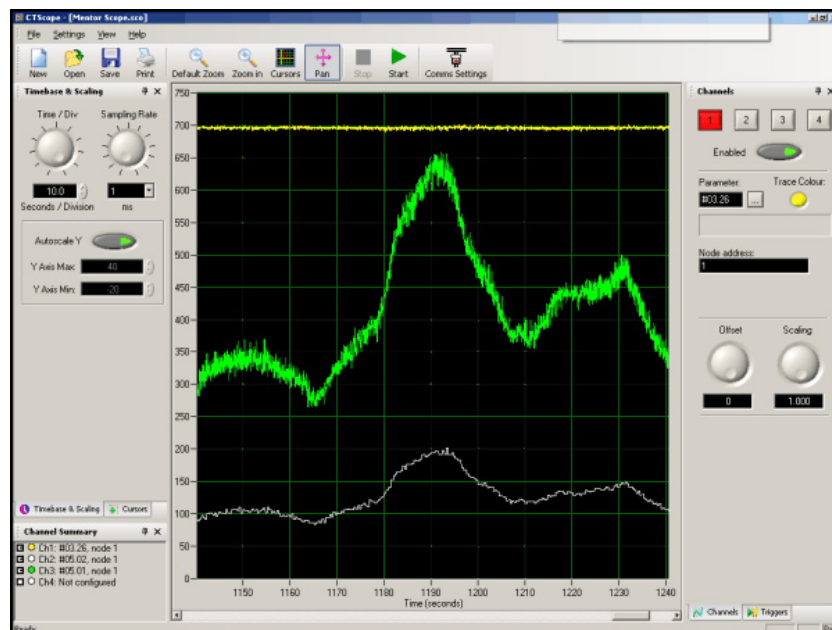


Figura 2.5: Esempio di schermata del software CTScope

### **SYPT Lite**

SYPT Lite è un editor di programmi ladder facile da utilizzare e adatto alle applicazioni più semplici in cui vengono utilizzati gli Unidrive SP. SYPT Lite permette il controllo del PLC interno al drive nonché la gestione del modulo opzionale SM-Applications Lite.

### **SYPT Pro**

SYPT Pro è un ambiente di sviluppo ricco di funzioni ed è utilizzabile per creare soluzioni per applicazioni a uno o più convertitori. L'ambiente di programmazione supporta completamente tre metodi di programmazione standard del settore dell'automazione industriale: blocchi di funzione, ladder e testo strutturato. Esso è utilizzato principalmente per configurare la parte "motion" del drive la quale è programmata tramite i blocchi di funzione PLCopen. SYPT Pro serve inoltre per configurare CTNet, una rete ad alta velocità per comunicazioni bidirezionali fra convertitori.

### **CTOPCServer**

CTOPCServer è un server di comunicazione conforme alle specifiche OPC che consente ai PC di comunicare con i convertitori tramite interfacce create dall'utente. Questo server supporta le comunicazioni Ethernet, CTNet, seriale RS485 e USB.

### **2.3.3 Smartcard**

La Smartcard è un dispositivo di memoria fornito in dotazione con ogni convertitore Unidrive SP e può essere utilizzata per il backup dei parametri e dei programmi del PLC interno al drive, nonché per copiarli da un convertitore all'altro. L'utilizzo della Smartcard consente in particolare di:

- memorizzare parametri e programmi;
- semplificare la manutenzione e la messa in servizio del convertitore;
- inviare facilmente al cliente eventuali aggiornamenti riguardanti la configurazione del drive tramite la loro memorizzazione sulla Smartcard.

## Capitolo 3

# Controllo di coppia, velocità e posizione

Lo scopo di questo capitolo è richiamare alcuni dei concetti base riguardanti le principali tecniche di controllo implementate negli azionamenti industriali come l'Unidrive SP. Tali nozioni saranno utili nei capitoli successivi per comprendere i motivi che hanno portato alla scelta di determinate strategie al fine di migliorare le prestazioni dello specifico sistema di controllo utilizzato nelle macchine flessografiche gearless prodotte da Uteco.

### 3.1 Concetti generali

#### 3.1.1 Sistema di controllo ideale

Esistono molte applicazioni in cui qualche grandezza deve essere controllata per poter inseguire un segnale di riferimento. Per esempio la velocità di un grosso motore può essere impostata da un segnale di controllo a bassa potenza. Questo può essere ottenuto utilizzando un drive a velocità variabile come descritto di seguito.

Idealmente la relazione tra il riferimento e la velocità del motore dovrebbe essere lineare e la velocità dovrebbe cambiare istantaneamente con la variazione del riferimento. Ogni sistema di controllo può essere rappresentato, come in Figura 3.1, con un segnale di riferimento in ingresso, una funzione di trasferimento  $F(s)$  e un segnale di uscita. Affinché il sistema si possa ritenere ideale la funzione di trasferimento  $F(s)$  deve essere una semplice costante, cosicché l'uscita del sistema sia proporzionale al riferimento senza alcun ritardo.

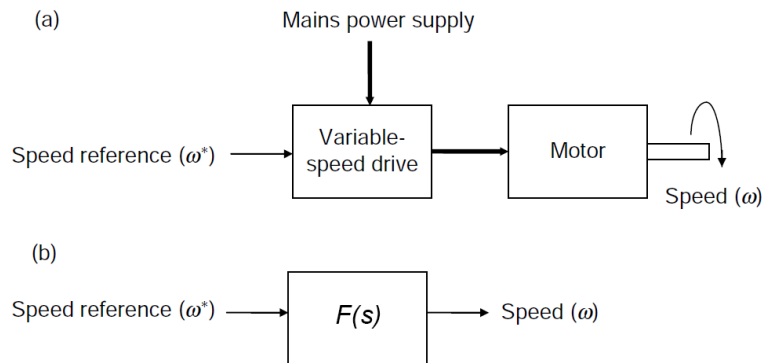


Figura 3.1: Schema di un drive a velocità variabile connesso a un motore.

### 3.1.2 Controllo ad anello aperto

Sfortunatamente la funzione di trasferimento di quasi tutti i sistemi reali non è una costante e quindi senza una qualsivoglia forma di retroazione dall'uscita, per correggere la natura non ideale della funzione di trasferimento, il sistema non inseguirà il riferimento come richiesto. Prendendo come esempio un motore ad induzione pilotato da un drive a velocità variabile controllato in anello aperto si potrà andare incontro ai seguenti effetti indesiderati:

- *Regolazione di velocità.* L'uscita di un drive con controllo in open-loop è un segnale fisso proporzionale al riferimento di velocità e quindi il segnale applicato al motore rimane costante per un riferimento costante. Pertanto, in presenza di una variazione del carico, la sua velocità si discosta rispetto al valore di riferimento richiesto.
- *Instabilità.* È possibile che in determinate condizioni di carico la velocità del motore oscilli permanentemente attorno al valore di riferimento.
- *Non linearità.* Ci possono essere molti aspetti rispetto ai quali il sistema si configura come non-lineare. Se, per esempio, il motore è connesso ad un sistema di trasmissione ad ingranaggi la velocità all'uscita di esso potrebbe essere influenzata dal backlash tra gli ingranaggi stessi.
- *Variazioni con la temperatura.* Alcune caratteristiche del sistema e conseguentemente la funzione di trasferimento che lo descrive possono variare con la temperatura. Per esempio lo slittamento di un motore ad induzione aumenta con il suo riscaldamento e quindi, per un dato carico, la velocità del motore potrebbe ridursi rispetto alla velocità iniziale quando il motore era freddo.
- *Ritardo.* Con un semplice drive in open-loop che pilota un motore ad induzione, a seguito di una variazione del riferimento, si può manifestare un ritardo prima che il motore raggiunga la velocità richiesta. Nelle applicazioni più semplici come il controllo della velocità di un nastro trasportatore questo effetto indesiderato non rappresenta un problema. Tuttavia in sistemi più complessi come nel controllo degli assi di macchine utensili i ritardi hanno pesanti effetti sulla qualità del sistema.



Questi sono solo alcuni degli effetti indesiderati che possono comparire se si utilizza un sistema di controllo in open-loop. Un metodo che migliora la qualità del controllore è l'utilizzo di una misura della quantità in uscita al sistema per realizzare una struttura in feedback e poter quindi utilizzare un controllo ad anello chiuso (closed-loop).

### 3.1.3 Controllo ad anello chiuso

Il semplice controllo ad anello aperto descritto precedentemente può essere sostituito con un sistema di controllo come quello riportato in Figura 3.2. Questo schema di controllo, se ben progettato, fornisce un modo per correggere eventuali errori nella variabile d'uscita e permette di avere una risposta stabile del sistema.

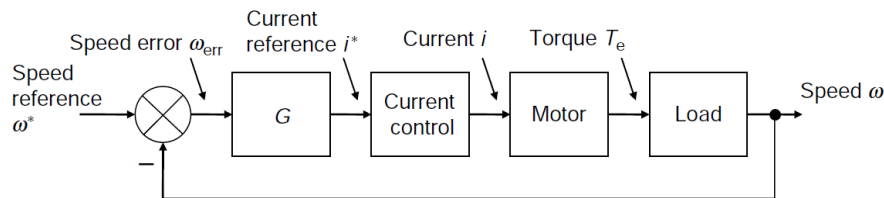


Figura 3.2: Schema di un sistema di controllo in catena chiusa.

La velocità dell'albero motore è misurata e confrontata con il riferimento di velocità (*speed reference*) per ottenere l'errore di velocità (*speed error*). L'errore viene modificato dalla funzione di trasferimento  $G(s)$  per ottenere un riferimento di corrente  $i^*(t)$  da dare in ingresso al controllore di corrente (*current control*). Possono essere adottati vari schemi di controllo della corrente, tuttavia per ora assumiamo che essa possa essere controllata per ottenere una coppia proporzionale al riferimento di corrente. Se la velocità del motore si discosta dal livello di riferimento viene prodotto un errore di velocità e la coppia applicata al carico viene modificata per riportare la velocità al valore di riferimento.

Per ottenere dal sistema di controllo ad anello chiuso le prestazioni richieste è necessario scegliere una funzione di trasferimento  $G(s)$  adeguata. Tale funzione di trasferimento potrebbe essere un semplice guadagno  $K_p$  e di conseguenza il riferimento di corrente sarebbe dato da  $i^*(t) = K_p \omega_{err}(t)$ . Questo permetterebbe un certo controllo sulla velocità d'uscita ma, dato che per mantenere la velocità del motore è necessaria una certa coppia, l'errore di velocità deve essere diverso da zero. Aggiungendo un termine integrale in modo tale che il riferimento di corrente diventi  $i^*(t) = K_p K_i \int_0^t \omega_{err} \tau d\tau$  non è più necessario avere un errore di velocità quando sia richiesta una certa coppia per pilotare il carico alla velocità di riferimento. Infatti il termine integrale accumula nel tempo l'errore di velocità creando un opportuno riferimento di corrente che consente di ottenere la coppia necessaria. Un sistema di controllo a catena chiusa come quello appena descritto prende il nome di regolatore PI. Nonostante siano diffuse numerose architetture di controllo ad anello chiuso il controllore PI è il più comunemente utilizzato poiché è facilmente implementabile ed è relativamente semplice da configurare.

### 3.1.4 Criteri di valutazione delle prestazioni

Per valutare le prestazioni di un sistema di controllo ad anello chiuso si può osservare l'andamento della sua risposta al gradino effettuando una variazione a gradino del riferimento e misurando la risposta in uscita al sistema. In Figura 3.3 sono riportati alcuni esempi di risposte al gradino relative ad un semplice sistema del secondo ordine.

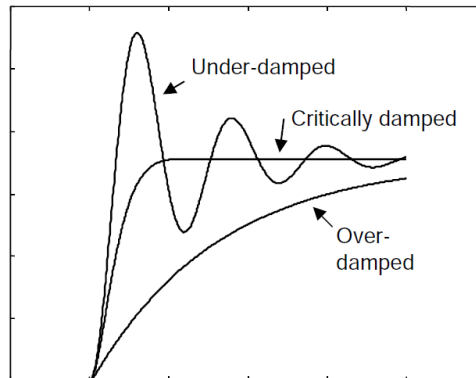


Figura 3.3: Risposta al gradino di un sistema in catena chiusa.

- Se l'uscita raggiunge il riferimento nel minor tempo possibile senza alcuna sovralongazione la risposta viene definita criticamente smorzata (*critically damped*). Nel caso in cui non sia tollerabile alcun overshoot allora quella appena descritta rappresenta la miglior risposta in termini di minor ritardo possibile tra ingresso e uscita.
- Se lo smorzamento del sistema viene aumentato la risposta diventa più lenta e viene definita sovra-smorzata (*over-damped*).
- Se lo smorzamento del sistema viene ridotto la risposta diventa più veloce ma presenta una sovralongazione e può oscillare attorno al valore di riferimento. Questo tipo di risposta viene definita sotto-smorzata (*under-damped*).

Da queste osservazioni, che si riferiscono ad un semplice sistema del secondo ordine, si deduce che smorzando maggiormente il sistema si riducono le sovralongazioni ma contemporaneamente si rallenta la sua risposta. Come verrà dimostrato in seguito i sistemi reali possono essere più complessi ed in essi un incremento dello smorzamento non porta sempre ai risultati appena descritti.

La risposta al gradino del sistema ad anello chiuso può essere utilizzata per valutare le prestazioni quando il sistema di controllo è isolato. Tuttavia, se il controllore deve essere incluso all'interno di un altro anello, i guadagni e gli eventuali ritardi sono importanti poiché influenzano la risposta dell'anello di controllo più esterno. Tali guadagni e ritardi possono essere stimati tracciando i diagrammi di Bode del modulo e della fase della risposta del sistema. Un controllore ideale dovrebbe avere guadagno unitario e sfasamento nullo a qualsiasi frequenza; tuttavia, in un sistema reale, i guadagni si riducono e lo sfasamento aumenta all'aumentare della frequenza. Ha senso quindi introdurre il concetto di larghezza di banda del sistema che spesso è

definita come la frequenza alla quale il guadagno si riduce di  $3dB$  rispetto al valore in continua. Nell'esempio riportato in Figura 3.4 e in Figura 3.5 ciò avviene a circa  $670rad/s$ . Il corrispondente sfasamento dipende dall'ordine del sistema. Un sistema del primo ordine presenta uno sfasamento di 45 gradi nel punto corrispondente alla frequenza a cui si ha una attenuazione di  $3dB$ , mentre un sistema del secondo ordine, come quello la cui risposta in frequenza è riportata in Figura 3.4 e in Figura 3.5, presenta uno sfasamento nello stesso punto di ben 60 gradi. I ritardi intrinseci nei sistemi di controllo digitali possono far aumentare tale sfasamento.

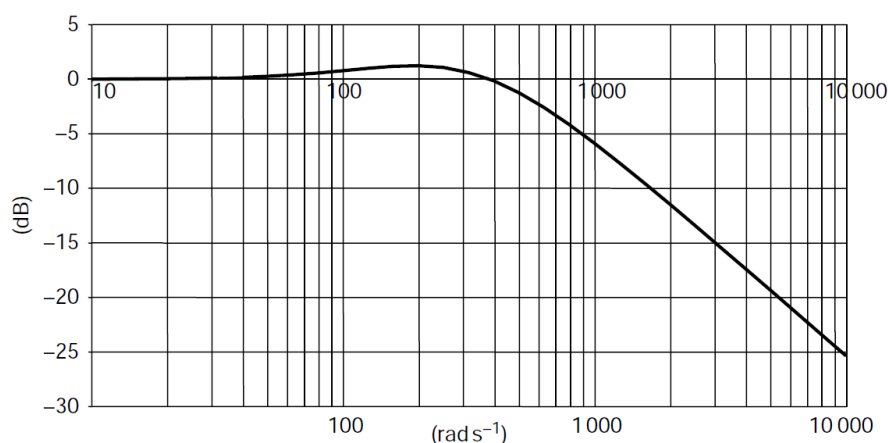


Figura 3.4: Diagramma di Bode del modulo di un sistema del secondo ordine in catena chiusa.

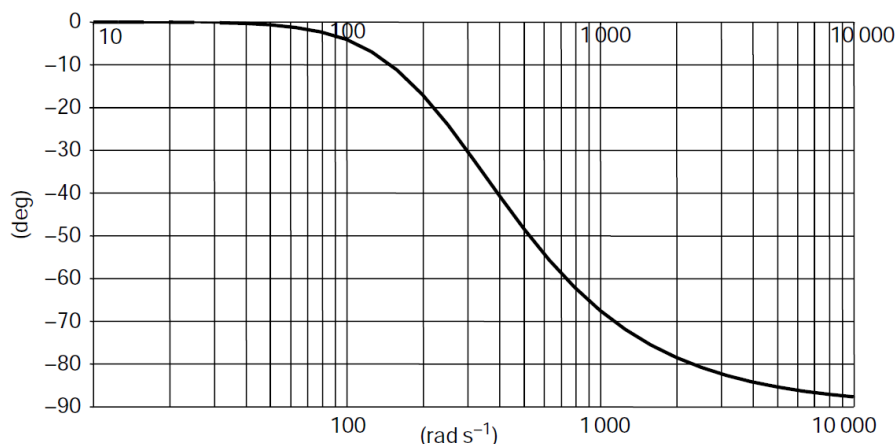


Figura 3.5: Diagramma di Bode della fase di un sistema del secondo ordine in catena chiusa.

In molti casi la larghezza di banda è considerata come un'indicazione delle prestazioni dinamiche del sistema di controllo; in altre parole, maggiore è la larghezza di banda, migliori sono le prestazioni.

Se il controllore deve essere inserito all'interno di un altro anello di controllo lo sfasamento è molto importante pertanto, se il ritardo è troppo elevato, può essere necessario ridurre le prestazioni dell'anello esterno per mantenere la stabilità. Anche la sovraelongazione nella risposta al gradino è un parametro non trascurabile in molte

applicazioni; l'aumento della larghezza di banda del sistema può infatti portare ad avere un overshoot di ampiezza non tollerabile.

## 3.2 Sistemi di controllo comunemente implementati nei drive

Sebbene in un moderno drive a velocità variabile siano presenti numerose funzionalità il suo ruolo fondamentale è quello di controllare la coppia, la velocità o la posizione. Prima di procedere alla descrizione dettagliata del funzionamento dei diversi tipi di drive trattiamo brevemente le nozioni teoriche che stanno alla base del controllo delle grandezze appena citate. In Figura 3.6 è rappresentato un generico sistema di controllo di posizione che come si può osservare include due controllori interni di velocità e di coppia.

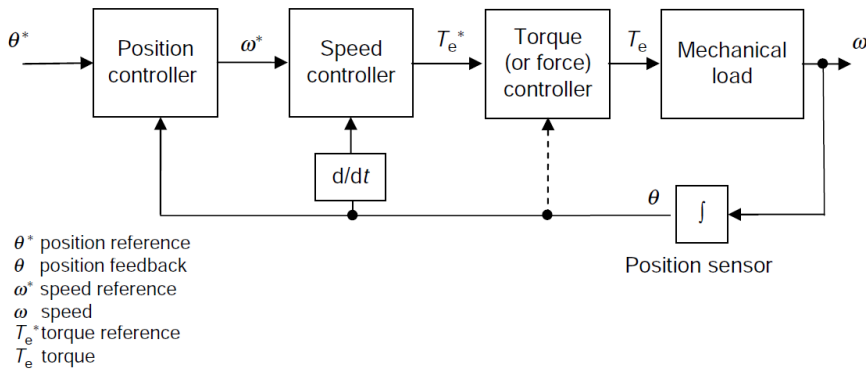


Figura 3.6: Schema di un generico controllo di posizione.

È possibile implementare un sistema in cui il controllo di posizione produca direttamente la coppia meccanica da applicare al motore senza avere ulteriori anelli di controllo interni. Tuttavia, così facendo, il controllore di posizione dovrebbe essere in grado di controllare una funzione di trasferimento complessiva che tenga conto di quella degli avvolgimenti del motore, del carico meccanico e della conversione da velocità a posizione; tale funzione di trasferimento risulterebbe pertanto molto complessa. Per questo si usa molto più frequentemente uno schema di controllo come quello rappresentato in Figura 3.6. Un altro vantaggio di questo approccio è quello di poter inserire delle limitazioni (al range o alla velocità di variazione) ai segnali (velocità e coppia) tra un controllore e l'altro.

### 3.2.1 Controllo di coppia

Il controllore di coppia rappresenta l'anello di controllo più interno nella maggior parte dei drive per motori rotanti. Per spiegare il funzionamento del controllo di coppia utilizziamo come esempio il sistema costituito da un semplice motore d.c. riportato in Figura 3.7 e in Figura 3.8. L'analisi del controllo di coppia per motori a.c. può essere fatta esattamente nella stessa maniera supponendo che siano state effettuate le opportune modifiche al drive.

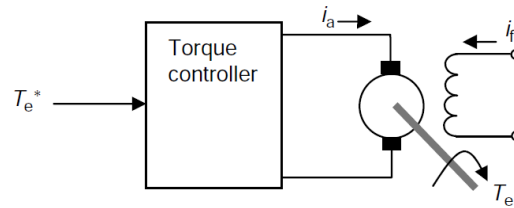


Figura 3.7: Schema di un generico controllo di coppia

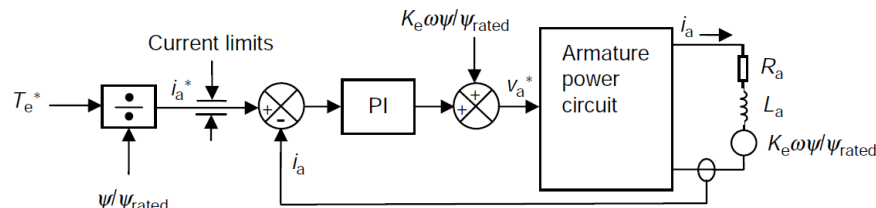


Figura 3.8: Schema di un generico controllo di corrente all'interno di un controllo di coppia

La richiesta di coppia (o riferimento di coppia)  $T_e^*$  viene trasformata dal controllore di coppia in corrente di pilotaggio del motore il quale a sua volta produce la coppia necessaria al pilotaggio dell'eventuale carico meccanico ad esso connesso. In Figura 3.8 è rappresentato il sistema necessario a convertire il riferimento di coppia in corrente per il motore. Il riferimento di coppia  $T_e^*$  viene dapprima trasformato in un riferimento di corrente  $i_a^*$  includendo l'effetto di scala del flusso del motore. Tale riferimento ( $i_a^*$ ) viene poi limitato in ampiezza per evitare che la richiesta di corrente superi la capacità del drive e diventa quindi il segnale d'ingresso dell'anello di corrente. Il circuito elettrico equivalente del motore è costituito da una resistenza  $R_a$ , una induttanza  $L_a$  e da un generatore di tensione pari a  $K_e\omega\psi/\psi_{rated}$  rappresentante la forza controelettrica proporzionale al flusso ed alla velocità.

Il controllore PI può da solo controllare efficacemente la corrente in tale circuito poiché se la velocità aumenta la tensione necessaria a contrastare la forza controelettrica viene fornita dal termine integrale. È probabile che il controllo integrale risulti relativamente lento e quindi, al fine di migliorare le prestazioni dinamiche del controllo durante le variazioni di velocità, viene incluso nello schema un termine di feed-forward pari a  $K_e\omega\psi/\psi_{rated}$ . La somma del segnale in uscita al controllore PI e di quello fornito dal feed-forward costituisce il riferimento di tensione  $v_a^*$ . In risposta a tale riferimento il circuito di potenza produce la tensione  $v_a$  che, applicata al circuito elettrico equivalente del motore, origina una corrente  $i_a$ . Tale corrente è misurata attraverso un sensore e viene utilizzata come segnale di feedback per l'anello di corrente.

Oltre ai componenti lineari mostrati nello schema di Figura 3.8 l'anello di corrente in un drive digitale include anche dei ritardi dovuti al campionamento o introdotti dal circuito di potenza. In pratica le prestazioni del controllore sono dominate dal guadagno proporzionale ed in particolare, se viene usato il feed-forward di tensione sopradescritto, il termine integrale ha effetti veramente molto lievi sulla risposta dinamica del sistema. Il settaggio dei guadagni dell'anello di controllo è chiaramente molto importante per ottimizzare le prestazioni del sistema. Uno dei metodi più sem-

plici per determinare un opportuno guadagno proporzionale è utilizzare la seguente espressione:

$$K_p = K \frac{L_a}{T_s} \quad (3.1)$$

dove  $L_a$  è l'induttanza del motore e  $T_s$  è il tempo di campionamento della corrente.  $K$  è invece una costante il cui valore dipende dai fattori di scala della corrente e della tensione e dai ritardi presenti nel sistema di controllo e nel circuito di potenza. I più moderni drive a velocità variabile includono algoritmi di auto-tuning basati sulla misura dei parametri elettrici del motore fatta automaticamente dal drive e di conseguenza normalmente non è necessario l'intervento dell'utente per la loro regolazione.

È utile conoscere la funzione di trasferimento del controllo di coppia ( $T_e/T_e^*$ ) cosicché la sua risposta (nel caso si tratti di un anello di controllo isolato) o il suo effetto su un anello più esterno possa essere predetta.

Poiché la risposta del sistema è dominata dai ritardi è conveniente rappresentare la risposta ad anello chiuso con un semplice guadagno e un "transport delay" avente guadagno unitario come mostrato in Figura 3.9.

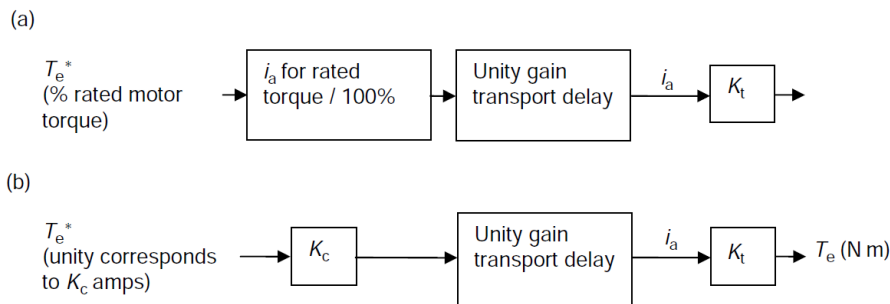


Figura 3.9: a) controllo di coppia isolato; b) controllo di coppia inserito in un anello di controllo esterno.

Il riferimento di coppia può essere espresso in  $N \cdot m$  ma tradizionalmente viene utilizzato un valore che rappresenta una percentuale della coppia nominale del motore. Dalla Figura 3.9a, in cui  $K_t$  [ $N \cdot m/A$ ] rappresenta la costante di coppia del motore, si può dedurre la funzione di trasferimento quando il controllo di coppia è utilizzato da solo. Se invece il controllo di coppia è inserito, per esempio, in un anello di velocità più esterno allora deve essere utilizzata una rappresentazione leggermente diversa come mostrato in Figura 3.9b. In questo caso il controllo di velocità produce un riferimento di coppia tale che un suo valore unitario corrisponda ad un valore di corrente specifico per ogni taglia del drive. Tale valore è indicato con  $K_c$  [A] e può essere incluso nella funzione di trasferimento come mostrato. Questi semplici modelli permettono all'utente di predire le prestazioni del controllo di coppia sia esso utilizzato da solo o inserito in un anello di controllo esterno.

### 3.2.2 Controllo di flusso

Nell'esempio precedente di un semplice drive per motori a corrente continua il livello del flusso è imposto dalla corrente di campo ( $i_f$ ). Il controllo di flusso rappresentato in Figura 3.10 è costituito da un anello di corrente interno e da un anello

esterno che mantiene il flusso al valore nominale fintantoché la tensione ai morsetti dello statore raggiunge il suo valore limite.

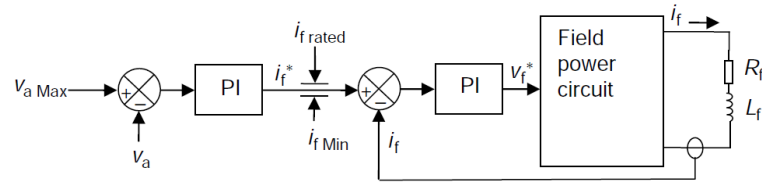


Figura 3.10: Schema di un generico controllo di flusso.

Quando la velocità del motore supera quella nominale il controllo regola la corrente di flusso e quindi il flusso affinché la tensione ai capi dello statore si mantenga al massimo livello necessario.

Il controllo di coppia e di flusso sono entrambi rappresentati con uno schema semplificato in Figura 3.11. Entrambi hanno un anello interno di corrente che genera un riferimento di tensione e un circuito di potenza che converte quest'ultimo in una corrente.

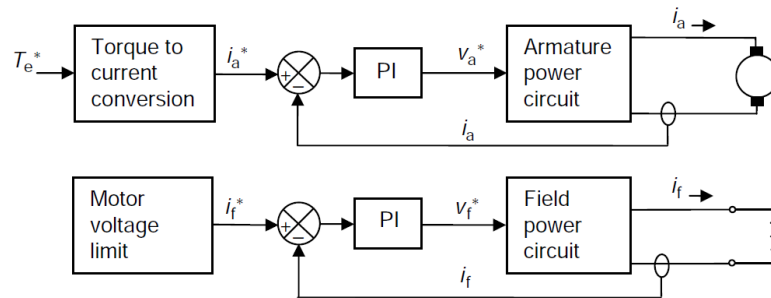


Figura 3.11: Schema dei controlli di coppia e di flusso.

### 3.2.3 Controllo di velocità

Un controllo di velocità ad anello chiuso può essere implementato inserendo un controllore PI in un anello esterno a quello di coppia. Ai fini di questa analisi si suppone che il carico sia un'inerzia  $J$  con una coppia applicata  $T_d$  indipendente dalla velocità. Il sistema risultante è rappresentato in Figura 3.12.

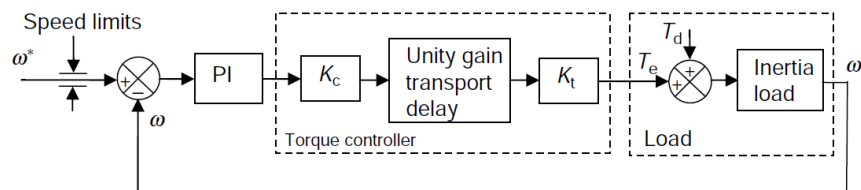


Figura 3.12: Schema di un generico controllo di velocità.

Sotto le ipotesi che:

- il controllore PI venga implementato con la struttura parallelo  $K_p + K_i/s$

- il controllore di coppia sia ideale (quindi il “transport delay” a guadagno unitario possa essere ignorato)
- il carico inerziale sia definito come  $1/Js$

il guadagno del sistema ad anello aperto nel dominio di Laplace può essere espresso come:

$$G(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{K_c K_t}{Js} \quad (3.2)$$

invece la funzione di trasferimento ad anello chiuso è:

$$\frac{w(s)}{w^*(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (3.3)$$

Sostituendo la (3.2) nella (3.3) si ottiene:

$$\frac{w(s)}{w^*(s)} = \frac{s \frac{K_p}{K_i} + 1}{s^2 \frac{J}{K_c K_t K_i} + s \frac{K_p}{K_i} + 1} \quad (3.4)$$

Se ora definiamo la pulsazione naturale del sistema come  $\omega_n = \sqrt{K_c K_t K_i / J}$  e il fattore di smorzamento come  $\xi = \omega_n K_p / (2K_i)$  l'equazione (3.4) diventa:

$$\frac{w(s)}{w^*(s)} = \frac{s \frac{2\xi}{\omega_n} + 1}{s^2 \frac{1}{\omega_n^2} + s \frac{2\xi}{\omega_n} + 1} \quad (3.5)$$

Come nel caso del controllo di coppia anche in questo caso risulta utile conoscere la funzione di trasferimento a catena chiusa dell'anello di controllo in modo che la sua risposta (nel caso si tratti di un anello di controllo isolato) o il suo effetto su un eventuale anello di posizione più esterno possa essere predetta.

Se non sono richieste prestazioni troppo spinte dall'anello di velocità si potrebbero trascurare i ritardi e utilizzare la funzione di trasferimento lineare (3.5).

Tutte le costanti in queste equazioni e i ritardi associati al controllo di corrente sono normalmente fornite all'utente in modo che esso possa effettuare tutti i calcoli o le simulazioni utili a stimare le prestazioni del controllo di corrente.

Oltre a fornire la risposta al gradino a catena chiusa richiesta è importante che il sistema sia in grado di evitare variazioni indesiderate causate da una coppia transitoria applicata al motore. Tale fenomeno potrebbe essere causato dall'attacco improvviso di un carico o da un carico disomogeneo. La capacità di evitare variazioni indesiderate viene indicata come rigidità del sistema e una misura di tale caratteristica può essere quantificata col cosiddetto “compliance angle”.

Dalla Figura 3.12 si possono ricavare le seguenti equazioni:

$$\omega(s) = \frac{T_c(s) + T_d(s)}{sJ} \quad (3.6)$$



e

$$T_e(s)\Big|_{\omega^*=0} = -\omega(s)K_cK_t \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (3.7)$$

Combinando queste due equazioni si ottiene:

$$\frac{\omega(s)}{T_d(s)} = \frac{1}{K_cK_tK_i} \frac{s}{s^2 \frac{J}{K_cK_tK_i} + s \frac{K_p}{K_i} + 1} \quad (3.8)$$

Essa rappresenta la risposta dell'anello di velocità ad un disturbo transitorio di coppia ossia la funzione di trasferimento tra l'uscita di velocità e un disturbo di coppia  $T_d(t)$ . Dividendo ambo i membri pers, il che equivale all'operazione di integrazione nel tempo, si ottiene la funzione di trasferimento tra la posizione angolare e il disturbo transitorio di coppia:

$$\frac{\theta(s)}{T_d(s)} = \frac{1}{K_cK_tK_i} \frac{1}{s^2 \frac{J}{K_cK_tK_i} + s \frac{K_p}{K_i} + 1} \quad (3.9)$$

Nuovamente, sostituendo nella (3.9) le espressioni della pulsazione naturale e del fattore di smorzamento si ottiene:

$$\frac{\theta(s)}{T_d(s)} = \frac{1}{K_cK_tK_i} \frac{1}{s^2 \frac{1}{\omega_n^2} + s \frac{2\xi}{\omega_n} + 1} \quad (3.10)$$

In Figura 3.13 e in Figura 3.14 sono riportate rispettivamente la risposta al gradino della funzione di trasferimento in catena chiusa (equazione 3.5) e la risposta ad un disturbo transitorio di coppia (equazione 3.10).

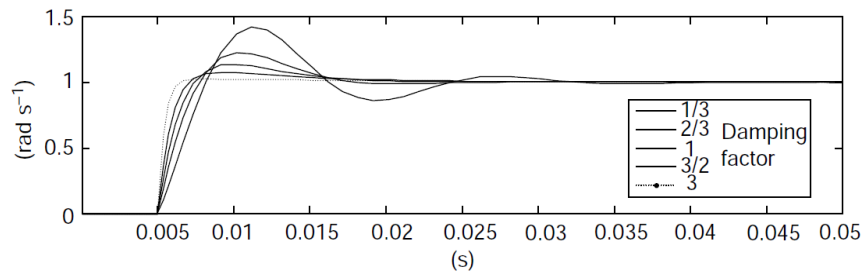


Figura 3.13: Risposta al gradino della funzione di trasferimento in catena chiusa.

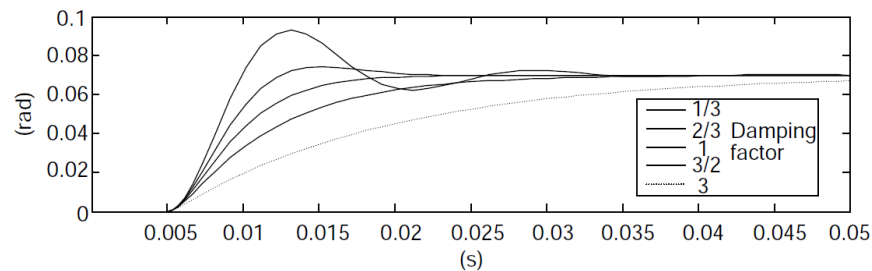


Figura 3.14: Risposta ad un disturbo transitorio di coppia.

Le risposte riportate in figura sono state ottenute utilizzando il drive *CT Unidrive SP1404* ( $K_c=5.8 A$ ) e il motore servo *CT Dynamics 115UCM 3000 RPM* ( $K_t=1.6 N \cdot m/A$ ,  $J=0.00078 kg \cdot m^2$ ) con i guadagni del controllore di velocità impostati a:  $K_p=0.0693 \cdot \xi$  e  $K_i=14.32$ . Dalla Figura 3.13 si osserva che aumentando il fattore di smorzamento si riducono sia la sovraelongazione sia il tempo di salita della risposta in catena chiusa relativa alla funzione di trasferimento (3.5). Tale risposta, a fronte di un fattore di smorzamento unitario, presenta un overshoot del 10%; ciò è dovuto alla presenza di uno zero nella f.d.t. considerata. Contrariamente dalla Figura 3.14 si osserva che aumentando il fattore di smorzamento si riducono sia la sovraelongazione sia la velocità della risposta in catena chiusa relativa alla f.d.t. (3.10). In questo caso infatti la funzione di trasferimento considerata non presenta zeri pertanto, a fronte di un fattore di smorzamento unitario, la risposta non presenta overshoot.

Da questi risultati potrebbe sembrare che tanto maggiore è il guadagno proporzionale, e quindi il fattore di smorzamento, tanto migliore sarà la risposta del sistema; tuttavia questi risultati sono stati ottenuti con un controllore di coppia ideale senza considerare i ritardi aggiuntivi indesiderati. In realtà in un vero drive digitale sono presenti, con buona probabilità, i ritardi riportati in Figura 3.15.

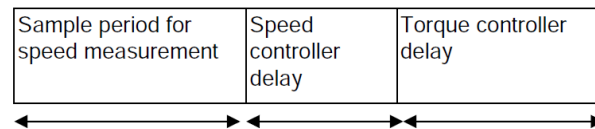


Figura 3.15: Ritardi indesiderati in un drive digitale.

In particolare viene considerato il ritardo relativo al tempo necessario per la misura della velocità; tuttavia tale ritardo è rilevante solo qualora il feedback di velocità venga derivato da un sensore di posizione, come un encoder, tramite la misura della variazione di posizione in un fissato periodo di campionamento.

Gli effetti dei ritardi indesiderati sono evidenti, come riportato in Figura 3.16, nelle risposte al gradino di un sistema reale ad anello chiuso.

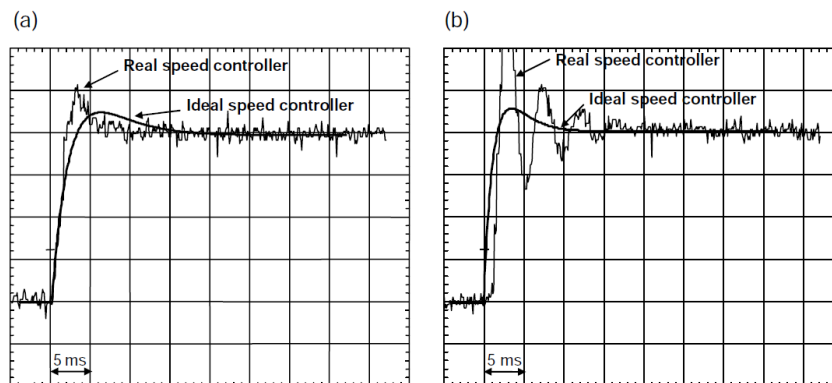


Figura 3.16: Effetto dei ritardi nella risposta al gradino di un sistema in catena chiusa: a) fattore di smorzamento  $\xi = 1$ ; b) fattore di smorzamento  $\xi = 1.25$ .

In entrambi i casi la risposta del sistema reale presenta un overshoot maggiore rispetto a quella del sistema ideale. Come evidenziato in figura, se il fattore di

smorzamento è unitario, la risposta presenta una sovraelongazione accettabile ma, con un fattore di smorzamento pari a 1.25, la risposta risulta piuttosto oscillatoria e potrebbe essere inaccettabile. Gli effetti dei ritardi saranno più evidenti e pronunciati se aumenta la loro durata e se viene aumentata la banda del controllo di velocità.

L'effetto di tali ritardi è evidenziato anche nei diagrammi di Bode (Figura 3.17 e Figura 3.18) relativi alla risposta dell'anello di velocità in catena chiusa configurato per avere un fattore di smorzamento unitario.

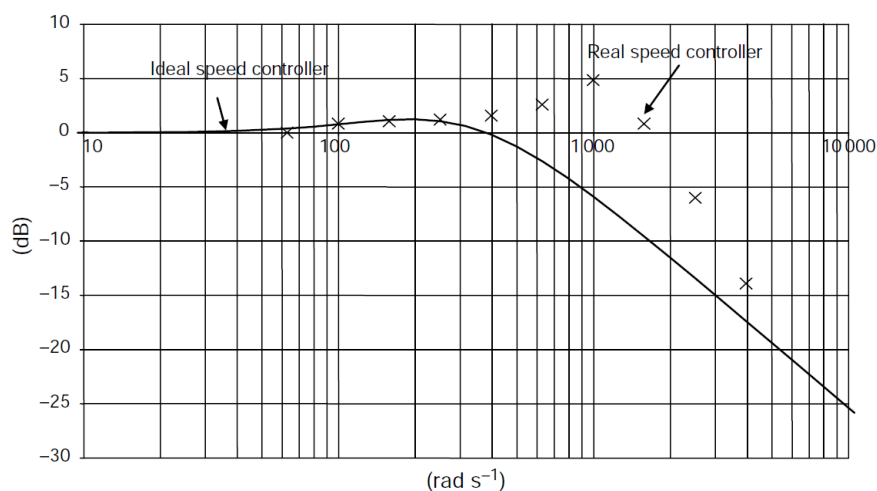


Figura 3.17: Diagramma di Bode del modulo della risposta dell'anello di velocità in catena chiusa.

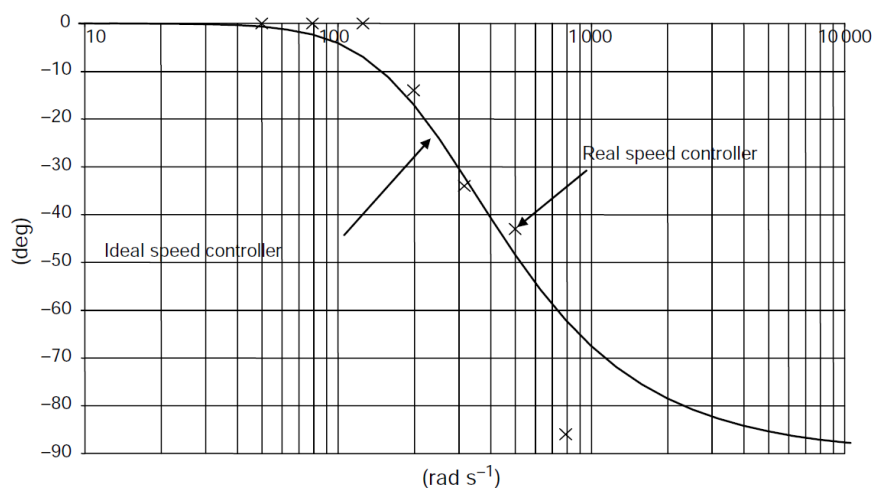


Figura 3.18: Diagramma di Bode della fase della risposta dell'anello di velocità in catena chiusa.

La frequenza a cui il guadagno si riduce di  $3dB$  è significativamente aumentata rispetto al caso ideale mentre l'andamento della fase è rimasto praticamente inalterato. Se il controllore è isolato l'andamento del grafico del guadagno può essere utilizzato per stimare la larghezza di banda; tuttavia bisogna osservare che, per determinate frequenze, il guadagno è maggiore dell'unità. Se invece il controllo di velocità è

inserito in un anello di posizione più esterno bisogna valutare la banda riferendosi al diagramma della fase (nell'esempio considerato la pulsazione alla quale abbiamo uno sfasamento di  $60^\circ$  è di circa  $672\text{rad/s}$ ) poiché in questo caso è lo sfasamento che andrà ad influenzare le prestazioni dell'anello esterno. Come noto i ritardi indesiderati limitano le prestazioni del controllo di velocità ed inoltre, se il feedback di velocità viene derivato come variazione di posizione in un determinato intervallo di campionamento, esso sarà intrinsecamente un segnale quantizzato e anche questo fatto andrà ad influenzare negativamente le prestazioni del sistema di controllo. Infatti, con alti valori del guadagno proporzionale dell'anello di velocità, e quindi con bande piuttosto ampie, il feedback di velocità quantizzato produrrà un ripple ad alta frequenza sul segnale di coppia in uscita al controllore.

### 3.2.3.1 Calcolo dei guadagni del controllore di velocità

A patto che il valore dell'inerzia del carico sia noto si possono scegliere i guadagni proporzionale ed integrale dell'anello di velocità in base alla banda e al "compliance angle" desiderati utilizzando le equazioni del controllore di velocità ideale. Se la banda scelta per l'anello di controllo è relativamente modesta il controllore reale si comporterà approssimativamente come quello ideale.

#### - Scelta dei guadagni in funzione della banda desiderata:

Se definiamo la larghezza di banda come la pulsazione alla quale il valore del modulo della funzione di trasferimento ad anello chiuso risulta attenuato di  $3\text{dB}$  (fattore  $1/\sqrt{2}$ ), utilizzando la (3.5) possiamo scrivere:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \left| \frac{s \frac{2\xi}{\omega_n} + 1}{s^2 \frac{1}{\omega_n^2} + s \frac{2\xi}{\omega_n} + 1} \right| \quad (3.11)$$

Sostituendo  $s = j\omega$ ,  $\omega = \omega_{bw}$  e raccogliendo otteniamo:

$$\frac{\omega_{bw}}{\omega_n} = \sqrt{(2\xi^2 + 1) \pm \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1}} \quad (3.12)$$

La curva definita dall'equazione (3.12) è mostrata in Figura 3.19 dalla quale, fissato un determinato fattore di smorzamento, si può dedurre il valore del rapporto  $\omega_{bw}/\omega_n$ . Per esempio, se si sceglie un fattore di smorzamento unitario, il valore di  $\omega_{bw}/\omega_n$  sarà 2.5.

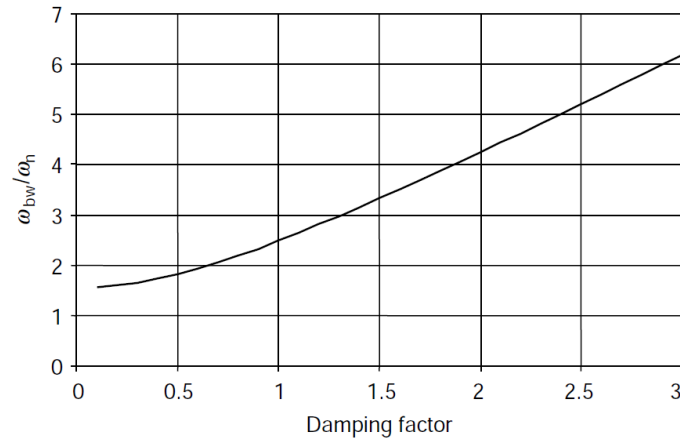


Figura 3.19:  $\omega_{bw}/\omega_n$  in funzione del fattore di smorzamento  $\xi$ .

Sapendo che la pulsazione naturale è definita come  $\omega_n = \sqrt{K_c K_t K_i / J}$  possiamo scrivere:

$$\omega_{bw} = \omega_n \frac{\omega_{bw}}{\omega_n} = \sqrt{\frac{K_c K_t K_i}{J}} \frac{\omega_{bw}}{\omega_n} \quad (3.13)$$

e riorganizzando questa equazione otteniamo l'espressione del guadagno integrale:

$$K_i = \frac{J}{K_c K_t} \left( \frac{\omega_{bw}}{\lambda} \right)^2 \quad \text{con } \lambda = \frac{\omega_{bw}}{\omega_n} \quad (3.14)$$

Infine dall'espressione del fattore di smorzamento  $\xi$  trovata in precedenza è facile ricavare la seguente espressione del guadagno proporzionale:

$$K_p = 2\xi \sqrt{\frac{K_i J}{K_c K_t}} \quad (3.15)$$

#### - Scelta dei guadagni in funzione del "compliance angle"

Dall'equazione (3.10) imponendo  $s = 0$  si ottiene la risposta del sistema a regime ad un disturbo transitorio di coppia. La variazione della posizione angolare in uscita conseguente ad un dato disturbo di coppia  $T_d$  a regime vale:

$$\theta = \frac{T_d}{K_c K_t K_i} \quad (3.16)$$

Essendo il "compliance angle" definito come la variazione della posizione angolare d'uscita a fronte di una coppia applicata pari a  $K_c \cdot K_t$  si ottiene la seguente espressione del guadagno integrale in funzione del "compliance angle"  $\theta_c$  desiderato:

$$K_i = \frac{1}{\theta_c} \quad (3.17)$$

Il guadagno proporzionale può essere ora scelto utilizzando la stessa espressione (3.15) ricavata in precedenza.

Concludendo, se è nota l'inerzia del carico (compresa quella del motore) o il drive è in grado di misurarla autonomamente, l'utente dovrà solo inserire come parametri del drive i valori del fattore di smorzamento  $\xi$  e della larghezza di banda  $\omega_{bw}$  o, in alternativa a quest'ultima, il "compliance angle"  $\theta_c$ ; il drive calcolerà quindi automaticamente i guadagni adatti per il controllore di velocità.

### 3.2.3.2 Controllo di velocità con feed-forward di coppia

Ci sono situazioni, come per esempio negli avvolgitori, in cui l'inerzia del carico cambia nel tempo, o negli elevatori, in cui guadagni elevati potrebbero originare risonanze nel sistema rendendolo instabile, in cui è preferibile avere bassi valori dei guadagni del controllo di velocità. Ovviamente l'aver valori bassi dei guadagni comporta un degrado delle prestazioni del controllo di velocità. Tuttavia se è nota la caratteristica della coppia di carico è possibile utilizzare un termine di feed-forward di coppia per migliorare significativamente le prestazioni pur mantenendo bassi valori dei guadagni. In Figura 3.20 è riportato uno schema di un sistema avente carico inerziale noto in cui è stato utilizzato il feed-forward di coppia.

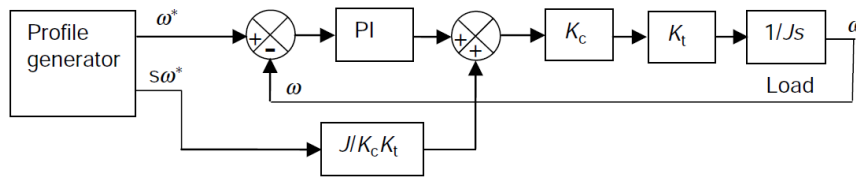


Figura 3.20: Schema di un controllo di velocità con feed-forward di coppia.

Il generatore di profilo (*profile generator*) produce il riferimento di velocità desiderato  $\omega^*$  che può essere, ad esempio, una semplice rampa lineare che accelera e decelera il carico. Esso produce anche un riferimento di accelerazione  $s\omega^*$  ( $d\omega^*/dt$  nel dominio del tempo). Quest'ultimo, scalato per il fattore  $J/K_c K_t$  (per tener conto dei valori dell'inerzia e delle costanti del sistema), fornisce un riferimento di corrente che dovrebbe accelerare e decelerare il carico nel modo desiderato. In questa configurazione il controllo di velocità è necessario solo per compensare eventuali imprecisioni del feed-forward di coppia. La risposta del sistema è limitata solamente dalle prestazioni del controllo di corrente e dal tempo di campionamento del generatore di profilo e non più dalle prestazioni dell'anello di velocità.

### 3.2.4 Controllo di posizione

Se viene richiesto di controllare la posizione è necessario utilizzare un ulteriore anello di controllo all'esterno dell'anello di velocità, come rappresentato in Figura 3.21.

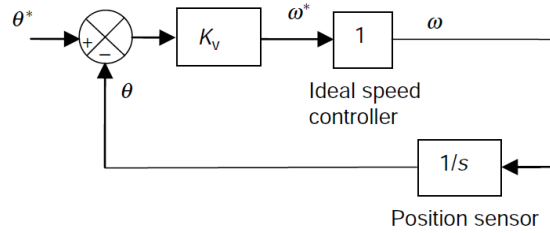


Figura 3.21: Schema di un generico controllo di posizione.

Il controllore di posizione include solamente un termine proporzionale  $K_p$ . Un termine integrale non è generalmente necessario poiché qualsiasi errore statico produce un riferimento di velocità  $\omega^*$  e il termine integrale nel controllo di velocità fa sì che il carico si muova fintantoché l'errore di posizione non si annulli. Il guadagno  $K_v$  è normalmente espresso nell'unità di misura  $1/s$ . Dalla Figura 3.21 può essere calcolata la risposta a catena chiusa dell'anello di posizione come fatto in precedenza per il controllo di velocità:

$$\frac{\theta(s)}{\theta^*(s)} = \frac{\frac{k_v}{s}}{1 + \frac{K_v}{s}} = \frac{K_v}{s + K_v} \quad (3.18)$$

Applicando una variazione a gradino della posizione si ottiene la seguente risposta nel dominio di Laplace:

$$\theta(s) = \frac{1}{s} \frac{K_v}{s + K_v} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + K_v} \quad (3.19)$$

e antitrasformando otteniamo la seguente risposta nel tempo:

$$\theta(t) = 1 - e^{-K_v t} \quad (3.20)$$

Dalla (3.20) deduciamo che questo semplice controllo di posizione ha una risposta al gradino del primo ordine con una costante di tempo dipendente da  $K_v$ . Come mostrato in Figura 3.22 se prendiamo  $K_v=10$  la risposta è relativamente lenta essendo la costante di tempo pari a  $0.1s$  e la banda pari a  $10rad/s$  ( $1.6 Hz$ ). Se invece scegliamo  $K_v=50$  la risposta si può considerare già migliore essendo la costante di tempo pari a  $20ms$  e la banda pari a  $50rad/s$  ( $8 Hz$ ).

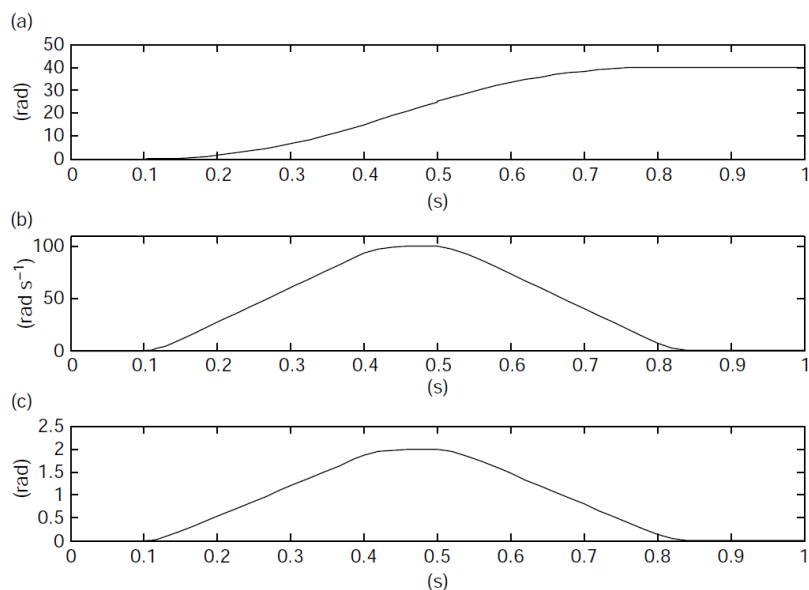


Figura 3.22: Risposta al gradino del controllo di posizione.

Il valore massimo di  $K_v$  è limitato dalla banda degli anelli più interni e dal tempo di campionamento del sistema. Il controllo di posizione è spesso utilizzato per assicurare che il carico segua un profilo di posizione con periodi di accelerazione e decelerazione. In Figura 3.22 è riportato l'errore di posizione per il controllore schematizzato in Figura 3.21 (con  $K_v=50$ ) il quale tenta di inseguire un profilo di posizione che fa accelerare il motore fino a  $100\text{rad/s}$  per poi decelerarlo fino ad arrestarlo. Poiché il controllo di posizione è costituito dal solo guadagno  $K_p$  l'errore sarà proporzionale alla velocità e precisamente varrà:  $\theta = \omega/K_v$  e nel caso in esame avrà un valore massimo pari a  $2\text{rad}$ .

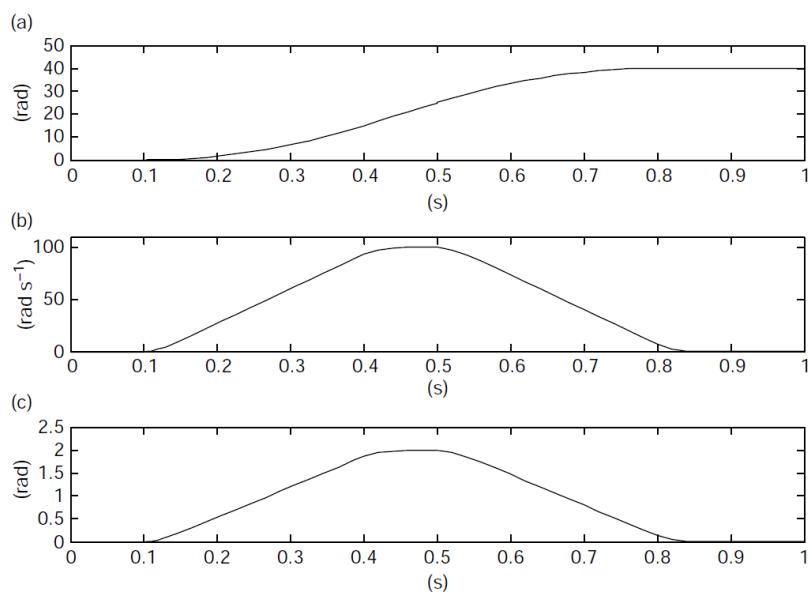


Figura 3.23: Risposta del controllo di posizione ad un profilo a rampa lineare: a) posizione; b) velocità; c) errore di posizione.



Per poter ottenere la risposta dell'anello di posizione ad una variazione del carico bisogna conglobare nello schema anche l'anello di corrente più interno come rappresentato in Figura 3.24.

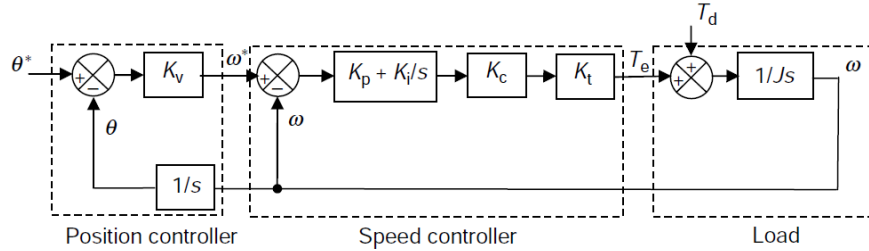


Figura 3.24: Schema completo di un controllo di posizione.

Se si considera solo l'anello di retroazione (di velocità) si ottiene lo schema semplificato di Figura 3.25.

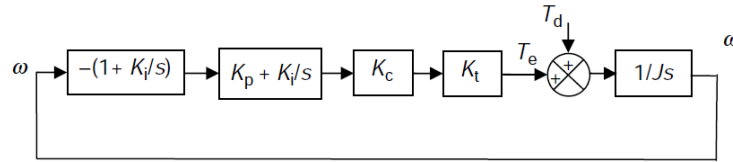


Figura 3.25: Schema semplificato dell'anello di feedback del controllo di posizione.

Esso è molto simile all'anello di controllo di velocità ma con l'aggiunta del termine  $1 + K_v/s$ . Osservando lo schema possiamo quindi scrivere:

$$\omega(s) = \frac{T_e(s) + T_d(s)}{sJ} \quad (3.21)$$

e

$$T_e(s) = K_c K_t \left(1 + \frac{K_v}{s}\right) \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) (-\omega(s)) \quad (3.22)$$

Combinando la (3.21) e la (3.22) otteniamo:

$$\frac{\omega(s)}{T_d(s)} = \frac{1}{K_c K_t K_i} \frac{s^2}{s^3 \frac{J}{K_c K_t K_i} + s^2 \frac{K_p}{K_i} + s \left(1 + \frac{K_v K_p}{K_i}\right) + K_v} \quad (3.23)$$

Quest'ultima equazione rappresenta la risposta dell'anello di velocità ad un disturbo di coppia del carico. Dividendo ambo i membri per  $s$ , che equivale ad un'operazione di integrazione nel dominio del tempo, otteniamo invece la risposta dell'anello di posizione ad un disturbo di coppia del carico:

$$\frac{\theta(s)}{T_d(s)} = \frac{1}{K_c K_t K_i} \frac{s}{s^3 \frac{J}{K_c K_t K_i} + s^2 \frac{K_p}{K_i} + s \left(1 + \frac{K_v K_p}{K_i}\right) + K_v} \quad (3.24)$$

Le risposte graficate in Figura 3.26 sono relative allo stesso controllo di velocità usato per ottenere la risposta al disturbo di coppia riportato in Figura 3.14 con i guadagni settati per avere un fattore di smorzamento unitario.

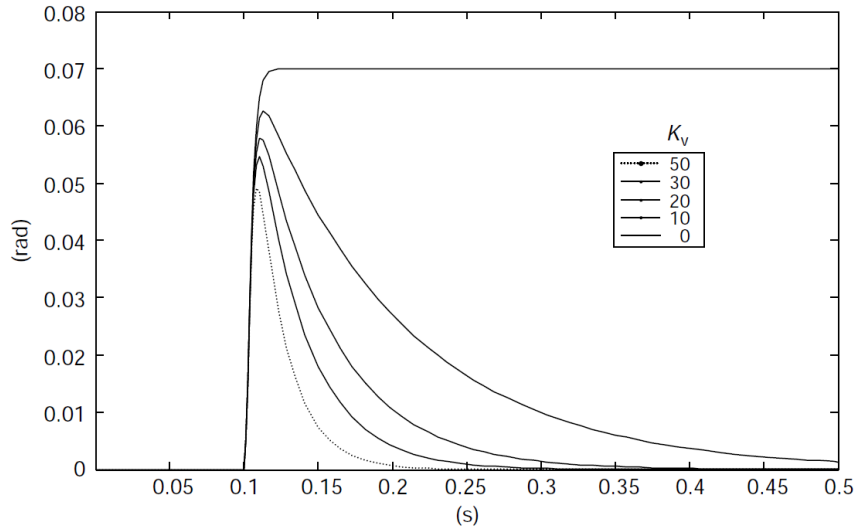


Figura 3.26: Risposta del controllo di posizione ad un disturbo di coppia.

Quando  $K_v=0$  la risposta è la stessa del controllo di velocità utilizzato da solo mentre, quando  $K_v \neq 0$ , il controllo di posizione compensa la variazione di posizione causata dal disturbo di coppia e l'errore di posizione finale è nullo. Come ci si aspetta, più alto è il valore di  $K_v$ , più veloce sarà la risposta. È importante osservare che con il solo controllo di velocità ci sarà sempre un errore di posizione qualora sia presente un disturbo di coppia poiché il controllore garantisce una rigidità limitata del sistema. Quando invece viene aggiunto un anello di posizione esterno il sistema diventa molto più rigido.

### 3.2.4.1 Controllo di posizione con feed-forward di velocità

Nel paragrafo precedente è stato mostrato come, utilizzando un controllore di posizione standard, sia sempre presente un errore di posizione proporzionale alla velocità durante una variazione di posizione (Figura 3.23). Un metodo per risolvere questo problema è utilizzare un feed-forward di velocità oltre al controllore di posizione come mostrato in Figura 3.27.

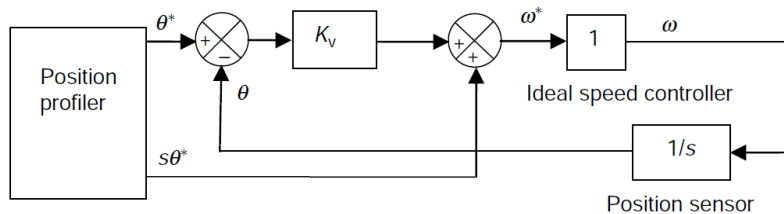


Figura 3.27: Schema di un controllo di posizione con feed-forward di velocità.

Il blocco *position profiler* produce il riferimento di posizione  $\theta^*$  e da esso deriva quello di velocità come  $\dot{\theta}^*$  ( $d\theta/dt$  nel dominio del tempo). Se il feed-forward di coppia è utilizzato da solo senza il controllo di posizione, e il carico è puramente inerziale, l'uscita di posizione insegue il riferimento ma con un errore che dipende dalla rigidità che il controllo conferisce al sistema. Un'indicazione sulla rigidità che il controllo di velocità conferisce al sistema è data dall'espressione (3.16).

La coppia necessaria ad accelerare o decelerare il carico è  $J \cdot d\omega/dt$  e di conseguenza l'errore di posizione durante i cambiamenti di velocità è dato da:

$$\theta_{error} = \frac{J \cdot \frac{d\omega}{dt}}{K_c \cdot K_t \cdot K_i} \quad (3.25)$$

La Figura 3.28 mostra i risultati ottenuti utilizzando il solo termine di feed-forward di velocità con un conseguente errore di posizione di  $0.002rad$  durante la fase di accelerazione e decelerazione (tali risultati sono stati ottenuti dall'equazione (3.25) utilizzando  $J=0.00078kg \cdot m^2$ ,  $K_c=5.8 A$ ,  $K_t=1.6 A/Nm$ ,  $K_i = 14.32$ ). Se invece viene aggiunto anche il controllo di posizione l'errore durante la fase di accelerazione e decelerazione viene ridotto a zero anche se con un certo ritardo dipendente dal tempo di risposta dell'anello di posizione. Questo può essere osservato in Figura 3.29 dove il guadagno proporzionale del controllo di posizione è stato scelto pari a  $K_v=30$ .

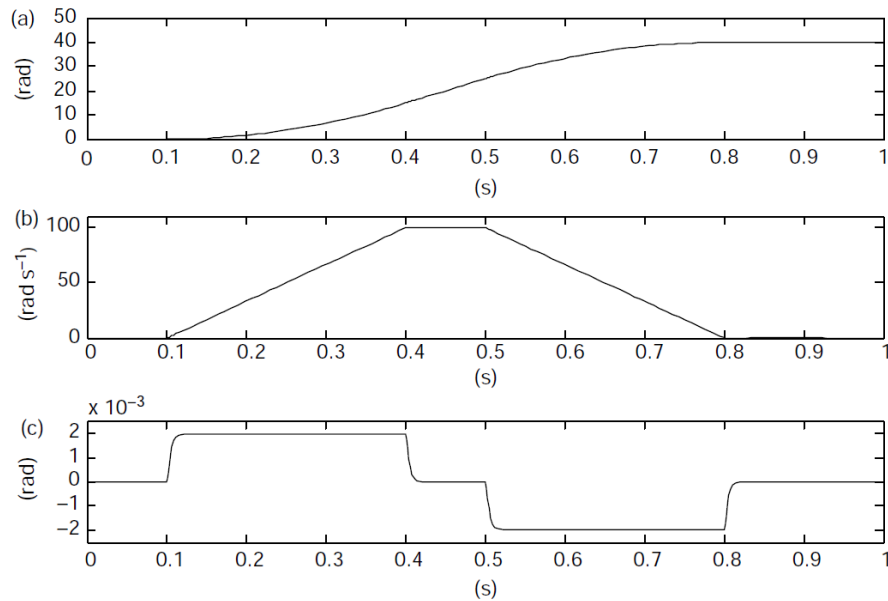


Figura 3.28: Risposta del sistema con solo il feed-forward di velocità ( $K_v = 0$ ): a) posizione; b) velocità; c) errore di posizione.

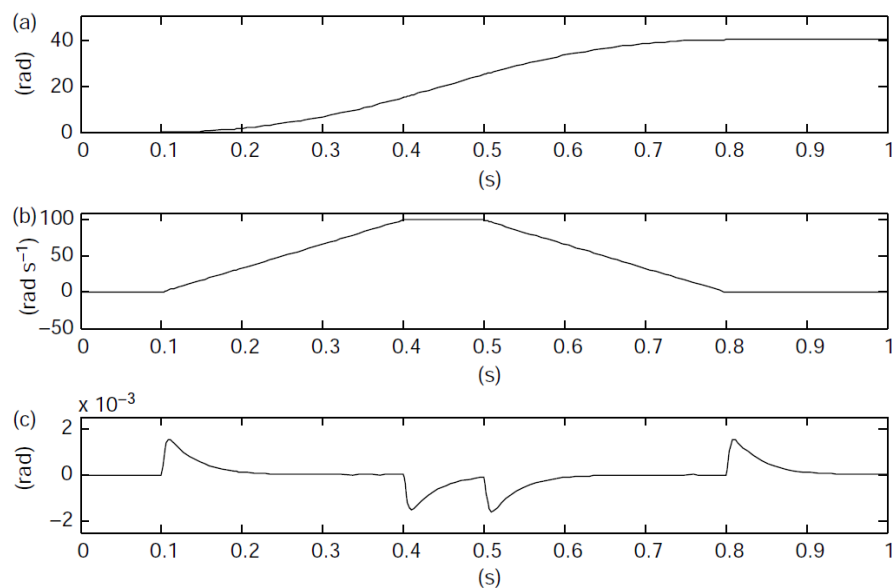


Figura 3.29: Risposta del sistema con il controllo di posizione e il feed-forward di velocità: a) posizione; b) velocità; c) errore di posizione.

La risposta del sistema alle variazioni transitorie di coppia causate dall'accelerazione e dalla decelerazione resta la stessa di quella raffigurata in Figura 3.26. Se il valore di  $K_v$  viene diminuito il picco dell'errore di posizione non viene più di tanto attenuato e il tempo per riportarlo a zero aumenta. Al contrario, se il valore  $K_v$  viene aumentato, il valore di picco dell'errore di posizione e il tempo necessario a riportarlo a zero diminuiscono.

In tutti questi paragrafi si è supposto che il tempo di campionamento del sistema e i ritardi del controllo di corrente non influiscano sulla risposta del sistema. Questa supposizione resta valida a patto che non venga richiesta una risposta troppo spinta al controllo di posizione e che il controllore funzioni con tempi di campionamento ragionevolmente piccoli rispetto alla banda del controllore stesso.

## Capitolo 4

# Feedback di velocità e di posizione

In generale per ottenere un segnale di feedback della grandezza da controllare vengono utilizzati dei sensori che forniscono in uscita un segnale analogico o digitale correlato con la grandezza stessa. Tale segnale viene poi processato dal drive per ottenere l'informazione di feedback desiderata. In questo capitolo analizzeremo le più comuni tipologie di sensori utilizzati per ottenere un segnale di feedback di velocità e di posizione del rotore di un motore elettrico nonché le diverse modalità di collegamento tra drive e sensore. Per ciascun dispositivo trattato verranno inoltre messi in evidenza i pregi, i difetti e i principali campi d'applicazione.

### 4.1 Sensori di velocità

#### 4.1.1 Generatore tachimetrico DC

Un generatore tachimetrico DC è un trasduttore che produce una tensione analogica proporzionale alla velocità di rotazione con una polarità dipendente dalla direzione di rotazione stessa.

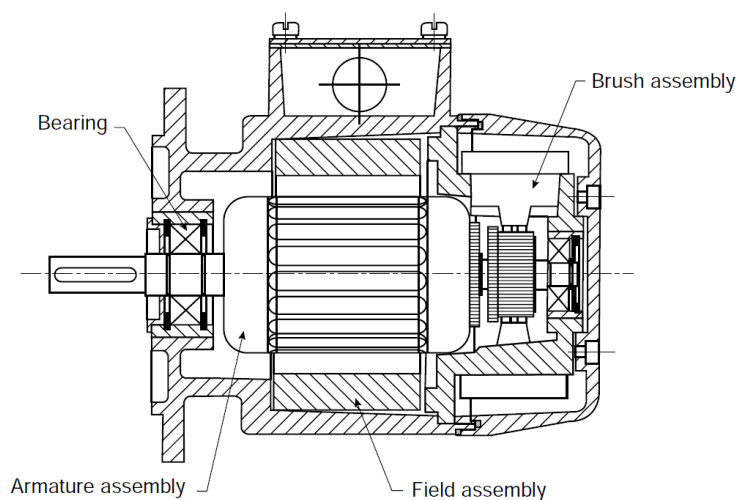


Figura 4.1: Struttura tipica di un generatore tachimetrico DC.

Il principio di funzionamento è lo stesso di un motore elettrico DC ma il campo magnetico è normalmente prodotto da magneti permanenti.

Nella scelta di un generatore tachimetrico si devono considerare le seguenti caratteristiche: ripple sulla tensione di uscita, sensibilità alle variazioni di temperatura, linearità, accuratezza e massima velocità operativa. Generalmente i generatori tachimetrici sono resistenti alle vibrazioni e agli urti, hanno un ampio range di temperatura di funzionamento e sono i più comuni dispositivi di feedback di velocità utilizzati nei drive industriali per i motori DC. Ad eccezione di alcuni modelli a basso voltaggio e ad alta linearità, utilizzati anche con drive per motori servo, essi non sono normalmente usati con drive per motori AC in cui vengono comunemente impiegati dispositivi come i resolvers e gli encoders. I generatori tachimetrici DC sono relativamente costosi e la presenza delle spazzole comporta interventi di manutenzione nel tempo. In alternativa possono essere utilizzati i tacogeneratori AC che, essendo brushless, non richiedono manutenzione; tuttavia essi producono in uscita un segnale AC che deve essere poi raddrizzato per ottenere un segnale DC proporzionale alla velocità di rotazione. La polarità della tensione raddrizzata non dipende dal verso di rotazione pertanto i generatori tachimetrici AC possono essere utilizzati solo per applicazioni unidirezionali. Inoltre la presenza del ponte raddrizzatore a diodi introduce un errore di non linearità di circa 1.5 V dovuto alla caduta di tensione dei due diodi in conduzione posti in serie tra loro. Tale errore di non linearità limita le massime prestazioni ottenibili con questa tipologia di sensori e quindi i loro possibili campi di applicazione.

## 4.2 Sensori di posizione

### 4.2.1 Resolver

Un resolver, come mostrato in Figura 4.2, ha un avvolgimento rotorico e due avvolgimenti statorici disposti perpendicolarmente tra loro.

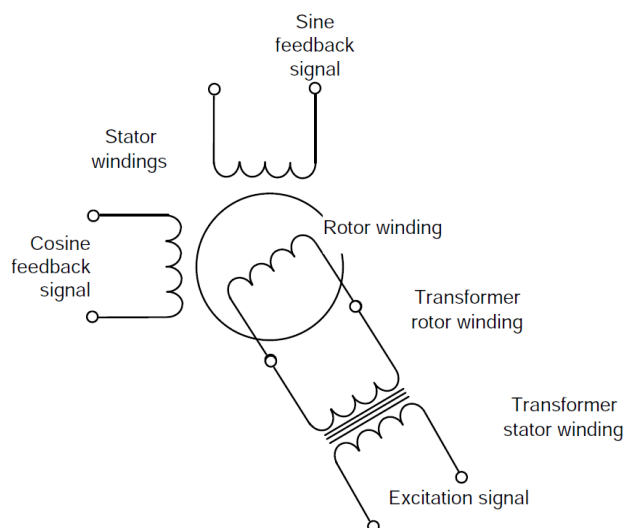


Figura 4.2: Schema di funzionamento di un resolver.

L'avvolgimento del rotore è alimentato da un segnale ad alta frequenza compreso tra i  $6kHz$  e gli  $8kHz$  e i segnali di feedback sono prelevati dagli avvolgimenti statorici. La connessione al rotore può essere fatta mediante contatti rotanti striscianti tuttavia l'utilizzo di un sistema brushless, che prevede l'utilizzo di un trasformatore rotante, è molto più comunemente utilizzato in quanto non è soggetto ad alcuna usura meccanica e non comporta nessun disturbo meccanico.

Come si può osservare in Figura 4.3 le tensioni sinusoidali e cosinusoidali dei segnali di feedback hanno frequenza pari a quella del segnale di eccitazione e sono modulate in ampiezza in funzione dell'accoppiamento tra i due statori e l'avvolgimento rotorico, ovvero in funzione della posizione angolare del rotore.

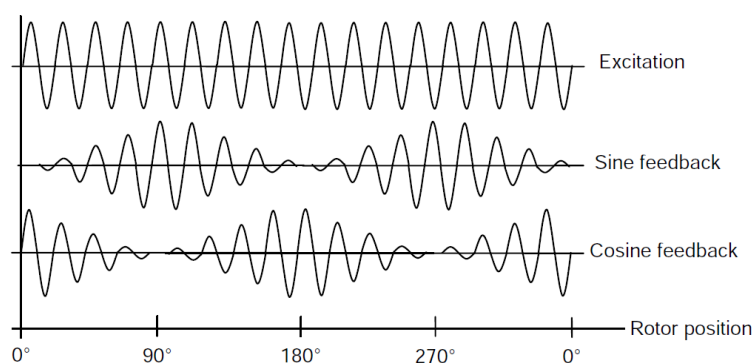


Figura 4.3: Segnali di feedback di un resolver.

In un resolver a due poli, che è la tipologia più utilizzata, i segnali sono modulati su un giro completo e quindi qualsiasi posizione all'interno del giro è univocamente determinata. Per un sistema di controllo standard per motori a magneti permanenti è necessario che la posizione sia univocamente determinata all'interno di un giro elettrico (per esempio in un motore a 6 poli magnetici un giro elettrico è pari a  $120^\circ$ ) e quindi deve essere usato un resolver con più di due poli per avere una miglior accuratezza sulla posizione. Sebbene sia possibile utilizzare diverse combinazioni di resolvers e motori, normalmente si adotta un resolver con lo stesso numero di poli del motore di cui si vuole determinare la posizione angolare. Essendo il segnale di feedback del resolver modulato in ampiezza è necessario demodularlo per ottenere la posizione angolare del motore. Normalmente si utilizzano dispositivi chiamati "Resolver to Digital converter" (R to D converter) che sono costituiti da un microprocessore, dei convertitori ADC e dei generatori PWM (per alimentare l'avvolgimento primario con frequenza nota) e sono in grado di convertire in digitale i segnali analogici di feedback del resolver.

Concludendo i resolvers sono dispositivi resistenti alle vibrazioni e agli urti e allo stesso tempo supportano un ampio range di temperatura operativa. Riuscendo a fornire delle risoluzioni di posizione assoluta relativamente elevate all'interno di un giro essi risultano particolarmente indicati per il controllo di motori (anche a magneti permanenti). Sebbene i resolvers siano abbastanza economici il convertitore "R to D" è solitamente molto costoso. Inoltre, poiché il convertitore "R to D" include un anello di controllo con banda limitata, esso introduce un ritardo nel sistema di controllo che rende il sistema stesso meno prestante rispetto ad un sistema che utilizzi un encoder come sensore di posizione.

### 4.2.2 Encoder incrementale

Un encoder incrementale è un dispositivo di feedback di posizione che produce degli impulsi quando il dispositivo ruota. Gli impulsi sono successivamente contati da un contatore (solitamente interno al drive) per ottenere la posizione. Attualmente in molti encoder è ancora utilizzata una tecnologia ottica sebbene altre tecniche inizino a rimpiazzare quest'ultima. Gli encoder ottici sono basati sul principio di Moiré in cui, come si vede in Figura 4.4, la luce generata da una sorgente attraversa un elemento fisso e un disco di vetro montato sul rotore per poi essere rivelata da un foto-sensore.

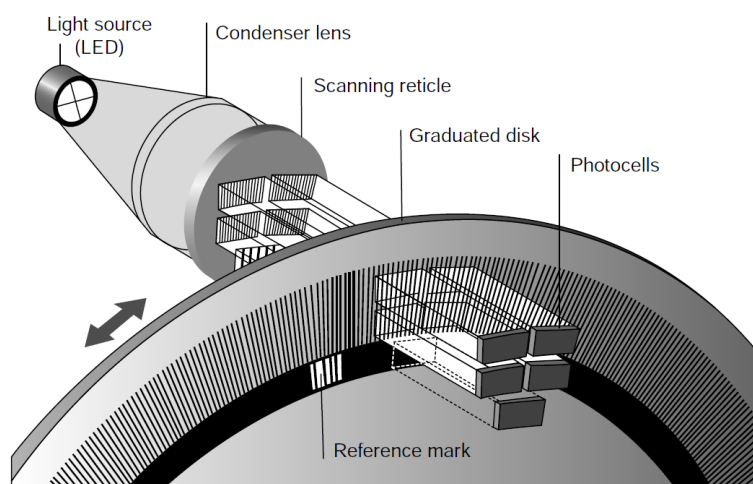


Figura 4.4: Encoder ottico basato sul principio di Moiré.

Sul disco e sull'elemento fisso ci sono dei reticoli con linee equidistanti; se i reticoli si muovono uno rispetto all'altro il foto-sensore rivela delle variazioni nella luminosità e tali variazioni sono approssimativamente sinusoidali.

Questa tecnologia può essere utilizzata con finestre del reticolo larghe fino a  $10\mu\text{m}$  il che comporta un limite al numero massimo di linee encoder per giro. Sebbene la tecnologia attuale consenta di ottenere fino a 50000 linee per giro, i dispositivi più economici hanno un massimo di 4096 linee. L'uscita di un encoder incrementale è solitamente un segnale differenziale con standard EIA-485 per cui la variazione sinusoidale di intensità rivelata dal foto-sensore deve essere squadrata e convertita in un segnale differenziale compatibile con il protocollo sopra citato. Per permettere la rilevazione della direzione di rotazione vengono utilizzati due coppie di foto-sensori ciascuna con il proprio reticolo fisso e con i reticoli sfasati di  $1/4$  di linea tra loro; ciò comporta l'avere due segnali in quadratura tra loro e pertanto la relazione tra le loro fasi può essere utilizzata per determinare il verso di rotazione. Un quinto foto-sensore è utilizzato per leggere il riferimento dello zero convenzionale dell'angolo di rotazione dell'encoder.

Utilizzando nel drive un contatore up-down in grado di contare i fronti dei segnali di entrambi i canali si può ottenere una risoluzione relativa pari a quattro volte il numero di linee per giro (per esempio con 4096 linee encoder si ottiene un valore binario di posizione con risoluzione di 14-bit). Il principio di conteggio riportato in Figura 4.5 mostra come, utilizzando i segnali in quadratura, si ottenga una migliore



immunità al rumore. È infatti più probabile che l'effetto del rumore si manifesti come presenza di glitch piuttosto che come cambiamento di stato del segnale.

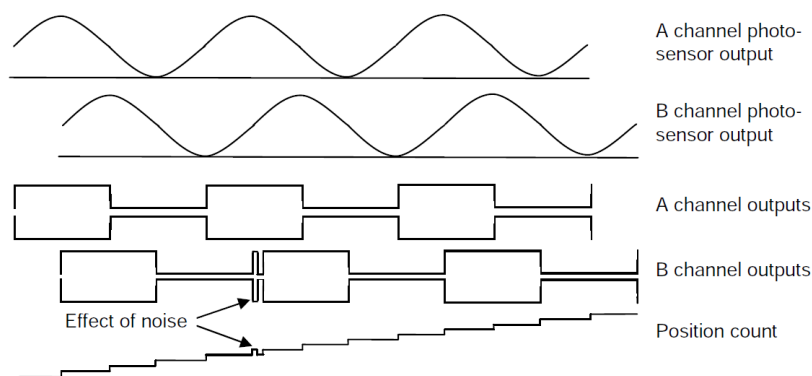


Figura 4.5: Segnali in uscita e principio di conteggio di un encoder ottico.

Grazie all'utilizzo dei segnali in quadratura la presenza di un glitch comporta un incremento del contatore seguito da un immediato suo decremento pertanto non viene accumulato errore di posizione. Inoltre l'utilizzo di segnali differenziali è importante per avere una buona reiezione al rumore esterno come per esempio quello generato dallo stadio di potenza del drive in corrispondenza dei fronti di commutazione degli interruttori. È tuttavia importante, per ridurre tali disturbi, utilizzare anche un buon sistema di cablaggio; è infatti da notare che, a causa dell'accoppiamento tra i cavi dei due canali, un disturbo può propagarsi da un canale all'altro. In ogni caso, se vengono utilizzati segnali differenziali, questo non è un problema in quanto tale disturbo, essendo di modo comune, viene filtrato. In realtà esistono anche situazioni in cui tali encoder vengono utilizzati con drive non differenziali pertanto gli eventuali disturbi di modo comune non vengono filtrati e causano un errato incremento del contatore con conseguente accumulo di errore di posizione.

L'accuratezza di un encoder ottico è principalmente vincolata alla qualità del sistema ottico e alla deviazione radiale causata dai cuscinetti dell'encoder. Tuttavia anche l'elasticità dell'albero dell'encoder, il modo in cui esso è accoppiato al motore e il modo in cui esso è montato, possono, in condizioni transitorie, modificarne l'accuratezza. È possibile avere encoders ottici con una risoluzione di 4096 linee in cui l'accuratezza è comparabile con la loro risoluzione garantendo quindi misure molto più accurate rispetto a quelle ottenibili con un resolver.

Concludendo gli encoder incrementali sono relativamente economici e forniscono buone prestazioni e una buona immunità al rumore (cosa molto importante in quanto l'encoder è spesso molto distante dal drive). A prescindere dai limiti meccanici misurare alte velocità può essere un problema in quanto la frequenza dei segnali in uscita all'encoder diventa eccessivamente elevata. Quando si utilizza un encoder ottico bisogna fare attenzione perché esso potrebbe danneggiarsi in seguito ad urti o potrebbe non funzionare correttamente ad alte temperature come invece riesce a fare un resolver. Ultimamente si stanno diffondendo anche altre tipologie di encoders incrementali basate su effetti induttivi o capacitivi; tali trasduttori risultano essere molto più economici e robusti. Il maggior svantaggio di queste tecnologie alternative

è che possono fornire un numero abbastanza limitato di impulsi per giro pertanto il segnale in uscita a tali trasduttori non può essere utilizzato direttamente poiché la sua risoluzione è troppo bassa per poter controllare un motore; tuttavia la risoluzione può essere aumentata mediante l'utilizzo di tecniche di interpolazione.

### 4.2.3 Encoder incrementale con segnali di commutazione

Gli encoder incrementali possono essere utilizzati per ottenere una posizione relativa (utile per molte applicazioni incluso il controllo di motori ad induzione) e una misura di velocità ma non possono essere facilmente utilizzati per il controllo dei motori a magneti permanenti in quanto per tali motori la posizione assoluta deve essere univocamente definita all'interno di un giro elettrico. In alternativa all'utilizzo di un encoder assoluto per il controllo dei motori a magneti permanenti si può fare uso di encoders incrementali con uscite aggiuntive utilizzate come segnali di commutazione. Tali segnali vengono generati mediante l'aggiunta sul disco encoder di tre tracce supplementari che, come si può osservare in Figura 4.6, producono tre segnali sfasati tra loro di  $120^\circ$  e aventi periodo pari a quello di un giro elettrico.

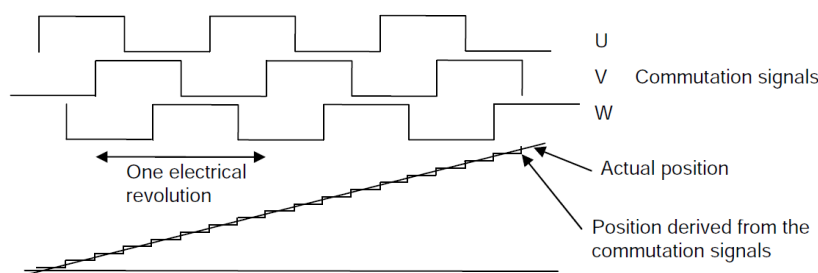


Figura 4.6: Segnali di commutazione.

Nei motori a magneti permanenti è necessario conoscere la posizione assoluta per localizzare il flusso magnetico e per applicare la corrente al motore con il giusto angolo. All'accensione il drive utilizza i segnali di comunicazione per determinare la posizione del flusso con un errore massimo pari a  $\pm 30^\circ$  di giro elettrico. Tale errore comporta una riduzione di circa il 13% della coppia nominale quando gli avvolgimenti del motore sono pilotati con il 100% della corrente. Una volta che il motore inizia a ruotare il drive continua a monitorare i segnali di commutazione fino a quando avviene un cambio di stato di uno dei tre; in tale istante il drive conosce esattamente la posizione del rotore in un giro elettrico e corregge l'orientamento del campo per eliminare l'errore. Da tale momento in poi il drive non utilizza più i segnali di commutazione ma traccia la posizione assoluta del rotore utilizzando i soli segnali incrementali che consentono di ottenere la posizione con una risoluzione molto più elevata. Pertanto dopo il primo cambio di stato di uno dei segnali di commutazione non vi è più perdita di coppia.

Gli encoders incrementali con segnali di commutazione sono una utile estensione degli encoders incrementali standard poiché forniscono una posizione assoluta necessaria per il controllo dei motori a magneti permanenti. Essi ereditano tutti i benefici degli encoders incrementali standard ma hanno lo svantaggio di essere più costosi e di richiedere ulteriori collegamenti per leggere i segnali di commutazione.

#### 4.2.4 Encoder SINCOS incrementale

Gli encoder trattati fino ad ora possono solo fornire l'informazione di attraversamento dello zero mediante la lettura di un apposito foto-sensore. Tuttavia questo segnale, che è approssimativamente sinusoidale, può dare delle informazioni aggiuntive utilizzando un metodo chiamato interpolazione. Un encoder SINCOS incrementale produce in uscita dei segnali analogici sinusoidali al posto dei segnali ad onda quadra. Le uscite degli encoders SINCOS sono normalmente due segnali sinusoidali differenziali con ampiezza pari a  $1 V_{p-p}$ . Spesso, per evitare di dover utilizzare una alimentazione duale, ai segnali di uscita differenziali viene aggiunto un offset pari a  $2.5 V$ . Tali segnali vengono poi processati dal drive per ottenere la posizione interpolata. Come si può vedere in Figura 4.7 le tensioni sinusoidali differenziali sono convertite in onde quadre contenenti l'informazione sull'attraversamento dello zero. Analogamente a quanto avveniva per gli encoders incrementali standard viene quindi utilizzato un contatore di posizione in grado di fornire la posizione angolare con una risoluzione pari a quattro volte il numero di linee per giro.

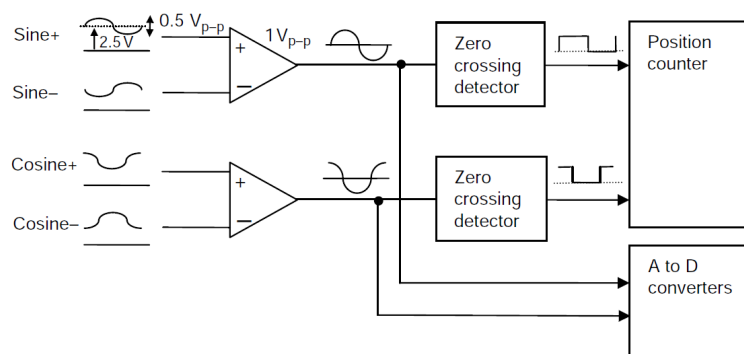


Figura 4.7: Elaborazione dei segnali in uscita ad un encoder SINCOS incrementale.

I segnali sinusoidali provenienti dall'uscita dell'encoder vengono inviati anche a due convertitori analogico digitali (ADC) e quindi, oltre all'informazione riguardante il loro attraversamento per lo zero, sarà disponibile anche quella riguardante le loro ampiezze. Come mostrato in Figura 4.8 tali informazioni vengono poi processate dal drive per ottenere la posizione interpolata.

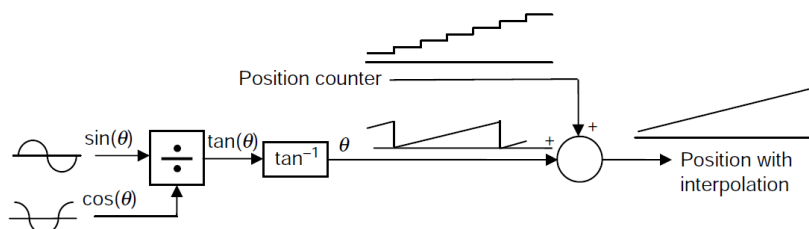


Figura 4.8: Elaborazione delle informazioni per ottenere la posizione interpolata.

La posizione all'interno di un periodo dell'onda sinusoidale (che corrisponde alla posizione tra una linea encoder e la successiva) può essere ottenuta con una risoluzione che è approssimativamente uguale a quella dei due ADC. La risoluzione della

posizione interpolata è data dalla somma della risoluzione dell'encoder incrementale con la risoluzione del segnale di interpolazione. Quindi, se un encoder incrementale ha 2048 ( $2^{11}$ ) linee per giro e il segnale dopo la conversione analogico-digitale ha una risoluzione di 10 bit, il segnale di posizione interpolato avrà una risoluzione di 21 bit. È quindi evidente il vantaggio dell'utilizzo della tecnica SINCOS in quanto consente di arrivare ad una risoluzione più elevata di quanto sia possibile ottenere con qualsiasi altro metodo. Encoder SINCOS con un basso numero di linee per giro possono essere utilizzati in applicazioni ad alta velocità per limitare la frequenza del segnale in uscita pur mantenendo una ragionevole risoluzione. L'interpolazione può essere utilizzata anche con gli encoder a tecnologia induttiva o capacitiva, caratterizzati da un numero limitato di linee per giro, per ottenere una risoluzione comparabile a quella degli encoder incrementali ottici e dei resolver.

Nonostante gli evidenti miglioramenti in termine di risoluzione ottenibili con gli encoder SINCOS questi dispositivi usano segnali analogici di ampiezza molto ridotta che, se non si cura in maniera particolare il cablaggio tra encoder e drive, possono essere affetti da rumore elettrico. Sono comunque necessari dei filtri nel drive per ridurre tale rumore pertanto, all'aumentare della frequenza dei segnali sinusoidali, la loro ampiezza viene sempre più ridotta con conseguente diminuzione della risoluzione. L'ampiezza dei segnali sinusoidali, e quindi la risoluzione, può essere ridotta anche a causa delle cadute di tensione che si verificano in presenza di cablaggi particolarmente lunghi. L'accuratezza degli encoders SINCOS è di solito nettamente inferiore alla loro risoluzione e dipende tipicamente da due fattori: l'errore di posizione all'interno di un giro encoder, che ha come causa principale l'eccentricità del disco ottico e l'errore di posizione all'interno di un periodo di sinusoide, che ha come causa principale la distorsione del segnale sinusoidale e cosinusoidale prodotti dall'encoder (Figura 4.9).

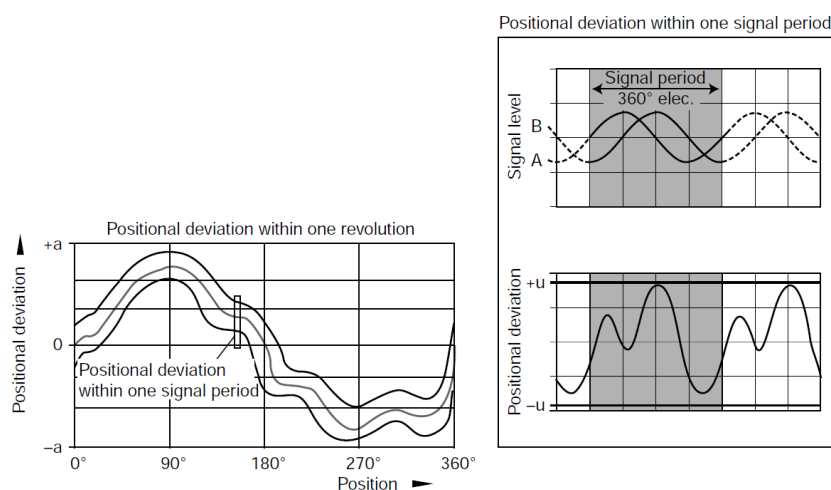


Figura 4.9: Accuratezza di un encoder SINCOS.

È interessante notare che per ridurre il ripple nel feedback di velocità è necessario utilizzare una risoluzione molto elevata. Tuttavia all'aumentare della velocità di rotazione aumenta la frequenza dei segnali in uscita all'encoder e quindi anche l'inaccuratezza dovuta all'errore di posizione all'interno di un periodo di sinusoide. Tale inaccuratezza può essa stessa introdurre un ripple sul feedback di velocità che comporta a sua volta una riduzione della effettiva risoluzione dell'encoder.

### 4.2.5 Encoder SINCOS assoluto

La tecnologia SINCOS può essere utilizzata per incrementare la risoluzione del feedback di posizione ma fornisce soltanto un'informazione incrementale sulla posizione. Per avere un riferimento di posizione assoluta è possibile utilizzare segnali di commutazione aggiuntivi come viene fatto con gli encoder incrementali. Un altro metodo basato sulla tecnologia SINCOS, che fornisce un segnale aggiuntivo sinusoidale e uno cosinusoidale entrambi con periodo pari ad un giro encoder, può essere utilizzato per ottenere una stima del valore di posizione assoluta all'interno di un giro. Lo scopo principale di tale metodo è quello di permettere l'avvio dei motori a magneti permanenti senza utilizzare i segnali di commutazione. La posizione ottenuta interpolando questi due segnali sinusoidali aggiuntivi consente di ottenere una stima della posizione iniziale. Vengono poi utilizzati gli altri due segnali sinusoidali per tracciare la posizione assoluta. Dato che l'accuratezza dei due segnali sinusoidali aggiuntivi (quelli aventi periodo pari ad un giro meccanico) è normalmente abbastanza bassa, viene utilizzato un ulteriore segnale prodotto tramite un marker posizionato sul disco dell'encoder che permette di correggere la posizione assoluta. Sebbene questo tipo di encoder sia ancora disponibile esso è stato largamente rimpiazzato dagli encoders SINCOS con comunicazione seriale (vedi paragrafo 4.2.7).

### 4.2.6 Encoder assoluto

Finora abbiamo descritto due tipi di encoders assoluti che forniscono la posizione assoluta in un giro elettrico o meccanico utilizzando i segnali di commutazione o sinusoidali aggiuntivi. Una posizione assoluta più accurata all'interno di un giro meccanico, che sia già disponibile all'accensione, può essere ottenuta inserendo sul disco encoder delle tracce aggiuntive che codificano la posizione secondo la codifica Gray (Figura 4.10).



Figura 4.10: Disco ottico di un encoder assoluto con codifica Gray.

L'informazione in codifica Gray può essere utilizzata da sola o può essere usata per fornire un riferimento di posizione assoluta all'interno di un giro per un encoder SINCOS. Maggiore è la risoluzione richiesta, maggiori saranno le tracce aggiuntive da inserire e quindi i relativi foto-sensori e segnali di uscita. Dato che non è comodo avere molte connessioni fisiche tra il drive e l'encoder la maggior parte dei costruttori utilizza una comunicazione seriale per trasmettere l'informazione di posizione assoluta. Esistono soluzioni in cui l'informazione sulla posizione assoluta è codifica-

ta direttamente in una traccia del disco encoder con una struttura a codice seriale (Figura 4.11)



Figura 4.11: Disco ottico di un encoder assoluto con traccia a codice seriale.

Solitamente gli encoder assoluti multi-giro utilizzano una batteria tampone per tenere in memoria la posizione allo spegnimento del drive. Questa soluzione ha lo svantaggio di dover usare delle batterie ed inoltre il circuito di misura dell'encoder potrebbe dover rimanere acceso per acquisire i movimenti dell'encoder quando il drive è spento. Questo tipo di encoder è stato largamente rimpiazzato dagli encoder assoluti multigiuro nei quali è presente una piccola scatola di trasmissione in cui il rapporto tra la posizione di ogni ingranaggio è utilizzato per ottenere la posizione assoluta multigiuro. Questi encoders hanno il vantaggio di non dipendere da una batteria ed ogni movimento che avviene finché l'encoder è spento può essere rilevato al momento della sua riaccensione.

#### 4.2.7 Encoder SINCOS con comunicazione seriale

Gli encoders SINCOS con comunicazione seriale sono molto utilizzati in quanto essi offrono l'altissima risoluzione degli encoder SINCOS con la possibilità di ottenere la posizione assoluta attraverso un canale di comunicazione seriale. Tutti i protocolli che discuteremo in seguito sono basati sul protocollo EIA-485.

##### 4.2.7.1 Protocollo EnDat

L'EnDat è un protocollo seriale sincrono bidirezionale con canali di clock e data separati.

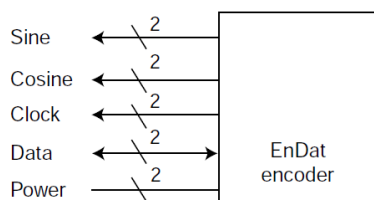


Figura 4.12: Segnali utilizzati dal protocollo EnDat.

Il canale di comunicazione seriale è utilizzato per ottenere la posizione assoluta al momento dell'accensione del drive e successivamente essa viene aggiornata utilizzando i segnali seno e coseno. Se richiesto, la posizione assoluta può essere riletta ad

intervalli regolari come verifica della correttezza della posizione ricavata dai segnali seno e coseno. Come si vede in Figura 4.13 la posizione è campionata all'inizio del pacchetto inviato dal drive all'encoder e quindi, a patto che da tale istante in poi il drive continui a tracciare qualunque cambiamento di posizione, essa può essere determinata anche se l'encoder è in rotazione.

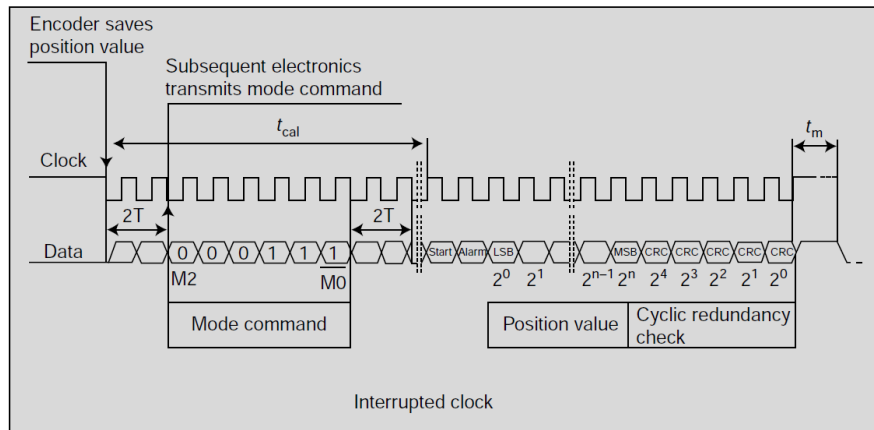


Figura 4.13: Analisi di un pacchetto relativo al protocollo EnDat.

Il tempo necessario per ottenere la posizione dall'encoder non è critico per cui può essere utilizzato un segnale di clock abbastanza lento. Questo evita che con cavi molto lunghi si abbiano ritardi che possano creare forti disallineamenti tra il clock e i dati ricevuti con il protocollo sincrono. È tuttavia importante riuscire ad identificare eventuali errori di comunicazione tra il drive e l'encoder pertanto il protocollo include in ogni messaggio un controllo ciclico di ridondanza (CRC). Questo protocollo permette inoltre l'identificazione automatica del tipo di encoder per cui il drive può autosettarsi e operare correttamente senza richiedere l'intervento di un operatore. È inoltre possibile salvare alcune informazioni all'interno dell'encoder come ad esempio i parametri da settare nel drive per controllare correttamente il motore su cui l'encoder è montato. Infine è possibile variare dal drive la posizione di zero dell'encoder. Negli ultimi anni vi è stata una evoluzione del protocollo EnDat che ha portato all'eliminazione dei segnali analogici e all'implementazione, all'interno dell'encoder, della struttura necessaria ad effettuare l'interpolazione SINCOS (Figura 4.14). Questa modalità, implementata nel protocollo EnDat 2.2, è chiamata EnDat 22 "full digital" e permette al drive di leggere direttamente, mediante il solo canale digitale, l'informazione già interpolata. Il protocollo EnDat è un marchio registrato Heidenhain.

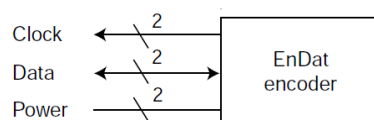


Figura 4.14: Segnali utilizzati in modalità EnDat 22 full digital.

#### 4.2.7.2 Protocollo Hiperface

Il protocollo Hiperface è molto simile al protocollo EnDat ad eccezione del fatto che utilizza una comunicazione seriale asincrona.

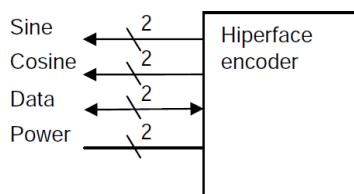


Figura 4.15: Segnali utilizzati dal protocollo Hiperface.

Anche in questo caso è previsto il riconoscimento di eventuali errori di comunicazione mediante un controllo ciclico di ridondanza (CRC) che viene incluso in ogni messaggio scambiato tra il drive e l'encoder. Come il protocollo EnDat anche l'Hiperface permette l'identificazione automatica del tipo di encoder per cui il drive può autosettarsi e operare correttamente senza richiedere l'intervento di un operatore. È inoltre possibile salvare alcune informazioni all'interno dell'encoder come ad esempio i parametri da settare nel drive per controllare correttamente il motore su cui l'encoder è montato. Infine, anche in questo caso, è possibile variare dal drive la posizione di zero dell'encoder. Il protocollo Hiperface è un marchio registrato Sick Stegmann.

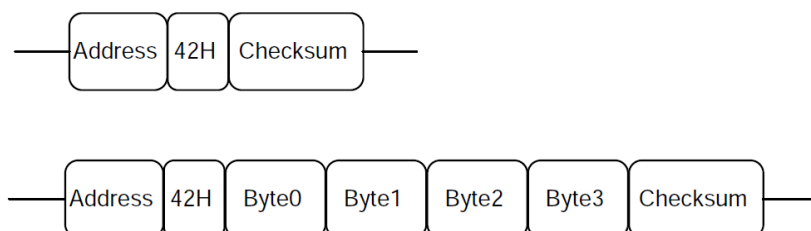


Figura 4.16: Analisi di un pacchetto relativo al protocollo Hiperface.

#### 4.2.7.3 Protocollo SSI

Il protocollo SSI fu uno dei primi protocolli seriali utilizzati per la comunicazione digitale tra drive ed encoder. Si tratta di un protocollo seriale sincrono unidirezionale che consente solamente di trasmettere la posizione dall'encoder al drive senza verificare eventuali errori di comunicazione pertanto non è sicuro come i protocolli EnDat ed Hiperface.

#### 4.2.8 Encoder con comunicazione seriale

Molti dei moderni encoders sono costituiti, oltre che dal sistema ottico, anche da circuiti integrati che rendono possibile l'implementazione di molte funzionalità aggiuntive all'interno degli encoders stessi. Come menzionato poco fa i segnali sinusoidali degli encoder SINCOS sono sensibili al rumore elettrico. Questo problema può



essere risolto se l'interpolazione viene effettuata all'interno dell'encoder e la posizione interpolata viene inviata al drive tramite un canale di comunicazione seriale.

### **Protocollo BiSS**

Il protocollo BiSS è basato sul protocollo SSI ma, a differenza di quest'ultimo, consente una comunicazione bidirezionale ed implementa un algoritmo di riconoscimento degli errori di comunicazione. Con questo protocollo si può leggere la posizione interpolata direttamente dall'encoder ed inoltre sono presenti altre funzionalità aggiuntive simili a quelle viste per i protocolli EnDat ed Hiperface. Se l'informazione sulla posizione è utilizzata per controllare un motore essa deve essere letta con un tempo di campionamento molto basso per cui è richiesto un "data rate" elevato. Essendo il BiSS di tipo sincrono si hanno dei limiti sulla distanza tra drive ed encoder o, in alternativa, il drive deve riuscire a compensare lo sfasamento che la lunghezza dei cavi introduce tra i segnali di data e clock. Il protocollo BiSS è un marchio registrato IC-Haus.

### **Protocollo EnDat**

Il protocollo EnDat può essere utilizzato in modo simile al protocollo BiSS per ottenere la posizione interpolata direttamente dall'encoder.

Probabilmente in futuro gli encoders con comunicazione seriale sostituiranno gli encoder con uscita analogica, in quanto tale soluzione permette di ottenere un'alta risoluzione del feedback di posizione con un'immunità al rumore molto elevata. Anche gli encoders induttivi o capacitivi, che hanno un numero di linee per giro abbastanza ridotto, usando la comunicazione seriale possono garantire un'accuratezza ed una risoluzione pari, o addirittura superiore, agli encoder incrementali ed ai resolvers.

#### **4.2.9 Encoders wireless**

Negli ultimi anni si iniziano a diffondere anche gli encoders wireless che sono progettati per trasmettere direttamente via radio il segnale in quadratura delle uscite dell'encoder. La velocità di trasmissione, il determinismo e la sincronia della comunicazione sono, tuttavia, un grande ostacolo all'utilizzo di tali encoders per sistemi di controllo della velocità che richiedano prestazioni abbastanza elevate. Attualmente il tempo di aggiornamento degli encoder wireless è di circa  $0.6ms$  che, con un motore che ruota ad una velocità di  $1500\ rpm$ , corrisponde a circa 64 letture per giro.



## Capitolo 5

# Analisi del problema di Uteco e primo approccio

In questo capitolo verranno esposte le problematiche che hanno spinto Uteco a rivolgersi al Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Padova. Dopo una descrizione della struttura del sistema utilizzato nelle macchine per il controllo dei motori e un'analisi della documentazione e dei dati fornitici verrà presentato il primo tentativo di tuning effettuato.

### 5.1 Difetti di stampa

Il problema principale riscontrato da Uteco sulle proprie stampe è la presenza di un fenomeno chiamato barratura. La barratura consiste nell'esistenza, lungo la stampa, di fasce orizzontali più o meno spesse con intensità di colore diverse rispetto a quello desiderato. Purtroppo tale fenomeno, molto diffuso nel settore della stampa flessografica, può essere imputabile a fattori sia di natura meccanica che di controllo dei motori del gruppo stampa. In particolare essa potrebbe essere generata da fenomeni come un'errata inchiostrazione, da variazioni della pressione di stampa in corrispondenza dei punti di stacco del cliché (punti in cui il cliché è tagliato), etc. Lo scopo del nostro progetto è stato quello di cercare di migliorare le prestazioni del controllo ai fini di ridurre il più possibile la presenza di tale difetto senza apportare modifiche alla meccanica della macchina. Non essendo chiari i fenomeni che causano le barrature abbiamo cercato di capire il legame tra la loro presenza e intensità e i parametri macchina misurabili. In particolare i primi dati che ci sono stati forniti riguardavano la misurazione, durante la stampa, dell'errore di posizione tangenziale, della corrente del motore, della velocità di rotazione dell'asse cliché e della posizione angolare del cliché stesso. Da una prima analisi non sono tuttavia emersi evidenti legami tra il punto della stampa in cui comparivano le barrature e i vari parametri misurati. Abbiamo pertanto supposto che tale difetto di stampa potesse comunque essere legato in qualche modo all'ampiezza dell'errore di posizione ed abbiamo quindi deciso di porre come primo obiettivo la riduzione di tale grandezza. È stata adottata tale scelta anche perché, riducendo l'errore di posizione, viene ridotto anche un secondo difetto di stampa che consiste nel non corretto allineamento statico e/o dinamico delle varie stazioni stampa; tale difetto è chiamato errore di registro.

Riportiamo di seguito una breve descrizione dei due problemi di stampa appena presentati.

### 5.1.1 Barrature

Come accennato sopra le barrature consistono in fasce orizzontali, lungo la stampa, con intensità di colore diverse rispetto a quello desiderato (Figura 5.1). Tale disturbo si manifesta con maggior frequenza utilizzando impianti stampa con formato relativamente piccolo.



Figura 5.1: Esempio di stampa con barrature.

Analizzando al microscopio una barratura è possibile osservare che i punti di inchiostrazione corrispondenti al reticolo del cliché, che dovrebbero essere perfettamente circolari, assumono invece una forma ovale (Figura 5.2). Tale deformazione, imputabile principalmente ad uno strisciamento del cliché sul supporto di stampa, è causata da una differenza di velocità tangenziale tra il tamburo stampa e l'asse cliché. Di conseguenza, aumentando le prestazioni del sistema di controllo, ci sono buone possibilità di ridurre o addirittura eliminare lo strisciamento.

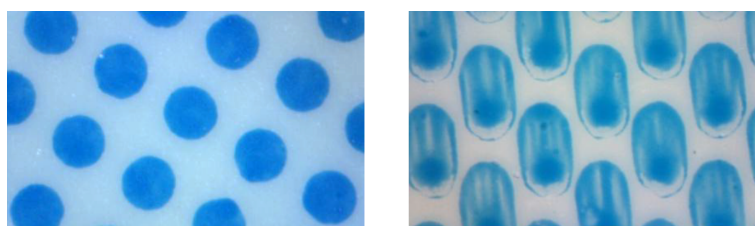


Figura 5.2: Ingrandimento a microscopio di una stampa: senza barrature (sinistra); con barrature (destra).

### 5.1.2 Errore di registro

L'errore di registro consiste in un disallineamento, sulla stampa, delle immagini trasferite dalle varie stazioni (Figura 5.3). Questo difetto può essere di tipo statico, se il disallineamento tra le varie stazioni è presente anche a macchina ferma, o di tipo dinamico, se il disallineamento si manifesta solo durante la stampa. Il disallineamento

statico può essere risolto correggendo la posizione di zero delle varie stazioni stampa mentre quello dinamico dipende principalmente dalle prestazioni del controllo ovvero dalla sua capacità di mantenere contenuto l'errore di posizione.



Figura 5.3: Esempio di stampa con errore di registro.

## 5.2 Analisi dei primi dati forniti da Uteco

Come anticipato sopra i primi dati che ci sono stati forniti da Uteco riguardavano la misurazione, durante la stampa, dell'errore di posizione tangenziale, della corrente del motore, della velocità di rotazione dell'asse cliché e della posizione angolare del cliché stesso su una macchina che presentava il problema delle barrature. Purtroppo i dati sono stati registrati con un tempo di campionamento non fisso per cui non è stato possibile ricostruire la corretta base dei tempi. Pertanto le uniche informazioni ottenibili da questi dati sono quelle relative all'andamento dei vari segnali all'interno di un periodo di rotazione cliché di cui, essendo nota la velocità di stampa e il formato del cliché utilizzato, si conosce la durata. Essendo la velocità di stampa pari a  $200 \text{ m/min}$  e il formato cliché pari a  $1050 \text{ mm}$  si ottiene il tempo  $T$  necessario per compiere un giro cliché:

$$200 \text{ m/min} \simeq 3.33 \text{ m/s} \longrightarrow T = \frac{1.05 \text{ m}}{3.33 \text{ m/s}} \simeq 0.315 \text{ s} \quad (5.1)$$

Per poter analizzare i dati, che ci sono stati forniti in formato "csv", li abbiamo importati e graficati in Matlab. Riportiamo di seguito i grafici delle quattro grandezze misurate su una stazione stampa.

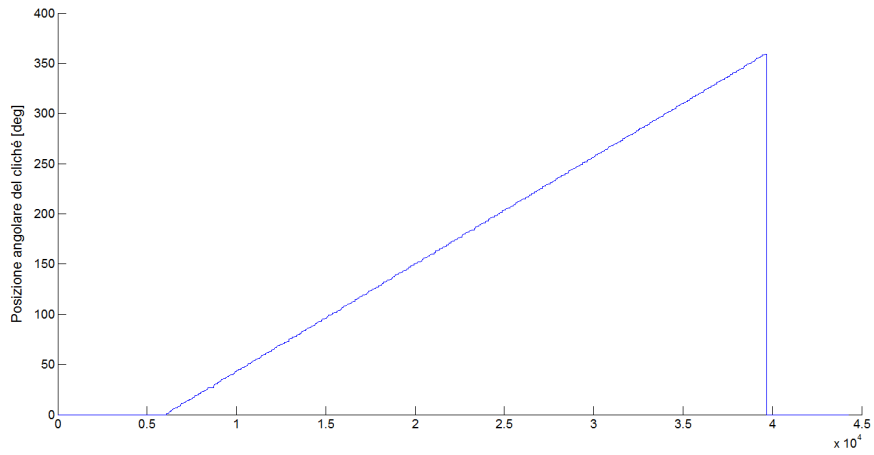


Figura 5.4: Posizione angolare del cliché [*deg*].

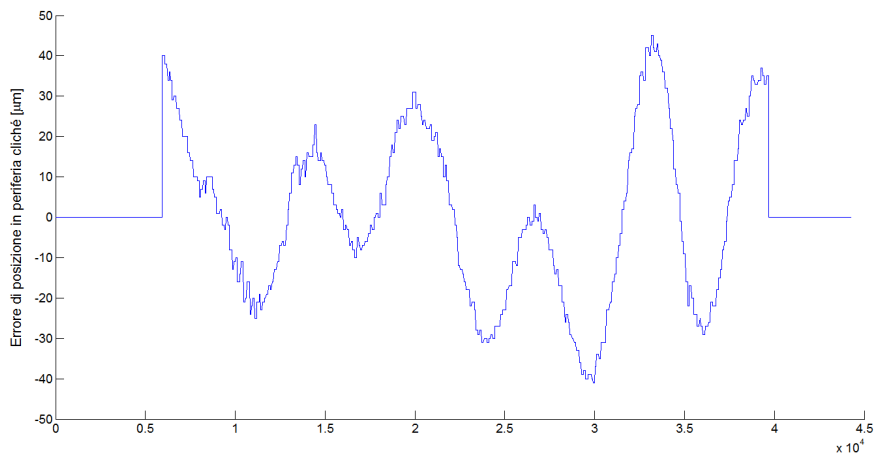


Figura 5.5: Errore di posizione in periferia cliché [ $\mu m$ ].

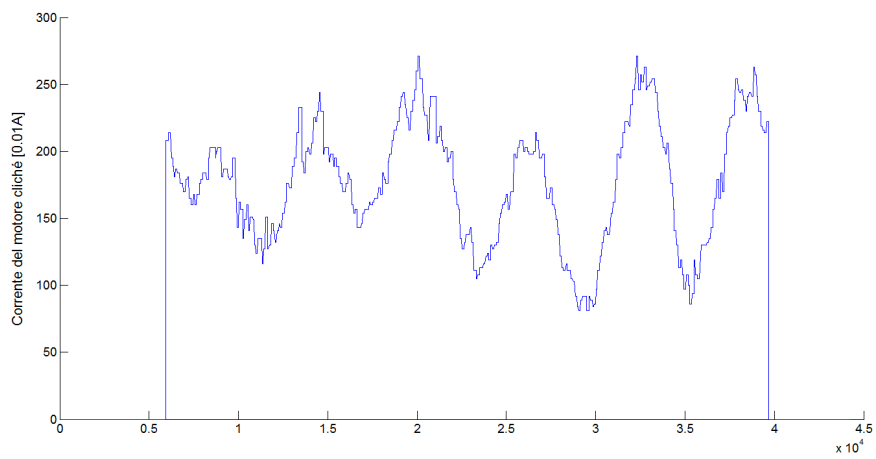


Figura 5.6: Corrente del motore cliché [0.01A]

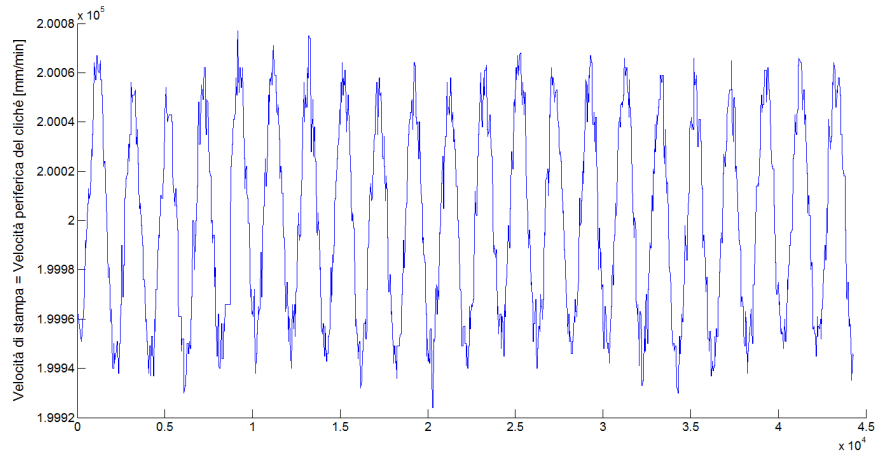


Figura 5.7: Velocità di stampa = Velocità periferica del cliché [mm/min].

Osservando la Figura 5.5 si può notare che il segnale di errore può essere approssimato con una sinusoide di frequenza pari a 5 volte la frequenza di rotazione del cliché, che vale  $1/T \simeq 3.4 Hz$ . Pertanto si può stimare che la dinamica dell'errore di posizione interessi frequenze attorno ai  $16 Hz$ . Tuttavia la stima appena ottenuta corrisponde ad un errore di posizione relativo ad una specifica velocità di stampa ( $200 m/min$ ) e ad uno specifico formato cliché ( $1050 mm$ ) e quindi non può essere generalizzata a tutte le configurazioni di stampa. Il segnale di errore è infatti strettamente legato alla velocità di stampa dato che l'aumento della stessa comporta una diminuzione del tempo impiegato per compiere un giro cliché. Anche il formato del cliché non può essere trascurato in quanto, a parità di velocità di stampa (e quindi di velocità periferica del cliché), un formato più piccolo impiega meno tempo a compiere una rotazione completa rispetto ad un formato più grande. Ricalcoliamo pertanto la frequenza di rotazione del cliché mettendoci nel caso peggiore ovvero alla massima velocità di stampa possibile con le macchine Uteco, pari a  $600 m/min$ , e al più piccolo formato cliché utilizzabile, ovvero  $290 mm$ . Il tempo  $T$  necessario, nelle condizioni appena descritte, per compiere un giro cliché è:

$$600 m/min = 10 m/s \rightarrow T = \frac{0.29 m}{10 m/s} = 0.029 s \quad (5.2)$$

La frequenza di rotazione del cliché è quindi a  $1/T \simeq 34.5 Hz$ ; moltiplicando per 5 tale valore si ottiene una stima della banda minima (circa  $172 Hz$ ) che il sistema di controllo di posizione dovrebbe avere per poter ridurre tale errore.

Tale informazione può ben delinearsi come una specifica di progetto per la taratura del sistema di controllo. Tuttavia, prima di procedere in tal senso, è stato necessario indagare su quale fosse la struttura complessiva del sistema di controllo nelle macchine Uteco e in particolare quali tipologie di controllori fossero presenti all'interno dell'Unidrive SP. Nei prossimi paragrafi verranno riportate le informazioni ottenute da tale indagine.

### 5.3 Utilizzo degli Unidrive nelle macchine Uteco

Come accennato nel paragrafo 1.3.1 gli azionamenti utilizzati nelle macchine flessografiche prodotte da Uteco sono gli Unidrive prodotti da Control Techniques; in particolare viene utilizzato il modello Unidrive SP (taglie 1, 2 e 3) per il controllo dei motori dell'asse cliché, dell'anilox, del tamburo stampa, dell'avvolgitore e dello svolgitore, mentre il modello Digitax ST 1405P per il controllo dei motori dei posizionatori. Tralasciando per ora il controllo dei posizionatori, che non richiede prestazioni particolarmente elevate, focalizziamo la nostra attenzione al gruppo stampa, all'avvolgitore ed allo svolgitore.

Il motore che movimenta il tamburo centrale è controllato in velocità con un riferimento tale da rendere la velocità tangenziale del tamburo pari alla velocità di stampa desiderata. La velocità di rotazione e la posizione angolare del tamburo centrale diventa il riferimento universale per tutti gli altri azionamenti. In particolare gli anylox, l'avvolgitore e lo svolgitore sono controllati in velocità in funzione della velocità di rotazione del cilindro contropressore. Il controllo degli assi cliché prevede invece, oltre ad un anello interno di velocità, anche un anello più esterno di posizione il cui riferimento è la posizione angolare del master scalata di un fattore dato dal rapporto tra il diametro del tamburo centrale ed il diametro dell'impianto stampa.

Per implementare tale struttura è necessario che l'Unidrive SP che controlla il motore del tamburo centrale invii continuamente a tutti gli altri azionamenti il segnale di posizione letto dal proprio encoder assoluto SINCOS a 29 bit; per tale motivo l'Unidrive che pilota il tamburo centrale si configura come Master mentre tutti gli altri azionamenti si configurano come Slaves. Oltre alla posizione viene inviata anche la velocità, calcolata come differenza di posizione in un intervallo di campionamento. Per fare ciò tutti gli azionamenti sono collegati mediante il bus di campo CT-Sync che permette di sincronizzare tutti i drives; il bus viene utilizzato per l'invio di dati dal Master agli Slaves e lavora con un tempo di campionamento pari a  $1ms$ . Come spiegato poco fa il riferimento di posizione inviato dal master diventa il riferimento dell'anello di posizione degli azionamenti che controllano l'asse cliché. Il riferimento di velocità viene invece utilizzato come set-point per l'anello di velocità degli azionamenti che controllano la rotazione degli anylox, dell'avvolgitore e dello svolgitore. Tale riferimento entra anche come contributo di feed-forward di velocità negli azionamenti che controllano la posizione dell'asse cliché; questo accorgimento, come è stato spiegato nel paragrafo 3.2.4.1, consente di migliorare le prestazioni del controllo di posizione.

Dato che il bus CT-Sync presenta un limite sul numero di bit che ciascun pacchetto di dati inviato può contenere (2 valori a 29 bit e 1 valore a 8 bit), oltre ad esso viene utilizzato anche un altro bus chiamato CT-Net. Tale bus, che viene implementato nelle schede SM Application Plus di cui i drives sono dotati, è utilizzato per collegare tutti gli azionamenti al PLC che gestisce le varie funzioni macchina.

Tutti gli azionamenti sono dotati anche di una scheda SM Ethernet che consente di creare un'ulteriore rete tra i drives tramite la quale è possibile modificare i settaggi e monitorare i vari parametri semplicemente collegandosi con un PC e selezionando il nodo a cui ci si vuole connettere. La rete Ethernet viene anche utilizzata per programmare le schede di espansione SM Application Plus.



## 5.4 Struttura del controllo all'interno dell'Unidrive SP

Come ampiamente descritto nel Capitolo 3 la tipica struttura di controllo che viene implementata in un drive per motori elettrici come, nel caso in esame, l'Unidrive SP, consiste in un anello di corrente e in uno più esterno di velocità. Inoltre, nel nostro caso, per esigenze specifiche legate al funzionamento delle macchine di Uteco, è presente un ulteriore anello di posizione più esterno il quale non viene implementato direttamente all'interno dell'Unidrive SP bensì in una SM-Application Plus. Di seguito analizzeremo in dettaglio la struttura dei vari anelli di controllo. In particolare verranno illustrati i tipi di controllori utilizzati, il modo in cui vengono settati i guadagni per un sistema ideale, gli effetti del campionamento e dei ritardi che caratterizzano il sistema reale; verrà inoltre fornita una stima delle prestazioni ottenibili con i controllori implementati nell'Unidrive SP. Sebbene tutte le configurazioni, i settaggi e i risultati di seguito presentati siano replicabili con qualsiasi combinazione di Unidrive SP e motore (per i driver superiori alla taglia 2 gli effetti di non linearità dell'inverter saranno però probabilmente più accentuati), essi si riferiscono ad una precisa configurazione di prova, ovvero:

Drive: Unidrive SP 1404	Motore: CTD 115UMC300CSJOE
$K_c = 5.8 A_{rms}$	$K_t = 1.6 N \cdot m/A$
$I_{fs} = 18.2 A_{pk}$	$J = 0.00078 kg \cdot m^2$
$V_{fs} = 830 V$	$L = 6.999 mH$
	$R = 1.188 \Omega$

### 5.4.1 Controllo di corrente

Il controllore di corrente è un semplice PI i cui guadagni sono impostabili tramite dei parametri dell'Unidrive ( $\#4.13 = K_p$ ,  $\#4.14 = K_i$ ). Tali valori, che possono essere settati sia automaticamente mediante la procedura di auto-tuning implementata nell'Unidrive, sia manualmente, non sono i veri guadagni proporzionale ( $K_{pi}$ ) e integrale ( $K_{ii}$ ) del controllore PI di corrente, ma sono ad essi legati, in funzione della frequenza di switching ( $F_{sw}$ ), come indicato nella seguente tabella:

$F_{sw} [kHz]$	3	4	6	8	12	16
$K_{pi}$ :	$K_p$	$\frac{3}{2}K_p$	$2K_p$	$\frac{3}{2}K_p$	$\frac{8}{3}K_p$	$\frac{3}{2}K_p$
$K_{ii}$ :	$K_i$	$K_i$	$K_i$	$\frac{4}{3}K_i$	$\frac{4}{3}K_i$	$\frac{4}{3}K_i$

Tabella 5.1: Legame tra  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$  e i parametri  $\#4.13$  e  $\#4.14$  in funzione della frequenza di switching.

#### 5.4.1.1 Calcolo dei guadagni con la procedura di auto-tuning

La procedura di auto-tuning calcola il guadagno  $K_p$  utilizzando la seguente formula:

$$K_p = \frac{L}{T_s} \frac{I_{fs}}{V_{fs}} \frac{256}{5} \quad (5.3)$$

in cui:

- $L$ , per i motori Servo (come quelli utilizzati sulle macchine Uteco per pilotare gli assi clichè e master), è pari alla metà dell'induttanza misurata tra fase e fase del motore. Solitamente il suo valore viene specificato dal costruttore tuttavia può essere anche misurato automaticamente dal drive lanciando un'apposita procedura di sensing.
- $T_s$  è il tempo di campionamento del controllore di corrente e varia in base alla frequenza di switching  $F_{sw}$  alla quale funziona l'inverter presente sul drive. In tabella sono riportate le possibili frequenze di switching e i corrispondenti valori di  $T_s$ :

$F_{sw}$ [kHz]	$T_s$ [ $\mu s$ ]
3	167
4	125
6	83
8	125
12	83
16	125

Tabella 5.2: Tempo di campionamento del controllore di corrente in funzione della frequenza di switching.

Tuttavia, indipendentemente dalla frequenza di switching utilizzata, i valori dei parametri #4.13 e #4.14, che come abbiamo detto non sono i veri guadagni del PI, sono calcolati dall'auto-tuning considerando sempre il più basso valore di sample rate e cioè quello corrispondente a  $T_s = 167\mu s$  ( $F_{sw} = 3kHz$ ).

- $I_{fs}$  è il valore di picco della corrente di fondo scala ed è calcolata come:

$$I_{fs} = K_c \frac{\sqrt{2}}{0.45}$$

nella quale  $K_c$  [A] è il fattore di scala della corrente che varia in base alla taglia del drive.

- $V_{fs}$  è la massima tensione del DC-Bus il cui valore è riportato in tabella in funzione della tensione di alimentazione a.c. del drive:

<i>Tensione di alimentazione a.c. [V]</i>	$V_{fs}$ [V]
200	415
400	830
575	990
690	1190

Tabella 5.3: Tensione massima del DC-Bus in funzione della tensione di alimentazione a.c. del drive.

La formula (5.3) può quindi essere riscritta come:

$$K_p = \frac{L}{167 \cdot 10^{-6}} \frac{K_c \cdot \sqrt{2}}{0.45 \cdot V_{fs}} \frac{256}{5} = K \cdot L \cdot K_c \quad (5.4)$$

dove

$$K = \frac{\sqrt{2}}{0.45 \cdot V_{fs} \cdot 167 \cdot 10^{-6}} \frac{256}{5} \quad (5.5)$$

e il suo valore, in funzione della tensione di alimentazione a.c. del drive, è riportato nella seguente tabella:

<i>Tensione di alimentazione a.c. [V]</i>	$K$
200	2322
400	1161
575	973
690	809

Tabella 5.4: Valore del fattore di scala  $K$  in funzione della tensione di alimentazione a.c. del drive.

Il guadagno integrale  $K_i$  viene calcolato, dalla procedura di auto-tuning, mediante la seguente formula:

$$K_i = K_p \cdot 256 \cdot \frac{T_s}{\tau_m} \quad (5.6)$$

in cui  $\tau_m = L/R$  è la costante di tempo del motore ( $R$  è la metà della resistenza misurata tra fase e fase dello statore del motore). Si può quindi scrivere:

$$K_i = K \cdot L \cdot K_c \cdot 256 \cdot 167 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{R}{L} = 0.0427 \cdot K \cdot R \cdot K_c \quad (5.7)$$

Le equazioni (5.3) e (5.7), come abbiamo detto, forniscono i valori dei parametri #4.13= $K_p$  e #4.14= $K_i$  ottenuti dalla procedura di auto-tuning. Tali parametri dovrebbero garantire una buona risposta del sistema con un minimo overshoot. Tuttavia essi possono essere modificati per cercare di migliorare ulteriormente le prestazioni dell'anello di corrente; in particolare è possibile:

- aumentare il termine integrale per ridurre l'effetto della non-linearità dell'inverter. Tale effetto si fa sentire maggiormente con alte frequenze di switching e

nei drive con valori di corrente e tensione elevati. In tali situazioni, quando si desiderano ottenere prestazioni dinamiche elevate, è consigliabile quadruplicare il valore di  $K_i$  ottenuto dalla procedura di auto-tuning o addirittura, qualora si utilizzi la massima frequenza di switching ( $16kHz$ ), moltiplicarlo per 8.

- aumentare il guadagno proporzionale per ridurre il tempo di risposta del sistema. Tuttavia anche un incremento relativamente basso del termine proporzionale porta ad accrescere notevolmente l'overshoot nella risposta al gradino dell'anello di corrente. Viene quindi consigliato, nel caso si volesse cercare di migliorare le prestazioni rispetto a quelle ottenibili con i parametri calcolati dall'auto-tuning, di aumentare il termine integrale piuttosto che quello proporzionale.

#### 5.4.1.2 Modelli per la simulazione

Per modellizzare esattamente il controllore di corrente è necessario costruire uno schema di simulazione abbastanza complesso. Tale modello, da noi ricostruito con le frammentarie informazioni ricevute da CT UK<sup>1</sup>, è stato implementato in Simulink ed è riportato di seguito in Figura 5.8.

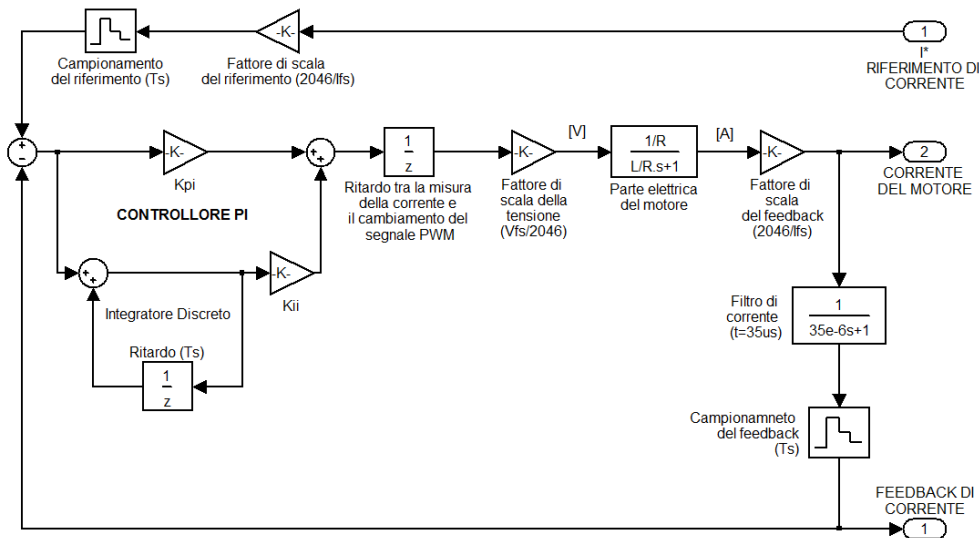


Figura 5.8: Modello completo dell'anello di corrente.

Lo schema sopra riportato, da quanto indicato nei documenti fornitici, dovrebbe simulare abbastanza fedelmente il comportamento dell'anello di corrente, tuttavia la sua struttura è abbastanza complessa. In alternativa ad esso è possibile utilizzare un modello semplificato costituito da un filtro del primo ordine avente costante di tempo  $\tau$  e da un ritardo  $T$  (blocco "transport delay") riportato in Figura 5.9.

<sup>1</sup>Il modello dell'anello di corrente non era presente nella documentazione fornitaci inizialmente ma è stato costruito mediante le frammentarie informazioni avute come risposta alle molte richieste che, come vedremo nel capitolo successivo, sono state inviate a CT UK nel tentativo di pervenire ad un modello sufficientemente accurato del drive.

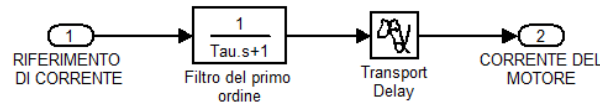


Figura 5.9: Modello semplificato dell'anello di corrente.

Lo schema semplificato dovrebbe consentire di simulare con un'approssimazione ragionevole le reali prestazioni del drive. Infatti, osservando il grafico di Figura 5.10 in cui è riportato l'andamento della risposta ad un gradino di corrente dello schema semplificato a confronto con quella ottenuta utilizzando il modello più complesso (che dovrebbe rappresentare fedelmente il comportamento del drive), si può notare come gli andamenti siano abbastanza simili. Nella figura la curva rossa e quella verde rappresentano rispettivamente la corrente del motore e il segnale utilizzato come feedback dal controllore di corrente (corrente del motore filtrata e campionata) ottenuti dal modello più complesso. La curva azzurra rappresenta invece la risposta (corrente del motore) ottenuta con il modello semplificato. Viene inoltre indicato anche il tempo ( $T_{rise}$ ) che la corrente in uscita al sistema impiega a raggiungere il 90% dell'ampiezza del gradino di riferimento.

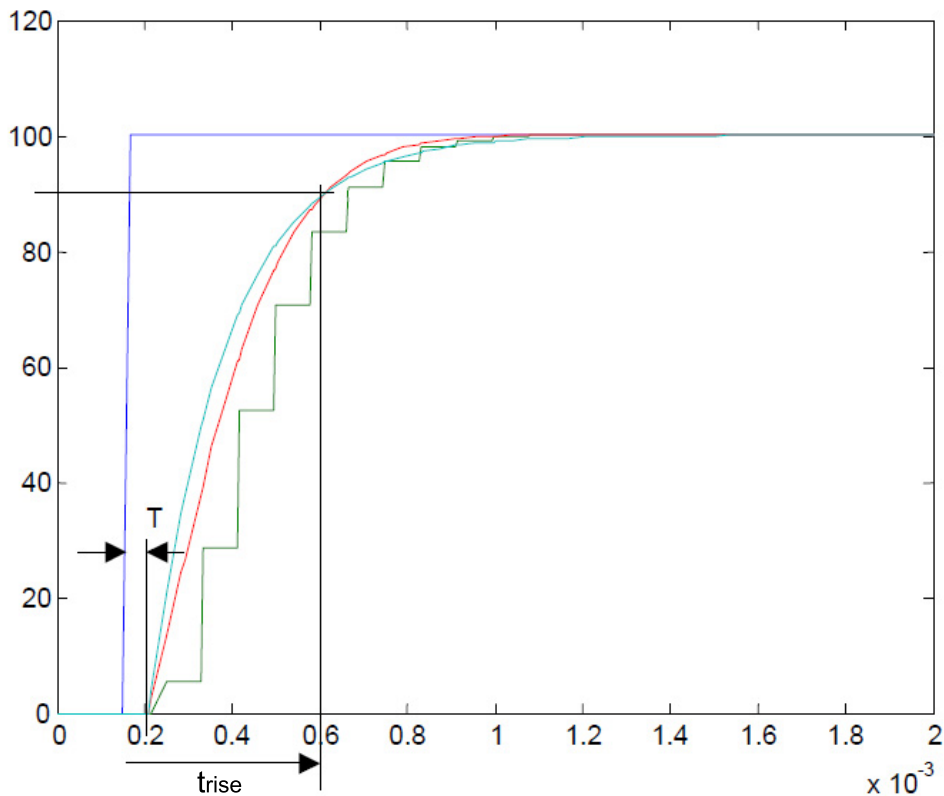


Figura 5.10: Risposta dei vari modelli ad un gradino di corrente.

Il ritardo  $T$  e la costante di tempo  $\tau$  del modello semplificato sono stati scelti imponendo che il tempo di salita  $T_{rise}$  della risposta dei due modelli sia lo stesso. I loro valori, in funzione della frequenza di switching utilizzata, sono riportati in Tabella 5.5:

$F_{sw}$ [kHz]	$T_{rise}$ [ $\mu s$ ]	$T$ [ $\mu s$ ]	$\tau$ [ $\mu s$ ]
3	1317	167	500
4	792	125	290
6	612	83	230
8	591	62	230
12	445	42	175
16	591	62	230

Tabella 5.5: Valori di  $T_{rise}$ ,  $T$  e  $\tau$  in funzione della frequenza di switching  $F_{sw}$ .

### 5.4.1.3 Risposta in frequenza

Nella documentazione che ci è stata fornita sono riportati anche dei diagrammi di Bode della risposta in frequenza del controllo di corrente ottenuti con un drive reale collegato ad un motore. Riportiamo di seguito i diagrammi di Bode relativi alla frequenza di switching ( $6kHz$ ) utilizzata negli azionamenti delle macchine Uteco:

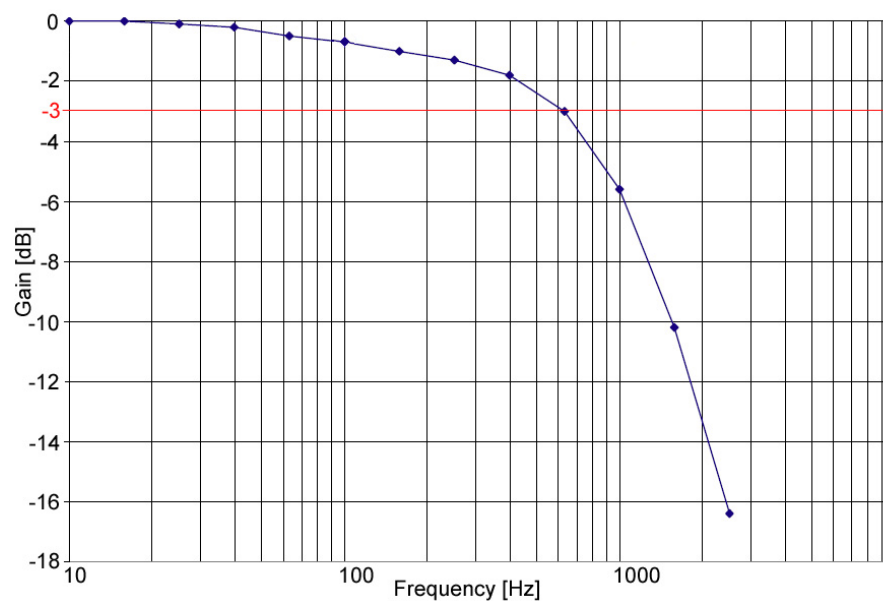


Figura 5.11: Diagramma di Bode del modulo della risposta in frequenza reale.

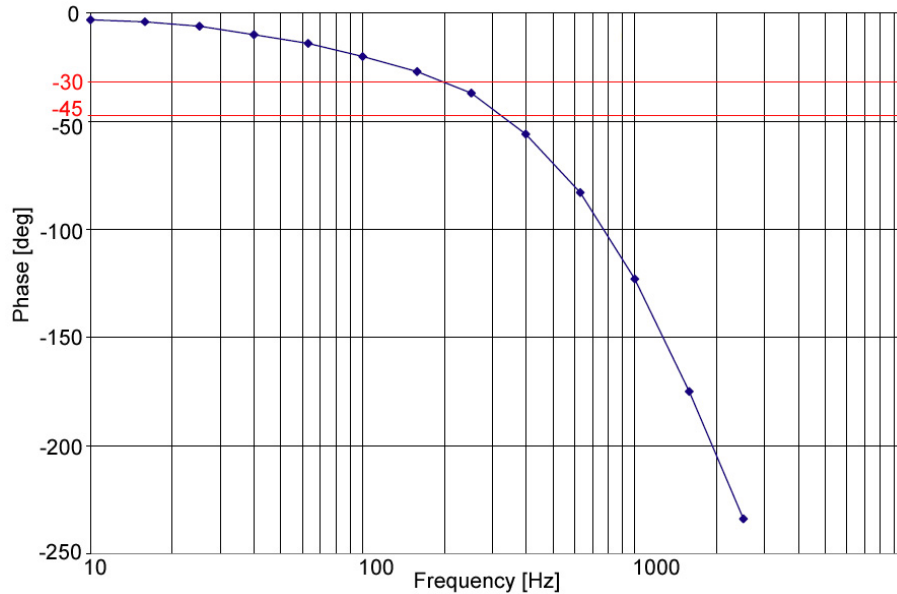


Figura 5.12: Diagramma di Bode della fase della risposta in frequenza reale.

La risposta in frequenza riportata in Figura 5.11 e in Figura 5.12 è stata ottenuta utilizzando i guadagni del controllore di corrente calcolati con l'auto-tuning del drive ma il guadagno integrale è stato moltiplicato per un fattore quattro<sup>2</sup>. Come si può osservare dai diagrammi di Bode appena riportati si può stimare che il controllo di corrente del drive reale abbia una banda (a  $-3dB$ ) di circa  $630 Hz$  e sia caratterizzato da uno sfasamento di  $-45^\circ$  ad una frequenza di circa  $350 Hz$ . Riportiamo tali dati nella Tabella 5.6 assieme a quelli relativi alle altre possibili frequenze di switching dell'Unidrive SP:

$F_{sw}$ [kHz]	Freq. atten. $-3 dB$ [Hz]	Freq. sfas. $-45^\circ$ [Hz]
3	300	160
4	480	250
6	630	350
8	600	300
12	1100	400
16	320	250

Tabella 5.6: Frequenza a cui si ha una attenuazione di  $-3dB$  e frequenza a cui si ha uno sfasamento di  $-45^\circ$  in funzione della frequenza di switching  $F_{sw}$ .

A questo punto abbiamo ritenuto necessario verificare la validità dei due modelli di simulazione precedentemente descritti (Figura 5.8 e Figura 5.9). Per far ciò abbiamo tracciato, con l'utilizzo del blocchetto Simulink "Bode Plot", la risposta in frequenza dei due schemi di simulazione (i cui parametri sono stati settati con gli stessi valori utilizzati per i test sul drive reale) e abbiamo confrontato i loro valori di larghezza di banda e di frequenza a cui è presente uno sfasamento di  $-45^\circ$  con

<sup>2</sup>Non ci è ben chiaro perché sia stata fatta tale moltiplicazione!

quelli ottenuti dai grafici della risposta in frequenza del drive reale (Figura 5.11 e Figura 5.12). Riportiamo di seguito in Figura 5.13 e in Figura 5.14 i diagrammi di Bode ottenuti rispettivamente con il modello completo e con il modello semplificato.

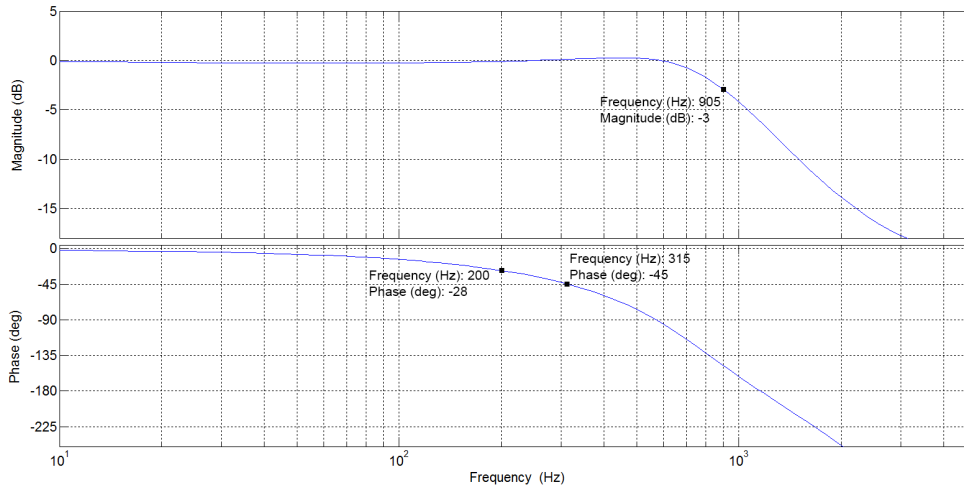


Figura 5.13: Diagrammi di Bode del modulo e della fase ottenuti con il modello completo.

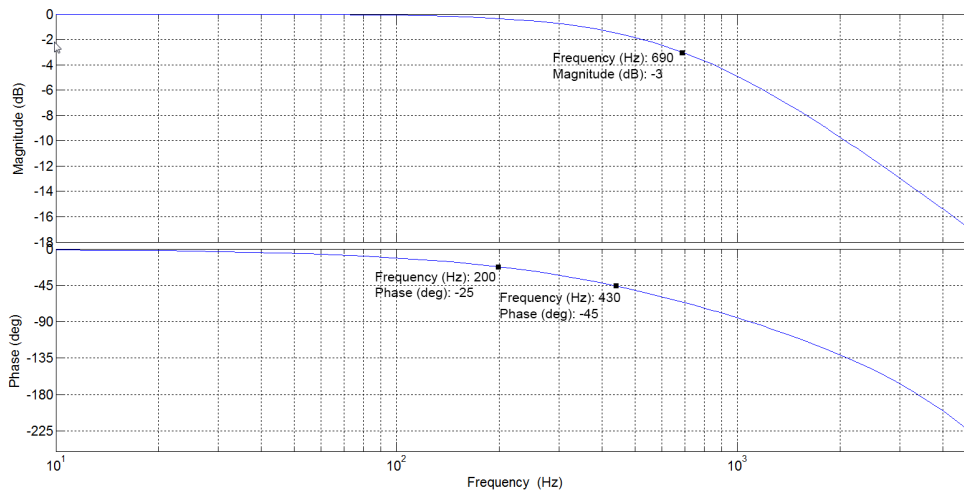


Figura 5.14: Diagrammi di Bode del modulo e della fase ottenuti con il modello semplificato.

Riportiamo in Tabella 5.7 i valori di larghezza di banda e di frequenza a cui si ha uno sfasamento di  $-45^\circ$  misurati dai diagrammi di Bode relativi al modello completo, a quello semplificato e ai test sul drive reale.



	<i>Freq. atten. - 3 dB [Hz]</i>	<i>Freq. sfas. - 45° [Hz]</i>
Modello completo	905	315
Modello semplificato	690	430
Drive reale	630	350

Tabella 5.7: Frequenza a cui si ha una attenuazione di  $-3dB$  e frequenza a cui si ha uno sfasamento di  $-45^\circ$  ottenute con il modello completo, con quello semplificato e con i test sul drive reale.

È quindi evidente come entrambi i modelli che ci son stati forniti non siano molto fedeli al reale comportamento del controllore di corrente; tuttavia possiamo osservare che:

- Il modello completo fornisce una banda dell'anello di corrente molto maggiore rispetto a quella reale (circa  $200 Hz$  in più) mentre stima abbastanza correttamente la frequenza a cui avviene uno sfasamento di  $-45^\circ$ .
- Il modello semplificato stima abbastanza bene la banda dell'anello di corrente (solo  $60 Hz$  in più) mentre, per quanto riguarda la frequenza a cui avviene uno sfasamento di  $-45^\circ$ , non è molto fedele al comportamento del controllore reale (sotto-stima il ritardo di fase).
- Se ci limitiamo ad osservare le frequenze inferiori a  $200 Hz$  e misuriamo in tale range lo sfasamento stimato con i due modelli notiamo che in entrambi i casi il valore della fase è abbastanza vicino a quello del sistema reale; in particolare a  $200 Hz$  si ha l'errore maggiore e si misurano i valori di fase riportati in Tabella 5.8.

	<i>Fase a 200Hz [deg]</i>
Modello completo	-28
Modello semplificato	-27
Drive reale	-30

Tabella 5.8: Valore della fase a  $200 Hz$  ottenuto con il modello completo, con quello semplificato e con i test sul drive reale.

Da tali osservazioni possiamo concludere che, vista la maggior coerenza nella stima della banda e potendoci accontentare di un modello la cui validità sia limitata a frequenze inferiori ai  $200Hz$  (la massima banda dell'errore di posizione stimata al paragrafo 5.2 vale circa  $170 Hz$ ), alle quali anche il comportamento della fase è coerente con le misure effettuate sul drive reale, possiamo utilizzare, nei nostri schemi di simulazione, il modello semplificato del controllore di corrente.

#### 5.4.2 Controllo di velocità

Nei documenti che ci son stati forniti da CT viene descritta la struttura dell'anello di controllo di velocità e viene inoltre riportato l'algoritmo utilizzato dall'Unidrive SP per settare i parametri di tale controllore. Tali documenti sono stati sicuramente

utili per avere un'idea di come fosse implementato il controllo di velocità all'interno del drive. Tuttavia le informazioni in essi contenute sono risultate incomplete nonché piene di numerosi errori e/o incongruenze che, oltre ad averci fatto perdere molto tempo, non ci hanno permesso di costruire fin da subito uno schema di simulazione corretto e fedele al reale comportamento del controllo di velocità all'interno del drive. Per semplicità di trattazione riporteremo prima le informazioni così come ci sono state fornite da CT per poi analizzare i punti in cui abbiamo riscontrato gli errori, le incongruenze e le incompletezze.

#### 5.4.2.1 Schema del controllo di velocità

Nel manuale del drive viene riportato un primo schema dell'anello di controllo di velocità (Figura 5.15) che è costituito da un termine proporzionale (P) ed uno integrale (I) in catena diretta e da un termine derivativo (D) sul segnale di feedback. È presente inoltre, in serie al termine derivativo, un filtro passa-basso per attenuare il rumore in alta frequenza causato dall'operazione di derivazione. Tale schema, che dovrebbe rappresentare la struttura di un controllore che in letteratura è noto come PI-D, presenta, così come propostoci da CT, molti errori che lo rendono insensato, oltre a far perdere di significato la trattazione successiva.

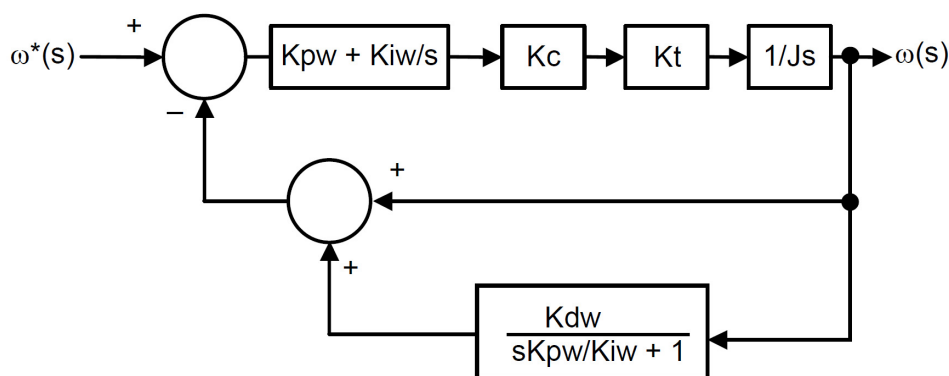


Figura 5.15: Primo modello CT del controllore di velocità.

Nello stesso manuale viene poi riportato uno secondo schema dell'anello di controllo (Figura 5.16) che viene indicato come uno schema più semplice che rappresenta ciò che veramente è implementato all'interno dell'Unidrive SP. Essendo tale nuova struttura ottenuta manipolando il primo schema mediante le regole delle operazioni sugli schemi a blocchi, i due schemi dovrebbero essere esattamente equivalenti; tuttavia, come vedremo, non lo sono a causa degli errori presenti nel primo schema).

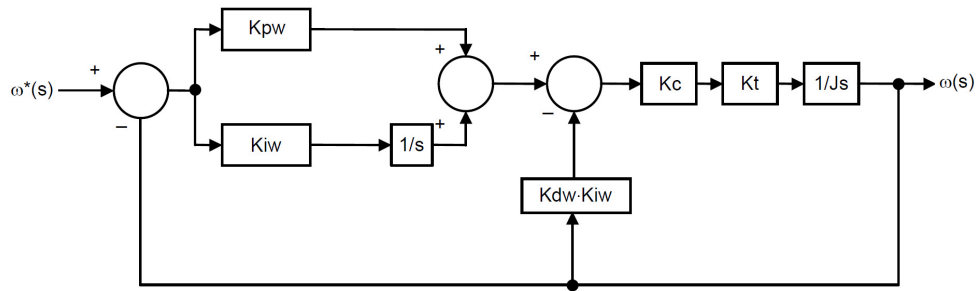


Figura 5.16: Secondo modello CT del controllore di velocità.

I parametri presenti nello schema di Figura 5.16 sono definiti come:

- $J$ : parametro che ingloba l'inerzia del motore e del carico e la cui unità di misura è  $[kg \cdot m^2]$ .
- $w^*$ : riferimento di velocità in  $rad/s$  (dimensionalmente  $[1/s]^3$ ).
- $K_c$ : costante per convertire l'uscita del controllore di corrente nella corrente del motore, la cui unità di misura è  $[A]$  (vedi paragrafo 3.2.1). I guadagni dell'anello di corrente impostati sul drive sono scalati in maniera tale che, ad un'uscita unitaria del controllore di velocità (che, come vedremo, rappresenta il valore fornito in ingresso al controllore di corrente), corrisponda una corrente d'uscita (corrente del motore) pari a  $K_c$ .
- $K_t$ : costante che rappresenta la coppia prodotta per una data corrente *rms* nel motore. Essa viene comunemente chiamata costante di coppia (vedi paragrafo 3.2.1) e la sua unità di misura è  $[N \cdot m/A]$ . Solitamente tale parametro è fornito dal costruttore del motore, tuttavia può essere facilmente calcolato come:

$$K_t = (\text{coppia nominale motore}) / (\text{corrente nominale motore}) \quad (5.8)$$

- $K_{pw}$ : guadagno proporzionale del controllore di velocità espresso in  $ins/rad$  (dimensionalmente pari a  $[s]$ ).
- $K_{iw}$ : guadagno integrale del controllore di velocità espresso in  $1/rad$  (quindi adimensionale).
- $K_{dw}$ : guadagno differenziale del controllore di velocità espresso in  $ins^2/rad$  (dimensionalmente pari a  $[s^2]$ ).

Per ottenere una descrizione matematica dello schema di controllo di velocità presentato e per poter di conseguenza determinare in maniera opportuna i guadagni del controllore, è necessario ricavarne la f.d.t. ad anello chiuso. L'equazione (5.9)

<sup>3</sup>In realtà nell'Unidrive SP la velocità è espressa in *RPM* (Revolutions Per Minute) mentre nel documento fornitoci è considerata in  $rad/s$  per rendere più semplici i calcoli. Per costruire un modello di simulazione corretto sarà quindi necessario tener conto di questa differenza ed inserire nello schema opportuni blocchetti di conversione.

rappresenta tale funzione di trasferimento.

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{s \frac{K_{pw}}{K_{iw}} + 1}{s^2 \frac{J}{K_{iw}K_tK_c} + s \left( \frac{K_{pw}}{K_{iw}} + K_{dw} \right) + 1} \quad (5.9)$$

Tale equazione ha un denominatore di secondo grado nel quale compare il termine differenziale  $K_d$ ; tuttavia CT impone, come regola, di utilizzare tale parametro a zero e pertanto la struttura del controllo non è più di tipo PI-D, ma diventa un semplice PI. Se tale scelta fosse solo legata a rendere la trattazione più semplice (come viene indicato nei documenti) essa non comporterebbe grandi svantaggi. Tuttavia essa viene poi adottata anche nella configurazione utilizzata nelle macchine Uteco, il che si traduce in una drastica riduzione delle prestazioni ottenibili con il controllore di velocità. Infatti, il passaggio da una struttura PI-D ad un semplice PI, comporta la riduzione da 3 a 2 gradi di libertà. Come vedremo nei prossimi capitoli una delle scelte da noi effettuate per aumentare le prestazioni del sistema di controllo complessivo è stata proprio quella di utilizzare la struttura PI-D per l'anello di velocità.

Per quanto riguarda il calcolo dei guadagni proporzionale ed integrale della struttura di controllo appena descritta è possibile procedere basandosi su due differenti scelte progettuali:

A : Scelta dei guadagni in funzione della banda desiderata;

B : Scelta dei guadagni in funzione del "compliance angle".

Essendo tali procedimenti già stati descritti nel paragrafo 3.2.3.1 ci limitiamo a riportare le espressioni dei guadagni:

**Guadagni  $K_{pw}$  e  $K_{iw}$  relativi al metodo A (eq. (3.15) e (3.14)):**

$$K_p = 2\xi \sqrt{\frac{K_i J}{K_c K_t}} \quad (5.10)$$

$$K_i = \frac{J}{K_c K_t} \left( \frac{\omega_{bw}}{\lambda} \right)^2 \quad \text{con } \lambda = \frac{\omega_{bw}}{\omega_n}$$

**Guadagni  $K_{pw}$  e  $K_{iw}$  relativi al metodo B (eq. (3.15) e (3.17)):**

$$K_p = 2\xi \sqrt{\frac{K_i J}{K_c K_t}} \quad (5.11)$$

$$K_i = \frac{1}{\theta_c}$$

### 5.4.2.2 Errori, incongruenze e informazioni mancanti

Dopo aver riportato fedelmente quanto ottenuto dalle frammentarie informazioni forniteci da CT ci dedicheremo ora ad una verifica della loro correttezza e completezza. Nel paragrafo precedente abbiamo spiegato che lo schema di Figura 5.15 rappresenta una struttura di controllo di tipo PI-D e che esso è del tutto equivalente allo schema di Figura 5.16. In realtà l'equivalenza tra i due schemi è falsa ed è facile rendersene conto calcolando la f.d.t. a catena chiusa del sistema rappresentato in Figura 5.15. Infatti, se gli schemi fossero veramente equivalenti, tale f.d.t. risulterebbe uguale alla (5.9). Riportiamo pertanto tale calcolo facendo riferimento alla Figura 5.17.

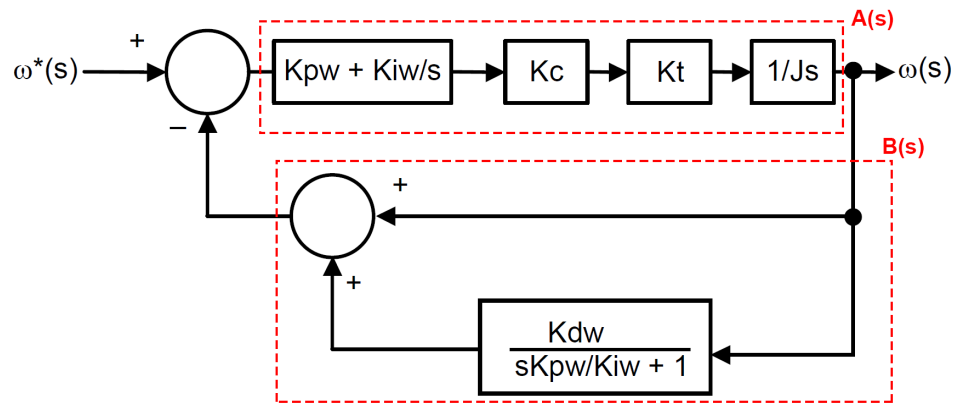


Figura 5.17: Primo modello CT con evidenziate le f.d.t. A(s) e B(s).

Osservando lo schema appena riportato possiamo scrivere:

$$A(s) = \frac{K_0(sK_{pw} + K_{iw})}{s^2 J} \quad \text{con } K_0 = K_c K_t \quad (5.12)$$

$$B(s) = \frac{sK_{pw} + K_{iw}K_{dw} + K_{iw}}{sK_{pw} + K_{iw}}$$

e quindi:

$$W(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)B(s)} = \frac{s \frac{K_{pw}}{K_{iw}} + 1}{s^2 \frac{J}{K_{iw}K_0} + s \frac{K_{pw}}{K_{iw}} + K_{dw} + 1} \quad (5.13)$$

Confrontando l'equazione (5.13) con la (5.9) ci accorgiamo che il termine  $K_d$  che compare a denominatore nella (5.9) è moltiplicato per  $s$  mentre non lo è nella (5.13) e perciò i due schemi non possono essere equivalenti. Lo schema corretto non è infatti quello di Figura 5.15 bensì quello riportato in Figura 5.18 in cui abbiamo inserito il termine  $s$  a numeratore della f.d.t. del blocco posto in catena di retroazione. Se, a partire da questo nuovo schema, ricalcoliamo la f.d.t. a catena chiusa otteniamo effettivamente l'equazione (5.9).

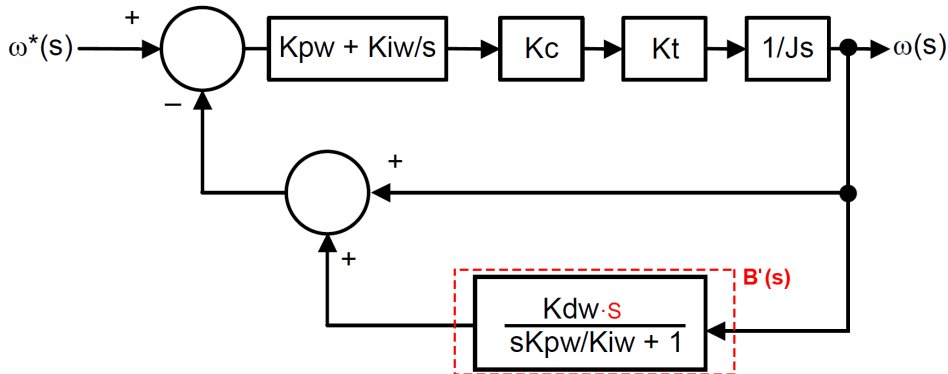


Figura 5.18: Primo modello CT corretto con l'aggiunta del termines.

A questo punto abbiamo ritenuto opportuno verificare anche che la f.d.t. a catena chiusa relativa allo schema di Figura 5.16 coincidesse con l'equazione (5.9). Riportiamo pertanto tale calcolo facendo riferimento alla Figura 5.19:

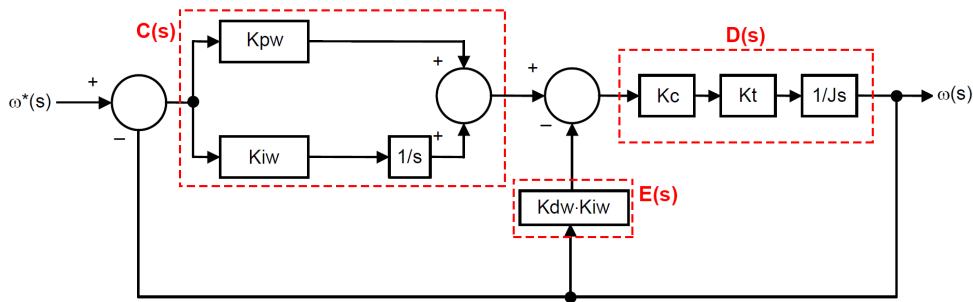


Figura 5.19: Secondo modello CT con evidenziate le f.d.t. C(s), D(s) e E(s).

Osservando lo schema appena riportato possiamo scrivere:

$$\begin{aligned}
 C(s) &= \frac{sK_{pw} + K_{iw}}{s} \\
 D(s) &= \frac{K_c K_t}{sJ} \\
 E(s) &= K_{dw} K_{iw}
 \end{aligned}
 \tag{5.14}$$

La f.d.t dell'anello interno vale:

$$W_{DE}(s) = \frac{D(s)}{1 + D(s)E(s)} = \frac{K_0}{sJ + K_0 K_d K_{iw}}
 \tag{5.15}$$

per cui la f.d.t complessiva è:

$$W(s) = \frac{C(s)W_{DE}(s)}{1 + C(s)W_{DE}(s)} = \frac{s \frac{K_{pw}}{K_{iw}} + 1}{s^2 \frac{J}{K_{iw} K_0} + s \left( \frac{K_{pw}}{K_{iw}} + K_{dw} \right) + 1}
 \tag{5.16}$$

Confrontando l'equazione (5.16) con la (5.9) si vede che sono uguali e pertanto la f.d.t. a catena chiusa dello schema di Figura 5.16 è effettivamente quella descritta dall'equazione (5.9). Osserviamo inoltre che per passare dallo schema corretto di Figura 5.18 a quello di Figura 5.16 è sufficiente moltiplicare la f.d.t. del blocco  $B'(s)$  di Figura 5.18 per quella del blocco  $C(s)$  di Figura 5.19 ottenendo così quella del blocco  $E(s)$ :

$$\underbrace{K_{dw}K_{iw}}_{E(s)} = \underbrace{\frac{sK_{dw}}{s\frac{K_{pw}}{K_{iw}} + 1}}_{B(s)} \underbrace{\frac{sK_{pw} + K_{iw}}{s}}_{C(s)} \quad (5.17)$$

CT ci ha anche indicato le unità di misura dei guadagni del controllore di velocità (paragrafo 5.4.2.1); tuttavia, da un'analisi dimensionale dell'intero schema, esse sono risultate non corrette. Infatti, osservando lo schema di Figura 5.20, notiamo che al nodo sommatore, che fa la differenza tra la somma dei contributi proporzionale e integrale e il contributo differenziale, sono presenti grandezze dimensionalmente incoerenti (una grandezza adimensionale non può essere sommata con una espressa in secondi)<sup>4</sup>. Pertanto, ancora una volta, ci troviamo di fronte ad informazioni errate che ci impediscono di costruire un modello di simulazione corretto.

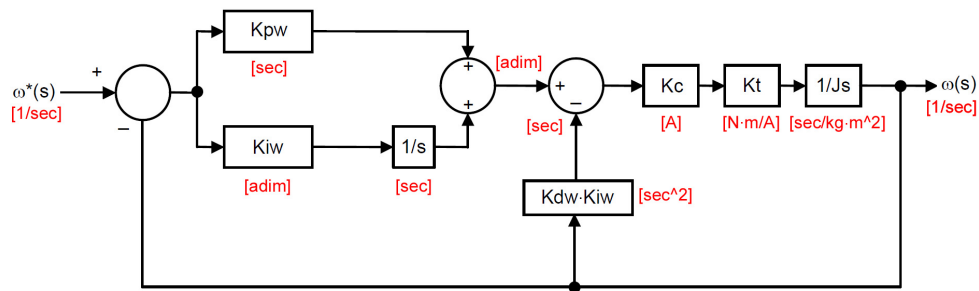


Figura 5.20: Secondo modello CT con evidenziate le unità di misura presentateci da CT.

Altre perplessità ci sono sorte relativamente alla definizione di  $K_c$ : CT descrive  $K_c$  come costante che converte l'uscita del controllo di corrente in corrente del motore. Tuttavia, da come tale costante è stata inserita nello schema di Figura 5.16, sembrerebbe che  $K_c$  converta l'uscita del controllo di velocità in corrente del motore. Quest'ultima interpretazione, se pure a prima vista possa sembrare corretta, in realtà come vedremo non lo è. Purtroppo a questo punto della nostra analisi non avevamo ancora tutte le informazioni per fare luce su tale questione riguardo alla quale sono stati chiesti chiarimenti a CT, anche se con scarsi risultati.

Un'altra considerazione "poco chiara", fatta da CT, è la seguente: *Il controllo di velocità tiene conto della risoluzione dell'encoder e dei fattori di scala delle unità di misura all'interno del controllo di corrente affinché i guadagni siano espressi con le unità di misura del sistema internazionale.* Tale affermazione presume che all'in-

<sup>4</sup>In Figura 5.20 i secondi sono stati indicati con la dicitura *sec* anziché *cons* per distinguerli dalla variabile di Laplace *s*.

terno dell'anello di controllo di velocità avvengono delle operazioni di scalatura dei parametri ma negli schemi fornitici esse non vengono né riportate né quantificate.

In questa situazione è facile capire come, a fronte dei numerosi dubbi causati dalle informazioni carenti o errate discusse in questo paragrafo, risultasse impossibile costruire un modello di simulazione fedele al sistema di controllo di velocità implementato all'interno dell'Unidrive SP.

### 5.4.3 Non idealità del sistema di controllo

Lo schema dell'anello di velocità (in cui è inserito anche il modello semplificato del controllo di corrente) può essere reso più fedele a quanto realmente implementato nell'Unidrive inserendo dei blocchetti "Transport Delay" per tener conto dell'effetto dei ritardi indesiderati.

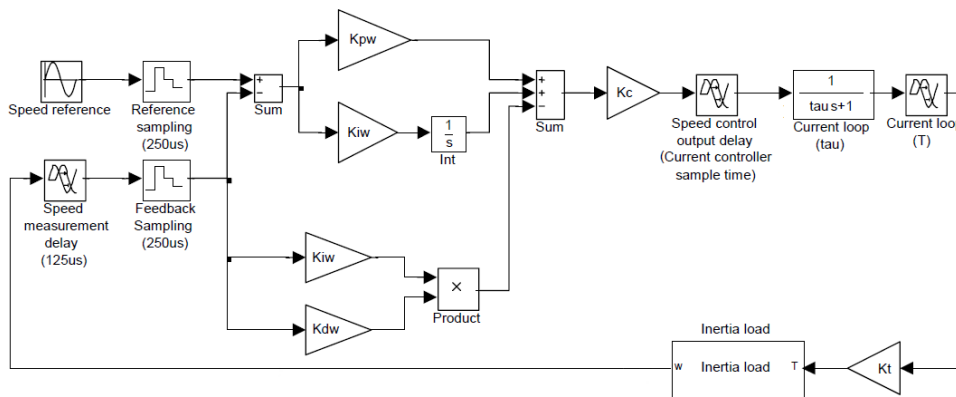


Figura 5.21: Modello dell'anello di velocità con ritardi del sistema.

Come si vede in Figura 5.21 il modello include i seguenti effetti di non idealità:

- *Speed measurement delay*: il periodo di campionamento del feedback di velocità è di  $250\mu s$  e per semplicità viene assunto che la velocità venga campionata al centro di tale periodo; il valore di tale ritardo è pertanto  $125\mu s$ .
- *Reference and feedback sampling*: rappresentano l'effetto del campionamento dei segnali di riferimento e di feedback che avviene ogni  $250\mu s$ .
- *Speed controller output delay*: rappresenta il ritardo dal momento in cui il feedback di velocità viene campionato al momento in cui il controllore di velocità invia il riferimento di corrente al controllore di corrente. Tale ritardo è pari al tempo di campionamento del controllo di corrente e, come riportato in Tabella 5.2, per una frequenza di switching di  $6kHz$  vale  $83\mu s$ .

In particolare gli effetti di non idealità dovuti al campionamento del segnale si fanno sentire sempre più all'aumentare della larghezza di banda del controllo mentre i ritardi causano uno sfasamento in ritardo che cresce linearmente all'aumentare della frequenza. Tali effetti vanno quindi considerati per costruire un modello fedele al reale comportamento del drive.



### 5.4.4 Controllo di posizione

Per poter controllare la posizione angolare del motore è necessario utilizzare un ulteriore anello di controllo, detto appunto anello di posizione, esterno all'anello di velocità e di corrente discussi nei paragrafi precedenti. Tuttavia, non essendo tale anello presente tra le risorse standard dell'Unidrive SP, esso viene implementato mediante del codice scritto su una scheda di espansione SM-Application Plus (paragrafo 2.2.2). Per scrivere tale codice viene utilizzata una funzione presente in una libreria del software SYPT Pro (paragrafo 2.3.2). Nella libreria è infatti presente la funzione POSLOOP (Position Loop Controller) che implementa un controllore PID (Figura 5.22). Analizziamo di seguito nel dettaglio la struttura del controllo realizzato mediante la funzione POSLOOP.

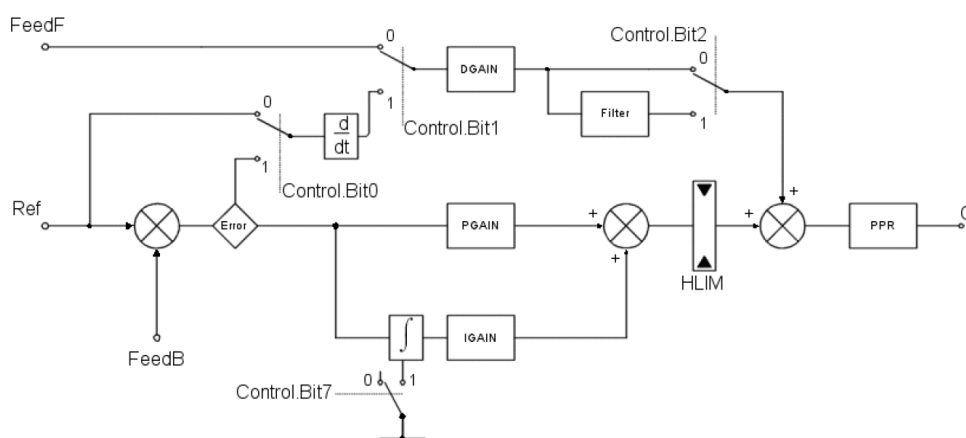


Figura 5.22: Struttura implementata dalla funzione POSLOOP.

La sintassi della funzione è la seguente:

$$(Q\%, \text{Error}\%) = \text{POSLOOP}(\text{Ref}\%, \text{FeedB}\%, \text{PGain}\%, \text{IGain}\%, \text{DGain}\%, \text{Hlim}\%, \text{PPR}\%, \text{Control}\%)$$

Il simbolo “%” accanto ad ogni variabile fa parte della sintassi utilizzata da SYPT Pro per definire tali variabili di tipo “intero”. Le due variabili a sinistra dell’uguale rappresentano le uscite della funzione mentre quelle a destra rappresentano gli ingressi. Analizziamo di seguito il significato di ciascuna variabile.

- **Q%:** Rappresenta l’uscita del controllore di posizione. Nell’Unidrive SP la sua unità di misura è *mRPM*. Essendo presente, nella struttura utilizzata da Uteco, un contributo di feed-forward di velocità che si somma all’uscita Q%, l’uscita della funzione POSLOOP assume il significato di correzione di velocità anziché di riferimento di velocità.
- **Error%:** Rappresenta l’errore di posizione espresso in *linee encoder*.
- **Ref%:** Rappresenta il riferimento di posizione espresso in *linee encoder*.
- **FeedB%:** Rappresenta il segnale di feedback, espresso in *linee encoder*, della posizione angolare del motore.

- **PGain%**, **IGain%**, **DGain%**: Rappresentano rispettivamente il guadagno proporzionale, integrale e derivativo del controllore PID. Tuttavia nella documentazione fornitaci relativamente alla funzione POSLOOP non viene specificata l'unità di misura di tali guadagni e non viene indicato se il loro valore sia riferito ad un controllore PID continuo o discreto. L'unica informazione presente è che i guadagni desiderati devono essere moltiplicati per fattore 1000 prima di essere scritti nelle relative variabili (es.  $K_{i-desiderato} = 3 \rightarrow K_{i-POSLOOP} = 3000$ ).
- **HLim%**: Questo blocco è un saturatore ed è utilizzato per limitare la variazione, positiva e negativa, dell'uscita del PI. Il valore limite deve essere espresso in *(linee encoder)/secondo*.
- **PPR%**: Questo blocco, il cui nome è l'acronimo di "Pulse Per Revolution", viene descritto nella documentazione come blocco che converte l'uscita del PID di posizione da *(linee encoder)/secondo* a *mRPM*; tuttavia non viene chiarito il valore numerico di tale blocco. Facendo alcuni test con il programma SYPT Pro siamo riusciti a risalire a tale valore che è strettamente legato alla risoluzione dell'encoder utilizzato e viene calcolato come:

$$\text{PPR}\% = \frac{60 \cdot 1000}{2^{\text{bits-encoder}}}$$

- **Control%**: Variabile di tipo byte i cui bit configurano la struttura implementata dalla funzione POSLOOP secondo quanto rappresentato in Figura 5.22. In particolare i bit dal 3 al 6 non sono utilizzati. La configurazione standard utilizzata da Uteco prevede di settare tutti i bit a 0; così facendo si configura il POSLOOP come controllore PI ed inoltre si esclude il termine di feed-forward (il feed-forward di velocità viene infatti sommato all'uscita del controllore di posizione mediante ulteriore codice scritto nella scheda SM-Application Plus).

Come si può notare nello schema di Figura 5.22, oltre ai blocchi appena descritti, è presente anche un altro blocco denominato "Filter" il cui scopo è appunto filtrare l'uscita della parte derivativa del controllore che, se non venisse filtrata, introdurrebbe rumore in alta frequenza. La documentazione fornitaci da CT non specifica l'indice di tale filtro per cui diventa impossibile modellarlo ed includerlo in uno schema di simulazione. Un altro limite della struttura POSLOOP è che non prevede uno schema di anti-windup per l'integratore.

## 5.5 Primo tentativo di tuning

Visti i numerosi dubbi sulle strutture di controllo implementate nell'Unidrive SP non abbiamo potuto fin da subito effettuare uno studio analitico basato su un modello preciso del drive. Pertanto, vista la necessità di Uteco di migliorare la qualità della stampa, abbiamo adottato in questa prima fase una strategia di tuning meno rigorosa basata solo sulle poche informazioni che avevamo sul tipo di controllo utilizzato.

Essendo il nostro obiettivo la riduzione dell'errore di posizione abbiamo ritenuto opportuno agire in primis sull'anello di controllo più esterno (anello di posizione) e, in secondo luogo, sull'anello di controllo di velocità. Ciò che ci ha spinto a "tentare"

un tuning anche senza avere un modello di riferimento è che nella configurazione del controllore PI di posizione adottata in Uteco ( $K_{pp} = 100000$ ,  $K_{ip} = 1000$ ) l'effetto della parte integrale del controllo non si fa praticamente sentire. Infatti con tali valori di guadagni proporzionale ed integrale lo zero del PI è posizionato in  $0.01rad/s$  ( $\simeq 0.0016 Hz$ ). Come ben noto, in uno schema a retroazione con controllore PI, le frequenze superiori a quella dello zero vengono amplificate solo dal termine proporzionale mentre, quelle inferiori allo zero, dalla combinazione del termine proporzionale e di quello integrale. Ricordando che la banda dell'errore di posizione stimata al paragrafo 5.2 è pari a circa  $172 Hz$  ci si rende subito conto che posizionare lo zero in  $0.0016 Hz$  equivale praticamente ad utilizzare un controllore puramente proporzionale. Il tuning da noi effettuato ha avuto quindi come obiettivo l'aumento della frequenza dello zero in modo tale che anche il termine integrale contribuisse alla riduzione dell'errore stesso.

Non avendo un modello su cui effettuare le simulazioni abbiamo testato le varie configurazioni del PI di posizione direttamente su una macchina. In particolare i risultati che descriveremo sono relativi alle prove effettuate sull'asse cliché numero 2 della macchina *ONYX 810 GL matr. 2334* utilizzando un cliché con formato  $1010 mm$ .

### PROVA 1

In questa prova sono stati settati i controllori PI di posizione e velocità con la configurazione standard adottata da Uteco.

---

Supporto di stampa: LDPE      Velocità di stampa:  $30 m/min$

---

PI posizione	
$K_{ip}$ :	1000
$K_{pp}$ :	100000
Zero:	$0.01rad/s \simeq 0.0016 Hz$

Tabella 5.9: Guadagni del controllore PI di posizione utilizzati nella prova 1.

PI velocità	
$K_{pw}$ :	14.32
$K_{iw}$ :	1.1229
Zero:	$12.75rad/s \simeq 2.03 Hz$

Tabella 5.10: Guadagni del controllore PI di velocità utilizzati nella prova 1.

In Figura 5.23 sono riportati i seguenti segnali registrati con CTScope:

- Posizione angolare del cliché [ $deg$ ] (colore verde)
- Errore di posizione in periferia cliché [ $\mu m$ ] (colore giallo)
- Corrente del motore cliché [ $0.01A$ ] (colore rosso)

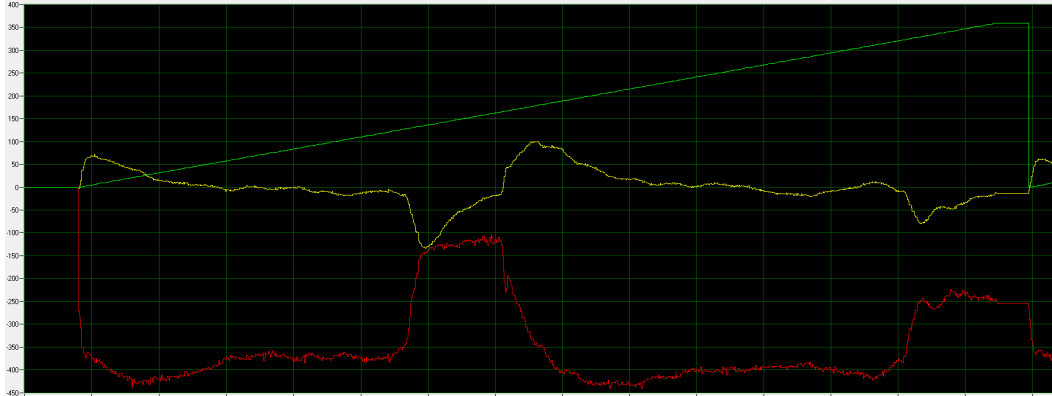


Figura 5.23: Andamenti ottenuti con le configurazioni riportate in Tabella 5.9 e in Tabella 5.10.

Riportiamo nella seguente tabella il massimo errore di posizione misurato.

Max errore positivo:	$+100\mu m$
Max errore negativo:	$-131\mu m$

Tabella 5.11: Errore di posizione ottenuto con le configurazioni riportate in Tabella 5.9 e in Tabella 5.10.

## PROVA 2

In questa prova sono stati settati i parametri del PI di posizione per fare in modo che lo zero della sua funzione di trasferimento venisse allocato il più vicino possibile alla massima frequenza dell'errore di posizione stimata al paragrafo 5.2. Purtroppo, spostando la posizione dello zero a frequenze più alte, aumenta il rischio di rendere il sistema instabile per cui il massimo valore di  $K_{ip}$  deve essere limitato. Per evitare l'insorgere di tale fenomeno abbiamo anche aumentato il guadagno  $K_{pp}$  pur se in maniera molto minore rispetto al  $K_{ip}$ <sup>5</sup>.

I parametri del PI di velocità non invece sono stati modificati.

Supporto di stampa: LDPE	Velocità di stampa: 30 m/min
--------------------------	------------------------------

<sup>5</sup>In queste prove iniziali, basate su considerazioni teoriche più che su un modello di simulazione, lo scopo è unicamente quello di aumentare il  $K_{ip}$  per agire sull'errore di posizione. In teoria, aumentando  $K_{ip}$  oltre ogni limite e quindi allargando sempre più la banda del controllo, le fluttuazioni dell'errore di posizione, indipendentemente dalla loro dinamica, dovrebbero comunque tendere a 0. Il problema è che  $K_{ip}$  influisce anche su altre caratteristiche, tipo la stabilità, l'insorgenza di possibili oscillazioni, ecc. Tutti questi inconvenienti potrebbero essere eliminati adottando un controllore più complesso, rispetto all'attuale PI, ma la sua struttura e il suo progetto non possono prescindere da una buona conoscenza dell'impianto, che attualmente non abbiamo.

PI posizione	
$K_{ip}$ :	8000000
$K_{pp}$ :	150000
Zero:	$53.3rad/s \simeq 8.48 Hz$

Tabella 5.12: Guadagni del controllore PI di posizione utilizzati nella prova 2.

PI velocità	
$K_{iw}$ :	14.32
$K_{pw}$ :	1.1229
Zero:	$12.75rad/s \simeq 2.03 Hz$

Tabella 5.13: Guadagni del controllore PI di velocità utilizzati nella prova 2.

In Figura 5.24 sono riportati i seguenti segnali registrati con CTScope:

- Posizione angolare del cliché [ $deg$ ] (colore verde)
- Errore di posizione in periferia cliché [ $\mu m$ ] (colore giallo)
- Corrente del motore cliché [ $0.01A$ ] (colore rosso)

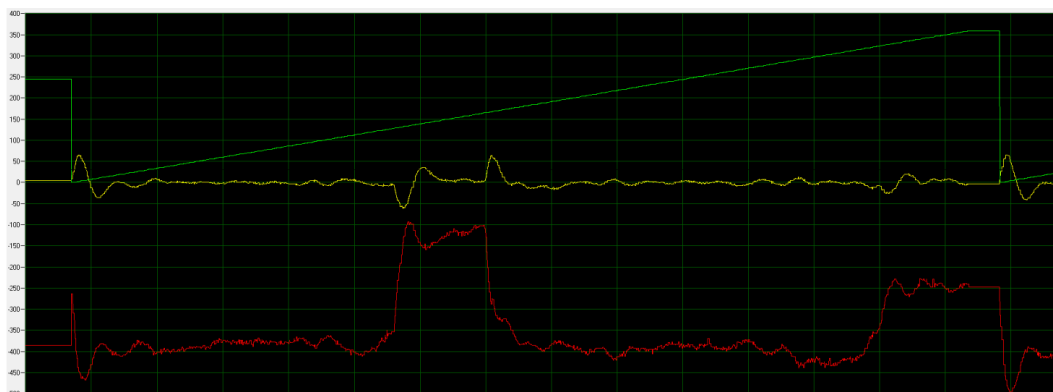


Figura 5.24: Andamenti ottenuti con le configurazioni riportate in Tabella 5.12 e in Tabella 5.13.

Riportiamo nella seguente tabella il massimo errore di posizione misurato.

Max errore positivo:	$+63\mu m$
Max errore negativo:	$-61\mu m$

Tabella 5.14: Errore di posizione ottenuto con le configurazioni riportate in Tabella 5.12 e in Tabella 5.13.

Dal confronto dell'errore attuale con quello della prova 1 risulta evidente che esso è stato attenuato circa di un fattore 2. In teoria, aumentando ancora la frequenza dello zero del PI di posizione, è possibile diminuire ulteriormente l'errore. Tuttavia, da altre misure effettuate abbiamo visto che, aumentando la frequenza dello zero

oltre il valore impostato nella prova 2, l'errore di posizione presenta un andamento oscillatorio che supponiamo possa essere causato da:

- Margine di fase troppo basso
- Tempo di aggiornamento dell'anello di posizione troppo elevato ( $1ms$ )

Pertanto abbiamo deciso di agire sui parametri del PI di velocità dato che tale controllore, essendo implementato all'interno dell'Unidrive SP, lavora con tempo di campionamento minore, pari a di  $250\mu s$ .

### PROVA 3

In questa prova sono stati settati i parametri del PI di posizione come nella prova 2 mentre i parametri del PI di velocità sono stati settati come in Tabella 5.17. In particolare il valore di  $K_p$  è stato aumentato per smorzare la risposta del sistema (essendo  $K_p$  direttamente proporzionale al fattore di smorzamento  $\xi$  (paragrafo 3.2.3)) mentre il valore di  $K_i$  ed è stato aumentato per aumentare la frequenza dello zero.

---

Supporto di stampa: LDPE      Velocità di stampa:  $30 m/min$

---

PI posizione	
$K_{ip}$ :	8000000      Zero: $53.3rad/s \simeq 8.48 Hz$
$K_{pp}$ :	150000

Tabella 5.15: Guadagni del controllore PI di posizione utilizzati nella prova 3.

PI velocità	
$K_{iw}$ :	50.32      Zero: $19.94rad/s \simeq 3.17 Hz$
$K_{pw}$ :	2.5229

Tabella 5.16: Guadagni del controllore PI di velocità utilizzati nella prova 3.

In Figura 5.25 sono riportati i seguenti segnali registrati con CTScope:

- Posizione angolare del cliché [ $deg$ ] (colore verde)
- Errore di posizione in periferia cliché [ $\mu m$ ] (colore giallo)
- Corrente del motore cliché [ $0.01A$ ] (colore rosso)

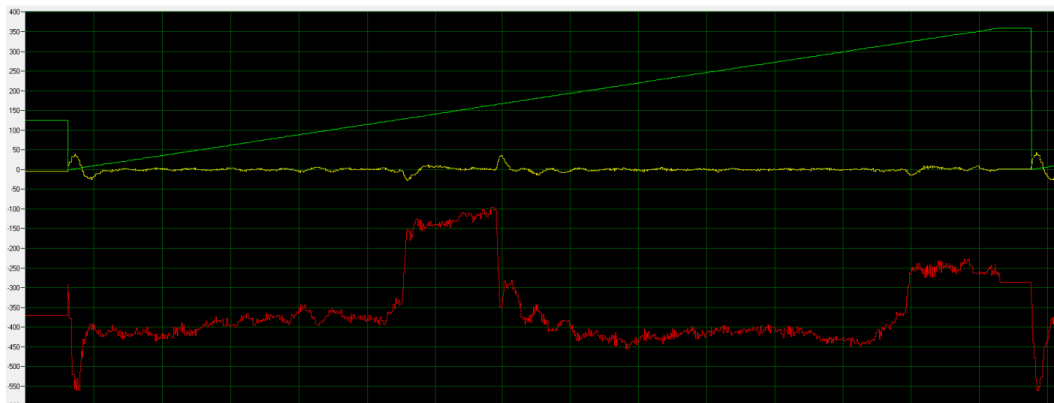


Figura 5.25: Andamenti ottenuti con le configurazioni riportate in Tabella 5.15 e in Tabella 5.16.

Riportiamo nella seguente tabella il massimo errore di posizione misurato.

Max errore positivo:	$+36\mu m$
Max errore negativo:	$-27\mu m$

Tabella 5.17: Errore di posizione ottenuto con le configurazioni riportate in Tabella 5.15 e in Tabella 5.16.

Dal confronto dell'errore attuale con quello della prova 2 risulta evidente che esso è stato attenuato di un ulteriore fattore 2. In teoria, aumentando ancora la frequenza dello zero del PI di velocità è possibile diminuire ulteriormente l'errore. Riteniamo che tale prova, che per motivi di tempo non è stata effettuata (dovevamo ancora effettuare le prove di stampa a velocità più alta), avrebbe quasi sicuramente comportato ulteriori miglioramenti in termini di diminuzione dell'errore di posizione. Infatti la frequenza dello zero settata in questa prova è molto inferiore al limite imposto dal tempo di campionamento che, essendo in questo caso di  $250\mu s$ , impone un limite 4 volte meno stringente rispetto a quello dell'anello di posizione.

#### PROVA 4

In questa prova, effettuata a velocità di stampa più elevata rispetto alle precedenti, sono stati settati i parametri del PI di posizione e il  $K_{ip}$  del PI di velocità come per la prova 2. Rispetto alla prova 2 abbiamo aumentato il valore del  $K_{pp}$  del PI di velocità per smorzare la risposta del sistema. In realtà sarebbe stato opportuno settare tutti i parametri come nella prova 3; tuttavia, erroneamente, abbiamo registrato la prova con i valori appena descritti. Questa prova e la prossima, essendo terminato il supporto di stampa LDPE, sono state effettuate stampando su carta con grammatura  $120 g/m^2$ . Dato che la stampa su carta è più critica rispetto alla stampa su LDPE l'aumento dell'errore di posizione che osserveremo sarà dovuto non solo all'incremento della velocità di stampa ma anche all'utilizzo di carta anziché LDPE.

---

Supporto di stampa: carta  $120 g/m^2$

Velocità di stampa:  $300 m/min$

---

PI posizione	
$K_{ip}$ :	8000000
$K_{pp}$ :	150000
Zero:	$53.3rad/s \simeq 8.48 Hz$

Tabella 5.18: Guadagni del controllore PI di posizione utilizzati nella prova 4.

PI velocità	
$K_{iw}$ :	14.32
$K_{pw}$ :	2.5229
Zero:	$5.67rad/s \simeq 0.9 Hz$

Tabella 5.19: Guadagni del controllore PI di velocità utilizzati nella prova 4.

In Figura 5.26 sono riportati i seguenti segnali registrati con CTScope:

- Posizione angolare del cliché [ $deg$ ] (colore verde)
- Errore di posizione in periferia cliché [ $\mu m$ ] (colore giallo)
- Corrente del motore cliché [ $0.01A$ ] (colore rosso)

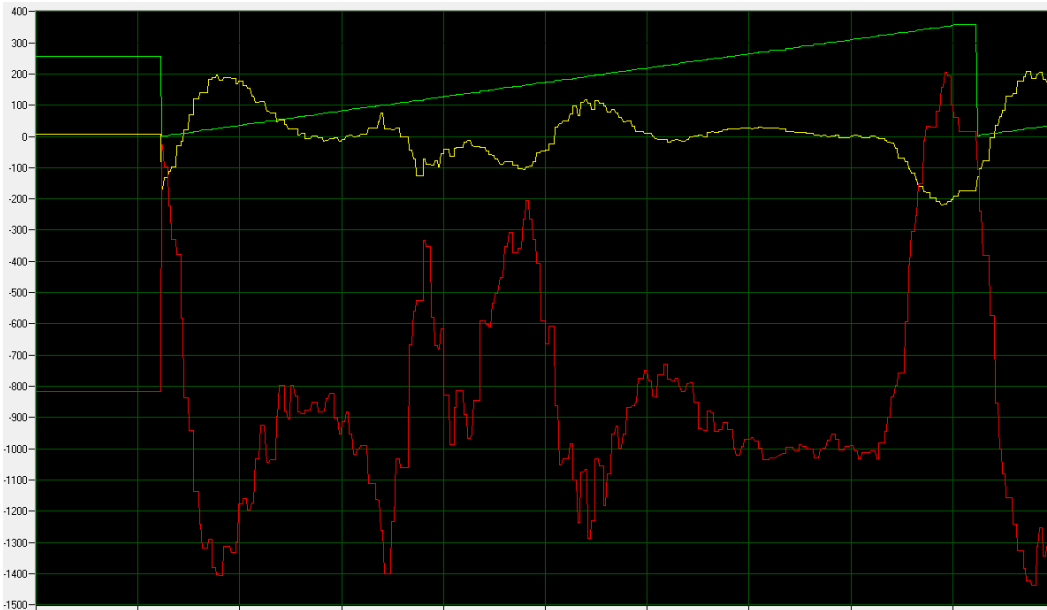


Figura 5.26: Andamenti ottenuti con le configurazioni riportate in Tabella 5.18 e in Tabella 5.19.

Riportiamo nella seguente tabella il massimo errore di posizione misurato.

Max errore positivo:	$+196\mu m$
Max errore negativo:	$-218\mu m$

Tabella 5.20: Errore di posizione ottenuto con le configurazioni riportate in Tabella 5.18 e in Tabella 5.19.



**PROVA 5**

In questa prova sono stati settati i parametri dei controllori PI di posizione e di velocità con gli stessi utilizzati nella prova 1. In tal modo si è potuto confrontare l'andamento e il valore dell'errore di posizione nella configurazione standard utilizzata da Uteco con quelli ottenuti nella prova 4.

---

Supporto di stampa: carta 120  $g/m^2$       Velocità di stampa: 300  $m/min$

---

PI posizione	
$K_{ip}$ :	1000
$K_{pp}$ :	100000
Zero:	$0.01rad/s \simeq 0.0016 Hz$

Tabella 5.21: Guadagni del controllore PI di posizione utilizzati nella prova 5.

PI velocità	
$K_{iw}$ :	14.32
$K_{pw}$ :	1.1229
Zero:	$12.75rad/s \simeq 2.03 Hz$

Tabella 5.22: Guadagni del controllore PI di velocità utilizzati nella prova 5.

In Figura 5.27 sono riportati i seguenti segnali registrati con CTScope:

- Posizione angolare del cliché [ $deg$ ] (colore verde)
- Errore di posizione in periferia cliché [ $\mu m$ ] (colore giallo)
- Corrente del motore cliché [ $0.01A$ ] (colore rosso)

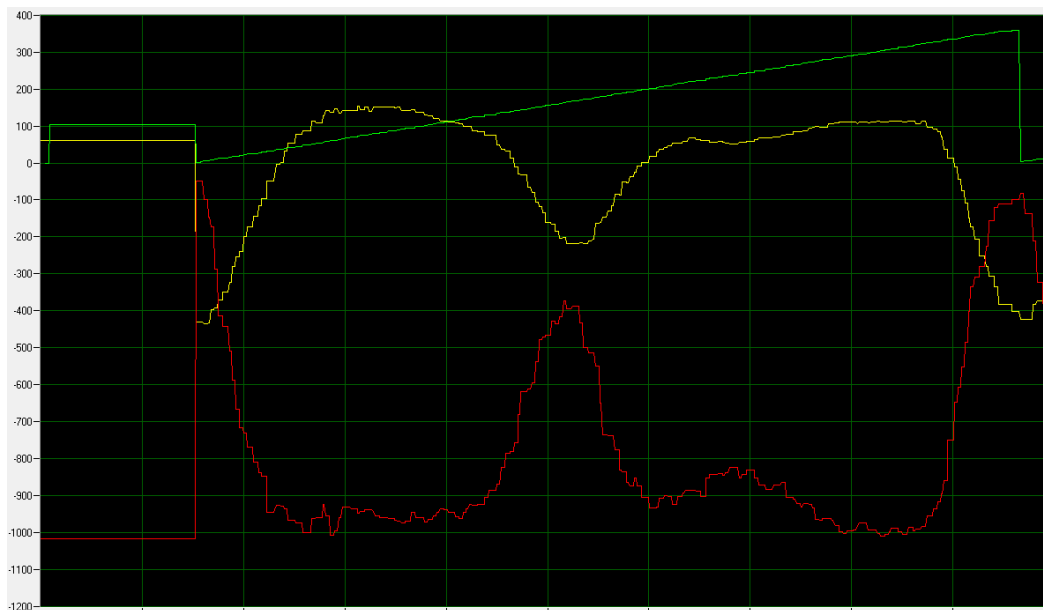


Figura 5.27: Andamenti ottenuti con le configurazioni riportate in Tabella 5.21 e in Tabella 5.22.

Riportiamo nella seguente tabella il massimo errore di posizione misurato.

Max errore positivo:	$+151\mu m$
Max errore negativo:	$-423\mu m$

Tabella 5.23: Errore di posizione ottenuto con le configurazioni riportate in Tabella 5.21 e in Tabella 5.22.

Dal confronto dell'errore attuale con quello della prova 4 si nota una sostanziale differenza nei due andamenti. Infatti, l'errore ottenuto nella prova 4, presenta un andamento simmetrico (l'errore varia nel range  $[+196\mu m, -218\mu m]$ ) mentre quello ottenuto nella prova 5 è fortemente asimmetrico (l'errore varia nel range  $[+151\mu m, -423\mu m]$ ). Confrontando il massimo errore, che nella prova 4 vale  $-218\mu m$  e nella prova 5 vale  $-423\mu m$ , si nota che, utilizzando i parametri della prova 4, esso viene attenuato circa di un fattore 2.

Concludendo ribadiamo che le prove appena descritte sono state effettuate ignorando quasi del tutto il comportamento dell'impianto mentre una conoscenza del modello permetterebbe delle prove con settaggi dei parametri maggiormente mirati. In pratica per ora abbiamo solo utilizzato un risultato teorico che afferma che in un controllo a catena chiusa, più amplifichiamo le frequenze dell'errore che vogliamo eliminare, più tale errore sarà attenuato in uscita. Tuttavia nel progetto di un controllore (sia esso un PI od altro) vanno tenuti in considerazione anche altri fattori: in particolare la scelta del valore del rapporto  $K_{ip}/K_{pp}$  è fortemente vincolata alla cosiddetta "frequenza di attraversamento" (e quindi al margine di fase del sistema), valore che, nel momento in cui sono state effettuate queste prove, era a noi completamente ignoto.

Nel prossimo capitolo verrà spiegato come, partendo dal modello approssimato fornitoci inizialmente da CT, abbiamo cercato di costruire un modello più preciso e fedele al reale comportamento del drive. Tuttavia, come già spiegato all'inizio di questo paragrafo, a causa della scarsità di informazioni che Control Techniques ha saputo fornirci, ad oggi non siamo ancora riusciti a completare interamente tale modello.



## Capitolo 6

# Primo modello di simulazione e interazione con CT

A partire dalle informazioni forniteci inizialmente da CT, ampiamente descritte nel capitolo precedente, è stato possibile costruire un primo schema Simulink (Figura 6.1) che comprende l'intera struttura del controllo implementata all'interno dell'Unidrive SP e della scheda SM-Application Plus. A causa della poca chiarezza e delle varie incongruenze riscontrate nel materiale che ci è stato fornito da CT abbiamo avuto non poche difficoltà nel realizzare tale schema e siamo comunque ben lontani dal poter affermare che esso rappresenti il reale funzionamento del sistema di controllo. Il modello di simulazione risulta infatti molto complesso ed articolato e abbiamo molti dubbi relativamente alla posizione dei blocchi, al fatto che essi descrivano correttamente le varie strutture di controllo all'interno del drive, alla presenza o meno di eventuali fattori di scala, alla correttezza delle unità di misura utilizzate, etc.

In occasione del primo incontro, avvenuto presso il nostro Dipartimento con una delegazione di CT Italia e CT UK, abbiamo cominciato a porre le prime domande volte ad ottenere dei chiarimenti in merito ai nostri dubbi e a rendere il nostro schema Simulink un buon modello di simulazione. Tuttavia tale incontro, a causa di problemi di incomprensione non ha prodotto i risultati sperati; pertanto è cominciata una fase di corrispondenza tra noi, Uteco e CT per tentare di ottenere le informazioni che non si sono potute ottenere durante l'incontro. Tuttavia, dato che Uteco si configura puramente come utilizzatore del drive di CT, ovviamente non possiede tutte le informazioni riguardo a come siano implementati al suo interno i vari anelli di controllo e non può quindi, non per colpa sua ma poiché non è tenuta a conoscere determinate informazioni, rispondere esaustivamente a tutte le nostre domande. Abbiamo in ogni caso fornito sia ad Uteco che a CT lo schema da noi realizzato (Figura 6.1) opportunamente commentato e descritto in ogni sua parte, riportando passo-passo una lista di domande affinché la posizione e la struttura di ciascun blocco fosse o meno validata. Per meglio chiarire l'interazione avvenuta tra noi, Uteco e CT, e allo stesso tempo descrivere dettagliatamente il nostro primo modello di simulazione, riportiamo di seguito il contenuto del documento che gli abbiamo fornito. Nel documento sono riportate, oltre alle nostre domande, anche le risposte che abbiamo ricevuto.

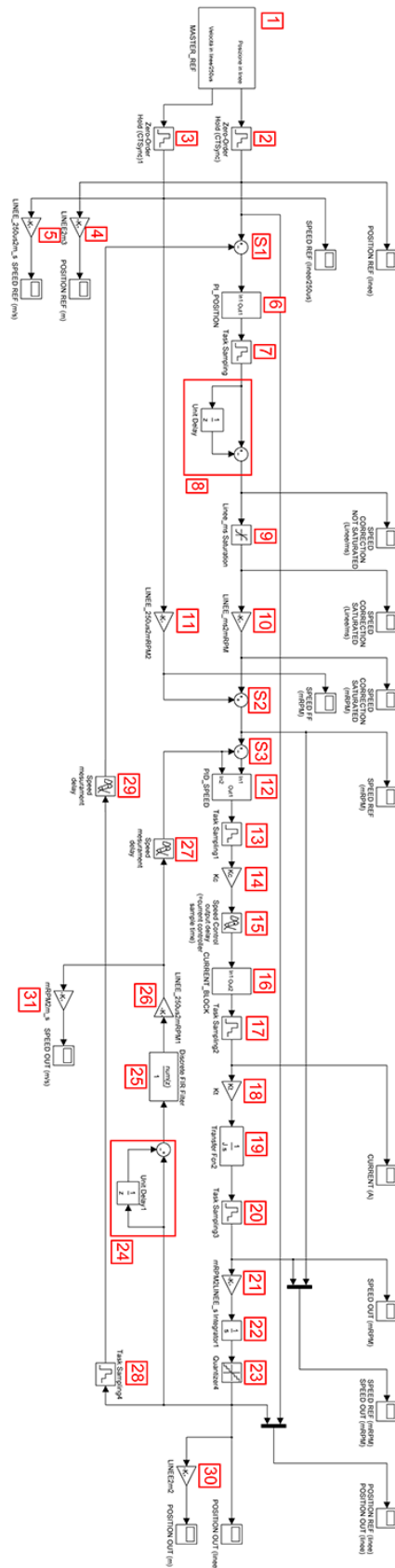


Figura 6.1: Primo modello di simulazione.

## 6.1 Descrizione del modello e inizio corrispondenza con Uteco e CT

Lo schema Simulink di Figura 6.1 è stato costruito cercando di emulare nel miglior modo possibile il sistema di controllo implementato nell'Unidrive SP e nella scheda SM-Application Plus. Tuttavia alcuni blocchi, come quelli di campionamento posti in serie ai vari controllori e/o integratori, appaiono inappropriati in quanto tale operazione non equivale ad una vera discretizzazione dei controllori a tempo continuo. La scelta di inserirli ugualmente è stata fatta al solo scopo di rendere più evidente che il sistema di controllo reale, implementato utilizzando un algoritmo digitale, lavora con segnali campionati con periodo pari a quello della task del programma. Risulta quindi evidente che il nostro schema, così com'è rappresentato in Figura 6.1, non sintetizza correttamente né il controllore digitale implementato nel drive, né una sua versione equivalente a tempo continuo. Abbiamo tuttavia voluto presentarlo in questo modo in quanto crediamo che tale struttura faciliti il confronto tra il nostro schema Simulink e l'algoritmo presente nel drive e sia quindi più facile sia capire le domande che sono state poste, sia individuare eventuali errori presenti nella nostra rappresentazione. Il nostro obiettivo tuttavia restava sempre quello di ottenere uno schema corretto e per questo risultava necessario capire se il sistema di controllo del drive è stato progettato partendo da uno schema a tempo continuo, che poi è stato discretizzato per poter essere implementato nel drive, o se è stato progettato direttamente a tempo discreto. In particolare ci serviva sapere se i parametri ( $k_i$ ,  $k_p$ ,  $k_d$ ) che l'utente setta per i vari controllori (di posizione, di velocità e di corrente) sono relativi alla loro implementazione a tempo continuo o a tempo discreto in quanto, come ben noto, tali valori non sono equivalenti nei due casi. Per toglierci ogni dubbio basterebbe che ci fosse fornito il codice delle funzioni che implementano tali controllori (es. codice sorgente della funzione POSLOOP, della funzione che implementa il PID di velocità, etc.); infatti, analizzando tale codice, potremmo capire se ci troviamo di fronte ad un'implementazione puramente digitale o se è presente una conversione dei parametri per passare dal modello a tempo continuo a quello a tempo discreto e, in tal caso, come essa venga effettuata. Ci teniamo pertanto a sottolineare come tali informazioni fossero per noi di primaria importanza e per questo abbiamo invitato CT a fare il possibile per fornirci il codice che implementa tali funzioni. Di seguito riportiamo la descrizione puntuale di ciascun blocco utilizzato nello schema, evidenziandone la funzione svolta e le relative domande poste ad Uteco e a CT.

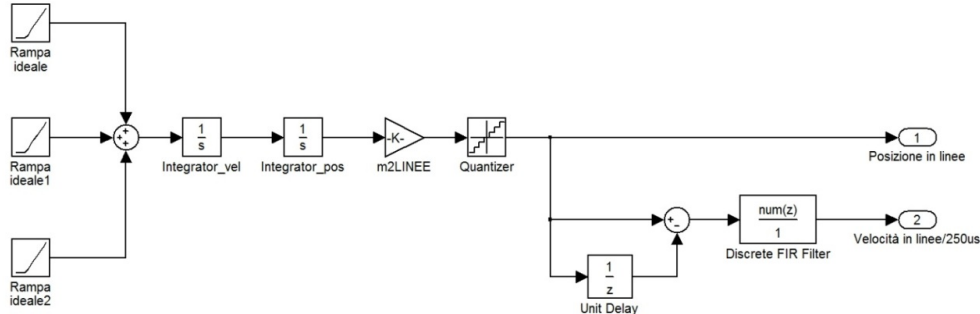
**BLOCCO: *Master-Ref* (1)****Struttura:**

Figura 6.2: Struttura interna del blocco Mater-Ref.

**Descrizione:**

Lo scopo di questo blocco è quello di generare i riferimenti di posizione e velocità del master. I tre generatori di rampa ed i due successivi integratori sono stati inseriti solo allo scopo di emulare un andamento triangolare dell'accelerazione che corrisponde ad una velocità di rotazione che cresce in modo “dolce” e graduale tra zero e la velocità di regime. A valle dell'integratore *integrator\_pos* è disponibile il riferimento di posizione in metri. Il blocco *m2LINEE* converte il riferimento di posizione da *metri* a *linee encoder* utilizzando la seguente formula:

$$linee = metri \cdot \frac{2^{bits\ encoder}}{formato\ cliché}$$

Dato che il quantizzatore serve ad emulare la lettura dell'encoder sono stati settati:

- tempo di campionamento =  $250\mu s$
- passo di quantizzazione =  $1/2^{bits\ encoder}$

L'uscita del quantizzatore è quindi il riferimento di posizione da inviare agli slaves tramite CT-Sync (abbiamo tralasciato il fattore di scala che lega la velocità lineare del master alla velocità lineare degli slave in quanto la rampa di riferimento che generiamo è già calcolata in base al formato manica degli slave).

Per generare il riferimento di velocità abbiamo effettuato, tramite un sommatore ed il ritardo *Unit Delay* (con sample time impostato a  $250\mu s$ ) la differenza tra la posizione al tempo  $T$  e quella al tempo  $(T - 1)$ . Dato che la task lavora a  $250\mu s$  il risultato di tale differenza sarà la velocità espressa in *linee/250μs*.

Il filtro a media mobile, che nella configurazione standard di Uteco è settato al valore 2 (equivalente ad una finestra mobile con durata di  $2ms$ ), è descritto dal blocco *Discrete FIR Filter* che è costituito da 8 celle con ritardo  $T_s = 250\mu s$ . Abbiamo settato lo stesso peso, pari ad  $1/8$ , per ognuno degli 8 campioni in modo da ottenere un filtro con guadagno unitario. La funzione del filtro è infatti quella di mediare gli 8 valori senza amplificare od attenuare.



**Domande:**

- Sul manuale dell'Unidrive SP abbiamo letto che l'accelerazione dovrebbe avere un andamento trapezoidale che, integrato, restituisce una velocità il cui andamento segue una “rampa ad S” la quale presenta un tratto a pendenza costante (tratto tra  $t_1$  e  $t_2$  indicati in Figura 6.3).

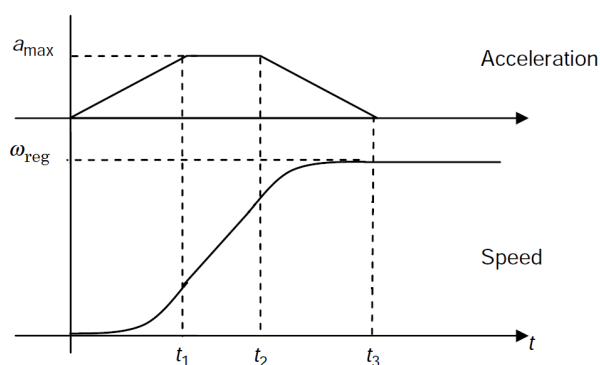


Figura 6.3: Profilo di velocità e di accelerazione.

Nel nostro caso invece abbiamo integrato un triangolo e quindi la rampa di velocità non presenta alcun tratto a pendenza costante. Tuttavia la scelta di usare il triangolo al posto del trapezio è stata da noi adottata in quanto, per costruire il trapezio di accelerazione, sono necessari, oltre ai seguenti dati già in nostro possesso:

- tempo in cui la velocità deve passare dal valore 0 al valore di regime;
- velocità di regime ( $\omega_{reg}$ );

anche i seguenti dati che non sappiamo come vengano settati:

- pendenza dei lati del trapezio (sul programma del master viene settata la stessa pendenza, in modulo, per i due lati);
- valore massimo di accelerazione ( $a_{max}$ );
- in alternativa ad uno degli ultimi due dati richiesti è sufficiente conoscere la proiezione dei due lati sulla base maggiore del trapezio ( $t_1$  e  $t_3 - t_2$ ) o, nel caso venga settata la stessa pendenza per entrambi i lati, basta la proiezione di uno dei due (es.  $t_1$ ).

**Risposta:**

Ci è stato fornito un documento “pdf” in cui viene descritto dettagliatamente come viene costruita la “rampa ad S”.

- Riguardo al filtro a media mobile:
  - è corretta la posizione in cui è inserito?
  - è corretto dare peso uguale a tutti i campioni e imporre guadagno unitario (quindi tutti i pesi uguali ad  $1/8$ )?

**Prima risposta:**

Il filtro andrebbe inserito prima del calcolo della velocità ed è corretto dare peso uguale a tutti i campioni; tuttavia i campioni sono 10 ciascuno con tempo di campionamento  $1ms$ .

**Nostro commento:**

- Prima dove? Filtra il segnale di posizione a monte o a valle della diramazione che segue il blocco *Quantizer*?
- La seconda parte della risposta è errata poiché, come spiegato nel manuale del drive, il numero di celle del filtro a media mobile deve essere necessariamente una potenza di 2!!

**Seconda risposta:**

Il filtro va inserito subito a valle del blocco *Quantizer*. Il tempo della finestra è di  $4ms$  e i campioni sono quindi 16, ciascuno con peso  $1/16$ .

**Nostro commento:**

Scopriremo in seguito che la posizione indicataci è errata in quanto, se fosse così, verrebbe filtrato anche il riferimento di posizione (cosa che non avviene). La posizione corretta del filtro è invece tra la diramazione che segue il blocco *Quantizer* e la *cella di derivazione*.

**BLOCCO: Zero-Order Hold (2 e 3)****Descrizione:**

Il blocco *Zero-Order Hold* (campionatore) serve a rappresentare la modalità con cui i riferimenti di posizione e di velocità vengono trasmesse dal master agli slave tramite il bus CT-Sync. Per tale motivo abbiamo settato il sample time di tale blocco a  $1ms$ . In pratica solo una misura ogni quattro ( $1ms/250\mu s = 4$ ) viene presa in considerazione.

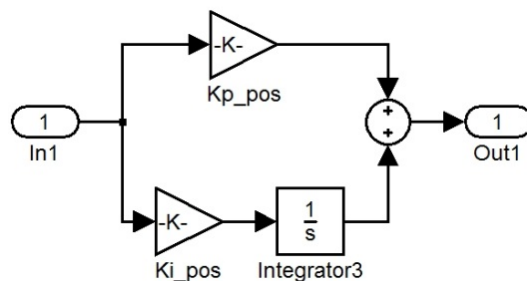
**BLOCCO: PI\_Position (6)****Struttura:**

Figura 6.4: Struttura del controllore PI di posizione.

**Descrizione:**

Questo blocco rappresenta il controllore PI di posizione. In ingresso ad esso è presente l'errore di posizione, espresso in *linee encoder*, ottenuto tramite il *Sommatore* (S1)

che fa la differenza tra il riferimento di posizione ricevuto tramite il bus CT-Sync, e il feedback proveniente dall'encoder dell'azionamento slave.

**Domanda:**

- Da quanto abbiamo capito i guadagni del PI si esprimono nel seguente modo:
  - $K_{p\_pos}$ : costante adimensionale con fattore di scala 1/1000
  - $K_{i\_pos}$ : costante con unità di misura 1/s con fattore di scala 1/1000

Esempio:

$$\begin{aligned} In_1 = 1 \text{ linea}, \quad K_{p\_pos} = 1000 &\Rightarrow Out_{K_{p\_pos}} = 1 \text{ linea} \\ In_1 = 1 \text{ linea}, \quad K_{i\_pos} = 1000/s &\Rightarrow Out_{K_{i\_pos}} = 1 \text{ linea/s} \end{aligned}$$

quindi nel nostro modello dobbiamo utilizzare i guadagni del POSLOOP scalati di un fattore 1000. Giusto?

**Risposta:**

Si è corretto e rispecchia quanto riportato nell'Help di SYPT Pro.

**BLOCCO: *Task Sampling* (7)**

**Descrizione:**

Questo blocco è stato inserito poiché, pur avendo in ingresso al blocco *PI\_Position* (6) un segnale clampato il cui valore viene aggiornato ogni millisecondo, la parte integrale fa sì che l'uscita del PI non rimanga costante nell'intervallo di clamp. Pertanto, per emulare il comportamento della funzione POSLOOP, che lavora con task a 1ms, è stato necessario inserire tale blocco che campiona e clampa l'uscita del PI ogni millisecondo.

**BLOCCO: Cella di derivazione (8)****Descrizione:**

Per convertire la posizione in velocità abbiamo introdotto questo blocco che, tramite il sommatore e il ritardo *Unit Delay*, fa la differenza tra la posizione al tempo  $T$  e quella al tempo  $(T - 1)$ . Dato che la task lavora a  $1ms$  il risultato di tale differenza sarà la velocità espressa in *linee/ms*.

**BLOCCO: Linee\_ms Saturation (9)****Descrizione:**

Questo blocco serve a limitare la correzione di velocità (*linee/ms*) in uscita al PI di posizione. Tale limite è stato calcolato imponendo come valori di saturazione (positivo e negativo) il numero di *linee/ms* corrispondenti ad una variazione di 1,5% degli *RPM* nominali del motore.

**Domande:**

- Per velocità nominale del motore intendete quella di targa?
- Abbiamo letto nel manuale del modulo *UD70* (in cui veniva implementata la funzione *POSLOOP* per l'Unidrive 1) che, per evitare il fenomeno del windup, l'integratore del blocco *PI\_Position* (6) viene fatto saturare ad un valore limite. È presente una struttura analoga anche nell'Unidrive SP?

**Prima risposta:**

Il motore ha una velocità nominale di 2000 *RPM* e per quanto riguarda la funzione *POSLOOP* fate riferimento all'Help di SYPT Pro.

**Nostro commento:**

- Non veniva richiesto nessun valore di velocità nominale (non si capisce a che motore siano riferiti i 2000 *RPM*) ma semplicemente se tale velocità coincide con quella di targa.
- L'Help di SYPT Pro non dà alcuna informazione che possa chiarire i dubbi da noi manifestati.

**Seconda risposta:**

Il blocco *POSLOOP*, per quanto riguarda il termine integrale, non ha anti-windup attivi per cui l'integratore continua ad accumulare errore di posizione anche se l'uscita di tale blocco è in saturazione.

**BLOCCO: Linee\_ms2mRPM (10)****Descrizione:**

Questo blocco serve a convertire la correzione di velocità da *linee/ms* a *mRPM*. La formula utilizzata per la conversione è:

$$mRPM = \text{linee/ms} \cdot \frac{1000 \cdot 1000 \cdot 60}{2^{bits\ encoder}}$$

**BLOCCO: *Linee\_250us2mRPM* (11)****Descrizione:**

Questo blocco serve a convertire il riferimento feed-forward di velocità proveniente dal blocco *Master-Ref* (1) da  $linee/250\mu s$  a  $mRPM$ . La formula utilizzata per la conversione è:

$$mRPM = linee/250\mu s \cdot \frac{1000 \cdot 1000 \cdot 60 \cdot 4}{2^{bits\ encoder}}$$

**BLOCCO: *Sommatore* (S2)****Descrizione:**

Questo sommatore crea il riferimento per il controllo di velocità sommando il segnale di feed-forward con la correzione di velocità ottenuta in uscita dal controllo di posizione.

**Domanda:**

- È giusto il punto in cui abbiamo connesso il segnale di feed-forward?

**Risposta:**

Sì, il sommatore è inserito nel punto corretto.

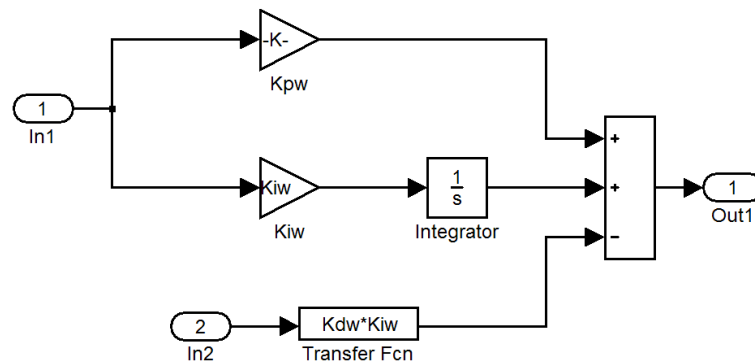
**BLOCCO: *PID\_Speed* (12)****Struttura:**

Figura 6.5: Struttura del controllore di velocità.

**Descrizione:**

Questo blocco rappresenta il controllore PID di velocità. In ingresso a questo blocco vi è l'errore di velocità, espresso in  $mRPM$ , ottenuto tramite il *Sommatore* (S3) che fa la differenza tra il riferimento di velocità e il segnale di feedback.

**Domanda:**

- I guadagni  $K_{pw}$ ,  $K_{iw}$  e  $K_{dw}$  sono espressi rispettivamente in  $s/rad$ ,  $1/rad$  e  $s^2/rad$ . Siamo sicuri che in ingresso al PID ci siano veramente  $mRPM$  e

nonrad/s? O viceversa, siamo sicuri che siano queste le unità di misura dei parametri del PID?

**Risposta:**

Dalle informazioni riportate sulla documentazione fornitavi ritengo che internamente il drive usi *RPM*.

**Nostri commenti:**

“Ritengo”??...non ci sembra una risposta molto convincente!

**BLOCCO: *Task Sampling* (13)**

**Descrizione:**

Questo blocco è stato inserito poiché, pur avendo in ingresso al blocco *PID\_Speed* (12) un segnale clampato il cui valore viene aggiornato ogni  $250\mu s$ , la parte integrale fa sì che l'uscita del PID non rimanga costante nell'intervallo di clamp. Pertanto, per emulare il comportamento del controllo di velocità dell'Unidrive SP, che lavora con task a  $250\mu s$ , è stato necessario inserire tale blocco che campiona e clampo l'uscita del PID ogni  $250\mu s$ .

**BLOCCO: *Kc* (14)**

**Descrizione:**

Questo blocco rappresenta il controllore PID di velocità. In ingresso a questo blocco vi è l'errore di velocità, espresso in *mRPM*, ottenuto tramite il *Sommatore* (S3) che fa la differenza tra il riferimento di velocità e il segnale di feedback.

**Domande:**

- Vista la posizione che il blocco occupa nello schema:
  - l'ingresso di questo blocco è adimensionale?
  - l'uscita è espressa in *Ampere*?

**Risposte:**

L'ingresso di questo blocco è adimensionale e ha range  $\pm 1$ . L'uscita non è in *Ampere*; il valore adimensionale  $\pm 1$  viene convertito in *Ampere* dalla costante  $K_c$  (“*constant to convert the current controller output to motor current in Amps*”).

**Nostri commenti:**

La risposta si contraddice sull'unità di misura della grandezza in uscita a questo blocco.

**BLOCCO: *Speed controller output delay* (15)**

**Descrizione:**

Questo blocco rappresenta il ritardo tra il momento in cui il feedback di velocità viene campionato e il momento in cui il controllo di velocità passa il riferimento di corrente al controllore di corrente. Il valore di ritardo settato in tale blocco è pari al

tempo di campionamento del controllore di corrente che, nel caso di una frequenza di switching di  $6kHz$ , è pari a  $83\mu s$ .

### BLOCCO: *Current\_Block* (16)

Struttura:

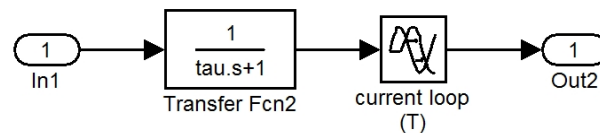


Figura 6.6: Struttura del controllore di corrente.

### Descrizione:

Il controllo di corrente è descritto dalla funzione di trasferimento del primo ordine *Transfer Fcn2*, la cui costante di tempo è “tau”, e dal ritardo *current loop (T)*. Nel caso di una frequenza di switching di  $6kHz$  i valori “tau” e “T” sono rispettivamente  $230\mu s$  e  $83\mu s$ . Il controllo di corrente, da quanto descritto nella documentazione fornitaci, è costituito da un controllore PI avente guadagni  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$ .

### Domande:

- In ingresso a questo blocco abbiamo *Ampere* (vedi ultima domanda del blocco 14)?
- Qual'è la reale struttura del blocco di controllo di corrente (controllore PI + eventuali feed-forward)?
- Il motore viene pilotato in tensione o in corrente?
- Quali sono le unità di misura dei guadagni  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$ ?
- In uscita a questo blocco abbiamo quindi *Ampere* o grandezze dimensionalmente diverse?

### Risposta:

In ingresso a questo blocco non ci sono *Ampere*. Il motore viene pilotato in corrente. Le unità di misura penso possano essere ricavate nella sezione relativa al calcolo dei parametri  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$  dell'anello di corrente nella documentazione fornitavi.

### Nostri commenti:

- Affermare che in ingresso a questo blocco non ci siano Ampere significa contraddire nuovamente la risposta al blocco (14).
- Come risulta evidente dal modello completo del controllo di corrente che ci è però stato fornito solo in un secondo momento, il motore è pilotato in tensione per cui anche questa risposta è errata.
- Sulla documentazione fornitaci non viene fatto alcun cenno relativamente alle unità di misura dei guadagni dell'anello di corrente.

**BLOCCO: *Task Sampling* (17)****Descrizione:**

Questo blocco è stato inserito poiché, pur avendo in ingresso al blocco *Current\_Block* (16) un segnale clampato il cui valore viene aggiornato ogni  $250\mu s$ , la parte integrale di questo blocco (che in teoria dovrebbe contenere un controllore PI i cui effetti sono stati rappresentati nello schema con una f.d.t. del primo ordine e da un ritardo) fa sì che l'uscita del PI non rimanga costante nell'intervallo di clamp. Pertanto, per emulare il comportamento del controllo di corrente dell'Unidrive SP, che lavora con task a  $250\mu s$ , è stato necessario inserire tale blocco che campiona e clampa l'uscita del PID ogni  $250\mu s$ .

**BLOCCO: *Kt* (18)****Descrizione:**

Questo blocco rappresenta la costante di coppia  $K_t$ . Essa consente di ricavare la coppia prodotta per una data corrente del motore. La sua unità di misura è *Newton-metro/Ampere*.

**Domanda:**

- Se in uscita al blocco *Current\_Block* abbiamo *Ampere*, in uscita al blocco  $K_t$  dovremmo avere  $N \cdot m = Kg \cdot m/s^2$ . È corretto?

**Risposta:**

Sì, è corretto.

**BLOCCO: *Transfer Fcn* (19)****Descrizione:**

Questo blocco rappresenta l'effetto dell'inerzia del motore e del carico (calcolato in condizioni di macchina in marcia). Esso è costituito da un integratore e dalla costante  $J$  definita come:

$$J = J_{autotune} + J_{carrier} + J_{manica} \quad [Kg \cdot m^2]$$

In cui:

$$J_{autotune} = J_{motore} + J_{mandrino} \quad [Kg \cdot m^2]$$

$$J_{carrier} = \frac{1}{2} \cdot M_{carrier} \cdot (r_2^2 + r_1^2) \cdot \frac{1}{(\text{rapporto di trasmissione})^2} \quad [Kg \cdot m^2]$$

$$J_{manica} = \frac{1}{2} \cdot M_{manica} \cdot (r_3^2 + r_2^2) \cdot \frac{1}{(\text{rapporto di trasmissione})^2} \quad [Kg \cdot m^2]$$

**Domanda:**

- In uscita a questo blocco abbiamo una velocità? In caso affermativo l'unità di misura è *mRPM*?



**Risposta:**

La variabile pur essendo espressa in  $rad/s$  penso venga convertita in  $RPM$ .

**Nostri commenti:**

“Penso”??...non ci sembra una risposta molto convincente!

**BLOCCO: *Task Sampling* (20)****Descrizione:**

Questo blocco è stato inserito poiché, pur avendo in ingresso al blocco (19) un segnale clampato il cui valore viene aggiornato ogni  $250\mu s$ , la parte integrale del blocco *Transfer Fcn* fa sì che alla sua uscita il segnale non rimanga costante nell'intervallo di clamp. Pertanto, per emulare il comportamento dell'Unidrive SP, che lavora con task a  $250\mu s$ , è stato necessario inserire tale blocco che campiona e clampa l'uscita ogni  $250\mu s$ .

**BLOCCO: *mRPM2LINEE\_S* (21), *Integrator* (22), *Quantizer* (23)****Descrizione:**

Il blocco *mRPM2LINEE\_S* serve a convertire l'uscita del controllore di velocità da  $mRPM$  a  $linee/s$ . La formula utilizzata per la conversione è:

$$linee/s = mRPM \cdot \frac{2^{bits\ encoder}}{1000 \cdot 60}$$

L'integratore (22) serve per convertire la velocità ( $linee/s$ ) in posizione ( $linee$ ). Il quantizzatore (23) serve ad emulare la lettura dell'encoder quindi sono stati settati:

- tempo di campionamento =  $250\mu s$
- passo di quantizzazione =  $1/(2^{bits\ encoder})$

L'uscita del quantizzatore è quindi il feedback di posizione proveniente dall'encoder del motore slave. I blocchi (21), (22) e (23) servono quindi a rappresentare il sistema di misura della posizione del motore tramite encoder.

**BLOCCO: *Cella di derivazione* (24)****Descrizione:**

Per generare il feedback di velocità a partire dal feedback di posizione proveniente dall'encoder dello slave abbiamo effettuato, tramite il sommatore e il ritardo *Unit Delay*, la differenza tra la posizione al tempo  $T$  e quella al tempo  $(T - 1)$ . Dato che l'anello di velocità lavora con task a  $250\mu s$  il risultato di tale differenza sarà la velocità espressa in  $linee/250\mu s$ .

**Domanda:**

- Abbiamo costruito correttamente il riferimento di velocità?

**Risposta:**

Sì.

**BLOCCO: *Discrete FIR Filter* (25)****Descrizione:**

Il filtro a media mobile, che nella configurazione standard di Uteco è settato a 2 (equivale ad una finestra di  $2ms$ ), è descritto dal blocco *Discrete FIR Filter* che è costituito da 8 celle con ritardo  $T_s = 250\mu s$ . Abbiamo settato lo stesso peso per ognuno degli 8 campioni al valore  $1/8$  in modo da imporre guadagno unitario al filtro.

**Domanda:**

- É corretta la posizione in cui abbiamo inserito il filtro?
- É corretto dare peso uguale a tutti i campioni e imporre guadagno unitario?

**Risposta:**

Sì, è corretta sia la posizione che dare peso uguale a tutti i campioni.

**Nostri commenti:**

Vedere i commenti del blocco (1).

**BLOCCO: *Linee\_250us2mRPM* (26)****Descrizione:**

Questo blocco serve a convertire il feedback di velocità da *linee/250 $\mu s$*  a *mRPM*. La formula utilizzata per la conversione è:

$$mRPM = \text{linee}/250\mu s \cdot \frac{1000 \cdot 1000 \cdot 60 \cdot 4}{2^{bits \ encoder}}$$

**BLOCCO: *Speed mesurament delay* (27)****Descrizione:**

Questo blocco serve per tenere conto del ritardo introdotto dal campionamento a  $250\mu s$  del segnale di feedback di velocità. Pertanto abbiamo assunto che la velocità venga campionata al centro di tale periodo di campionamento e di conseguenza abbiamo impostato un valore di ritardo pari a  $125\mu s$ .

**BLOCCO: *Task Sampling* (28)****Descrizione:**

Dato che il feedback di posizione ottenuto in uscita al blocco 23 è un segnale campionato ogni  $250\mu s$  è stato necessario inserire questo blocco per tener conto che il programma sulla scheda SM gira con task a  $1ms$  (quindi legge un valore ogni quattro). Per tale motivo abbiamo settato il sample time del blocco 28 a  $1ms$ .

**BLOCCO: *Speed measurement* (29)****Descrizione:**

Questo blocco serve a tener conto del ritardo introdotto dal campionamento a  $1ms$  del segnale di feedback di posizione. Pertanto, in analogia a quanto fatto nel blocco

27 per il riferimento di velocità, abbiamo impostato un valore di ritardo pari a  $500\mu s$  (pari a metà del sample time).

**BLOCCO: *LINEE2m* (4), *LINEE\_250us2m\_s* (5), *LINEE2m* (30), *mR-PM2m\_s* (31)**

**Descrizione:**

Questi blocchi di conversione sono stati utilizzati per poter visualizzare alcuni segnali in *metri* e in *metri/secondo*. Le formule utilizzate per le conversioni sono:

$$(4), (30) : m = \text{linee} \cdot \frac{\text{formato cliché}}{2^{\text{bits encoder}}}$$

$$(5) : m/s = \text{linee}/250\mu s \cdot \frac{(\text{formato cliché}) \cdot 4 \cdot 1000}{2^{\text{bits encoder}}}$$

$$(31) : m/s = mRPM \cdot \frac{\text{formato cliché}}{1000 \cdot 60}$$

Come risulta evidente da quanto riportato nella descrizione dei vari blocchi le risposte che ci sono state date sono risultate incomplete, in parte errate e comunque completamente insufficienti per poter costruire uno schema di simulazione che rappresenti fedelmente quanto è realmente implementato nel drive. Per questo è stato organizzato un incontro presso il “Research & Development Center” di CT UK a Newtown, in Galles, dove l’Unidrive SP è stato progettato e dove sicuramente (almeno si pensava che sarebbe stato così) avremmo ricevuto le informazioni di cui necessitavamo.

## 6.2 Incontro presso il “Research & Development Center” di CT

Come accennato nel paragrafo precedente è stata organizzata una visita presso il “Research & Development Center” di Control Techniques a Newtown, in Galles, della durata di quattro giorni, al fine di rivolgere le nostre domande direttamente ai progettisti dell’Unidrive SP e finalmente costruire, assieme a loro, uno schema di simulazione corretto. Per far ciò abbiamo fornito ai progettisti dell’Unidrive un documento in lingua inglese (riportato in Appendice A) in cui viene descritto dettagliatamente ogni blocco del nostro modello e per alcuni di essi viene riportata una serie di domande. Tale documento, nostro malgrado, è stato inizialmente del tutto ignorato e ci è stato invece proposto un approccio alternativo. In particolare ci è stato “consigliato”, vista la complessità della struttura di controllo interna al drive, di concentrarci solo su una parte di essa (l’anello di velocità), di costruirne un modello Simulink e verificare la fedeltà del modello confrontando la sua risposta in frequenza con quella di un sistema reale. Per ottenere la risposta in frequenza di un sistema reale sono stati utilizzati un Unidrive SP ed un motore con un carico inerziale. Come vedremo in dettaglio nel capitolo successivo è stato necessario scrivere del codice, da caricare su una scheda SM-Application Plus, allo scopo di ottenere i dati numerici dai quali è stato poi possibile ricavare i diagrammi di Bode relativi all’anello di velocità dell’Unidrive SP. Anche se gran parte della permanenza presso il “Research &

Development Center” è stata dedicata a questo tipo di approccio, fortunatamente c'è stato anche spazio per analizzare la nostra documentazione assieme ai progettisti. Tuttavia, a conclusione di un confronto in cui noi cercavamo risposte che sembravano non esistere, ci è stato consigliato di abbandonare il nostro approccio e di continuare per la strada dell'identificazione. I progettisti stessi dell'Unidrive SP hanno ammesso che anche loro non dispongono di un modello dell'intera struttura di controllo dell'Unidrive SP e che quindi l'unico modo per riuscire ad ottenere uno schema di simulazione valido è quello di identificare pezzo per pezzo la struttura interna del drive.

La procedura che ci è stato consigliato di seguire consiste nel cercare di caratterizzare il loro controllore tramite misure sperimentali, utilizzando poi una procedura di fitting su una struttura di controllore prefissata. La cosa ci ha lasciato piuttosto delusi (appare quanto mai strano che un'azienda che produce sistemi di controllo e li distribuisce a livello mondiale perda traccia di quanto ha sviluppato fino al punto di dover chiedere ai propri clienti di fare del reverse engineering sui loro prodotti) ed un po' irritati, in quanto durante tutto il lungo periodo di corrispondenza via mail tra noi, Uteco, CT Italia e CT UK, abbiamo ricevuto risposte che il più delle volte si sono rivelate al limite della banalità quando potevano dirci fin da subito la realtà dei fatti ed evitare di farci perdere dei mesi inutilmente.

Ad ogni modo a conclusione della nostra permanenza in CT UK si è deciso di procedere nel seguente modo:

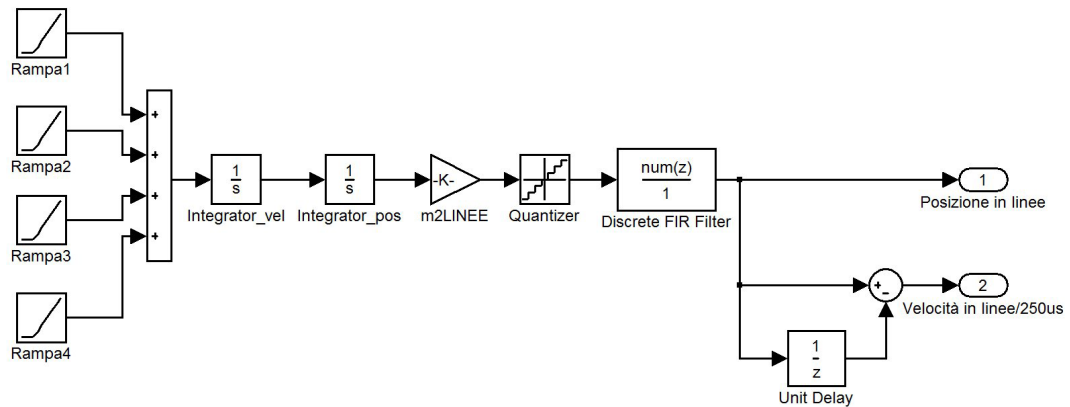
- identificare l'anello di velocità implementato nell'Unidrive SP utilizzando un drive ed un motore con un carico inerziale, fornitici rispettivamente da CT Italia e da Uteco;
- perfezionare il modello Simulink dell'anello di velocità fino ad ottenere una risposta in frequenza il più simile possibile a quella del sistema reale;
- ripetere la procedura di identificazione registrando i dati da un drive collegato al motore di un asse clichè ed eventualmente apportare ulteriori modifiche al modello Simulink;
- validare il modello Simulink e solo successivamente procedere con il tuning del controllore PID di posizione ed eventualmente, se necessario, sostituirlo con una struttura di controllo più prestante.

# Appendice A

## Questions document

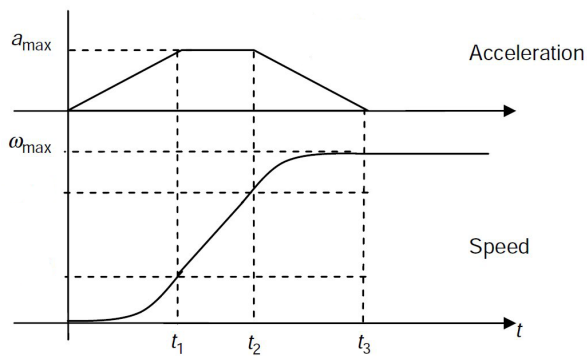
### BLOCK: *Master-Ref* (1)

Structure:



### Description:

In this block four ramp generators and two integrators are introduced to simulate the following shapes for acceleration and speed of the master motor.



After the block *Integrator-pos* the position reference (in *meters*) is available, and the block *m2LINEE* simply translates the position reference from meters to encoder lines, according to

$$encoder\ lines = position\ reference \cdot \frac{2^{encoder\ bits}}{cliché\ format}$$

The *Quantizer* simulates the encoder measure, with sampling time  $250\mu s$  and quantization step  $2^{-encoder\ bits}$ . The quantizer output represents the position reference to be sent to the Slaves (with rate  $1sample/ms$ ) by means of CT-Sync (positions in Master and Slave differ by a scale factor, but this can be ignored by using an appropriate scaling in the acceleration shape). The moving average filter, set in the driver to 3 ( $4ms$ ), is represented by *Discrete FIR filter*

$$out(k) = \frac{1}{16}[in(k) + in(k - 1) + \dots + in(k - 15)]$$

where the sampling time is  $250\mu s$ , so that filter averages the quantizer output over a time window of  $4ms$ . The *Unit Delay* and the *Sum* blocks evaluate the position difference at two successive time instants ( $T$  and  $T - 250\mu s$ ), thus generating the speed reference (expressed in  $lines/250\mu s$ ).

**Questions:** Concerning the moving average filter:

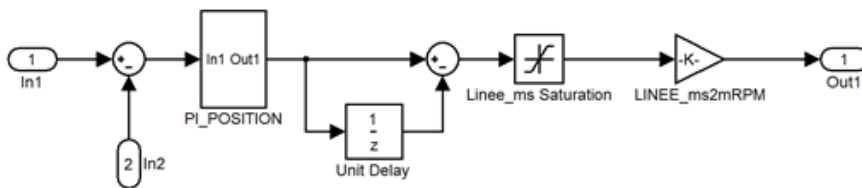
- is its position in the Simulink scheme correct?
- does the filter actually use 16 samples with equal weights  $1/16$ ?

**BLOCKS: Zero-Order Hold (2) and (3)**

These blocks take into account how CT-Sync transfers to the Slaves the position and speed references. The sample time is therefore  $1ms$  (so, only  $1sample$  of 4 consecutive ones ( $1ms/250\mu s = 4$ ) is sent to the Slaves).

**MACRO-BLOCK: POSLOOP (M1)**

**Structure:**



**Description:**

This block should implement the POSLOOP function but we have very little knowledge of its structure and parameters. We are therefore interested in obtaining:

- a detailed software description of the function, or
- an equivalent discrete-time Simulink scheme, or

- more simply, an equivalent continuous-time Simulink scheme.

We also need to know the meaning of the parameters that the user can set. To better clarify our request, consider the following: a PI compensator  $\frac{K_{ic}}{s} + K_{pc}$  can be implemented (for instance) by means of the discrete-time filter

$$K_{pd} + \frac{K_{id}}{z - 1} \text{ where } K_{id} = K_{ic}T_c \text{ with } T_c = \text{sampling time}$$

**Questions:**

- What are the parameters that the user can set?
- The pair  $T_{id}, T_{pd}$  in the discrete-time implementation?
- The pair  $T_{ic}, T_{pc}$  in the continuous time implementation?
- Or, perhaps, a parameters pair which is related by some formula to the previous pairs?

**BLOCK: Conversion (4)**

**Description:**

A Simulink gain block, which translates the speed reference from  $lines/250\mu s$  to  $mRPM$ , according to

$$mRPM = (lines/250\mu s) \cdot \frac{4 \cdot 60 \cdot 1000 \cdot 1000}{2^{encoder \ bits}}$$

**BLOCK: Sum (S1)**

**Description:**

It generates the reference signal for the speed control, by adding the feedforward signal with the speed correction coming from the position control block.

**BLOCK: Conversion (5)**

**Description:**

A Simulink gain block, that translates the speed reference from  $mRPM$  to  $rad/s$ , according to

$$rad/s = mRPM \cdot \frac{2\pi}{60 \cdot 1000}$$

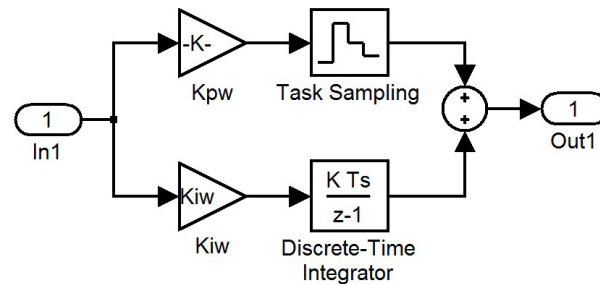
**Questions:**

- Is it true that the input of the PI speed controller is a signal expressed in  $rad/s$  (and not  $mRPM$ )?
- Are there other scaling factors to be included in the scheme?

**BLOCKS: *PI-Speed (6)* and *PI-Speed Saturation (7)***

**Description:**

This is the PI speed controller. Its input is the speed error (rad/sec), generated by the adder **S2** which evaluates the difference between the speed reference and the speed feedback signal.



The block *Task Sampling* is introduced for generating a piecewise constant signal from the proportional action block (sampling rate  $250\mu s$ ). This block is not needed in the integral action term, since the discrete time integrator (sampling rate  $250\mu s$ ) automatically generates a piecewise constant signal.

**Questions:**

- As previously discussed, we need to know whether the values of  $K_{iw}$ ,  $K_{pw}$  are parameters which refers to an analog PI controller or not (digital PI controller, other ...)?
- Is it true that the PI speed controller output is saturated by block (7) in the range  $\pm 1$ ?
- Is it true that no anti-windup algorithms have been implemented?

**BLOCK: *Kc (8)***

**Description:**

It translates the output of the PI speed controller in the motor current (*Ampere*), by means of the constant term  $Kc$ . Recalling the previous discussion,  $Kc$  should represent the maximum value of the current in the Driver.

**Question:**

- Is it true?

**BLOCK: *Speed Control output delay (9)***

**Description:**

This is a delay block, to describe the delay in transferring the current reference (generated by the speed controller) to the current controller. The delay strictly



depends on the switching frequency adopted in the driver. In case of frequency of  $6kHz$ , its value is  $83\mu s$ .

**BLOCK: Current Filter (10)**

**Description:**

It is a low pass filter with transfer function  $\frac{1}{1 + s\tau_{current}}$ , where  $\tau_{current}$  is set by Uteco to  $1.5ms$ .

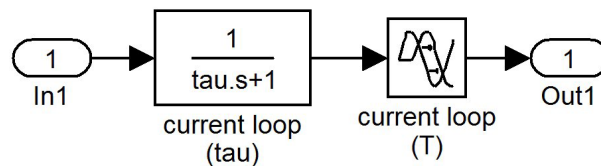
**Question:**

- Is the filter position in the scheme the right one?

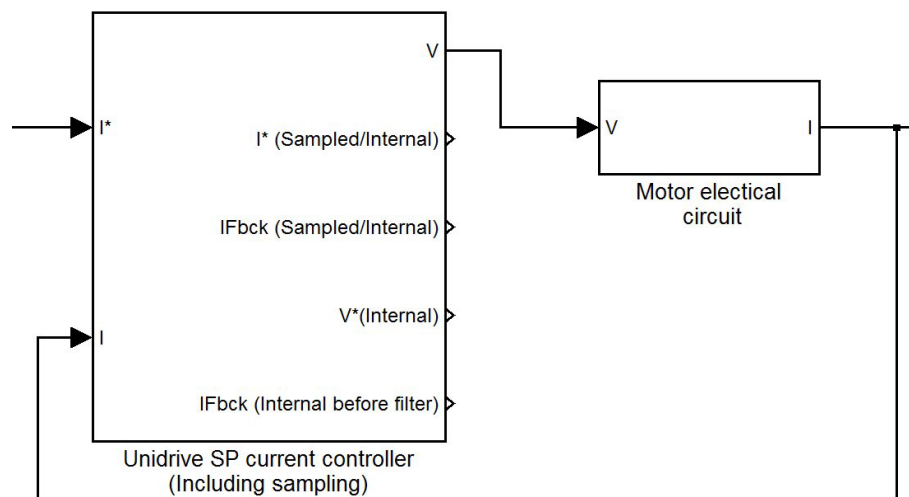
**BLOCK: Current-Block (11)**

**Description:**

The current control effect can be described as the combined effect of a low pass transfer function (with time constant  $\tau$ ) and a time delay  $T$ . In case of a switching frequency of  $6kHz$ , the values of  $\tau$  and  $T$  are, respectively,  $230\mu s$  and  $83\mu s$ .



We received also a Simulink file describing in a more detailed way, how the current control task is performed (see the following figure)



**Questions:**

- Clearly we prefer to use the first simplified scheme, since it describes the effect of the current control loop with sufficient accuracy. However, whereas the second scheme clearly shows where the motor current  $I$  is available, we are not sure that point Out1 in the first figure fully corresponds to the point  $I$  in the second scheme. In other words, is there some scaling factor to be taken into account?

**BLOCK:  $Kt$  (12)****Description:**

The torque constant  $Kt$  allows one to evaluate the generated torque as a linear function of the current. It is expressed in *Newton · meters/Ampere* and its value depends on the given motor.

**BLOCK: *Inertial Load* (13)****Description:**

The transfer function  $1/J_s$  takes into account both the motor and the load inertia, in the sense that  $J$  is the total inertia momentum (expressed in  $kg \cdot m^2$ ), given by

$$J = J_{autotune} + J_{carrier} + J_{sleeve}$$

where  $J_{autotune} = J_{motor} + J_{spindle}$  is automatically computed from the driver, whereas  $J_{carrier}$  and  $J_{sleeve}$  are computed from both geometrical and physical parameters of carrier and sleeve.

**Questions:**

- What does the block output actually represent?
- By the structure of the transfer function, the output should be expressed in *Hertz*, but this is in disagreement with the fact, according to the the global scheme, that the output should be expressed in *mRPM*. Is there some converting factor to take into account?

**BLOCKS: *Conversion* (14), *Integrator* (15) and *Quantizer* (16)****Description:**

Block (14) converts the output of the previous block (13) from *mRPM* to *lines/s* (see the last question about *Hertz* and *mRPM*...), by using:

$$lines/s = mRPM \cdot \frac{2^{encoder\ bits}}{60 \cdot 1000}$$

The *Integrator* (15) gives a position expressed in *lines*. The *Quantizer* (16) simulates the encoder behavior, with quantization steps of  $2^{-encoder\ bits}$  and a sampling rate of  $250\mu s$ . The *Quantizer* output represents therefore the position feedback signal given by the Slave encoder.

**BLOCK: *Discrete FIR Filter* (17)****Description:**

The moving average filter, set in the driver to 2 (2 ms), is represented by *Discrete FIR filter*

$$out(k) = \frac{1}{8}[in(k) + in(k-1) + \dots + in(k-7)]$$

where the sampling time is  $250\mu s$  and the weights are assumed equal each other (with value  $1/8$ ).

- Is this correct?
- Another doubt, similar to that we expressed dealing with block (1), regards the right positioning of this filter in the global scheme.

**BLOCK: (18)****Description:**

The speed feedback signal is generated starting from the position feedback signal given by the Slave encoder. The difference between consecutive position values is evaluated, leading to a speed signal expressed in  $lines/250\mu s$ .

**BLOCK: *Conversion* (19)****Description:**

This block, as block (4), performs a conversion from  $lines/250\mu s$  to  $mRPM$ , by using

$$mRPM = lines/250\mu s \cdot \frac{4 \cdot 60 \cdot 1000 \cdot 1000}{2^{encoder\ bits}}$$

**BLOCK: *Speed measurement delay* (20)****Description:**

A delay generated by the sampling (sampling rate:  $250\mu s$ ) of the speed feedback signal. According to the document UNISP030v2.1, we assume a central sampling which leads to a delay of  $125\mu s$ .

**BLOCK: *Task Sampling* (21)****Description:**

Since the SM-module works with a sampling time of  $1ms$ , it is assumed that only a sample in any sequence of 4 samples is read ( $1ms/250\mu s = 4$ ).

**BLOCK: *Position measurement delay* (22)****Description:**

Analogously to block (20), we take into account the delay generated by the position feedback signal sampling. We have assumed a central sampling (as in block (20)), so that this time the delay is given by  $1ms/2 = 500\mu s$

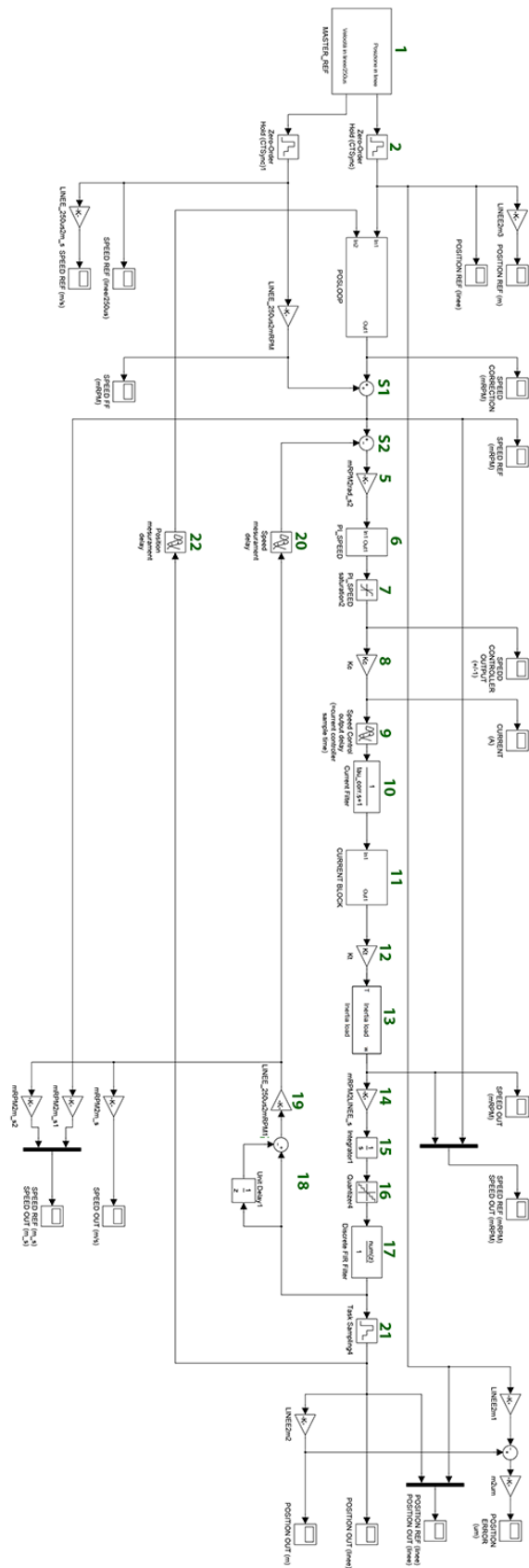


Figure A.1: Simulation model to validate with CT UK.

BIBLIOGRAFIA:

---

B. Drury, *The Control Techniques Drives and Controls Handbook 2nd Edition*, IET (The Institution of Engineering and Technology), Gateshead, UK, 2009

