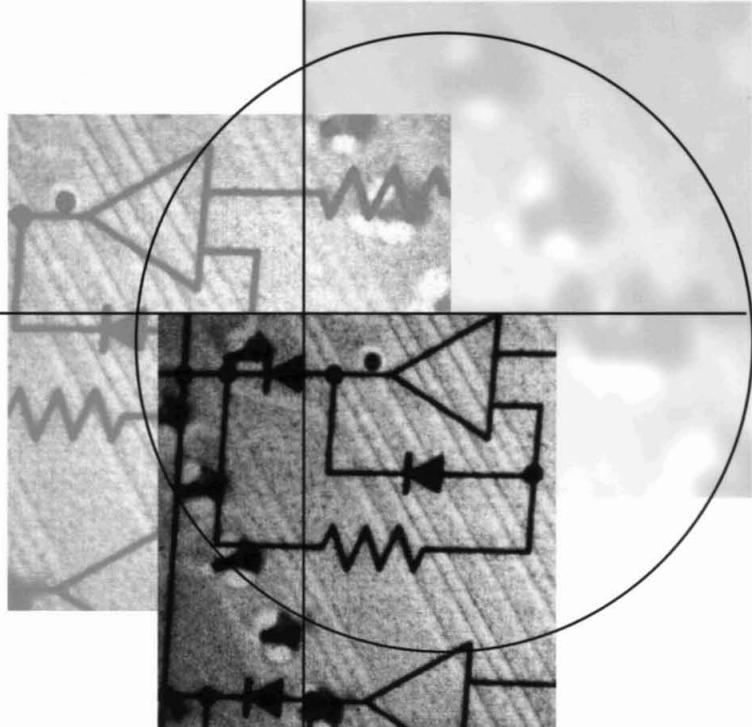


GianAntonio Magnani
Gianni Ferretti
Paolo Rocco

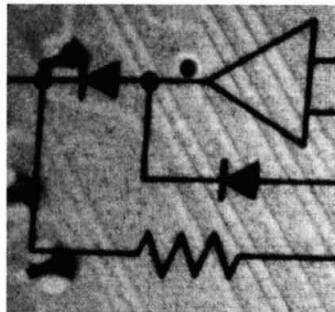


Tecnologie dei sistemi di controllo

Seconda edizione

McGraw-Hill

**BIBLIOTECA
DEL
DIPARTIMENTO
DI
ELETTRONICA**



GianAntonio Magnani
Gianni Ferretti
Paolo Rocco

Tecnologie dei sistemi di controllo

La nuova edizione di questo volume, frutto della lunga esperienza di ricerca e di insegnamento maturata dagli Autori nel campo delle tecnologie dei sistemi di controllo e del controllo del moto, propone la trattazione degli aspetti concettuali, metodologici e descrittivi inerenti la realizzazione di tali sistemi.

Il testo si distingue per un'impostazione sistemistica che dà enfasi agli aspetti strumentali di maggiore impatto sul funzionamento del sistema di controllo nel suo complesso.

Coerentemente con questa impostazione, il testo tratta tematiche proprie sia del controllo di processo sia del controllo di sistemi meccanici, con specifico riferimento al controllo del moto. Questa nuova edizione dedica ampio spazio a tale tema in ragione della sua importanza nel settore delle macchine automatiche, della robotica industriale e dei sistemi di trasporto.

Il testo è rivolto agli studenti delle Facoltà di Ingegneria, in particolare dei corsi di studio in Ingegneria aerospaziale, dell'automazione, chimica, elettronica, informatica e meccanica.

Gianni Ferretti, GianAntonio Magnani e Paolo Rocco sono Professori di Automatica presso il Politecnico di Milano.

€ 30,00 (i.i.)

► www.mcgraw-hill.it

► www.ateneonline.it



Indice

Prefazione	XIII
1 Introduzione	1
2 Elementi di modellistica	9
2.1 Introduzione	9
2.2 Equazioni di conservazione per processi a fluido	9
2.2.1 Portata massica e volumetrica	9
2.2.2 Principio di conservazione della massa	11
2.2.3 Principio di conservazione dell'energia	13
2.2.4 Equazione di Bernoulli	15
2.2.5 Processi termici	18
2.3 Elementi di meccanica	21
2.3.1 Quantità meccaniche	21
2.3.2 Forze e momenti	24
2.3.3 Equazioni di moto	25
2.4 Conversione elettromeccanica	27
2.4.1 Generazione di coppia motrice	27
2.4.2 Generazione di forza controelettromotrice	29
2.4.3 Principi generali di conversione elettromeccanica	32
2.5 Problemi	35
3 Misura e sensori	37
3.1 Introduzione	37
3.2 Proprietà generali dei sensori	38
3.2.1 Accuratezza, ripetibilità e rangeability	38
3.2.2 Caratteristica statica, sensibilità e risoluzione	40
3.2.3 Comportamento dinamico	40
3.2.4 Scelta dei sensori	41
3.3 Sensori di temperatura	42
3.3.1 Termocoppié	42
3.3.2 Sensori di temperatura resistivi e a semiconduttore	47
3.3.3 Termistori	48
3.4 Sensori di pressione	50
3.4.1 Dispositivi basati sulla misura dell'altezza di una colonna di liquido (manometri a colonna)	50

3.4.2	Dispositivi basati sulla misura di deformazione di un elemento elastico	51
3.4.3	Trasduzione di una deformazione in un segnale elettrico	53
3.5	Sensori di portata	57
3.5.1	Dischi forati, boccagli e venturimetri	57
3.5.2	Sensori di portata a sezione variabile (rotametri)	59
3.5.3	Sensori di portata a vortici	60
3.5.4	Sensori di portata elettromagnetici	62
3.5.5	Sensori massici	63
3.5.6	Sensori rotanti	64
3.6	Sensori di livello	65
3.6.1	Sensori a principio idrostatico	65
3.6.2	Sensori a principio capacitivo	66
3.6.3	Sensori a ultrasuoni	66
3.6.4	Interruttori di livello	67
3.7	Sensori di posizione	67
3.7.1	Metodo di misura incrementale	68
3.7.2	Metodo di misura assoluto	75
3.8	Sensori di accelerazione	78
3.9	Problemi	80
4	Condizionamento e conversione dei segnali	83
4.1	Introduzione	83
4.2	Ingressi analogici	84
4.2.1	Generalità	84
4.2.2	Accoppiamenti e interferenze tra circuiti e segnali	85
4.2.3	Amplificatori per il condizionamento	90
4.2.4	Collegamenti single-ended e differenziali	91
4.2.5	Isolamento galvanico	93
4.2.6	Segnali standard	95
4.2.7	Circuiti di condizionamento	96
4.2.8	Multiplexer	102
4.2.9	Campionamento e mantenimento	103
4.2.10	Conversione A/D	106
4.3	Uscite analogiche	109
4.3.1	Introduzione	109
4.3.2	Condizionamento	109
4.3.3	Conversione D/A	110
4.4	Ingressi e uscite digitali	112
4.4.1	Introduzione	112
4.4.2	Condizionamento	112
4.5	Protezioni	114
4.6	Problemi	115

5 Attuatori per il controllo dei flussi di materiali ed energia	117
5.1 Introduzione	117
5.2 Circuiti idraulici	117
5.3 Valvole di regolazione	118
5.3.1 Definizioni	119
5.3.2 Classificazione delle valvole (cenni)	120
5.3.3 Caratteristiche intrinseche e coefficiente di efflusso C_v	121
5.3.4 Dipendenza della portata dal salto di pressione	124
5.3.5 Scelta e dimensionamento	128
5.3.6 Fluidi comprimibili (cenni)	137
5.3.7 Attuatori e servoposizionatori	137
5.4 Pompe	139
5.4.1 Pompe centrifughe	140
5.4.2 Pompe volumetriche	143
5.5 Schemi di collegamento e regolazione	145
5.5.1 Schematizzazione del problema di controllo della portata .	146
5.6 Problemi	147
6 Attuatori per il controllo del moto	149
6.1 Introduzione	149
6.2 Motori elettrici a magneti permanenti a corrente continua	149
6.2.1 Struttura del motore a corrente continua	149
6.2.2 Costante di coppia	153
6.2.3 Costante di forza controelettromotrice	155
6.2.4 Modello dinamico	155
6.2.5 Caratteristica coppia-velocità	156
6.2.6 Pregi e difetti del motore a corrente continua	157
6.3 Motori elettrici a magneti permanenti brushless	158
6.3.1 Princípio di funzionamento	158
6.3.2 Il motore brushless trapezio	161
6.3.3 Il motore brushless sinusoidale	166
6.4 Controllo di corrente	171
6.4.1 Amplificatori di potenza	171
6.4.2 Progetto del controllore di corrente	174
6.4.3 Controllo PWM (Pulse Width Modulation)	178
6.5 Attuatori oleodinamici	178
6.5.1 Un circuito basilare per l'attuazione oleodinamica	180
6.5.2 Componenti per l'attuazione e la modulazione di portata .	181
6.5.3 Modello di un servomeccanismo oleodinamico	185
6.6 Problemi	190
7 Regolatori industriali	191
7.1 Introduzione	191
7.1.1 Funzioni dei regolatori industriali	191
7.1.2 Le ragioni del successo dei regolatori PID	192

7.1.3	Progetto integrato del processo e del controllo e ruolo della simulazione dinamica	193
7.2	Leggi di controllo	194
7.2.1	Schema e simboli di riferimento	194
7.2.2	Controllo a relay	194
7.2.3	Controllo PID	195
7.3	Legge di controllo e caratteristiche del processo	202
7.3.1	Quando è adeguato un regolatore PID	203
7.3.2	Processi del primo ordine con ritardo	203
7.3.3	Processi del secondo ordine con ritardo	205
7.3.4	Cancellazione dei poli del processo	205
7.3.5	Processi integrali	206
7.3.6	Doppio integratore	206
7.4	Taratura manuale e automatica	207
7.4.1	Metodi basati sullo studio della risposta allo scalino	207
7.4.2	Metodi basati sulla risposta in frequenza	212
7.4.3	Metodi di stima parametrica	218
7.4.4	Controllo adattativo	220
7.4.5	Tecniche di autotaratura e controllo adattativo nei regolatori commerciali	226
7.5	Problemi implementativi	227
7.5.1	Wind-up dell'integratore	227
7.5.2	Commutazione manuale/automatico e automatico /manuale	230
7.6	Realizzazione digitale	231
7.6.1	Equivalenti discreti dei regolatori PID	231
7.6.2	Pseudocodice di un regolatore PID	233
7.6.3	Scelta della frequenza di campionamento	236
7.7	Altre funzioni	239
7.7.1	Elaborazioni sui segnali di misura	239
7.7.2	Allarmi e autodiagnostica	239
7.7.3	Interfaccia verso l'operatore	240
7.7.4	Funzioni ausiliarie	241
7.7.5	Classificazione dei prodotti commerciali	241
7.8	Problemi	243
8	Strutture di controllo	245
8.1	Introduzione	245
8.2	Controllo in cascata	245
8.2.1	Progetto	247
8.2.2	Applicazioni tipiche	248
8.3	Controllo in andata (feedforward)	252
8.3.1	Compensazione del disturbo	253
8.3.2	Azione diretta (anticipo) dal setpoint	253
8.4	Preditore di Smith	256
8.5	Elementi non lineari	259

8.5.1	Limitatori	259
8.5.2	Controllo con selettore	260
8.5.3	Controllo di rapporto	260
8.5.4	Controllo split-range	264
8.6	Controllo multivariabile	265
8.6.1	Controllo non interagente	268
8.7	Problemi	270
9	Controllo del moto	271
9.1	Pianificazione del moto	271
9.1.1	Generalità	271
9.1.2	Moto punto-punto	273
9.1.3	Messa in scala di traiettorie	282
9.1.4	Moto su percorso assegnato	284
9.2	Organi di trasmissione del moto	289
9.2.1	Funzione dell'organo di trasmissione	289
9.2.2	Harmonic Drive	292
9.2.3	Elasticità torsionale	294
9.2.4	L'attrito	295
9.2.5	Modello del carico	299
9.2.6	Dimensionamento	299
9.3	Controllo di posizione e velocità	303
9.3.1	Introduzione	303
9.3.2	Ruolo della dinamica elettrica	304
9.3.3	L'approssimazione rigida	305
9.3.4	Controllo P/PI di posizione e velocità	306
9.3.5	Il modello elastico	312
9.3.6	Controllo con misure solo lato motore	319
9.3.7	Controllo con misure lato carico	328
9.3.8	Schemi avanzati di controllo	333
9.4	Controllo del moto con attuatori idraulici	353
9.4.1	Premessa	353
9.4.2	Accoppiamento rigido pistone-carico	354
9.4.3	Accoppiamento elastico pistone-carico	360
9.4.4	Considerazioni conclusive	364
9.5	Problemi	365
10	Sistemi elettronici per il controllo	369
10.1	Introduzione	369
10.1.1	Funzioni di un sistema di controllo ed automazione	369
10.1.2	Componenti e prodotti per i sistemi di controllo	371
10.1.3	Architetture dei sistemi di controllo di processo	372
10.1.4	Esempio 1: architettura di un controllore numerico	377
10.1.5	Esempio 2: architettura di un sistema di controllo avionico	379
10.2	Elementi di comunicazioni digitali per i sistemi di controllo	381

10.2.1	Collegamento fisico	382
10.2.2	Standard per i livelli 1 e 2	383
10.3	Fieldbus	392
10.3.1	FOUNDATION Fieldbus	393
A	Specifiche e documentazione dei sistemi di controllo	399
A.1	Diagrammi P&I	399
A.1.1	Modalità di identificazione degli strumenti	399
A.1.2	Simboli grafici	402
A.1.3	Dettaglio dei diagrammi P&I	407
A.2	Esempi di fogli di specifica di valvole e sensori	407
B	Amplificatori e collegamenti di massa	413
B.1	Amplificatori operazionali	413
B.2	Amplificatori da strumentazione	416
B.3	Amplificatori d'isolamento	418
B.4	Note sui collegamenti di massa e terra	423
Bibliografia		427

Introduzione

I sistemi di controllo a microprocessore hanno trovato applicazione inizialmente in ambito missilistico, aeronautico, poi nei processi industriali e successivamente nel controllo di macchine automatiche di produzione, come le macchine utensili e i robot. A dispetto della varietà degli ambiti applicativi le tecnologie dei sistemi di controllo hanno numerosi elementi comuni, in termini di principi, componenti e architetture.

Per controllare un processo industriale, definito come un “insieme di trasformazioni e trasmissioni di energia, materiali, informazione, coordinate ad un obiettivo definito”, è necessario poter intervenire sulle attività elementari che lo compongono, al fine di modularne le uscite (ad esempio, portate di vapore o di prodotti di reazione, o potenze elettriche e termiche generate) e di garantire le condizioni fisiche (per esempio, temperature e pressioni) di svolgimento più opportune.

Le produzioni di vapore ed energia elettrica, di prodotti e derivati chimici e petrolchimici, di prodotti alimentari e metallurgici, di carta, e materiali per l’edilizia, sono esempi di tali processi produttivi industriali. In essi sono facilmente riconoscibili attività elementari quali il trasporto di materiale grezzo e/o energia tra varie parti dell’impianto, generazione di calore e trasferimento a fluidi e solidi, trasferimento di calore tra fluidi, reazioni chimiche, separazione di componenti di una miscela, immagazzinamento di materiali in serbatoi e/o silos, e altre ancora.

Per il controllo automatico di un processo sono quindi necessari dispositivi di misura (*sensori*) che ne rilevino con continuità le condizioni di funzionamento (stato), unità di elaborazione (di *controllo*) che calcolino con continuità le azioni di controllo, dispositivi di attuazione (*attuatori*) di tali azioni. Sono necessari, inoltre, un sistema di *comunicazione* tra l’unità di controllo e i dispositivi di misura ed attuazione e mezzi per l’interazione con l’operatore del processo (*interfaccia uomo-macchina*). All’operatore occorre dare informazioni complete sullo stato del processo e la possibilità d’intervenire per modificarne lo svolgimento. In Figura 1.1 è rappresentato un semplice esempio di sistema di controllo

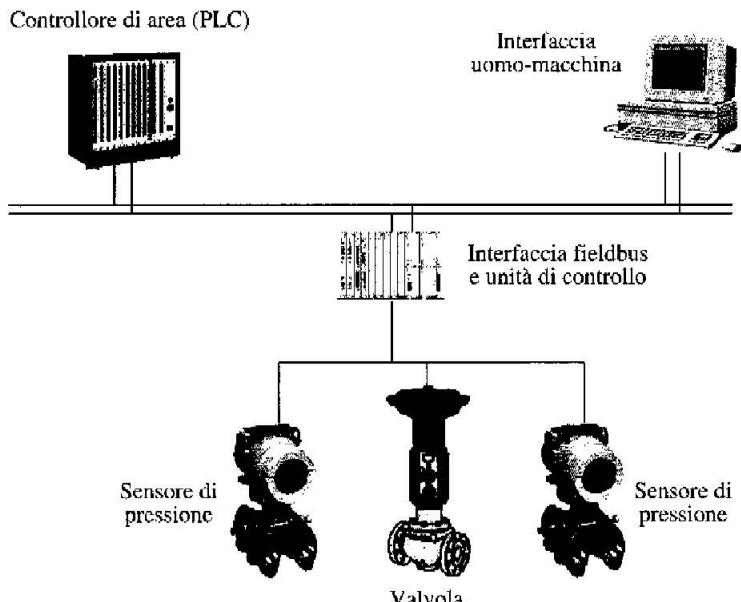


Figura 1.1 Sistema di controllo e misura con reti di comunicazione digitali.

e misura, consistente in due sensori di pressione, una valvola di regolazione e dispositivi di controllo e interfaccia uomo macchina collegati mediante una rete di comunicazione digitale.

Le valvole di regolazione sono gli attuatori utilizzati per modulare portate di fluidi, e con essi trasferimenti di energia (potenze). Poiché le valvole agiscono modulando una perdita di carico idrostatico (Capitolo 2), per comprenderne completamente l'azione è necessario considerare con esse i circuiti in cui il fluido scorre e le pompe, che forniscono al fluido il carico idrostatico necessario per il movimento. Valvole di regolazione e pompe sono trattate nel Capitolo 5, che è incentrato sul dimensionamento delle valvole e la scelta della relativa caratteristica, lineare piuttosto che equipcentuale, e riporta i modelli di funzionamento delle pompe centrifughe e volumetriche. Per affrontare lo studio di questo capitolo è necessario conoscere i principi di conservazione della massa e dell'energia, essenziali per la modellizzazione e comprensione del comportamento dinamico dei processi, e gli altri concetti di fluidodinamica richiamati nel Capitolo 2. Non sono stati trattati i riscaldatori elettrici con i relativi dispositivi elettronici di pilotaggio, utilizzati nei forni, nei reattori chimici e in molti elettrodomestici, per i quali si rimanda a testi di elettronica di potenza.

Il Capitolo 3 è dedicato ai sensori. Si trattano prima i sensori di misura di temperatura, portata, pressione e livello, che sono le grandezze più frequentemente utilizzate nei processi industriali, quindi quelli di posizione angolare o lineare, impiegati nel controllo del moto. Per le misure di composizione, concentrazione, PH, condutività, frequentemente utilizzate nei processi chimici, e per tutte le altre si rimanda a testi specializzati.

Mentre i sensori di temperatura e di livello fondamentali sono basati su principi di misura semplici e tradizionali, molti sensori di pressione e portata funzionano sulla base di principi innovativi ed interessanti. La gamma dei sensori di portata disponibili in commercio è molto ampia e diversificata, in accordo alla difficoltà ed alla rilevanza di questa misura.

I segnali forniti dai trasduttori di misura (per esempio, la tensione in decine di $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ fornita da una termocoppia, o la variazione di resistenza di frazioni di $\Omega\text{V}/^\circ\text{C}$ di una termoresistenza) richiedono diverse elaborazioni elettroniche (*condizionamento*) per poter essere acquisiti in un sistema di elaborazione digitale. Alcuni circuiti di condizionamento intrinsecamente legati al funzionamento del sensore sono già introdotti nel Capitolo 3, ma la problematica è trattata in generale nel Capitolo 4. Ampio spazio è dedicato, in particolare, ad illustrare le ragioni che portano a richiedere o no l'isolamento galvanico dei circuiti d'ingresso e uscita; si esaminano, oltre ai principali circuiti di condizionamento, alcune problematiche del campionamento e della conversione dei segnali in ingresso ed in uscita. La discussione sui circuiti di condizionamento coinvolge inevitabilmente problematiche relative alla trasmissione dei segnali, come gli standard elettrici e i tipi di cavi utilizzati.

I circuiti di condizionamento e conversione possono essere fisicamente realizzati nei sensori, nelle unità di controllo e negli attuatori. Le unità di controllo sono piuttosto diversificate: nel controllo di processo si utilizzano i regolatori industriali PID, trattati nel Capitolo 7, i PLC, i sistemi di controllo distribuito (DCS), e i sistemi basati su reti di comunicazione digitale (fieldbus), mentre nel controllo delle macchine e dei mezzi di produzione si utilizzano i controlli numerici (CN o CNC). Tutti questi dispositivi e sistemi sono discussi, seppure con grado di approfondimento diverso, nel Capitolo 10.

Il termine "regolatore PID" è potenziale causa di qualche ambiguità essendo usato per indicare, da un lato, una legge di controllo diffusamente utilizzata nel mondo industriale e, dall'altro, un prodotto elettronico che implementa tale legge ma anche altre funzioni, e dotato di interfaccia d'ingresso e uscita verso i dispositivi di campo e di interfaccia operatore. Il Capitolo 7 è quasi tutto dedicato alla legge PID, ad eccezione dell'ultimo paragrafo che si occupa di aspetti specifici. La legge PID, discussa con riferimento al punto di vista sia degli utenti sia dei costruttori, è implementata nei prodotti commerciali in forme diverse e con parametri addizionali rispetto ai classici guadagni proporzionale, integrale e derivativo. Si considerano prima le modalità d'uso al variare delle proprietà dinamiche del processo, quindi la taratura, in particolare quella automatica, illustrando i metodi più utilizzati sia per la taratura su richiesta operatore sia per quella continua, o adattativa. Infine si illustrano i problemi legati alla commutazione manuale/automatico e viceversa e la implementazione digitale a microprocessore.

L'efficacia dei PID è in genere soddisfacente, in rapporto alle specifiche di prestazione, in buona parte dei sistemi di controllo. Quando le specifiche sono più stringenti e/o le caratteristiche del processo non consentono di ottenere prestazioni adeguate, spesso si ottengono soluzioni soddis facenti con schemi di controllo che utilizzano più regolatori PID connessi secondo strutture canoniche, come il

controllo in cascata e altre, introdotte nel capitolo 8. In tale capitolo si introduce anche uno strumento utile nella fase iniziale del progetto di un sistema di controllo, tipicamente a molti ingressi e molte uscite, che consiste nella scelta, per ogni variabile di uscita, della variabile di controllo più efficace.

Le leggi di controllo PID, con analoghe funzioni di autotaratura e controllo adattativo, sono implementate anche nei DCS, che però spesso possono offrire anche algoritmi di ottimizzazione e/o controllo predittivo, usati tipicamente per il calcolo dei riferimenti (setpoint) di alcuni anelli di controllo di processi di grandi dimensioni.

Dietro la stessa sigla DCS si trovano realizzazioni di caratteristiche diverse, per dimensioni, potenzialità e costo, ma tutti sono sistemi informatici con più unità di elaborazione, solitamente distribuite nell'impianto, con potenti interfacce uomo macchina informatiche, e reti di comunicazione digitale (reti di campo, o fieldbus, e reti di livello superiore) di varie velocità e caratteristiche. Un moderno DCS è in grado di realizzare tutte le funzioni di un sistema di controllo e misura, cioè regolazione, supervisione e protezione.

Nelle macchine per produrre, nelle macchine da stampa, e in tutte quelle dove sono presenti parti in movimento, possono essere presenti regolazioni di temperatura, portate e pressioni, ma la regolazione fondamentale è quella della posizione (relativa) delle parti meccaniche o, come si dice correntemente, il controllo del moto. Il nucleo di ogni sistema di controllo del moto è costituito da uno o più servomeccanismi di posizione. Un servomeccanismo è a sua volta costituito dall'oggetto da posizionare, detto carico, da un attuatore, che produce la forza o la coppia necessaria per equilibrare forze esterne ed attriti e per accelerare il carico, da sensori di corrente, posizione, e talvolta coppia, da unità di elaborazione e di potenza e infine da un'interfaccia per l'operatore. Nella maggior parte dei casi l'attuatore è un motore a magneti permanenti e solo quando le forze necessarie sono particolarmente grandi si ricorre ad attuatori oleodinamici. Il Capitolo 6 tratta prevalentemente i modelli matematici degli attuatori elettromagnetici, riservando l'ultimo paragrafo a quelli oleodinamici. Il Capitolo 9 è invece dedicato alle tecniche di controllo del moto. Una prima tematica importante trattata è quella della generazione della traiettoria, o legge di moto, che deve essere realizzata dall'oggetto da posizionare. Attrito, gioco e deformabilità dell'organo di trasmissione costituiscono poi elementi critici per il progetto del controllo del moto. In particolare la cedevolezza della catena di trasmissione costituisce il principale fattore di limitazione delle prestazioni del servomeccanismo, in termini di qualità del movimento ottenibile. Nel Capitolo vengono discusse metodologie sia convenzionali, basate su classiche leggi di controllo PID, sia avanzate, per il controllo di servomeccanismi con motori a magneti permanenti. Ancora più critico dal punto di vista delle prestazioni dinamiche è il progetto del sistema di controllo del moto per un servomeccanismo con attuatore oleodinamico, la cui discussione completa il Capitolo.

Una rilevante innovazione nei sistemi di controllo, che ha preso piede da qualche tempo, è legata all'impiego delle reti digitali per il collegamento dei dispositivi di campo alle unità di controllo, in sostituzione dei classici collegamenti analogici ad anello di corrente. Per la sua importanza in prospettiva l'argomento

è trattato con una certa estensione nel Capitolo 10, insieme a una rassegna delle principali architetture hardware dei sistemi di controllo a microprocessore.

Esempio 1: processo di purificazione del propilene

Si riporta di seguito un esempio illustrativo di alcuni fenomeni di trasferimento di materiali ed energia tipici dei processi industriali. L'esempio consente anche di introdurre i diagrammi P&I (*Process & Instrumentation*), lo strumento generalmente usato per descrivere in forma grafica un sistema di controllo di processo e misura, congiuntamente con il disegno dei componenti impiantistici.

Il diagramma P&I di Fig. 1.2 rappresenta una piccola parte di un impianto di produzione di polipropilene, relativa alla purificazione del propilene. Il significato dei simboli, in particolare di quelli dei dispositivi di campo e controllo, è spiegato in Appendice A.

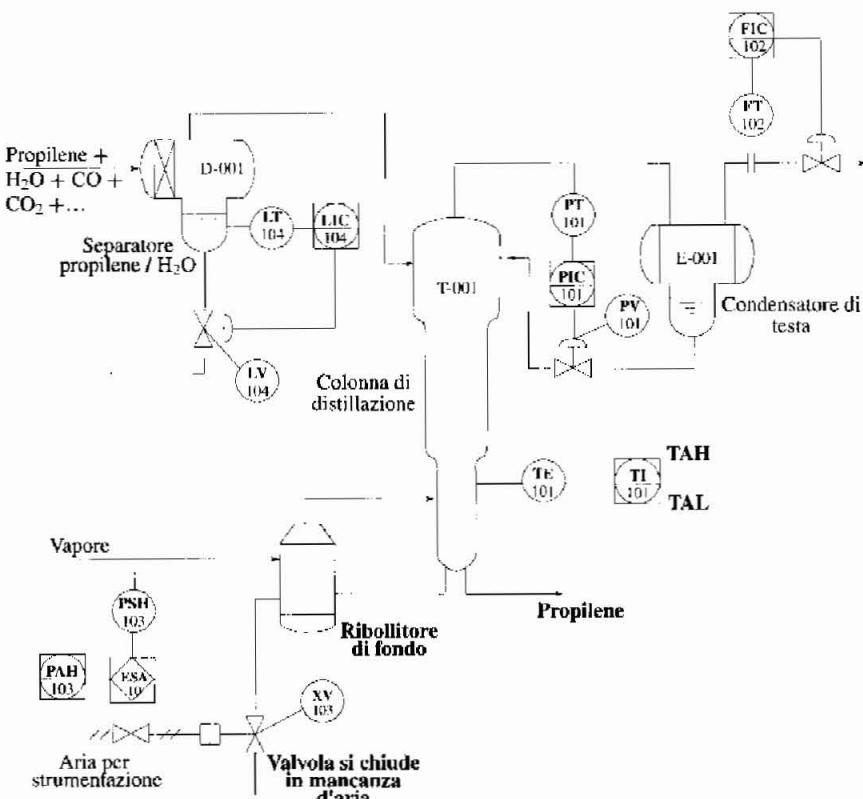


Figura 1.2 Processo di purificazione del propilene.

La miscela liquida contenente il propilene da purificare è immessa nel serbatoio separatore D-001, che serve per eliminare la cosiddetta "acqua libera", sempre presente in essa. L'acqua, più pesante del propilene, si deposita sul fondo del serbatoio D-001 e può essere eliminata attraverso una tubazione di scarico. Il sensore LT-104 (Capitolo 3), la valvola LV-104 e il regolatore LIC-104 regolano il livello dell'acqua, per assicurare che sia effettivamente eliminata acqua e non propilene. La miscela prelevata dal serbatoio D-001 fluisce nella colonna di distillazione T-001 che consente di separare il propilene dal "taglio dei gas leggeri" (CO, CO₂, propano, metano, ecc.). La miscela gassosa prelevata dalla testa della colonna è fatta condensare nello scambiatore di calore E-001 (condensatore di testa), in modo che condensi soltanto il propilene. Quest'ultimo è rinviauto nella colonna di distillazione come "riflusso", mentre i componenti più volatili ("gas leggeri") sono eliminati attraverso la valvola FV-102. Tale valvola è governata dal regolatore FIC-102, in funzione della misura di portata proveniente dal trasmettitore FT-102, e di un valore di riferimento calcolato opportunamente. Le funzioni di controllo il cui simbolo è inserito in un riquadro, come il regolatore FIC-102, sono eseguite in un DCS.

La miscela liquida che si raccoglie sul fondo della colonna viene riscaldata fino ad ebollizione nello scambiatore E-003 (ribollitore), alimentato con vapore, e rimandata nella parte bassa della colonna di distillazione. Il gas caldo, più leggero, risale verso la cima della colonna e, salendo, incontra i vari piatti, su ognuno dei quali si ha un diverso grado di condensazione dei componenti la miscela, così che sui piatti bassi si forma una miscela ricca di prodotto "pesante", e in alto vanno i prodotti più volatili. La logica di interblocco ESD-10 comanda la chiusura delle valvole di interblocco XV-103 e XV-105, che bloccano l'alimentazione del vapore nel caso in cui la pressione, misurata dall'interruttore di pressione PSH-103, superi la soglia prestabilita. In questo caso il DCS segnala all'operatore del processo un allarme di pressione vapore troppo alta (PAH-103).

Si noti come il sistema di controllo sia fondamentale per la conduzione dell'impianto, consenta di evitare spreco di materia prima e prevenga situazioni indesiderate quali, per esempio, lo scoppio di un serbatoio.

Esempio 2: controllore robotico

La robotica industriale è uno degli ambiti in cui le problematiche di controllo del moto assumono maggiore rilievo. Le movimentazioni rapide richieste dai moderni cicli produttivi impongono che il robot venga posizionato velocemente, con regolarità e senza manifestare oscillazioni. La maggior parte dei robot industriali è equipaggiata con motori elettrici, solitamente motori brushless, i cui modelli dinamici sono sviluppati in dettaglio nel Capitolo 6.

La Figura 1.3 mostra un robot industriale e, sullo sfondo, la relativa unità di governo. Quest'ultima è un sistema molto complesso e sofisticato, che svolge tutte le funzioni necessarie al controllo del manipolatore. In particolare sono presenti azionamenti per il controllo in corrente degli assi della macchina, una scheda per il controllo in posizione e velocità del manipolatore e una scheda per

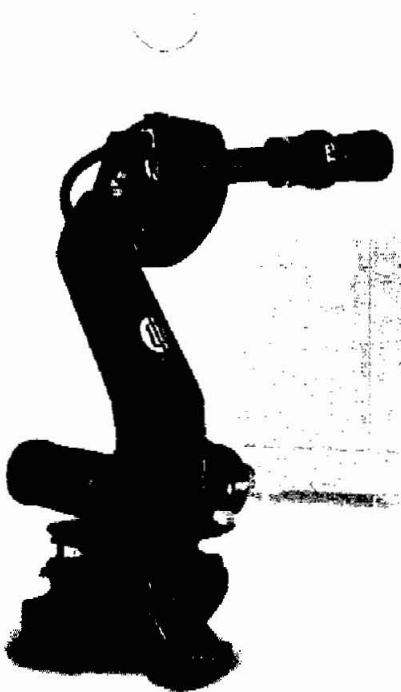


Figura 1.3 Robot COMAU SMART NH3 e relativa unità di controllo C4G (cortesia di COMAU Robotica).

la pianificazione del moto. L'unità di controllo svolge inoltre funzioni di interfaccia uomo-macchina, interazione con altri dispositivi, diagnostiche, gestione dei malfunzionamenti e immagazzinamento dati.

Le problematiche di controllo del moto specifiche dei manipolatori robotici sono molteplici: anzitutto il moto coordinato dei giunti deve tradursi in un moto preventivamente assegnato per l'organo terminale, sul quale è tipicamente montata una pinza per afferrare oggetti o uno strumento di lavoro. Questo comporta che la pianificazione del moto dovrà essere espressa nello spazio cartesiano in cui si descrive il moto del manipolatore e tradotta nelle coordinate che descrivono il moto di un braccio del manipolatore rispetto al precedente. Il manipolatore è inoltre un sistema dinamico interagente: il moto di un giunto influenza in generale tutti gli altri. Nella pratica industriale si privilegiano tuttavia soluzioni di controllo che ignorano gli accoppiamenti dinamici, relegandole a disturbi per i problemi di controllo del moto dei singoli giunti, trattati in modo indipendente l'uno dall'altro.

Il progetto del controllore di posizione e velocità per il singolo servomeccanismo, che risulterebbe banale nel caso di accoppiamento rigido tra il motore

che movimenta il giunto e il braccio movimentato, diventa molto più complesso se interviene la dinamica risonante associata alla cedevolezza dell'organo di trasmissione. La necessità di dettagliare questo fenomeno dinamico è d'altra parte intimamente legata all'esigenza di prestazioni dinamiche del sistema di controllo sempre più spinte. Nel Capitolo 9 si illustreranno le metodologie, sia tradizionali sia avanzate, per il controllo del giunto flessibile.

Sia nel controllo di posizione/velocità, sia nel controllo di corrente dei motori elettrici, si utilizzano leggi di controllo di tipo PID, veri e propri mattoni elementari di larga parte dei sistemi di controllo industriale.

2

Elementi di modellistica

2.1 Introduzione

La rappresentazione della realtà mediante modelli matematici è un processo comune a tutte le discipline scientifiche. Rimanendo nell'ambito dell'automatica, il progetto di un controllore che non sia basato esclusivamente sull'empirismo deve prevedere una fase in cui si formulano modelli, più o meno complessi, del sistema oggetto dell'azione di controllo. D'altra parte anche nell'affrontare lo studio delle tecnologie dei sistemi di controllo non si può prescindere da una modellazione, per quanto approssimativa, della realtà fisica, in particolare per riprodurre le caratteristiche dinamiche degli attuatori utilizzati per il controllo dei flussi e per il controllo del movimento.

Pur non essendo questa la sede per affrontare una trattazione approfondita dei molteplici aspetti che sottendono alla modellazione dei sistemi fisici, si ritiene opportuno richiamare almeno i principi modellistici basilari, utili per rappresentare i sistemi di attuazione descritti nel presente testo e per derivare semplici modelli dei processi, destinati ad essere controllati dai dispositivi descritti nei successivi capitoli. Si riprenderanno alcuni concetti di modellistica di processi a fluido, con particolare riguardo alle leggi di conservazione, nonché gli elementi strettamente necessari alla comprensione dei modelli dinamici di sistemi meccanici in moto rotatorio e alcune leggi fondamentali della conversione elettromeccanica. Lungi dall'essere in alcun modo esaurienti, le presenti note hanno lo scopo principale di rendere il testo autocontenuto, sollevando il lettore dall'onere di reperire autonomamente il materiale di seguito riportato.

2.2 Equazioni di conservazione per processi a fluido

2.2.1 Portata massica e volumetrica

La portata massica di un fluido in una sezione di una tubazione esprime la quantità di fluido, in unità di massa, che attraversa la sezione nell'unità di tempo. In modo analogo si definisce la portata volumetrica, facendo riferimento al volume anziché alla massa del fluido. In accordo con questa definizione, con riferimento alla

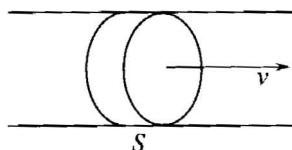


Figura 2.1 Sezione di un condotto.

Figura 2.1, in cui S rappresenta la sezione considerata di area A , indicando con w_S [kg/s] la portata massica, si ha:

$$w_S = \rho A v$$

avendo espresso con ρ la densità¹ e con v la velocità media del fluido nella sezione (e normale a questa). Indicando invece con q_S [m^3/s] la portata volumetrica si ha:

$$q_S = A v$$

La velocità del fluido in una sezione di un condotto rettilineo e circolare è sostanzialmente uniforme nel caso di moto *turbolento*; è massima al centro del condotto ma decresce rapidamente andando verso la periferia nel caso di moto *laminare*, in cui il fluido scorre per filetti paralleli. Nel moto turbolento la velocità presenta localmente, oltre alla componente longitudinale, componenti in direzione trasversale che non intervengono nel calcolo della portata. Il tipo di moto dipende dalla velocità del fluido, dalla sua densità e viscosità² μ e dal diametro nominale D combinati nel numero di Reynolds (adimensionale):

$$Re = \frac{\rho v D}{\mu}$$

¹ Si ricorda che la densità (massa per unità di volume $\rho = m/V$ se m è la massa di un volume V di una sostanza), è esprimibile in funzione delle variabili che definiscono lo stato fisico della sostanza, per esempio temperatura e pressione. Per i liquidi e i solidi la dipendenza dalla pressione è usualmente trascurabile (sono incomprensibili) e anche quella dalla temperatura è poco rilevante. È invece forte la dipendenza dei gas da entrambe le variabili. La densità dell'acqua alla temperatura di 0 °C e alla pressione di 1 bar vale 1000 kg/m³; quella dell'aria alle condizioni ambiente è circa 1.2 kg/m³ e quella dell'acciaio circa 7800 kg/m³. La dipendenza della densità da temperatura e pressione, o da altre variabili di stato, si ricava per l'acqua dal diagramma di Mollier, mentre per l'aria si può ricorrere alla legge dei gas perfetti.

² È nella natura dei fluidi deformarsi in presenza di sollecitazioni esterne anche minime. La viscosità di un fluido è una misura della resistenza che esso oppone alla deformazione. Precisamente, essa è proporzionale allo sforzo di taglio che si instaura tra due strati di fluido (a distanza unitaria) in condizioni di scorrimento relativo a velocità v . La viscosità dipende solo da pressione e temperatura per i fluidi newtoniani, in generale però può dipendere anche dallo stesso sforzo di taglio (fluidi non newtoniani). Sono non newtoniani, per esempio, i liquidi polimerici e diverse sospensioni di solidi in acqua. La viscosità si misura, nel sistema SI, in Pascal secondo [Pa · s], unità corrispondente a 10 poise e 1000 centipoise. A pressione atmosferica e temperatura di 20 °C la viscosità dell'acqua è 10^{-3} Pa · s, quella dell'aria è 1.8×10^{-5} Pa · s. Alla stessa pressione ma a 100 °C la viscosità del vapore è pari a 1.2×10^{-5} Pa · s.

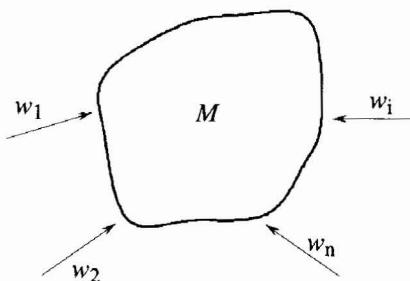


Figura 2.2 Conservazione della massa.

Il moto è detto laminare se $Re < 2000$ e turbolento se $Re > 4000$, mentre per $2000 < Re < 4000$ si ha una condizione intermedia.

Le portate dei fluidi coinvolti spesso hanno grande influenza sul comportamento dinamico di un processo in cui intervengono trasporto e trasformazioni di materiali e di energia. È quindi importante, per lo studio della dinamica di un processo, saper esprimere le portate di uscita in funzione delle variabili di ingresso (siano esse portate o no) del processo. Si pensi, per esempio, al problema di determinare la relazione tra le portate w_u di uscita e w_e di ingresso di una tubazione. Si applica a questo scopo il principio di conservazione della massa.

2.2.2 Principio di conservazione della massa

Si consideri un generico volume racchiuso da una superficie data. Sia $M(t)$ la massa di una sostanza contenuta nel volume e siano $w_i(t)$, $i = 1, \dots, n$, le n portate di tale sostanza che transitano attraverso la superficie di confine (Figura 2.2), prese con segno positivo se entranti.

Vale allora la seguente relazione, che esprime il principio di conservazione della massa:

$$\frac{dM(t)}{dt} = \sum_{i=1}^n w_i(t)$$

Esempio 1 Siano dati un tratto di tubazione e la portata di un fluido in ingresso a tale tratto (Figura 2.3). Si vuole determinare una relazione tra portata di fluido uscente w_u e portata di ingresso w_e .

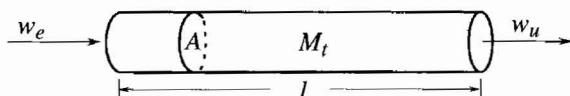


Figura 2.3 Tratto di tubazione.

Applicando il principio di conservazione della massa al volume interno del tubo tra le sezioni di ingresso e di uscita si ha:

$$\frac{dM_t(t)}{dt} = w_e(t) - w_u(t)$$

La massa di fluido nel tubo M_t può esprimersi come $M_t(t) = lA\rho(t)$ (si veda la Figura 2.3 per il significato dei simboli), per cui, nell'ipotesi di pareti del tubo non deformabili:

$$\frac{dM_t(t)}{dt} = lA \frac{d\rho(t)}{dt}$$

Se non varia la densità del fluido nel tubo si ha quindi $w_u(t) = w_i(t)$. Quest'ultima relazione è una valida approssimazione anche in presenza di variazioni di densità, se il volume interno del tubo è piccolo rispetto alle portate in gioco. È il caso delle valvole di regolazione, nelle quali l'accumulo di massa e le relative variazioni sono usualmente trascurabili. In generale, per esprimere la densità $\rho(t)$ occorrerà considerare le variabili di stato del fluido, da cui dipende la densità, e calcolarle in funzione degli ingressi del processo. A questo scopo è necessario considerare altri principi di conservazione o leggi fisiche. Tra questi particolare importanza assume il principio di conservazione dell'energia, illustrato nel seguito.

Esempio 2 Si consideri il serbatoio di Figura 2.4: si vuole esprimere il livello del fluido in esso contenuto in funzione delle portate di fluido entranti e uscenti dal serbatoio. Sia A la sezione (costante) del serbatoio, ρ la densità del liquido, anch'essa costante, e siano w_e , w_u le portate di liquido, rispettivamente entrante e uscente dal serbatoio. Per il principio di conservazione della massa si può scrivere:

$$\frac{dM(t)}{dt} = w_e(t) - w_u(t)$$

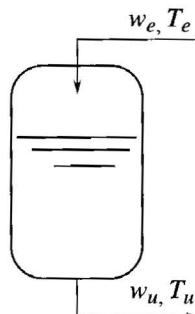


Figura 2.4 Serbatoio.

essendo M la massa totale di liquido contenuta nel serbatoio. Detto l il livello del fluido, si ha $M = \rho A l$, e quindi:

$$\frac{dl}{dt} = \frac{1}{\rho A} (w_e - w_u)$$

2.2.3 Principio di conservazione dell'energia

Si consideri ancora un generico volume racchiuso da una superficie data. Sia $E(t)$ l'energia totale contenuta nel volume e siano $P_i(t)$, $i = 1, \dots, n$, le n potenze che transitano attraverso la superficie di confine (Figura 2.5).

Vale allora la seguente relazione, che esprime il principio di conservazione dell'energia all'interno del volume:

$$\frac{dE(t)}{dt} = \sum_{i=1}^n P_i(t) \quad (2.1)$$

L'espressione dell'energia totale nel volume deve tenere conto di tutte le varie forme che l'energia può assumere, in particolare quella termica e quella meccanica (cinetica e potenziale). Allo stesso modo, la potenza che transita attraverso la superficie di contorno può assumere varie forme:

- potenza associata alle masse (portate) entranti e uscenti;
- potenza termica entrante e uscente;
- lavoro meccanico compiuto nell'unità di tempo da o sul volume considerato.

Se mettiamo in evidenza la potenza termica Q che transita attraverso la superficie di contorno, con segno positivo se entrante, e il lavoro L fatto nell'unità di tempo per espansione del volume considerato (quindi di segno positivo se uscente dal volume), rimangono $n - 2$ potenze associate alle portate dei fluidi in transito

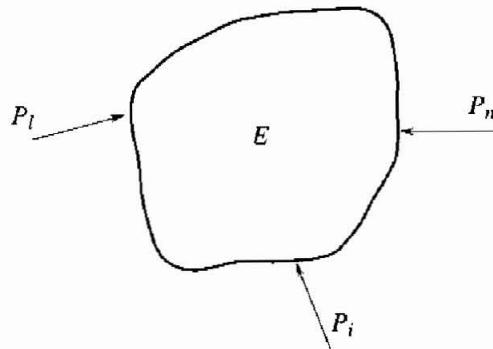


Figura 2.5 Conservazione dell'energia.

attraverso il contorno. L'Equazione (2.1) diventa:

$$\begin{aligned}\frac{dE}{dt} &= \sum_{j=1}^{n-2} w_j \left(\left(e_j + \frac{p_j}{\rho_j} \right) + \frac{v_j^2}{2} + gz_j \right) + Q - L \\ &= \sum_{j=1}^{n-2} w_j \left(h_j + \frac{v_j^2}{2} + gz_j \right) + Q - L\end{aligned}$$

avendo denotato con e_j , v_j , z_j , p_j , A_j , rispettivamente: l'energia interna specifica, la velocità media, la quota, la pressione, la sezione di entrata o uscita dalla superficie di contorno del fluido di portata w_j e, infine, con g l'accelerazione di gravità. La quantità $(p_j/\rho_j)w_j = p_j A_j v_j$ esprime il lavoro fatto, nell'unità di tempo, dal fluido di portata v_j per entrare nel volume considerato, mentre $h_j = e_j + p_j/\rho_j$ è l'entalpia del medesimo fluido. I termini $v^2/2$ e gz rappresentano, rispettivamente, l'energia cinetica e potenziale per unità di massa.

Esempio Si consideri un tratto di tubazione come in Figura 2.6. Con riferimento ai simboli riportati in figura, il principio di conservazione dell'energia assume la seguente forma:

$$\frac{dE_t}{dt} = w_e \left(h_e + \frac{v_e^2}{2} + gz_e \right) - w_u \left(h_u + \frac{v_u^2}{2} + gz_u \right) + Q - L$$

Si noti che, affinché sia possibile il *passaggio* di lavoro attraverso le pareti del tubo, queste devono essere deformabili, almeno in parte.

Per esprimere in modo compatto l'energia totale nel tubo, E_t , occorre considerare i valori medi delle variabili del fluido nel tubo. In questo caso, infatti, si può scrivere:

$$E_t = M_t \left(\bar{e} + \frac{\bar{v}^2}{2} + g\bar{z} \right) = lA\bar{\rho} \left(\bar{e} + \frac{\bar{v}^2}{2} + g\bar{z} \right)$$

avendo omesso di indicare, per semplicità, la dipendenza esplicita dal tempo di tutti i valori medi. Utilizzare i valori medi non dà luogo a errori significativi

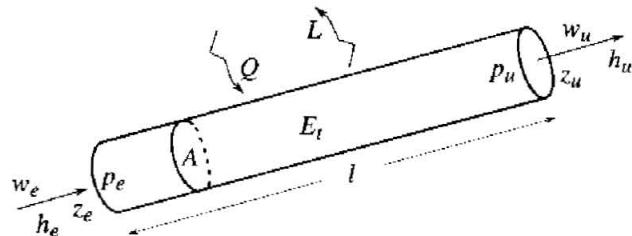


Figura 2.6 Conservazione dell'energia in un tratto di tubazione.

per elementi "corti", cioè tratti di tubazioni o serbatoi a dimensioni longitudinali e trasversali paragonabili, ma può non essere accettabile, a seconda anche degli obiettivi dello studio, in tubazioni "lunghe". In quest'ultimo caso, si deve suddividere la tubazione in tratti (celle) nei quali si possano ritenere sufficientemente rappresentativi i valori medi delle variabili in gioco, e applicare a ogni tratto l'eq. (2.1) con le corrette condizioni al contorno. In alternativa, occorre descrivere la propagazione e il trasporto di massa ed energia come fenomeni a parametri distribuiti, vale a dire esprimendo le variabili in gioco in funzione della posizione all'interno della tubazione e quindi ricorrendo alle equazioni a derivate parziali.

A parte il caso generale, sono spesso di interesse problemi che coinvolgono solamente i termini di energia meccanica oppure termica, oppure nei quali i termini di accumulo sono trascurabili, potendosi ritenere il processo sostanzialmente sempre in condizioni stazionarie, se i fenomeni transitori sono di dinamica rapidissima. L'eq. (2.1) di conservazione dell'energia assume allora forme più semplici e tuttavia di notevole interesse. Una di queste è nota come equazione di Bernoulli.

2.2.4 Equazione di Bernoulli

Ricaviamo questa equazione in modo sistematico a partire dalla (2.1), anche a scopo esemplificativo.

Ipotesi

1. si considerano condizioni stazionarie ($dE/dt = 0$);
2. si suppongono adiabatiche e rigide le pareti della tubazione;
3. si trascura l'energia termica trasportata dal fluido, ritenendo la sua dinamica indipendente da quella dell'energia meccanica. L'interesse è sulle variabili meccaniche (velocità e pressione) e si suppone che la loro evoluzione sia indipendente da quella, eventuale, della temperatura del fluido;
4. si suppone costante la densità del fluido e in particolare si suppone sia indipendente dalla pressione del fluido (fluido incompressibile);
5. si considerano assenti attriti interni al fluido e tra fluido e pareti (si suppone cioè che non intervengano trasformazioni di energia meccanica in calore).

Sotto le ipotesi 1 e 2, il principio di conservazione dell'energia esprime l'uguaglianza, istante per istante, tra la potenza entrante nella tubazione (Figura 2.7) in A (apportata dal fluido) e quella uscente da B : $P_A(t) = P_B(t)$. Detta dE l'energia associata a un elemento infinitesimo di fluido di lunghezza dx entrante (o uscente) dal tubo, risulta anche $dE_A = dE_B$.

In virtù delle ipotesi 3 e 4, nella sezione di ingresso A risulta:

$$dE_A = A_A dx_A \rho \frac{v_A^2}{2} + A_A dx_A \rho z_A g + p_A A_A dx_A$$

essendo i tre termini a secondo membro, rispettivamente, relativi all'energia cinetica, a quella potenziale e al lavoro fatto dalle forze di pressione del fluido entrante

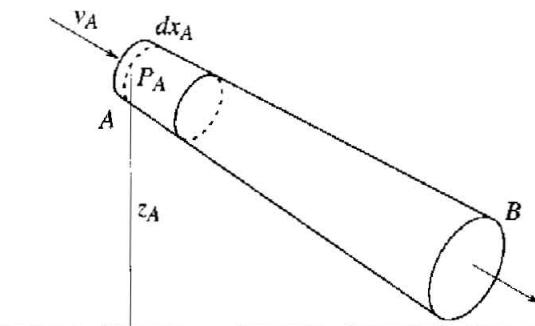


Figura 2.7 Rappresentazione grafica dell'equazione di Bernoulli per un tratto di tubazione.

nel tubo. Allo stesso modo, in B si ha:

$$dE_B = A_B dx_B \rho \frac{v_B^2}{2} + A_B dx_B \rho z_B g + p_B A_B dx_B$$

Ricordando il principio di conservazione della massa, con le ipotesi 2 (pareti rigide) e 4, si ha $A_A dx_A = A_B dx_B$, per cui, dalla $dE_A = dE_B$ si ottiene:

$$\frac{v_A^2}{2g} + z_A + \frac{p_A}{\rho g} = \frac{v_B^2}{2g} + z_B + \frac{p_B}{\rho g}$$

Più in generale, lungo la tubazione (in regime stazionario, con pareti adiabatiche, per fluidi incompressibili e in assenza di attriti e dissipazioni) si ha:

$$\frac{v^2}{2g} + z + \frac{p}{\rho g} = \text{cost.}$$

La somma dei tre termini a primo membro è detta *carico idrostatico* del fluido.

Per fluidi e tubazioni reali, tuttavia, il carico idrostatico, per effetto degli attriti interni al fluido e tra questo e le pareti, si ridurrà progressivamente lungo la tubazione. Parte dell'energia meccanica si trasformerà in termica, provocando un (irrilevante, di solito) riscaldamento del fluido. Secondo riscontri sperimentali queste perdite sono proporzionali al quadrato della velocità del fluido. Si può allora scrivere:

$$\frac{v_A^2}{2g} + z_A + \frac{p_A}{\rho g} = \frac{v_B^2}{2g} + z_B + \frac{p_B}{\rho g} + \alpha \frac{v_B^2}{2g} \quad (2.2)$$

Più precisamente, le perdite di carico in un circuito idraulico si possono esprimere come la somma delle perdite distribuite lungo i tratti rettilinei e di quelle concentrate nei raccordi, nelle curve e negli altri tratti disomogenei.

Perdite di carico distribuite Le perdite di carico distribuite in una tubazione rettilinea, di lunghezza l e a sezione circolare di diametro D costante, riempita di liquido in condizioni isoterme, sono date, in termini di energia specifica [J/kg], dalla seguente relazione:

$$F = \left(\frac{4fl}{D} \right) \frac{v^2}{2g_c} = \frac{32flw^2}{\pi^2 \rho^2 g_c D^5}$$

dove g_c è un coefficiente dimensionale³; f (adimensionale) è detto fattore di attrito di Fanning ed è una funzione del numero di Reynolds e della rugosità⁴ ϵ della parete interna della tubazione. Una correlazione ampiamente utilizzata per ricavare f è dovuta a Moody. Il diagramma di Moody, pubblicato nel 1944 e riportato su diversi manuali, fornisce f in funzione del numero di Reynolds e del rapporto ϵ/D ; per $Re > 3000$ è una rappresentazione dell'equazione di Colebrook:

$$\frac{1}{\sqrt{f}} = -4 \operatorname{Log} \left(\frac{1.256}{Re \sqrt{f}} + \frac{\epsilon/D}{3.7} \right)$$

In unità di pressione, la perdita di carico corrispondente a F è pari a $\Delta p_c = \rho F$. L'espressione di F evidenzia che le perdite di carico sono proporzionali al quadrato della velocità: $\Delta p_c = \alpha v^2/2$ con $\alpha = (4fl)/(Dg_c)$. Questo risultato influenza sul dimensionamento delle tubazioni, che deve prevedere velocità contenute per limitare le perdite ma sufficientemente elevate per assicurare il moto turbolento. La velocità nominale è solitamente compresa tra 1 e 3 m/s. I costruttori forniscono, per ogni tubazione e per valori noti di portata, le perdite di carico distribuite per unità di lunghezza. Da questi dati e con la precedente espressione della dipendenza dalla velocità, si calcolano le perdite relative a tratti di tubazione e portate qualsiasi.

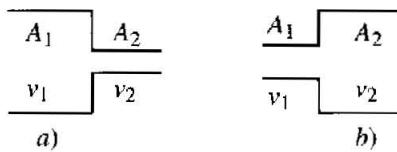
Perdite di carico concentrate La casistica di raccordi è piuttosto ampia, comprendendo contrazioni e allargamenti e i casi di brusche variazioni di sezione e di variazioni progressive. Appositi manuali riportano correlazioni per i vari casi, distinguendole per condizioni di moto laminare e turbolento. Alcune di queste vengono richiamate nel seguito. Dati di specifici prodotti si possono trovare nella relativa documentazione tecnica.

Brusche contrazioni di sezione Le perdite di carico per un brusco restrin-
gimento, schematizzato in Figura 2.8a, e per un fluido in moto turbolento, sono date da:

$$F = K_C \frac{v_2^2}{2g_c}$$

³Per esempio, se $g_c = g$ e l e D sono espressi nella stessa unità di misura, F esprime le perdite di carico in termini di metri di colonna di liquido

⁴Per tubi di vetro $\epsilon = 0.00152$ mm, per l'acciaio commerciale $\epsilon = 0.0457$ mm, per ferro di fusione $\epsilon = 0.259$ mm.

**Figura 2.8** Brusche variazioni di sezione.

dove K_C è un coefficiente funzione del rapporto A_2/A_1 e dei numeri di Reynolds nei due tratti, largo e stretto.

Bruschi allargamenti di sezione Le perdite di carico per un brusco allargamento di sezione (Figura 2.8b), in moto turbolento, sono date da:

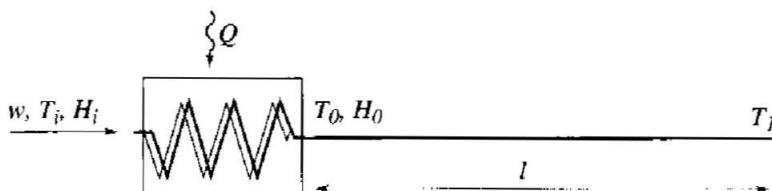
$$F = \frac{(v_1 - v_2)^2}{2g_c} = \frac{v_1^2}{2g_c} \left(1 - \frac{A_1}{A_2}\right)^2$$

Le perdite di carico nei raccordi, nelle curve e negli altri elementi generatori di perdite concentrate sono caratterizzate dai costruttori in termini di lunghezze equivalenti di tubi rettilinei dello stesso diametro nominale, cui si applicano i coefficienti relativi alle perdite distribuite.

2.2.5 Processi termici

Richiamiamo alcuni principi di modellistica dei processi termici facendo direttamente riferimento a un esempio.

Esempio: scambiatore di calore a flusso termico imposto Si consideri lo scambiatore di calore a flusso termico imposto schematizzato in Figura 2.9. Lo scambiatore, percorso da un liquido che non cambia fase, è seguito da un lungo tratto di tubazione adiabatica, in cui cioè non avvengono scambi di calore con l'esterno. È questa una situazione in cui le variazioni dell'energia meccanica da una sezione a un'altra di un condotto sono trascurabili rispetto a quelle dell'energia termica; tale situazione può rappresentare, per esempio, un reattore continuo con riscaldatore elettrico a resistenza, oppure uno scaldabagno domestico o un pannello solare.

**Figura 2.9** Scambiatore di calore a flusso imposto.

Si voglia controllare la temperatura T_1 in uscita dalla tubazione per mezzo della portata di fluido w (variabile manipolabile), a fronte dei disturbi Q e T_i . Q è il flusso termico o, più propriamente, la potenza termica assorbita dal fluido, che si assume generata da una sorgente ad alta temperatura, in grado di imporre il flusso stesso. Ai fini del progetto di un eventuale controllore occorrono le funzioni di trasferimento tra gli ingressi, in particolare la variabile di controllo w , e la variabile di uscita; per calcolarle è utile introdurre la temperatura del fluido T_0 immediatamente all'uscita della zona di scambio.

Ricaviamo prima le funzioni di trasferimento tra gli ingressi e T_0 . Applicando il principio di conservazione dell'energia (2.1) a tutta la zona di scambio termico, si ottiene:

$$\frac{dE}{dt} = P_e - P_u = w(h_i - h_0) + Q \quad (2.3)$$

dove E è l'energia totale nel fluido e h_i , h_0 sono le relative entalpie di ingresso e uscita. Si devono ora esprimere energia ed entalpia specifiche in funzione delle variabili di stato del liquido. Per i fluidi monofase incomprimibili, esse dipendono sostanzialmente dalla sola temperatura: $e \approx h \approx cT$, con c calore specifico.

Nel caso di regime stazionario, soprassegnando i simboli delle variabili per indicarne i rispettivi valori costanti, si ha: $\tilde{T}_0 = \tilde{T}_i + \bar{Q}/(c\bar{w})$ che, potendosi tenere note \tilde{T}_i , \bar{w} e la temperatura desiderata \tilde{T}_0 dà la potenza termica necessaria \bar{Q} e quindi rappresenta la relazione fondamentale per il dimensionamento dello scambiatore. Per il calcolo delle funzioni di trasferimento occorre esprimere l'energia totale E in funzione della temperatura. Supponendo che la zona di scambio sia "corta", nell'ottica di formulare modelli di basso ordine, può essere accettabile assumere che la temperatura del fluido sia uniforme in tutta la zona e pari al valore di uscita T_0 (ipotesi di *buona miscelazione*). In quest'ipotesi si può porre $E \approx mcT_0$ con m massa del fluido nella zona. La (2.3) diventa allora:

$$mc \frac{dT_0}{dt} = cw(T_i - T_0) + Q \quad (2.4)$$

Per ricavare le funzioni di trasferimento si deve linearizzare questo modello attorno a una condizione (punto) di regime. Posto:

$$w = \bar{w} + \Delta w, \quad T_i = \tilde{T}_i + \Delta T, \quad T_0 = \tilde{T}_0 + \Delta T_0, \quad Q = \bar{Q} + \Delta Q$$

sostituendo nella (2.4), ricordando che $c\bar{w}(\tilde{T}_i - \tilde{T}_0) + \bar{Q} = 0$ e trascurando i prodotti di variazioni, si ottiene:

$$\frac{m}{\bar{w}} \frac{d\Delta T_0}{dt} + \Delta T_0 = \Delta T_i + \frac{\tilde{T}_i - \tilde{T}_0}{\bar{w}} \Delta w + \frac{\Delta Q}{c\bar{w}}$$

Applicando la trasformata di Laplace si possono ricavare le funzioni di trasferimento indicate in Figura 2.10 (per le trasformate si sono mantenuti gli stessi

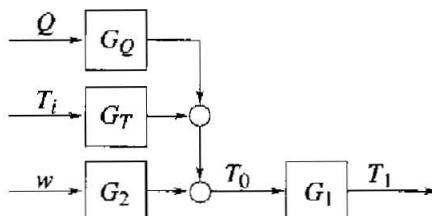


Figura 2.10 Schema a blocchi dello scambiatore a flusso imposto.

simboli usati per le variabili):

$$\begin{aligned}
 G_2(s) &= \frac{\Delta T_0(s)}{\Delta w(s)} = \frac{\bar{T}_i - \bar{T}_0}{\bar{w}} \frac{1}{1 + s \frac{m}{\bar{w}}} \\
 G_T(s) &= \frac{\Delta T_0(s)}{\Delta T_1(s)} = \frac{1}{1 + s \frac{m}{\bar{w}}} \\
 G_Q(s) &= \frac{\Delta T_0(s)}{\Delta Q(s)} = \frac{1}{c \bar{w}} \frac{1}{1 + s \frac{m}{\bar{w}}} \quad (2.5)
 \end{aligned}$$

Rimane da determinare la funzione di trasferimento G_1 , tra T_0 e T_1 . L'ipotesi di buona miscelazione non è applicabile a un elemento "lungo" come un tratto di tubazione in cui miscelazione e diffusione del calore sono trascurabili. Pertanto una variazione di temperatura nella zona riscaldata si manifesterà in uscita dopo il tempo necessario ad un elemento di liquido per percorrere il tubo: $\tau = l/\bar{v} = M/\bar{w}$ con v velocità e M massa del liquido nel tubo. Per descrivere questa situazione non sono adeguati modelli a parametri concentrati, cioè scritti considerando volumi finiti di fluido nei quali si prendono in esame valori medi delle variabili in gioco, bensì modelli a parametri distribuiti, in cui le variabili di stato sono funzioni spaziali oltre che temporali. Un modello a parametri distribuiti del fluido e del metallo della tubazione darebbe luogo, per la presenza del metallo, a un ritardo puro un po' maggiore di quello calcolato sopra, oltre a un effetto di filtraggio.

Trascurando, per semplicità, lo scambio termico con la tubazione metallica, la funzione di trasferimento è:

$$G_1(s) = \frac{\Delta T_1(s)}{\Delta T_0(s)} = e^{-s\tau}$$

Si ha infine:

$$\frac{\Delta T_1(s)}{\Delta w(s)} = \frac{\bar{T}_i - \bar{T}_0}{\bar{w}} \frac{1}{1 + s \frac{m}{\bar{w}}} e^{-s\tau} \quad (2.6)$$

Si noti la dipendenza di tutti i parametri di quest'ultima funzione di trasferimento dal punto di linearizzazione, in particolare la dipendenza inversa dalla portata.

Le funzioni di trasferimento (2.5) e (2.6) sono utili per illustrare e comprendere alcune problematiche di controllo discusse nei Capitoli 7 e 8. Funzioni di trasferimento caratterizzate da pochi parametri, come queste, sono usate comunemente per la taratura empirica, manuale o automatica, dei regolatori industriali.

2.3 Elementi di meccanica

2.3.1 Quantità meccaniche

Si consideri un sistema di punti materiali⁵ ciascuno dei quali abbia massa m_i e sia individuato dal vettore \mathbf{p}_i rispetto ad una terna di riferimento $O - xyz$ (Figura 2.11).

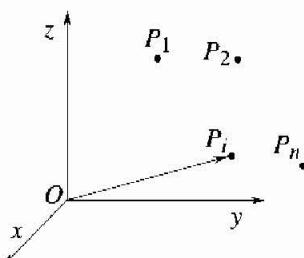


Figura 2.11 Calcolo del centro di massa per un sistema di punti.

Definiamo *centro di massa*, o *baricentro*, del sistema di punti, il punto individuato nella stessa terna dal vettore:

$$\mathbf{p}_c = \frac{\sum_{i=1}^n \mathbf{p}_i m_i}{m},$$

dove $m = \sum_{i=1}^n m_i$ è la massa complessiva del sistema di punti.

Se ora si considera un *corpo rigido*, ovvero un sistema per il quale la distanza tra due punti qualsiasi rimane sempre costante, detta m la massa del corpo, V il suo volume e ρ la sua densità, il baricentro è individuato dal vettore (Figura 2.12):

$$\mathbf{p}_c = \frac{\int_V \mathbf{p} \rho dV}{m}$$

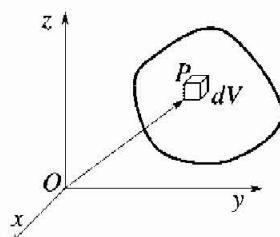


Figura 2.12 Calcolo del centro di massa per un corpo rigido.

⁵Un punto materiale è un corpo le cui dimensioni sono trascurabili

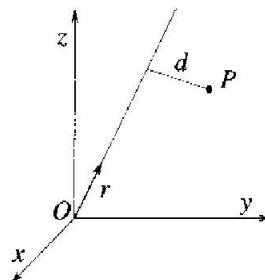


Figura 2.13 Calcolo del momento di inerzia per un punto materiale.

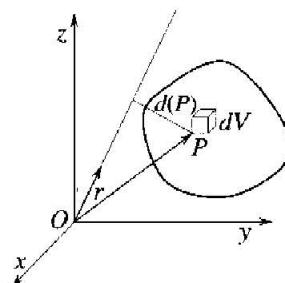


Figura 2.14 Calcolo del momento di inerzia per un corpo rigido.

Si consideri ora un asse (ovvero una retta su cui sia definito un orientamento) passante per l'origine O della terna. Sia \mathbf{r} il versore che individua direzione e verso dell'asse e d la distanza di un punto materiale P , di massa m , dall'asse (Figura 2.13). Si definisce *momento di inerzia* del punto rispetto all'asse la quantità:

$$I_r = md^2$$

Il momento di inerzia rispetto all'asse di un sistema di punti è semplicemente la somma dei momenti di inerzia dei singoli punti, mentre per un corpo rigido occorre integrarci su tutto il volume del corpo (Figura 2.14):

$$I_r = \int_V d^2(\mathbf{p})\rho dV$$

Detto I_C il momento di inerzia di un corpo rigido rispetto ad un asse passante per il baricentro del corpo stesso, il momento di inerzia I_A dello stesso corpo rispetto ad un asse parallelo al precedente e passante per un punto A , è dato da:

$$I_A = I_C + m\Delta^2,$$

dove m è la massa del corpo e Δ è la distanza tra i due assi.

Esempio 1: cilindro circolare omogeneo Si consideri un corpo rigido di forma cilindrica. Sia R il raggio del cilindro, h la sua altezza e ρ la densità (costante) del materiale di cui è composto il corpo. Con riferimento alla Figura 2.15 calcoliamo il momento di inerzia del corpo rispetto all'asse del cilindro (asse baricentrale):

$$I = \int_V \rho r^2 dV = \int_0^R \rho r^2 2\pi r h dr = 2\pi\rho h \frac{R^4}{4} = m \frac{R^2}{2}$$

essendo $m = \pi\rho R^2 h$ la massa del cilindro.

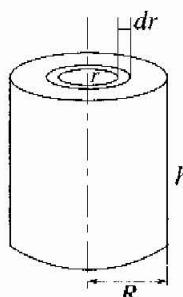


Figura 2.15 Calcolo del momento di inerzia per un corpo cilindrico omogeneo.

Esempio 2: asta omogenea Si consideri ora un'asta, ovvero un corpo rigido di forma rettilinea caratterizzato dal fatto che una dimensione è preponderante sulle altre due. Siano l la lunghezza dell'asta e ρ la densità lineare (costante) del materiale di cui è composta l'asta. Con riferimento alla Figura 2.16 calcoliamo il momento di inerzia del corpo rispetto ad un asse ortogonale all'asta stessa e passante per il suo baricentro:

$$I_C = 2 \int_0^{l/2} \rho r^2 dr = 2\rho \left[\frac{r^3}{3} \right]_0^{l/2} = \frac{1}{12} ml^2$$

essendo $m = \rho l$ la massa dell'asta.

Il momento di inerzia rispetto ad un asse parallelo a quello baricentrale appena considerato, ma passante per un estremo A dell'asta, è quindi dato da:

$$I_A = I_C + m \left(\frac{l}{2} \right)^2 = \frac{1}{3} ml^2$$

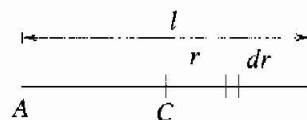


Figura 2.16 Calcolo del momento di inerzia per un'asta omogenea.

2.3.2 Forze e momenti

Consideriamo un corpo rigido sul quale agisca un sistema arbitrariamente complesso di forze. Ciascuna forza è esprimibile per mezzo di un vettore applicato in un punto del corpo rigido. Il punto di applicazione può di fatto essere spostato lungo la retta di applicazione della forza senza alterare l'effetto della forza sul corpo. La meccanica razionale insegna che questo sistema di forze è equipollente (nel senso che lo si può trasformare con operazioni che non alterano l'effetto delle forze stesse) a un sistema costituito da solo due forze, una delle quali applicata in un punto prefissato. Alternativamente, il sistema può essere ridotto ad una forza, il cosiddetto *risultante*, applicato in un punto e a una *coppia*. Con coppia si intende l'insieme di due forze, uguali e contrarie, aventi rette di applicazione parallele e non coincidenti.

Data una forza \mathbf{F} applicata in un punto P e un punto O è sempre definibile un vettore, detto momento della forza rispetto al polo O , secondo l'espressione (si veda la Figura 2.17):

$$\mathbf{M}_{(O)} = (\mathbf{P} - \mathbf{O}) \times \mathbf{F}$$

Se, invece del polo O , si considerasse il polo O' , l'espressione del momento della forza si modificherebbe di conseguenza:

$$\mathbf{M}_{(O')} = \mathbf{M}_{(O)} + (\mathbf{O} - \mathbf{O}') \times \mathbf{F}$$

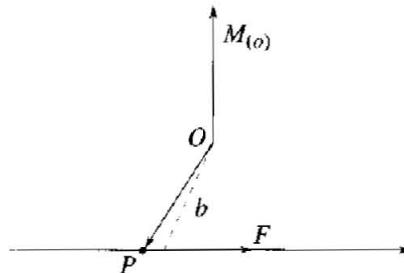


Figura 2.17 Momento di una forza rispetto a un polo.

Se i punti O e O' appartengono entrambi ad un asse, ossia a una retta orientata caratterizzata da un versore \mathbf{a} (Figura 2.18), la componente del momento della forza lungo l'asse è indipendente dal polo:

$$\mathbf{M}_{(O')} \cdot \mathbf{a} = \mathbf{M}_{(O)} \cdot \mathbf{a} + (\mathbf{O} - \mathbf{O}') \times \mathbf{F} \cdot \mathbf{a} = \mathbf{M}_{(O)} \cdot \mathbf{a}$$

dal momento che $(\mathbf{O} - \mathbf{O}')$ e \mathbf{a} sono paralleli.

Si può quindi parlare di momento di una forza rispetto ad un asse, intendendo con questo la quantità scalare:

$$M_a = \mathbf{M}_{(O)} \cdot \mathbf{a}$$

essendo O un qualsiasi punto dell'asse.

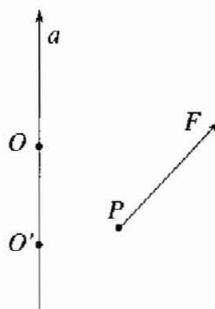


Figura 2.18 Calcolo del momento di una forza rispetto a un asse.

La nozione di momento è poi immediatamente estendibile ad un sistema di forze, sommando semplicemente i momenti delle singole forze rispetto al polo. Si può dimostrare che eseguendo questa operazione si ottiene un vettore interpretabile come il momento del risultante delle forze rispetto al polo.

D'altra parte il momento di una coppia di forze (che ha risultante nullo) è indipendente dal polo, come mostra l'equazione (Figura 2.19):

$$\mathbf{M}_{(O)} = (\mathbf{A} - \mathbf{O}) \times \mathbf{F} + (\mathbf{B} - \mathbf{O}) \times -\mathbf{F} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}) \times \mathbf{F}$$

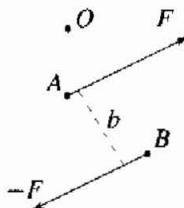


Figura 2.19 Calcolo del momento di una coppia.

Si può quindi concludere che un generico sistema di forze applicato a un corpo rigido è rappresentabile per mezzo di due vettori: una forza, il risultante \mathbf{R} del sistema di forze originario, applicato in un punto prestabilito, ed un vettore momento, costituito dal momento del sistema originario di forze rispetto al punto di applicazione del risultante ossia dal momento della coppia che, unitamente al risultante, costituisce la massima riduzione del sistema di forze originario.

2.3.3 Equazioni di moto

Le equazioni cardinali di moto di un corpo rigido passano attraverso la definizione del vettore quantità di moto:

$$\mathbf{Q} = \int_V \dot{\mathbf{p}} \rho dV = m \dot{\mathbf{p}}_C$$

essendo $\dot{\mathbf{p}}_C$ la velocità del centro di massa del corpo, e del vettore momento della quantità di moto, rispetto al polo O , espresso da:

$$\Gamma = \int_V (\mathbf{P} - \mathbf{O}) \times \dot{\mathbf{p}} \rho dV$$

Se il corpo è in moto rotatorio rispetto ad un asse fisso, detto ω il vettore velocità angolare del corpo (diretto come l'asse di rotazione), il momento della quantità di moto assume l'espressione semplice:

$$\Gamma = I \omega$$

essendo I il momento di inerzia del corpo rispetto all'asse di rotazione.

Se il corpo rigido è libero, e sia il momento delle forze applicate, sia il momento della quantità di moto del corpo sono espressi rispetto ad un polo O fisso o rispetto al centro di massa del corpo, la dinamica del corpo è retta dalle equazioni:

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{Q}}{dt} &= \mathbf{R} \\ \frac{d\Gamma}{dt} &= \mathbf{M}\end{aligned}$$

Se il corpo non è libero ma il suo movimento è soggetto a vincoli, le precedenti equazioni vanno modificate aggiungendo ai membri di destra i termini relativi alle reazioni vincolari.

È di particolare interesse, nello studio degli attuatori rotativi, la situazione in cui il corpo rigido sia vincolato a compiere un moto rotatorio intorno a un asse fisso. In questo caso, in ogni punto O_i appartenente all'asse fisso e interagente con il vincolo (ovvero nei punti in cui il corpo è a contatto con i propri sostegni), viene esercitata una reazione vincolare (\mathbf{r}_i , a priori ignota). La seconda equazione cardinale si modifica quindi come segue:

$$\frac{d\Gamma}{dt} = \mathbf{M} + (O_1 - O) \times (\mathbf{r}_1 + (O_2 - O) \times (\mathbf{r}_2 + \dots))$$

D'altra parte, se come polo O si prende un punto dell'asse fisso e si denota con \mathbf{a} il versore dell'asse stesso, si ottiene, proiettando la precedente equazione sull'asse:

$$\frac{d\Gamma}{dt} \cdot \mathbf{a} = \frac{d}{dt} (\Gamma \cdot \mathbf{a}) = \mathbf{M} \cdot \mathbf{a}$$

$\Gamma \cdot \mathbf{a}$ è il momento della quantità di moto Γ_a rispetto all'asse e $\mathbf{M} \cdot \mathbf{a}$ è il momento M_a del sistema di forze attive rispetto all'asse. Entrambe le quantità non dipendono dal polo O ma solo dall'asse, e potremo scrivere:

$$\frac{d\Gamma_a}{dt} = M_a$$

Si osservi che l'equazione non contiene le reazioni vincolari incognite. Definendo φ l'angolo che descrive il moto del sistema rispetto all'asse fisso (per cui risulta $\& = \dot{\varphi}a$) e ricordando che il momento della quantità di moto rispetto all'asse si può esprimere come:

$$\Gamma_a = J_a \dot{\varphi}$$

dove J_a è il momento di inerzia del corpo rispetto all'asse, si ottiene l'equazione di moto:

$$J_a \ddot{\varphi} = M_a$$

che regge la dinamica dell'elemento rotativo. L'elemento (scalare) a membro di destra della precedente equazione è generalmente definito *coppia* agente sull'elemento in rotazione e viene indicato con il simbolo τ : si tratta di fatto del momento rispetto all'asse di rotazione del sistema di forze attive agente sul corpo. Una modalità, sfruttata nei motori elettrici, per generare il sistema di forze è basata sui principi di conversione elettromeccanica richiamati nel paragrafo seguente.

2.4 Conversione elettromeccanica

2.4.1 Generazione di coppia motrice

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

$$\mathbf{F} = q\mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.7)$$

Dalla (2.7) si ricava facilmente la forza $d\mathbf{F}$ agente su di un elemento infinitesimo di conduttore di lunghezza dl , percorso da una corrente I e sottoposto all'azione di un campo magnetico \mathbf{B} (Figura 2.20):

$$d\mathbf{F} = I dl \times \mathbf{B} \quad (2.8)$$

dove dl è un vettore che ha direzione e verso della corrente e modulo uguale alla lunghezza dell'elemento di conduttore considerato.

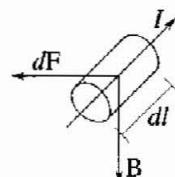


Figura 2.20 Forza agente su un conduttore immerso in un campo magnetico.

La forza totale che agisce sul conduttore può quindi essere determinata integrando la relazione (2.8) lungo la lunghezza totale l del circuito:

$$\mathbf{F} = \int_l I dl \times \mathbf{B}$$

da cui, se il campo magnetico e la corrente sono uniformi sull'intera lunghezza l e il conduttore è rettilineo:

$$\mathbf{F} = Il \times \mathbf{B}$$

Consideriamo ora la spira rettangolare rappresentata in Figura 2.21, che supponiamo rigida, contenuta nel piano individuato dai versori \mathbf{x} e \mathbf{y} , percorsa da una corrente I e sottoposta ad un campo magnetico costante e uniforme di intensità \mathbf{B} diretto lungo l'asse \mathbf{x} .

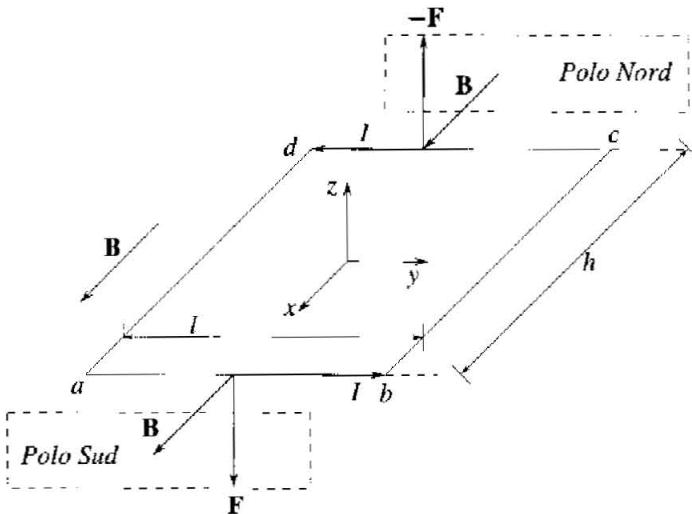


Figura 2.21 Spira immersa in un campo magnetico.

Sui due lati della spira \overline{ad} e \overline{bc} , di lunghezza h , non agisce alcuna forza, essendo essi paralleli alla direzione del campo magnetico; viceversa, sui lati \overline{ab} e \overline{dc} , di lunghezza l , agiscono rispettivamente le forze \mathbf{F} e $-\mathbf{F}$:

$$\mathbf{F} = Il\mathbf{B} (\mathbf{y} \times \mathbf{x}) = -Il\mathbf{B}\mathbf{z}$$

che si possono considerare applicate al centro di massa del tratto di spira. Sulla spira si esercita pertanto una coppia il cui momento è dato da:

$$\mathbf{M} = (hl\mathbf{x}) \times \mathbf{F} = -Ihl\mathbf{B} (\mathbf{x} \times \mathbf{z}) = IhlBy$$

che tende a far ruotare la spira intorno all'asse \mathbf{y} .

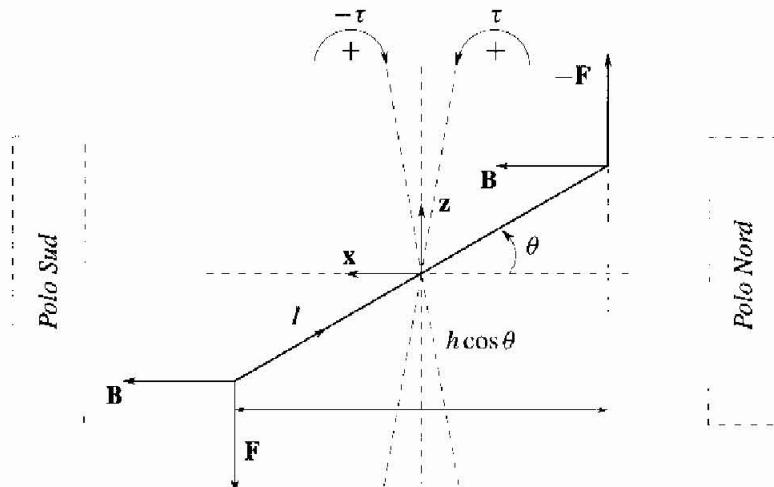


Figura 2.22 Calcolo della coppia agente sulla spira.

In Figura 2.22 è rappresentata la stessa spira ruotata di un angolo attorno all'asse y : in questo caso il campo esercita una forza anche sui lati e tuttavia, per ragioni di simmetria, tali forze non possono che essere uguali e contrarie e dovendo anche giacere sulla stessa retta (asse y), non producono alcuna coppia.

Le forze agenti sui lati \overline{ab} e \overline{dc} e rimangono invece invariate, ma poiché la distanza fra le rette d'azione ora è pari a $h \cos \theta$ il momento delle forze agenti sulla spira è dato da:

$$\mathbf{M} = IhlB \cos \theta \mathbf{y} = \tau \mathbf{y} \quad (2.9)$$

La coppia τ si annulla quindi ogni mezzo giro, cioè per $\theta = \pm\pi/2$, e nell'intorno di tali valori cambia di segno.

2.4.2 Generazione di forza controelettromotrice

L'interazione fra un circuito elettrico ed un campo magnetico non ha come conseguenza solo la generazione di una forza in accordo alla (2.7), ma determina anche l'induzione di una forza elettromotrice (f.e.m.), in accordo alla legge di Faraday dell'induzione elettromagnetica:

In ogni circuito sottoposto all'azione di un campo magnetico viene indotta una f.e.m. uguale alla derivata rispetto al tempo del flusso magnetico attraverso il circuito, col segno cambiato.

Indicando quindi con E la f.e.m. indotta e con ϕ_m il flusso magnetico si ha:

$$E = -\frac{d\phi_m}{dt} \quad (2.10)$$

L'esistenza di una f.e.m. implica quella di un campo elettrico \mathcal{E} tale che:

$$E = \oint_L \mathcal{E} \cdot dl$$

dove L indica il circuito.

È quindi possibile esprimere la legge (2.10) nella forma alternativa:

$$\oint_L \mathcal{E} \cdot dl = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_N dS$$

dove S indica una qualunque superficie avente il circuito L come contorno e \mathbf{u}_N indica la normale alla superficie dS , assegnata in modo che il vettore dl ruoti in senso antiorario rispetto a \mathbf{u}_N (Figura 2.23).

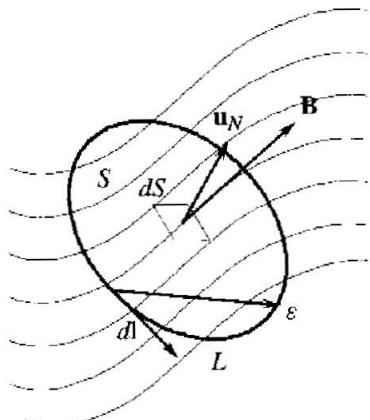


Figura 2.23 Campo e flusso magnetico.

Consideriamo ora la spira di Figura 2.21, che supporremo in moto rotatorio attorno all'asse y , e determiniamo la f.e.m. indotta. Ovviamente, poiché il campo magnetico è costante in modulo, direzione e verso, la variazione di flusso sarà dovuta esclusivamente ad una variazione dell'area attraversata dal campo (Figura 2.24).

Il flusso magnetico che attraversa la superficie delimitata dalla spira si calcola come:

$$\phi_m = \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_N S = \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_N h l = h l B \sin \theta$$

e quindi la f.e.m. indotta è data da:

$$E = -\frac{d\phi_m}{dt} = -\omega h l B \cos \theta \quad (2.11)$$

dove $\omega = d\theta/dt$ è la velocità angolare della spira.

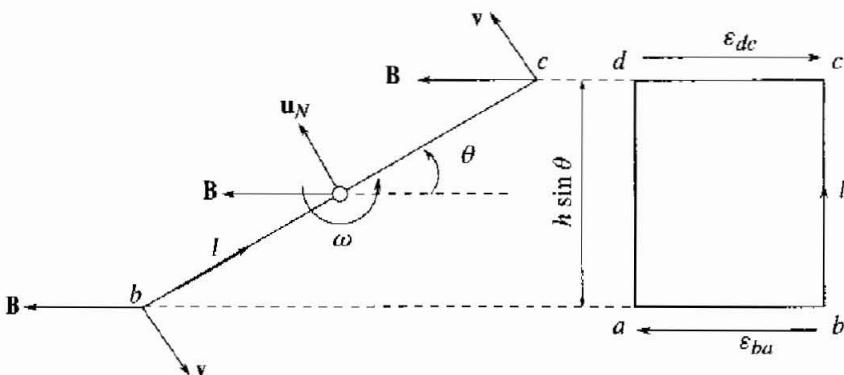


Figura 2.24 Calcolo del flusso che attraversa la spira.

Se il campo magnetico è costante nello spazio e nel tempo, come nel caso considerato, oppure solo costante nel tempo ma variabile nello spazio, è preferibile calcolare la f.e.m. indotta mediante la *legge del flusso tagliato* dal conduttore. Tale legge si definisce nel modo seguente: la f.e.m. indotta in un conduttore in moto relativo con velocità v rispetto ad un campo magnetico \mathbf{B} costante nel tempo si può supporre dovuta ad un campo elettrico equivalente \mathcal{E} definito come:

$$\mathcal{E} = \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.12)$$

Calcolando la circuitazione del campo elettrico indotto si ottiene (Figura 2.24):

$$E = \oint_L \mathcal{E} \cdot d\mathbf{l} = -\mathcal{E}_{dc} l - \mathcal{E}_{ba} l$$

I lati \overrightarrow{ad} e \overrightarrow{bc} non danno alcun contributo alla circuitazione poiché il campo elettrico è perpendicolare ad essi e non determina alcuna differenza di potenziale. Passando quindi al calcolo dei moduli e ricordando che $v = h\omega/2$ si ha:

$$\mathcal{E}_{dc} = \mathcal{E}_{ba} = Bv \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) = Bv \cos \theta = B \frac{h}{2} \omega \cos \theta$$

da cui la (2.11). Si noti che la f.e.m. indotta dipende dalla velocità angolare (a parte il segno) nello stesso modo in cui la coppia agente sulla spira dipende dalla corrente, in particolare si ha che a pari velocità angolare la f.e.m. è massima in modulo per $\theta = k\pi$ e si annulla per $\theta = (2k+1)\pi/2$.

È importante inoltre sottolineare che, supponendo che la rotazione della spira avvenga a seguito della circolazione di corrente, la f.e.m. indotta è sempre tale da opporsi al passaggio della corrente: per questo motivo è comunemente denominata *forza controelettromotrice*.

2.4.3 Principi generali di conversione elettromeccanica

Al fine di ottenere una piena comprensione del principio della conversione elettromeccanica, del meccanismo cioè in base al quale si realizza la trasformazione della potenza elettrica in potenza meccanica, è necessario introdurre un ulteriore principio oltre a quelli, introdotti nei paragrafi precedenti e descritti dalla legge di Lorentz e dalla legge di Faraday. Tale ulteriore principio è descritto dalla legge di Ampère-Laplace, che consente di calcolare il campo magnetico prodotto da una spira di corrente *chiusa* in un punto individuato da un vettore **p**:

$$\mathbf{B}(\mathbf{p}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_L I \frac{\mathbf{u}_t \times \mathbf{u}_r}{r^2} dl$$

dove μ_0 è la costante di permeabilità magnetica nel vuoto, I è il valore di corrente che circola nella spira, \mathbf{u}_t è il versore diretto come l'elemento infinitesimo di spira dl , e orientato secondo il verso di percorrenza della corrente, \mathbf{u}_r ed r sono rispettivamente il versore ed il modulo del vettore che individua il punto **p** rispetto all'elemento infinitesimo (Figura 2.25).

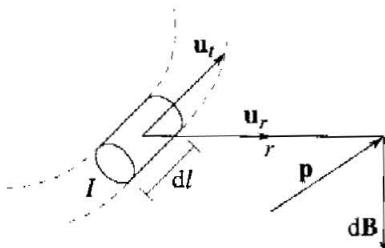


Figura 2.25 Campo magnetico generato da una spira di corrente.

Posto quindi che i campi magnetici possano essere generati sia da magneti permanenti sia dalla circolazione di correnti, la conversione elettromeccanica si attua in generale mediante l'interazione di *due* campi magnetici secondo il *principio dell'allineamento*:

In una regione dello spazio sede di due campi magnetici si manifesta un'azione meccanica che tende ad allineare i campi stessi.

Come esempio illustrativo, torniamo a considerare la spira di Figura 2.21. Le linee di forza del campo magnetico \mathbf{B}' generato dalla circolazione di corrente sono rappresentate qualitativamente in Figura 2.26, insieme alle linee di forza del campo uniforme \mathbf{B} in cui è immersa la spira. La coppia di allineamento dovrebbe quindi essere massima nella configurazione di Figura 2.26b, in cui i due campi sono perpendicolari, e nulla nella configurazione di Figura 2.26c, in cui i due campi sono allineati, il che corrisponde alla formula (2.9).

Una corretta interpretazione del principio dell'allineamento nel caso dei motori elettrici richiede però qualche ulteriore precisazione. Nel traferro di un motore

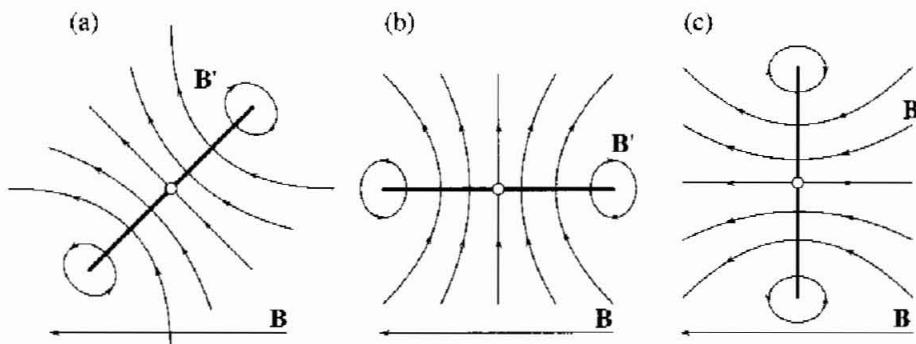


Figura 2.26 Spira e principio dell'allineamento.

elettrico vengono generati due distinti campi magnetici, dovuti ad avvolgimenti o magneti posti rispettivamente sul rotore e sullo statore che, come già accennato, data l'elevata permeabilità magnetica del ferro possono essere assunti sempre diretti in senso radiale, pur variando la loro intensità (modulo) al variare dell'angolo θ e del tempo. I campi magnetici al traferro sono quindi propriamente descritti da due *onde* di intensità di campo magnetico, $B_r(\theta, t)$ e $B_s(\theta, t)$, dalla cui interazione nasce la conversione elettromeccanica. In particolare, si verifica la generazione di una coppia che tende ad allineare le due onde, cioè a far coincidere gli angoli in cui si ha la massima intensità dei due campi. Assumendo una distribuzione spaziale di tipo sinusoidale ed associando alla direzione di massima ampiezza dei campi i vettori (o fasori) \bar{B}_r e \bar{B}_s (vettori di modulo pari alla massima ampiezza) è possibile visualizzare la generazione di coppia come in Figura 2.27. La coppia di allineamento avrà dunque un'espressione del tipo:

$$\tau_m = k \bar{B}_r \cdot \bar{B}_s \sin \delta \quad (2.13)$$

dove δ è l'angolo di sfasamento fra le due onde, e sarà massima, a parità di ogni altra condizione, per $\delta = \pi/2$.

L'equazione (2.13) sintetizza il principio fisico che sta alla base di tutte le macchine elettriche rotanti (motore a collettore, sincrono, asincrono, ad induzione), che si differenziano essenzialmente nel modo in cui si realizza la quiete relativa fra i due campi magnetici di statore e rotore, cioè nel modo in cui si rende $\delta = \text{cost}$. Nel caso del motore a collettore, descritto nel Paragrafo 6.2 la quiete è addirittura assoluta ed i campi sono sfasati di $\pi/2$, il che spiega le caratteristiche ideali del motore a collettore dal punto di vista della regolazione di coppia, che risulta direttamente proporzionale alla sola corrente di armatura.

L'analisi della spira di Figura 2.21 consente di mettere in luce ulteriori caratteristiche della conversione elettromeccanica quali, ad esempio, il *principio di separazione*. Nella formula (2.9) si evidenzia infatti che la coppia agente sulla spira dipende separatamente dall'andamento temporale della corrente I e dallo sfasamento spaziale θ dei campi magnetici. Più in generale, i campi magnetici generati nel traferro nei motori elettrici dipendono, come detto, sia dal tempo

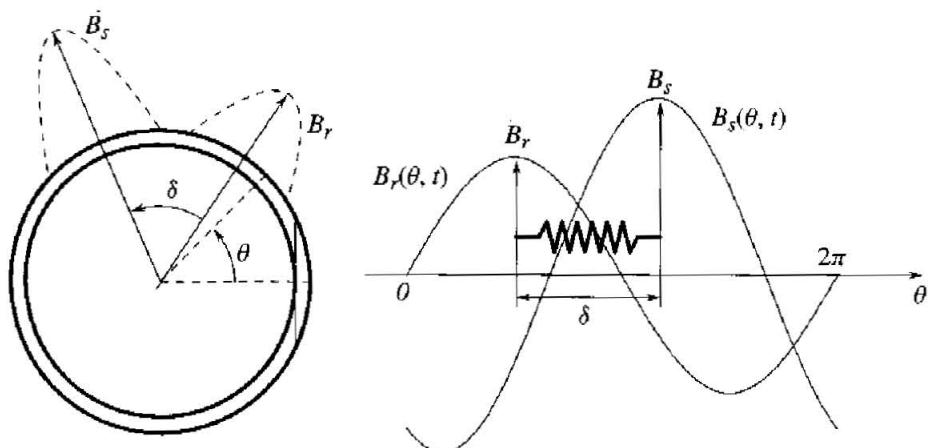


Figura 2.27 Principio dell'allineamento.

che dallo spazio, definito dalla posizione angolare relativa θ fra statore e rotore. La dipendenza spaziale è essenzialmente determinata dalle modalità con cui vengono realizzati gli avvolgimenti e/o disposti i magneti permanenti, ed è intrinseca di ciascuna macchina. La dipendenza temporale è invece determinata dall'andamento imposto alle correnti negli avvolgimenti. Le dipendenze spaziale e temporale compaiono inoltre separatamente come variabili indipendenti di due distinte funzioni, che a loro volta compaiono come i fattori di un prodotto, si ha cioè:

$$B(\theta, t) = k f(\theta) g(i(t))$$

Riassumendo:

- la generazione di coppia nei motori elettrici è basata sull'interazione di due onde di intensità di campo magnetico, una generata da magneti o avvolgimenti posti sullo statore, l'altra generata da magneti o avvolgimenti posti sul rotore;
- alimentando opportunamente gli avvolgimenti si cerca di mantenere uno sfasamento di 90° fra le due onde di intensità di campo magnetico, al fine di ottenere la massima generazione di coppia a parità di ogni altra condizione;
- nel caso del motore a corrente continua (si veda il Paragrafo 6.2) la condizione di perpendicolarità viene mantenuta dal collettore, si ottiene pertanto una coppia intrinsecamente indipendente dalla posizione la cui ampiezza è proporzionale all'ampiezza della corrente di alimentazione.

Nel caso del motore brushless, oggetto del Paragrafo 6.3, la condizione di perpendicolarità viene invece mantenuta alimentando opportunamente gli avvolgimenti in funzione della posizione angolare del rotore.

2.5 Problemi

P2.1 Si vuole estrarre una portata di acqua di 30 Kg/s a una temperatura di 20 °C miscelando due portate di acqua alle temperature di 80 °C e 15 °C. Quanto devono valere le portate di acqua calda e fredda in ingresso al miscelatore?

P2.2 Considerando ancora il miscelatore del problema precedente, si determini la funzione di trasferimento fra variazioni di portata di acqua calda in ingresso al miscelatore e temperatura dell'acqua in uscita. Si considerino i seguenti dati. Calore specifico dell'acqua: 4200 J/Kg°C; calore specifico del metallo: 680 J/Kg°C; massa metallica totale: 4000 Kg; volume d'acqua totale nello scambiatore in condizioni di regime: 30 l.

P2.3 Per il corpo cilindrico di Figura 2.15 si calcoli il momento di inerzia rispetto a un asse passante per una generatrice del cilindro stesso.

P2.4 Si dimostri che un sistema di forze complanari (cioè appartenenti tutte allo stesso piano) applicato a un corpo rigido è equivalente a un'unica forza.

P2.5 Si calcoli il diametro di un rotore cilindrico, realizzato in acciaio e di lunghezza pari a 10 cm, progettato in modo che, in assenza di attriti, il rotore sottoposto ad una coppia $\tau = 200 \text{ N/m}$ sviluppi un'accelerazione di $2 \times 10^5 \text{ rad/s}^2$.

P2.6 Un anello rettangolare di materiale conduttore di massa m e resistenza R cade per gravità fra i poli di un magnete permanente che produce un campo costante \mathbf{B} diretto in senso uscente dalla Figura 2.28. Il campo si estende su una regione di larghezza w . Si determini la velocità con cui l'anello esce dalla regione occupata dal campo.

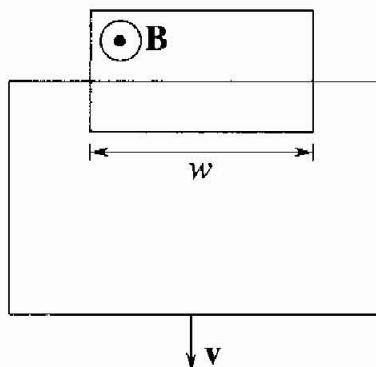


Figura 2.28 Figura per il Problema P2.6.

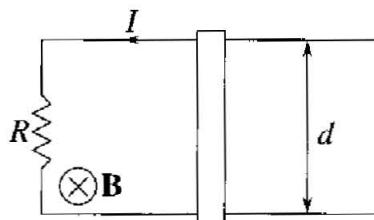


Figura 2.29 Figura per il Problema P2.7.

P2.7 Due rotaie conduttrici parallele, separate da una distanza d , sono collegate fra loro mediante una resistenza R (vedi Figura 2.29). Un campo magnetico uniforme \mathbf{B} è diretto nel verso entrante nel piano del disegno ed una barra conduttrice di massa m può scivolare senza attrito sulle rotaie. Determinare la grandezza e la direzione della forza esterna che deve essere applicata alla barra per muoverla a velocità costante, assumendo che nel circuito sia indotta una corrente I costante.

5

Attuatori per il controllo dei flussi di materiali ed energia

5.1 Introduzione

La modulazione del flusso, o portata, di fluidi liquidi o gassosi in circuiti idraulici o pneumatici è diffusamente presente nei processi industriali, siano essi chimici, termici, petroliferi o di altra natura. Ricorre, per esempio, in problemi di controllo del livello (di liquidi) e della pressione (di gas) in serbatoi, della temperatura in ambienti o in fluidi in scambiatori, della composizione chimica di un prodotto. I mezzi, o attuatori dell'azione di controllo, comunemente utilizzati per la modulazione delle portate di fluidi sono le valvole di regolazione e le pompe. La scelta del tipo di valvola di regolazione, delle sue proprietà e del suo corretto dimensionamento possono influire notevolmente sulle prestazioni di un sistema di controllo. Secondo alcune statistiche gli errori nella scelta e nel dimensionamento, insieme ad attriti, bande morte e istercisi nelle valvole, sono una delle principali cause di insoddisfacenti prestazioni degli anelli di controllo.

5.2 Circuiti idraulici

In Figura 5.1 è riportato un esempio di circuito idraulico, mediante il quale un fluido (acqua) è prelevato da un serbatoio, dove si trova a temperatura ambiente (15°C) e a bassa pressione (2.5 bar), e inviato a un altro serbatoio “bollitore” all'interno di una caldaia, dove la pressione è invece di 35 bar. Il circuito è costituito da tratti di tubazione, una pompa e alcune valvole: una di non ritorno, due d'isolamento e una di regolazione (si faccia riferimento alla simbologia ISA, un estratto della quale è riportato in Appendice A). La pompa ha la funzione di innalzare la pressione del fluido a un valore sufficientemente superiore a quello del serbatoio di destinazione. Le funzioni delle valvole sono diverse: la valvola di non ritorno interviene a impedire l'inversione del moto del fluido in caso di problemi alla pompa o di sovrappressione nel bollitore; le valvole d'isolamento vengono chiuse manualmente quando, per esigenze di manutenzione, si desideri intervenire sulla valvola di regolazione. Quest'ultima è utilizzata per la modulazione automatica

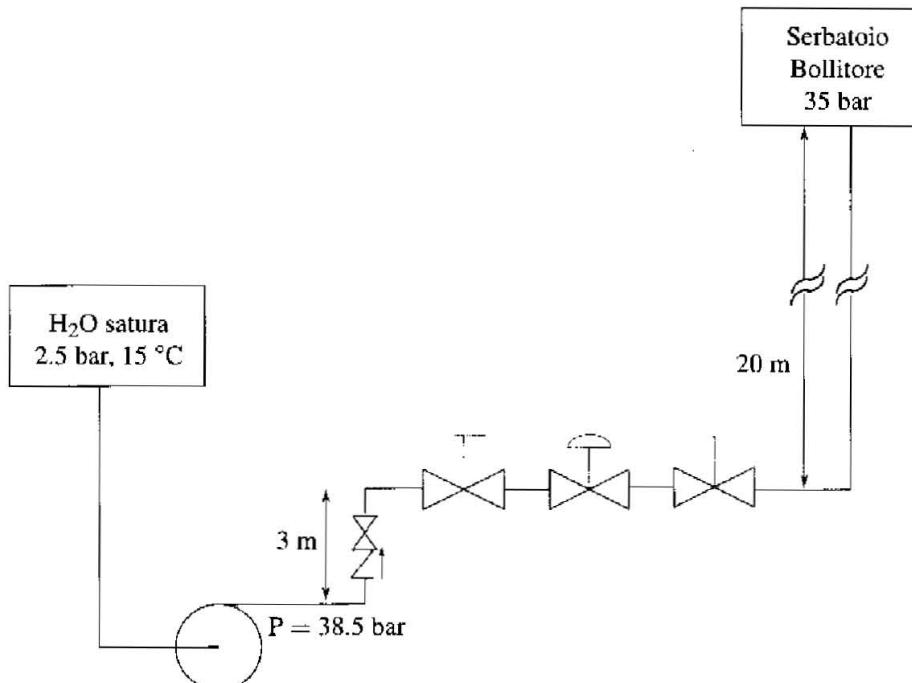


Figura 5.1 Esempio di circuito idraulico.

della portata di fluido. Tutte le valvole, come anche le tubazioni e in particolare i tratti curvilinei e quelli a sezione più ridotta, rappresentano delle resistenze al moto del fluido. La valvola di regolazione consente di modulare la portata di fluido variandone la sezione di passaggio, agendo quindi come una resistenza variabile.

Per studiare il moto del fluido nel circuito occorre riferirsi all'equazione di Bernoulli, introdotta nel Capitolo 2, che esprime la conservazione del carico idrostatico totale in un condotto, cioè della somma delle energie cinetica, potenziale e di pressione, al variare della quota lungo il condotto, a meno delle perdite di carico. L'equazione di Bernoulli evidenzia come la forza di gravità, in presenza di dislivelli, o differenze di pressione, dovute a cause diverse, possano determinare il moto del fluido. Le pompe hanno la funzione di fornire il carico idrostatico necessario per compensare le perdite di carico nelle tubazioni e nelle valvole, nonché i dislivelli e i salti di pressione sfavorevoli.

5.3 Valvole di regolazione

Le valvole di regolazione consentono di modulare con continuità la portata di un fluido nella tubazione in cui sono inserite. In Figura 5.2 è schematizzata una valvola a globo con attuatore pneumatico. Modulando la pressione dell'aria inviata all'attuatore si modifica la posizione dello stelo e con esso la posizione relativa tra otturatore e relativa sede, variando così la sezione di passaggio del fluido. La

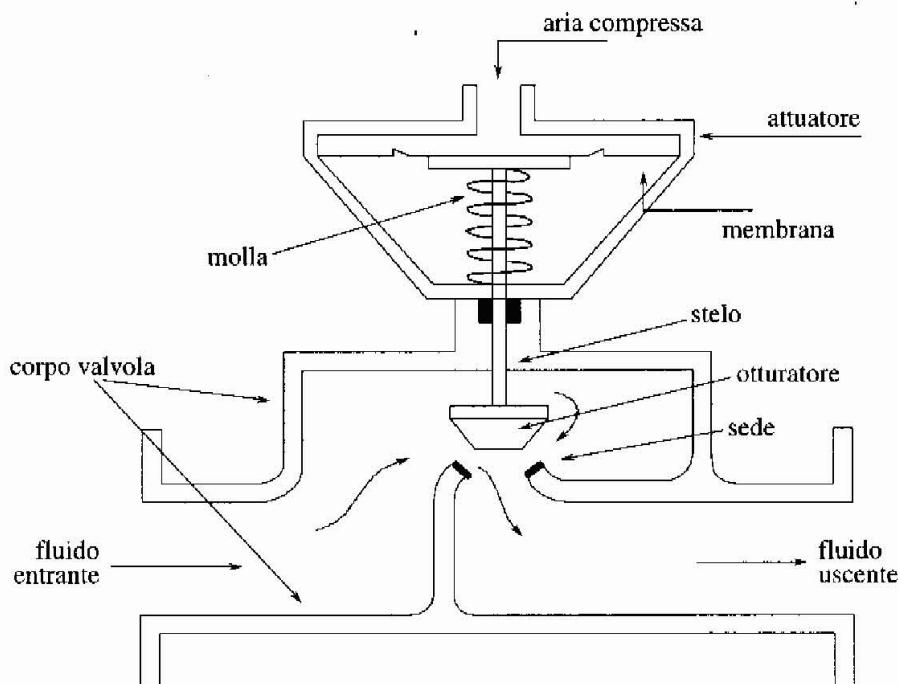


Figura 5.2 Valvola di regolazione a globo con attuatore pneumatico.

variazione di sezione provoca una variazione delle perdite di carico e quindi della portata transitante. Esistono vari tipi di valvole di regolazione, che si differenziano per forma del corpo, otturatore - lineare o rotativo -, caratteristiche funzionali e operative. L'attuatore ha il compito di posizionare l'otturatore in funzione del segnale proveniente dal regolatore. Oltre a quelli pneumatici, si usano attuatori oleodinamici ed elettromeccanici.

5.3.1 Definizioni

Nel presente paragrafo sono riportate alcune definizioni riguardanti caratteristiche costruttive e funzionali relative alle valvole di regolazione. Altre definizioni sono riportate nei paragrafi successivi.

- **Otturatore:** è un organo mobile opportunamente sagomato, la cui posizione rispetto a una apertura fissa determina l'area della sezione di passaggio del fluido transitante nella valvola. L'otturatore può assumere qualsiasi posizione compresa tra due posizioni estreme, denominate *posizione di chiusura*, cui corrisponde la minima portata nella valvola, e *posizione di completa apertura*, cui corrisponde la massima portata nella valvola.
- **Chiusura completa:** una valvola si definisce completamente chiusa quando con l'otturatore in posizione di chiusura la portata in essa transitante è nulla.
- **Corsa:** è lo spostamento dell'otturatore dalla posizione di chiusura.

- *Corsa nominale*: è la corsa corrispondente alla posizione di completa apertura.
- *Corsa relativa*, indicata con h : è il rapporto tra la corsa e la corsa nominale; in posizione di chiusura risulta $h = 0$, in quella di completa apertura $h = 1$.
- *Trim*: indica l'insieme degli organi interni alla valvola, tra cui l'otturatore, che sono in diretto contatto con il fluido in essa transitante, e che quindi, con la loro forma, determinano le caratteristiche di efflusso della valvola al variare della corsa.
- *Diametro nominale (DN)*: è un numero che identifica la dimensione d'interfaccia di una valvola e degli altri elementi di un circuito idraulico. Elementi con gli stessi DN e PN (pressione nominale) sono direttamente accoppiabili.

5.3.2 Classificazione delle valvole (cenni)

Una prima classificazione delle valvole discende dal tipo di movimento del loro otturatore. Si hanno:

- *valvole lineari*, in cui l'otturatore si sposta linearmente, traslando lungo un asse. La corsa è tipicamente espressa in millimetri. L'apertura fissa, che unitamente all'otturatore determina la sezione di passaggio del fluido, è denominata *port*;
- *valvole rotative*, in cui l'otturatore ruota attorno a un asse. La corsa è tipicamente espressa in gradi.

Altre classificazioni possono essere fatte all'interno dei due gruppi sopra definiti in funzione di:

- forma dell'involucro esterno di contenimento del fluido, denominato *corpo*, che può essere *a globo*, *ad angolo*, *toroidale*, *a tre vie*, *split body* ecc.;
- forma dell'otturatore, che può essere *a tappo*, *a pistone*, *a ghigliottina*, *a farfalla*, *a sfera* ecc.

Nonostante la grande varietà esistente, nella descrizione dei coefficienti tipici riportata nel seguito si farà riferimento, per semplicità, solamente ad alcuni tipi di valvole di comune utilizzo. Si considereranno:

- valvole lineari a globo con port singola, con otturatore a tappo con profilo parabolico, oppure con otturatore a pistone (Figura 5.3a);
- valvole lineari a globo con port singola, con otturatore a pistone guidato in una gabbia singola (Figura 5.3b);
- valvole lineari a globo con port doppia, con otturatore a tappo con profilo parabolico oppure di tipo V-port (Figura 5.3c)
- valvole rotative con otturatore a disco eccentrico (Figura 5.4a), dette anche a farfalla;
- valvole rotative con otturatore a sfera (Figura 5.4b);
- valvole rotative con otturatore a sfera con incavo a V (Figura 5.4c).

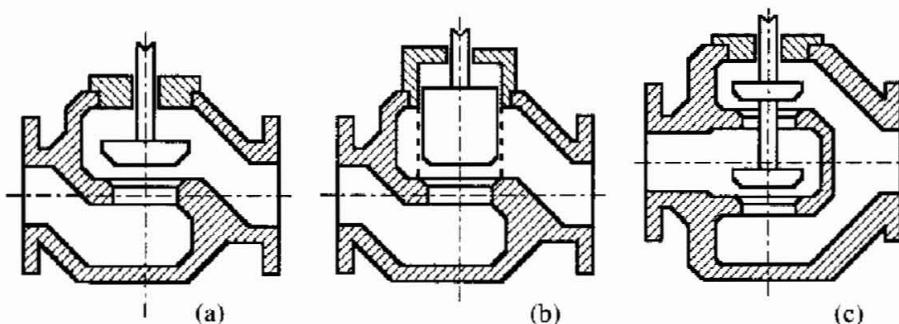


Figura 5.3 Valvole a globo.

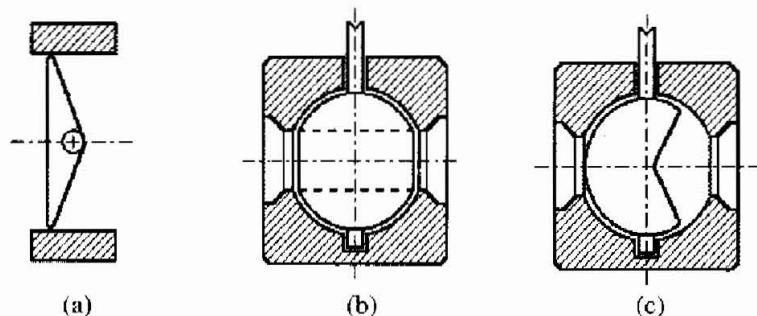


Figura 5.4 Valvole rotative.

Le valvole a globo hanno generalmente una più elevata capacità di portata a parità di dimensioni, che comporta costi inferiori. La maggiore capacità è ottenuta riducendo la resistenza al moto del fluido nel corpo valvola e al contatto con l'otturatore, non aumentando la corsa, che comporterebbe maggiori costi di materiali e costruzione.

5.3.3 Caratteristiche intrinseche e coefficiente di efflusso C_v

La portata di fluido transitante in una valvola, esprimibile in termini volumetrici (q) o massici (w), dipende, oltre che dalle caratteristiche proprie della valvola, dallo stato e dalle proprietà del fluido, espressi dalle variabili seguenti:

- pressione di ingresso o a monte, p_1 ;
- temperatura di ingresso o a monte, T_1 ;
- pressione di uscita o a valle, p_2 ;
- pressione differenziale (o caduta di pressione), $\Delta p = p_1 - p_2$;
- pressione di vapore del fluido, p_v , calcolata alla temperatura del fluido all'ingresso della valvola, potendosi trascurare le variazioni di temperatura all'interno della valvola stessa;

- *densità relativa del fluido* $G_f = \rho / \rho_0$, essendo ρ la densità del fluido nelle condizioni a monte e $\rho_0 = 1000 \text{ Kg/m}^3$ la densità dell'acqua alle condizioni ambienti.

Per mettere in evidenza le caratteristiche di portata proprie della valvola, è necessario esprimere la portata transitante nella valvola per un fluido, e relativo stato fisico, di riferimento. Il parametro che si utilizza per definire le caratteristiche di portata di una valvola è, tradizionalmente, il *coefficiente di efflusso*, o *di portata*, C_v . In alternativa al C_v si possono utilizzare due altri parametri: A_v e K_v . I tre parametri differiscono solo per le unità di misura e sono legati dalle seguenti relazioni: $A_v/C_v = 0.000024$; $A_v/K_v = 0.0000278$; $K_v/C_v = 0.865$.

Precisamente, il C_v di una valvola è la portata volumetrica, espressa in gpm (galloni al minuto, essendo 1 gallone pari a circa 3.785 litri), di acqua a temperatura compresa nell'intervallo $5 \div 40^\circ\text{C}$ ($G_f = 1$) transitante attraverso la valvola, con una caduta di pressione statica $\Delta P = 1 \text{ psi} = 6895 \text{ Pa}$.

Il C_v è legato alle dimensioni della valvola, per esempio una valvola avente diametro nominale di un pollice può avere $C_v = 15$ mentre una di costruzione similare, ma di diametro nominale di sei pollici, può avere $C_v = 400$. Il C_v è legato anche alla struttura interna della valvola e si determina sperimentalmente. La presenza di cambiamenti di sezione o di direzione nelle tubazioni nelle vicinanze della valvola può modificare i profili di velocità, e quindi la portata, nella valvola in maniera non facilmente prevedibile. Per questo, nelle prove per la determinazione sperimentale del C_v si predispongono a monte e a valle della valvola tratti rettilinei di tubazione di lunghezze minime pari, rispettivamente, a 20 e a 7 volte il diametro nominale. Affinché le caratteristiche di efflusso non si discostino eccessivamente da quelle nominali, occorrerà prevedere poi nell'installazione tratti rettilinei a monte e a valle della valvola di lunghezza minima pari, rispettivamente, a 6 e 3 volte il diametro nominale della tubazione.

Infine, il coefficiente di efflusso è una funzione monotona non decrescente della corsa h dell'otturatore, per cui assume i valori minimo $C_{v\min}$ e massimo $C_{v\max}$ quando l'otturatore si trova, rispettivamente, in posizione di chiusura ($h = 0$) e in posizione di completa apertura ($h = 1$).

Per comprendere il legame tra C_v e h occorre dapprima fornire le seguenti definizioni:

- *coefficiente di efflusso nominale* C_{vn} : valore di C_v alla corsa nominale ($C_{vn} = C_{v\max}$);
- *coefficiente di efflusso relativo* $\phi = C_v / C_{vn}$;
- *apertura*: valore di ϕ espresso in percentuale;
- *caratteristica inherente*, o *intrinseca*, di portata $\phi(h)$: relazione che esprime il coefficiente di efflusso relativo ϕ in funzione della corsa relativa h , con Δp costante; la caratteristica intrinseca è determinata dalla conformazione del trim, di cui è parte la sagomatura dell'otturatore e, nelle valvole con gabbia, dalla forma e dalle dimensioni dei fori della gabbia;
- *rangeability intrinseca* $r = C_{v\max} / C_{v\min}$: è il rapporto tra il valore massimo e il valore minimo del coefficiente di efflusso.

Sagomando opportunamente l'otturatore della valvola, si possono ottenere caratteristiche intrinseche di forma molto diversa. Secondo la normativa IEC 534-2-4, il costruttore dovrà descrivere le caratteristiche di un tipo di valvola di regolazione graficamente oppure in forma tabellare. In quest'ultimo caso dovrà specificare almeno il C_v relativo ai 5%, 10% e, a intervalli di 10, fino al 100% della corsa relativa. Le caratteristiche d'uso più frequenti sono le seguenti:

- *Caratteristica lineare:*

$$\phi = \phi_0 + \alpha h$$

con ϕ_0 e α costanti opportune. Un esempio di caratteristica lineare è riportato in Figura 5.5 (curva a) per $r = 20$.

- *Caratteristica esponenziale, o equipercantuale:*

$$\phi = \phi_0 e^{\beta h} \quad (5.1)$$

con ϕ_0 e β costanti opportune. Si noti che non è possibile realizzare una caratteristica equipercantuale fino alla chiusura completa. Un esempio di caratteristica equipercantuale è riportato in Figura 5.5 (curva b) per $r = 20$. Si noti inoltre che risulta:

$$\frac{d\phi}{dh} = \beta\phi \quad (5.2)$$

cioè il guadagno della valvola è proporzionale all'efflusso relativo, per cui a uguali incrementi della corsa h corrispondono incrementi equipercantuali di ϕ , da cui il nome della caratteristica.

- *Caratteristica quadratica, o parabolica:*

$$\phi = \phi_0 + \gamma h^2 \quad (5.3)$$

con ϕ_0 e γ costanti opportune. Un esempio di caratteristica quadratica è riportato in Figura 5.5 (curva c) per $r = 20$;

- *Caratteristica ad apertura rapida (quick opening):* è caratterizzata da una curva a derivata decrescente (Figura 5.5, curva d).

I valori delle costanti che compaiono nelle 5.1, 5.2 e 5.3 si possono esprimere in funzione della rangeability della valvola, osservando che deve risultare:

$$\text{per } h = 0, \phi_0 = C_{v\min}/C_{vn} = C_{v\min}/C_{v\max} = 1/r$$

$$\text{per } h = 1, \phi(1) = C_{v\max}/C_{vn} = 1$$

Sostituendo si ottengono le espressioni seguenti:

- per la caratteristica lineare:

$$\phi = h + \frac{1}{r}(1 - h)$$

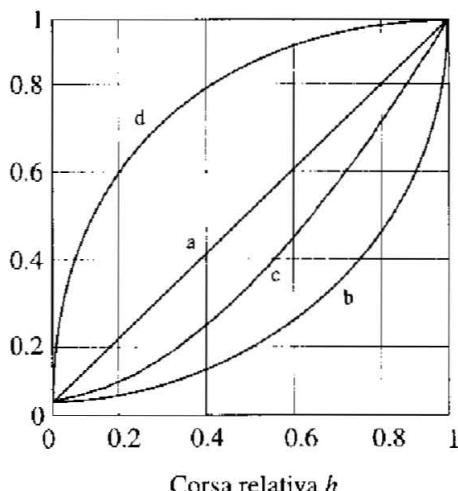


Figura 5.5 Caratteristiche intrinseche: lineare (a), equipercantuale (b), parabolica (c), quick opening (d).

- per la caratteristica equipercantuale:

$$\phi = r^{h-1} \quad (5.4)$$

- per la caratteristica parabolica:

$$\phi = h^2 + \frac{1}{r} (1 - h^2)$$

È importante comprendere le ragioni che portano a scegliere una caratteristica di tipo esponenziale piuttosto che lineare o ad apertura rapida. Per questo è necessario analizzare la dipendenza della portata dalle variabili correlate al circuito in cui la valvola è inserita, in particolare le pressioni a monte e a valle e la loro differenza. Questo sarà fatto nel seguito, in particolare per i fluidi incomprimibili.

5.3.4 Dipendenza della portata dal salto di pressione

La relazione tra la portata transitante nella valvola ed il relativo salto di pressione monte-valle si può ricavare applicando l'equazione di Bernoulli (2.2), comprendente le perdite di carico, tra le sezioni d'ingresso e di uscita, di uguale area A della valvola. Detta v la velocità del fluido in tali sezioni (la velocità è uguale nell'ipotesi di fluido incomprimibile per il principio di conservazione della massa), trascurando eventuali differenze di quota, esprimendo l'energia dissipata nella valvola come proporzionale al quadrato della velocità del fluido v ed essendo il coefficiente di proporzionalità $\alpha(h)$ funzione della corsa dell'otturatore, si ha:

$$\frac{p_1}{\rho} - \frac{p_2}{\rho} = \alpha(h) \frac{v^2}{2}$$

da cui si può ricavare la portata volumetrica $q = Av$:

$$q = A \sqrt{\frac{2}{\alpha(h)}} \sqrt{\frac{1}{\rho_0}} \sqrt{\frac{p_1 - p_2}{G_f}} \quad (5.5)$$

con $G_f = \rho/\rho_0$, e $\rho_0 = 1000 \text{ Kg/m}^3$.

I valori di $\alpha(h)$ non sono noti, ma non è necessario conoscerli disponendo di quelli di $C_v(h)$. Infatti, se nella (5.5) si pone $\Delta p = p_1 - p_2 = 1 \text{ psi}$ e $G_f = 1$, la portata volumetrica q espressa in gpm coincide con $C_v(h)$, per cui:

$$C_v(h) = A \sqrt{\frac{2}{\alpha(h)}} \frac{1}{\sqrt{\rho_0}}$$

Si può quindi scrivere:

$$q = N_0 C_v(h) \sqrt{\frac{\Delta p}{G_f}} \quad (5.6)$$

dove N_0 è un coefficiente unitario di dimensioni $(\text{psi})^{-0.5}$.

La (5.6) è l'equazione di efflusso di una valvola in unità volumetriche secondo la normativa ISA per il dimensionamento delle valvole di regolazione. La corrispondente equazione in unità massiche è:

$$w = N_1 C_v(h) \sqrt{G_f \Delta p} \quad (5.7)$$

essendo N_1 un coefficiente dimensionale il cui valore, per pressioni espresse in Pa, densità espresse in Kg/m^3 e portate espresse in Kg/s , è: $N_1 = 0.0007598 \left[(\text{Kg/s})/\text{gpm} (\text{Pa})^{0.5} \right]$. La (5.7) è ottenuta dalla (5.6) moltiplicando per il rapporto $(\text{Kg/s})/\text{gpm}$ e $(\text{psi}/\text{Pa})^{0.5}$.

In realtà le (5.6) e (5.7) valgono per valori di Δp inferiori a un valore limite. In Figura 5.6 è rappresentato qualitativamente con linea continua un tipico andamento della portata massica di un liquido transitante attraverso una valvola in funzione di $\sqrt{\Delta p}$, ottenuto nelle seguenti condizioni di prova:

- il flusso all'interno della valvola è turbolento;
- il liquido che attraversa la valvola è un *fluido newtoniano*, ovvero un fluido la cui viscosità è funzione del solo stato fisico (per esempio, pressione e temperatura);
- la pressione a monte, p_1 , è mantenuta costante, mentre quella a valle, p_2 , è progressivamente diminuita;
- la corsa è mantenuta costante.

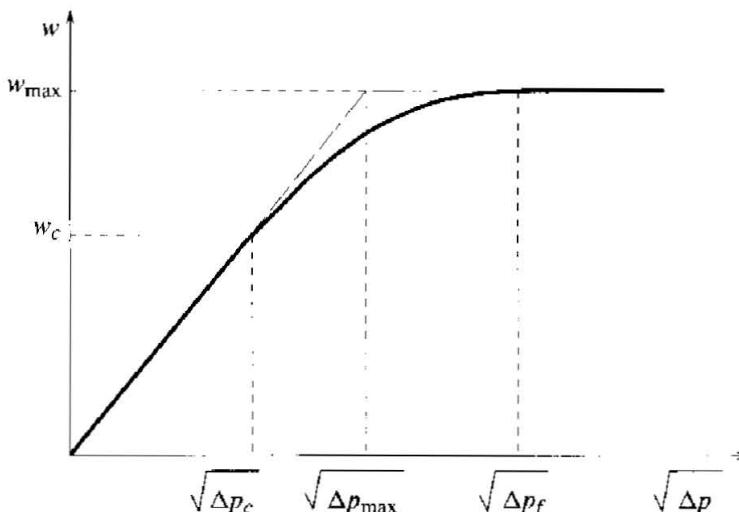


Figura 5.6 Caratteristica di efflusso.

Nel diagramma di Figura 5.6 si distinguono tre zone di funzionamento (i confini saranno precisati in seguito): una zona di *flusso normale*, in cui la portata è direttamente proporzionale a $\sqrt{\Delta p}$, in accordo con la (5.7); una zona di *flusso semicritico*, in cui aumenta meno che proporzionalmente all'aumentare di $\sqrt{\Delta p}$, e infine, una zona di *flusso limite* (*choked flow*, o di *saturazione*), in cui è indipendente da $\sqrt{\Delta p}$ e pari a w_{\max} .

Per spiegare gli andamenti nella seconda e nella terza zona occorre prima analizzare due fenomeni che intervengono al crescere del salto di pressione: la *cavitàzione* e il *flashing*. Per comprenderli si può far ricorso all'analisi degli andamenti dei carichi di pressione e cinetico del fluido lungo il percorso interno alla valvola.

Cavitàzione e flashing Una valvola può essere schematizzata come costituita da un tratto convergente seguito da uno divergente, come nella parte superiore della Figura 5.7. All'ingresso della valvola (imbocco del convergente) il fluido, allo stato liquido, è alla pressione p_1 , e all'uscita (sbocco del divergente) è alla pressione p_2 , sempre inferiore a p_1 (si comprende immediatamente dall'equazione di Bernoulli, per eguali sezioni d'ingresso e uscita, fluido incompressibile, valvola orizzontale e considerando perdite di carico). Gli andamenti qualitativi della pressione e della velocità del fluido all'interno della valvola sono mostrati nella parte inferiore di Figura 5.7 con linea continua e tratteggiata, rispettivamente. Anche si spiegano con l'equazione di Bernoulli: lungo il convergente si verifica una progressiva diminuzione della sezione di passaggio del fluido cui consegue un aumento della velocità e quindi una diminuzione di pressione; lungo il divergente accade l'opposto, a causa dall'aumento di sezione. La pressione minima non viene raggiunta in corrispondenza della sezione di area minima (strozzatura) del convergente-divergente ma all'interno di quest'ultimo, perché la vena fluida

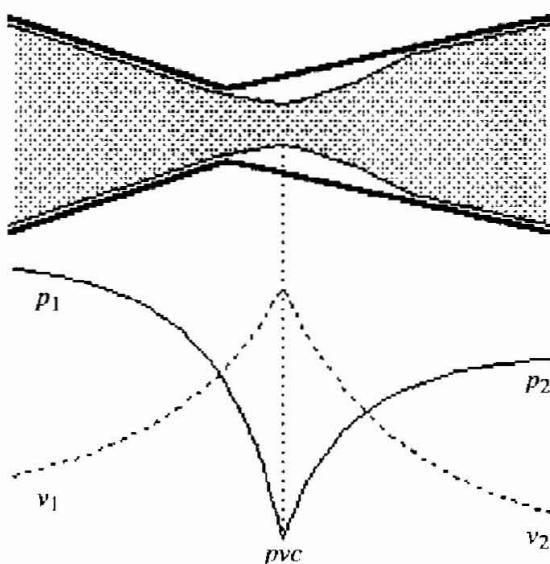


Figura 5.7 Profili di pressione e velocità in tratti convergente divergente.

continua a contrarsi anche dopo la strozzatura, fino ad assumere la sezione minima, detta di *vena contratta*. In corrispondenza di tale sezione la pressione (p_{vc} , pressione di vena contratta) è minima mentre la velocità del fluido è massima. In una valvola reale, l'equivalente della strozzatura della schematizzazione di Figura 5.7 è la sezione di passaggio del fluido compresa tra otturatore e sede. Poiché la sezione di passaggio dipende dalla corsa, anche i profili di pressione e velocità all'interno della valvola dipendono da essa. Se la pressione di vena contratta p_{vc} diventa inferiore alla pressione di vapore p_v , all'interno della valvola si formano bolle di vapore, che danno luogo a cavitazione oppure a flashing, a seconda del valore della pressione p_2 :

- se $p_2 > p_v$ si ha la cavitazione: le bolle di vapore collassano non appena vengono trasportate dalla corrente fluida in un punto a pressione superiore a p_v ; il ripetuto collasso delle bolle produce onde di pressione di intensità molto elevata accompagnate da forte rumorosità;
- se $p_2 \leq p_v$ si ha il flashing: le bolle di vapore raggiungono l'uscita della valvola, dove può essere presente una miscela di liquido e vapore oppure solo vapore; il flashing è accompagnato da forte rumorosità.

Entrambi questi fenomeni provocano usura e danneggiamento delle superfici metalliche a contatto con il fluido. Sono in commercio valvole speciali realizzate con particolari accorgimenti (trim anticavitàzione) che riducono la rumorosità e gli effetti dannosi della cavitazione e del flashing. Per la salvaguardia della valvola, la cavitazione dovrebbe in ogni caso essere evitata. Non può invece essere evitato

il flashing, dipendendo dal fluido e dalle sue condizioni in ingresso alla valvola (p_v) e dalla pressione d'uscita, imposta dal circuito a valle. Gli effetti negativi del flashing (rumore e danneggiamento) aumentano con la velocità del fluido. Al fine di contenerli si adottano trim induriti e si limita la velocità del fluido a circa 3.5 m/s, scegliendo opportunamente le dimensioni della valvola.

Siamo ora in grado di analizzare l'andamento della caratteristica di efflusso in tutte le zone di funzionamento della valvola.

1. Nella prima zona, di flusso normale, si ha $p_{vc} > p_v$, è assente la cavitazione e l'andamento della portata è in accordo con l'equazione di Bernoulli. Indicando con Δp_c il valore di Δp per cui risulta $p_{vc} = p_v$, la zona di flusso normale si ha per $0 \leq \Delta p < \Delta p_c$.
2. Nella zona di flusso semicritico si ha $p_{vc} \leq p_v$ e $p_2 > p_v$ e insorge la cavitazione, che comporta l'evaporazione del fluido all'interno della valvola, con conseguente aumento della velocità e delle perdite di carico, e quindi la riduzione della crescita della portata massica con Δp . Posto $\Delta p_f = p_1 - p_v$ il valore di Δp per cui risulta $p_2 = p_v$, la zona di flusso semicritico si ha per $\Delta p_c \leq \Delta p < \Delta p_f$. La portata raggiunge il valore massimo w_{\max} quando in tutta la sezione di vena contratta si ha vapore, che ha raggiunto la velocità del suono nel fluido stesso. A questo punto, p_{vc} non è più legata a p_2 ma dipende solo da p_v (si veda più avanti, a proposito del coefficiente F_F).
3. Nella zona di flusso limite si ha $p_{vc} < p_v$ e $p_2 \leq p_v$ ($\Delta p > \Delta p_f$). Al crescere di Δp (al diminuire di p_2) la portata rimane costante ($w = w_{\max}$) perché tale rimane la velocità del vapore nella sezione di vena contratta, ma in uscita dalla valvola si ha miscela liquido-vapore, con titolo di vapore crescente al diminuire di p_2 . Si può verificare quest'affermazione per l'acqua, per esempio, mediante il diagramma di Mollier, ricordando che la trasformazione che il fluido subisce nel passaggio attraverso la valvola è isoentalpica. La zona di flusso limite si ha per $\Delta p \geq \Delta p_f$.

5.3.5 Scelta e dimensionamento

Le valvole di regolazione sono utilizzate per un'ampia varietà di servizi, con tutti i tipi di fluido e in condizioni di temperatura e pressione molto varie. La scelta di una valvola richiede di considerare diversi elementi per raggiungere una buona combinazione di caratteristiche funzionali, di affidabilità, durata e costo. Per esempio, le condizioni di pressione e temperatura e le proprietà corrosive ed erosive del fluido determinano la scelta del materiale di costruzione del corpo valvola. Occorre poi scegliere il tipo, la capacità (o taglia), la caratteristica di portata, il tipo e la taglia dell'attuatore, e altri elementi, relativi per esempio alla sicurezza di funzionamento del processo in caso di mancanza di alimentazione all'attuatore, o all'interfaccia verso il sistema di controllo. Analizziamo nel seguito gli aspetti specifici relativi alla scelta della caratteristica intrinseca e della capacità della valvola (dimensionamento), facendo principalmente riferimento al caso dei fluidi incomprimibili.

Scelta della caratteristica intrinseca Le valvole si utilizzano per regolare portate, livelli, temperature o pressioni. La portata che transita in una valvola dipende dalla corsa dello stelo ma anche, in particolare, dal salto di pressione monte-valle. Se la valvola è inserita in un circuito idraulico, una variazione della portata provoca di regola una variazione del salto di pressione, a causa della variazione delle perdite di carico nel circuito, valvola esclusa. La relazione tra corsa e portata transitante in una valvola inserita in un circuito prende il nome di *caratteristica installata*. Essa, per effetto della dipendenza del salto di pressione dalla corsa, differisce in misura più o meno grande dalla caratteristica intrinseca. Si tratta allora di scegliere la caratteristica intrinseca in modo tale che la caratteristica installata abbia l'andamento più opportuno per lo specifico problema di controllo.

Usualmente, nelle regolazioni di portata l'obiettivo è di avere una caratteristica installata il più possibile lineare, che favorisce le migliori prestazioni del sistema di controllo. Analizziamo il problema con maggior dettaglio considerando il circuito di Figura 5.8, semplice ma rappresentativo di situazioni piuttosto comuni. Il circuito è costituito da una valvola di regolazione e da un serpantino che, per esempio, potrebbe rappresentare uno scambiatore di calore, nel quale si suppongono concentrate tutte le perdite di carico del circuito. Una pompa, non indicata, fornisce il salto di pressione $p_M - p_S$, assunto per semplicità costante (le perdite interne alla pompa si possono considerare parte delle perdite dell'intero circuito). L'esempio permette di evidenziare il ruolo cruciale della caduta di pressione sulla valvola in rapporto alla caduta totale sul circuito: da un lato, per aumentare l'efficacia dell'azione di modulazione della portata essa dovrebbe essere elevata; dall'altro, però, per contenere i costi di pompaggio dovrebbe essere piccola. Si tratta di trovare un buon compromesso tra queste due esigenze contrastanti.

Le perdite di carico in tubazioni ed elementi di collegamento e raccordo sono funzioni del quadrato della velocità del fluido e quindi, per fluidi incomprimibili, del quadrato della portata massica. Si ha allora:

$$p_2 = p_S + \gamma w^2 \quad (5.8)$$

e

$$\Delta p(w(h)) = p_1 - p_2(w(h)) = p_M - p_S - \gamma w^2(h) = \Delta p_0 - \gamma w^2(h) \quad (5.9)$$

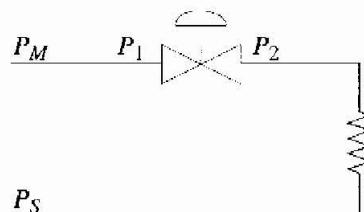


Figura 5.8 Circuito idraulico per la scelta della caratteristica intrinseca.

La caratteristica installata è allora la funzione implicita:

$$w(h) = N_1 C_v(h) \sqrt{G_f \Delta p(w(h))} \quad (5.10)$$

Se si vuole ottenere $w(h) = Kh$, con $0 \leq h \leq 1$, dev'essere:

$$C_v(h) = \frac{Kh}{N_1 \sqrt{G_f (\Delta p_0 - \gamma K^2 h^2)}}$$

Per la caratteristica intrinseca, quindi, risulta:

$$\frac{C_v(h)}{C_{vn}} = \frac{\sqrt{\Delta p_0 - \gamma K^2}}{\sqrt{\Delta p_0 - \gamma K^2 h^2}} h$$

La caratteristica intrinseca che linearizza la caratteristica installata dipende dunque dal peso relativo delle perdite di carico sul circuito (o equivalentemente sulla valvola) rispetto al totale. Se, per esempio, queste sono piccole ($\Delta p_0 \gg \gamma K^2$) la caratteristica è quella lineare. Una caratteristica intrinseca a guadagno crescente con la corsa, come l'equipercantuale, è invece più adatta nel caso in cui il peso relativo delle perdite di carico sul circuito diventi rilevanti al crescere di h .

Il parametro $V = \Delta p_n / \Delta p_0$, che esprime il salto di pressione sulla valvola alla corsa nominale in rapporto a quello totale sul circuito, è usato per discriminare tra la caratteristica lineare e quella equipercantuale. Introducendo la portata nominale w_n , il coefficiente nella (5.8) si può esprimere come $\gamma = (\Delta p_0 - \Delta p_n) / w_n^2$, e la caratteristica intrinseca che linearizza quella installata si può allora esprimere in funzione di V come:

$$\frac{C_v(h)}{C_{vn}} = h \sqrt{\frac{V}{1 - (1 - V) h^2}}$$

i cui andamenti, per diversi valori di V , sono riportati in Figura 5.9.

È interessante anche vedere come si modifica la caratteristica installata al variare di V per valvole a caratteristica intrinseca rispettivamente lineare ed equipercantuale. A questo scopo, utilizzando la (5.10), si ricava:

$$\frac{w^2}{w_n^2} = \frac{C_v^2}{C_{vn}^2} \frac{\Delta p}{\Delta p_n}$$

in cui si è tralasciato di indicare la dipendenza da h . Utilizzando la (5.9) divisa per Δp_n si ottiene:

$$\frac{w}{w_n} = \frac{1}{\sqrt{1 - V + V \frac{C_{vn}^2}{C_v^2}}}$$

Grafici di tale caratteristica per diversi valori di V sono riportati in Figura 5.10. Si comprendono allora le seguenti regole pratiche per la scelta della caratteristica intrinseca:

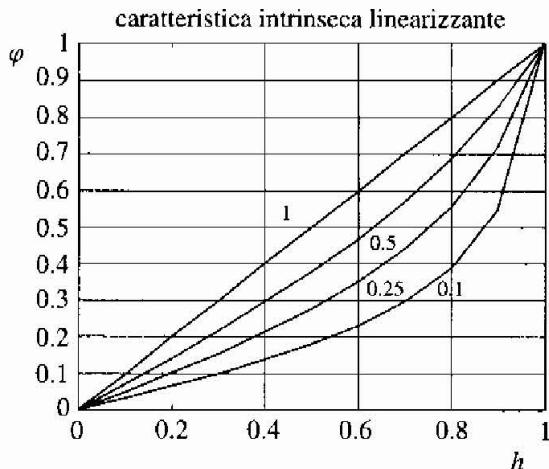


Figura 5.9 Caratteristiche intrinseche che linearizzano la caratteristica installata, per diversi valori di V .

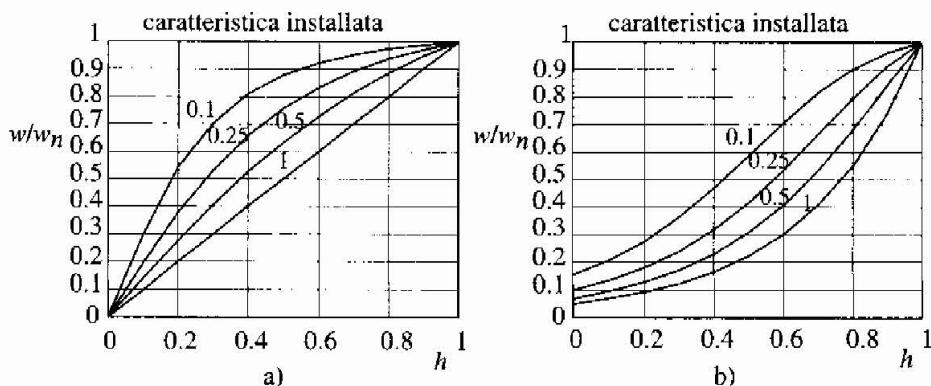


Figura 5.10 Caratteristiche installate, per diversi valori di V , per caratteristica intrinseca lineare (a) ed equiperczentuale ($r = 20:1$) (b).

- se, in condizioni nominali, $V = \Delta p_n / \Delta p_0 > 0.4$ la caratteristica intrinseca lineare consente di ottenere una caratteristica installata più lineare;
- se, in condizioni nominali, $V < 0.25$ si ottengono risultati migliori con la caratteristica equiperczentuale;
- se $0.25 < V < 0.4$ le curve quadratiche, oppure le curve equiperczentuali o lineari "modificate", sono le più adatte.

Se V non è noto con sufficiente precisione si suggerisce di scegliere una caratteristica quadratica o modificata.

Poiché l'aumento della caduta di pressione sulla valvola comporta un proporzionale aumento dei costi di pompaggio, si giustifica la notevole diffusione delle valvole equiperczentuali. D'altro canto, per ottenere variazioni relativamente pic-

cole della caduta sul circuito, condizione che porta alla scelta di una caratteristica lineare, è necessario sovradimensionare tubazioni e pompa.

Le suddette regole possono non essere le più opportune, al fine di linearizzare il guadagno d'anello, quando sono presenti nell'anello di controllo altri elementi non lineari come, per esempio, i sensori di portata a strozzamento, che forniscono un segnale proporzionale al quadrato della portata. Per individuare la caratteristica intrinseca più opportuna si può ricorrere a strumenti di calcolo e simulazione. A essi è bene ricorrere anche per la scelta della caratteristica in problemi di controllo di pressione, livello e temperatura. Regole curistiche suggeriscono valvole a caratteristica equipercantuale per le regolazioni di pressione, e lineari per quelle di temperatura e livello.

Infine, la caratteristica ad apertura rapida è utilizzata soprattutto per valvole funzionanti in completa apertura o completa chiusura (*on/off*), per avere la massima prontezza quando si deve portare la valvola in apertura.

Dimensionamento Mentre è stato possibile formulare le equazioni di efflusso nelle zone di flusso normale e di flusso limite, non altrettanto si può fare, in modo semplice, per la zona di flusso semicritico. La normativa IEC sulle equazioni di dimensionamento delle valvole ignora la zona di flusso semicritico, sostituendo a essa i prolungamenti delle rette relative alle zone di flusso normale e limite (Figura 5.6, linea tratteggiata). Le due rette hanno in comune il punto di coordinate $(\sqrt{\Delta p_{\max}}, w_{\max})$.

Secondo questa approssimazione, le equazioni di efflusso sono:

- *zona di flusso normale* ($0 \leq \Delta p < \Delta p_{\max}$):

$$w = N_1 C_v \sqrt{G_f \Delta p}$$

- *zona di flusso limite* ($\Delta p \geq \Delta p_{\max}$)

$$w = w_{\max}$$

Δp_{\max} si ricava con la seguente relazione:

$$\Delta p_{\max} = F_L^2 (p_1 - F_F p_v) \quad (5.11)$$

in cui F_L è il *coefficiente di recupero* della valvola, determinato sperimentalmente e fornito dal costruttore, e F_F è il coefficiente del rapporto della pressione critica per i liquidi. F_L dipende solo dalla geometria interna della valvola, può essere ritenuto indipendente dalla corsa e, in particolare, non dipende dalle proprietà del fluido. Noto Δp_{\max} si può calcolare w_{\max} utilizzando l'equazione di efflusso (5.7):

$$w_{\max} = N_1 C_v \sqrt{\Delta p_{\max} G_f} = N_1 C_v F_L \sqrt{(p_1 - F_F p_v) G_f}$$

equazione utile per dimensionare la valvola nel caso debba operare in condizioni di flusso limite.

Coefficiente di recupero F_L . In vena contratta la pressione è minima ed è massima l'energia cinetica del fluido. Nel tratto successivo l'energia cinetica si riduce (diminuzione della velocità) e si converte in energia di pressione (aumento della pressione). La conversione dalla forma di energia cinetica a quella di pressione non è però totale, a causa delle dissipazioni dovute agli attriti. Il coefficiente di recupero F_L indica la capacità della valvola di riconvertire l'energia cinetica posseduta dal fluido in vena contratta in energia meccanica di pressione:

$$F_L = \sqrt{\frac{p_1 - p_2}{p_1 - p_{vc}}} \quad (5.12)$$

Poiché $p_{vc} \leq p_2$, risulta sempre $F_L \leq 1$. Alcuni costruttori forniscono al posto di F_L il coefficiente $K_m = F_L^2$. Quanto più il coefficiente F_L è prossimo all'unità, tanto maggiore è l'attitudine della valvola a dissipare l'energia in attrito. Un valore piccolo di F_L comporta che la zona di flusso semicritico si manifesti per salti di pressione relativamente bassi. Scegliendo una valvola con coefficiente di recupero più elevato si può quindi, in alcuni casi, evitare la cavitazione: a pari Δp la p_{vc} risulterà più elevata. Esistono valvole con trim speciali anticavitàzione che hanno coefficienti di recupero prossimi all'unità.

In base al valore di F_L le valvole si possono suddividere in:

- valvole *a basso recupero*, con valori di F_L prossimi a 1 (indicativamente $F_L > 0.80$, in condizioni nominali). Appartengono a questa categoria le valvole in cui la tortuosità del percorso compiuto dal fluido al loro interno è causa di attriti e vortici che dissipano energia. Le valvole a globo sono a basso recupero;
- valvole *ad alto recupero* (indicativamente $F_L < 0.80$, in condizioni nominali). Le valvole rotative sono nella grande maggioranza dei casi ad alto recupero.

Coefficiente del rapporto della pressione critica per i liquidi F_F . Il diagramma di Figura 5.11, che riporta p_2 e p_{vc} in funzione di Δp a p_1 costante, aiuta a spiegare il significato di F_F . Nella zona di funzionamento normale, vale a dire per $\Delta p < \Delta p_c$, tra p_2 e p_{vc} esiste un legame lineare espresso dalla (5.12). Quando p_{vc} diventa pari a p_v in vena contratta il liquido inizia a vaporizzare e la relazione di proporzionalità non vale più. Inoltre, la portata non dipende più da p_2 ma da p_{vc} e raggiunge il valore massimo quando in tutta la sezione di vena contratta si ha vapore alla velocità del suono. In questa condizione, la p_{vc} da utilizzare per il calcolo della portata massima si può ottenere da p_v per mezzo del coefficiente F_F ($p_{vc} = F_F p_v$). Si ha quindi:

$$F_F = \frac{p_{vc}}{p_v}$$

con p_{vc} che assume il valore relativo alla condizione di efflusso limite. Nell'ipotesi che il fluido, nelle condizioni di saturazione, sia un liquido finemente disperso nel suo vapore con una velocità unica per i due stati fisici in equilibrio

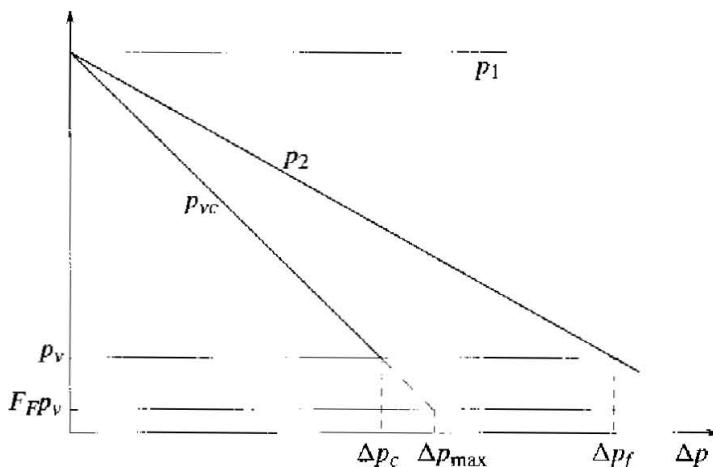


Figura 5.11 Pressione in vena contratta in funzione di Δp .

termodinamico tra loro, per il calcolo di F_F si può utilizzare la relazione:

$$F_F = 0.96 - 0.28 \sqrt{\frac{p_v}{p_c}} \quad (5.13)$$

in cui p_c è la pressione termodinamica critica (per l'acqua $p_c = 22.12 \text{ MPa}$). Non valendo quest'ipotesi, per un calcolo più accurato di F_F è necessario ricorrere a relazioni di determinazione sperimentale in cui intervengono, in qualche misura, oltre alle proprietà del fluido anche caratteristiche proprie della valvola.

Coefficiente di incipiente cavitazione K_C Un altro parametro che caratterizza una valvola, rilevato sperimentalmente e fornito dal costruttore, è il coefficiente di incipiente cavitazione, che consente di determinare il valore della pressione differenziale a cui inizia a verificarsi il fenomeno di cavitazione entro la valvola. Precisamente, esso è così definito:

$$K_C = \frac{\Delta p^*}{p_1 - p_v}$$

in cui Δp^* è il valore di pressione differenziale, con p_1 costante, al quale la valvola, con acqua, inizia a cavitare in misura tale che l'effettiva portata si discosti dal valore predetto dall'equazione di efflusso (5.7) di almeno il 2%. Quando il valore di K_C non è noto, lo si può determinare approssimativamente tramite le seguenti relazioni:

- per valvole a globo: $K_C \approx 0.8 F_L^2$
- per valvole rotative: $K_C \approx 0.6 F_L^2 \div 0.8 F_L^2$

Procedimento Si considerano noti, per i calcoli di dimensionamento, la portata nominale del fluido, il salto di pressione a cavallo della valvola, la temperatura e la pressione a monte della valvola. Potrà essere compito del progettista calcolare queste variabili a partire da dati e disegni impiantistici e utilizzando parametri forniti dai costruttori o correlazioni sperimentali relative, per esempio, alle perdite di carico nelle tubazioni. Il primo passo consiste allora nel calcolo del coefficiente di efflusso C_v utilizzando la relazione:

$$C_v = \frac{w}{N_1 \sqrt{G_f \Delta p}} \quad (5.14)$$

Si tratta poi di scegliere, a catalogo, una valvola con un C_v uguale o vicino a questo e verificare, utilizzando il coefficiente di recupero per calcolare Δp_{\max} e eventualmente il coefficiente di incipiente cavitazione per Δp_c , il punto di funzionamento sulla caratteristica di efflusso. Sarà necessario utilizzare il coefficiente di incipiente cavitazione nei casi più critici rispetto al problema della cavitazione, in particolare per le valvole in cui lo scostamento tra la caratteristica di efflusso reale e quella approssimata sia rilevante. Un'indicazione conservativa, rispetto alla capacità di far fronte a disturbi o variazioni del *setpoint* che richiedano di aumentare rapidamente la portata, è di scegliere una valvola il cui coefficiente di efflusso sia pari a quello calcolato con la (5.14) già alla corsa relativa del 70%, anziché a quella nominale; si ottengono valvole di taglia più grossa, e quindi più costose. Se il punto di funzionamento non è soddisfacente per la presenza di condizioni di cavitazione occorre cercare altre valvole con C_v simile ma diverso coefficiente di recupero, finché il punto non diventi soddisfacente.

Per applicazioni in cui l'escursione della portata possa essere anche notevolmente ampia, per esempio fino a un terzo del valore nominale (quindi per una rangeability del processo di 3:1), può essere necessario verificare la linearità della caratteristica installata, come visto in precedenza. Aggiustamenti del C_{vn} (o del C_v ($h = 0.7$)) attorno al valore calcolato, possono consentire di migliorare la caratteristica installata.

Esempio di dimensionamento Si consideri un problema di dimensionamento caratterizzato dai seguenti dati:

- tipo di servizio: ricircolazione d'acqua;
- tubazione (*piping*): 6";
- condizioni di lavoro: $p_1 = 35$ bar, $\Delta p = 12.1$ bar, $T_1 = 28.3$ °C, $p_v = 0.0386$ bar, $\rho = 1000$ kg/m³;
- portata nominale: $w = 300$ kg/s.

Procedimento:

1. calcolo di C_v : $C_v = 358.9$ gpm;
2. si sceglie una valvola a sfera da 6 pollici con caratteristica intrinseca esponenziale, rangeability $r = 20:1$, $C_{vn} = 940$, $F_L^2 = 0.3$;

- 3. con tale rangeability, dall'applicazione della (5.4) si ottiene: $\phi(0.7) = 0.407$ e $C_v(0.7) = 0.407C_{vn} = 382.7$, che è all'incirca il C_v calcolato;
- 4. verifica per la cavitazione: dalla (5.13) si ottiene $F_F = 0.956$ e dalla (5.11) $\Delta p_{\max} = 10.5$ bar. Poiché $\Delta p > \Delta p_{\max}$ la valvola si troverebbe nella zona di flusso semicritico (cavitàzione);
- 5. si prova una valvola a globo, con coefficiente di recupero più elevato: $F_L^2 = 0.6$. Procedendo come in precedenza si ottiene: $\Delta p_{\max} = 21$ bar, per cui la valvola lavora nella zona di flusso normale e può essere utilizzata per l'applicazione.

Per una verifica più accurata della zona di funzionamento si può considerare il coefficiente di incipiente cavitàzione, che per la valvola scelta è $K_C = 0.45$. Poiché risulta $\Delta p_c = 15.7$ bar, il punto di lavoro è ben dentro la zona di funzionamento normale.

Un corretto dimensionamento prevede anche la verifica della velocità in uscita dalla valvola. La velocità non influenza il calcolo del C_v ma influisce notevolmente sul rumore acustico generato dal moto del fluido: può essere difficoltoso riuscire a soddisfare i limiti di rumore imposti dalle normative. I valori massimi di velocità generalmente accettati dipendono dal particolare fluido e dalle dimensioni della valvola ma sono al più di alcuni metri al secondo per i liquidi e di frazioni di Mach per gas e vapori surriscaldati ($100 \div 120$ m/s). Per ridurre la velocità è necessario aumentare il diametro delle valvole.

Flusso non turbolento e riduzioni Le equazioni di efflusso (5.6) e (5.7) sono applicabili se il moto del fluido nella valvola è turbolento. In caso di flusso non turbolento ($Re < 4000$) predicono una portata superiore a quella reale. La normativa ANSI/ISA relativa al dimensionamento delle valvole di controllo introduce un apposito *coefficiente correttivo del numero di Reynolds* che, introdotto nelle equazioni di efflusso, consente di ottenere il valore di portata corretto anche in condizioni di moto non turbolento.

Una valvola di regolazione è inserita ad una tubazione di un circuito idraulico per mezzo di opportune connessioni (flangiatura, filettatura, saldatura ecc.) che realizzano giunti a tenuta. La tubazione e la valvola possono essere collegate direttamente quando hanno le stesse dimensioni d'interfaccia, espresse dal diametro nominale. Talvolta può accadere che la valvola abbia dimensioni nominali inferiori a quelle della tubazione a cui deve essere collegata. In questo caso s'interpongono tra tubazione e valvola, direttamente collegati a quest'ultima, degli adattatori di dimensione detti *riduzioni*. Le riduzioni sono elementi molto corti, caratterizzati da una repentina variazione di sezione tra ingresso e uscita. Modificando i profili di pressione e di velocità del fluido, le riduzioni provocano perdite di carico addizionali, non trascurabili se il diametro della tubazione è superiore al doppio di quello della valvola. Anche di questo la normativa tiene conto con appositi coefficienti correttivi, che consentono di utilizzare le equazioni di efflusso per l'insieme costituito da valvola e riduzioni. Per questi aspetti, piuttosto specialistici, si rimanda alle normative e ai testi citati in bibliografia.

5.3.6 Fluidi comprimibili (cenni)

Anche il moto dei fluidi comprimibili (come gas, vapori, miscele liquido-vapore) è governato dalle equazioni di conservazione. Poiché però la loro densità può dipendere fortemente dalla pressione e/o dalla temperatura, il comportamento di tali fluidi differisce in generale da quello dei fluidi incompresibili.

La portata w di un fluido comprimibile transitante in una valvola è funzione della radice del rapporto x tra il salto di pressione e la pressione a monte, o *pressione differenziale relativa*, $x = (p_1 - p_2)/p_1$. Al fine di mantenere la struttura dell'equazione per i fluidi incompresibili, la normativa ANSI/ISA esprime la portata come:

$$w = N_6 C_v Y \sqrt{x p_1 \rho_1}$$

essendo N_6 una costante dimensionale opportuna.

L'equazione vale per $0 \leq x \leq F_k x_T$, dove x_T , *pressione differenziale relativa limite*, è un valore rilevabile sperimentalmente per ogni tipo di valvola e fornito dal costruttore, e $F_k = (c_p/c_v)/1.4$. F_k è il rapporto tra l'esponente dell'adiabatica del gas in questione e quello dell'aria, essendo c_p e c_v i calori specifici a pressione e volume costante, rispettivamente. Y è detto coefficiente di espansione e vale: $Y = 1 - x/(3F_k x_T)$. Essendo x limitato, anche Y risulta limitato: $2/3 \leq Y \leq 1$.

Per $x = F_k x_T$ la portata raggiunge il suo massimo:

$$w_{\max} = N_6 C_v \frac{2}{3} \sqrt{F_k x_T p_1 \rho_1}$$

come si può vedere dalla Figura 5.12, tracciata assumendo $F_k x_T = 1$, nell'ipotesi di tenere fisse le condizioni a monte e la corsa e facendo via via diminuire p_2 . La portata massima si ottiene quando il fluido alla vena contratta raggiunge la massima sezione trasversale alla velocità del suono e la pressione p_2 vale $p_{2CF} = p_1 (1 - F_k x_T)$. Il valore p_{2CF} rappresenta l'estremo inferiore della zona di flusso limite e diminuendo ulteriormente p_2 la portata non aumenta più. Anche la pressione in vena contratta raggiunge un valore limite che dipende solo da p_1 , secondo la relazione approssimata $p_1/p_{vc} \cong 2$.

5.3.7 Attuatori e servoposizionatori

Gli attuatori hanno il compito di posizionare lo stelo e l'otturatore della valvola in funzione del segnale proveniente dal regolatore. Si utilizzano attuatori pneumatici, oleodinamici ed elettromeccanici.

Gli attuatori pneumatici a membrana sono quelli largamente più diffusi sulle valvole di regolazione, per semplicità di funzionamento ed economicità. Una schematizzazione di tale tipo di attuatori è riportata in Figura 5.2. La membrana, di gomma rinforzata, è fissata al contenitore metallico in modo che la camera superiore, nella quale è immessa l'aria di comando, sia a tenuta stagna. L'attuatore è di tipo *diretto*, perché la camera stagna è sul lato opposto dello stelo rispetto alla membrana; sarebbe *inverso* in caso contrario. La pressione dell'aria sulla

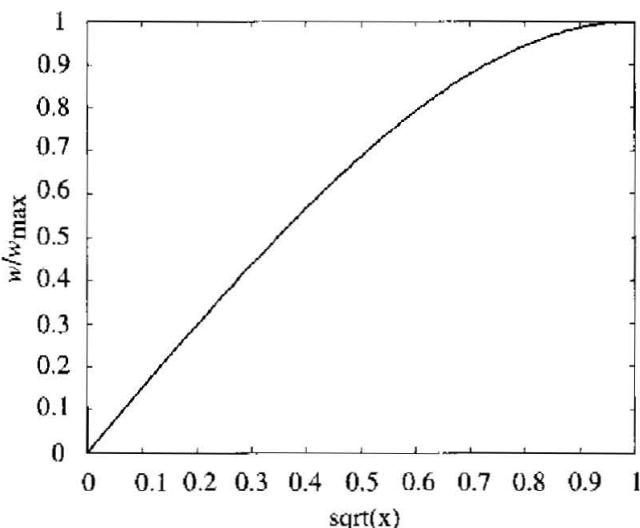


Figura 5.12 Portata di fluido comprimibile in funzione della radice della pressione differenziale relativa.

membrana determina una forza che la deforma spingendo verso il basso lo stelo e l'otturatore, sino a una posizione di maggiore chiusura. La deformazione della membrana è contrastata dalla molla, in compressione sul lato inferiore, che spinge verso l'alto. In assenza di pressione aria la valvola si apre completamente: in questo caso si usa dire che la valvola funziona nel modo *aria chiude*, nel caso opposto si direbbe *aria apre*. Analogamente si dice *flusso chiude* quando il fluido tende a chiudere l'otturatore e *flusso apre* nel caso opposto.

L'attuatore a membrana deve essere dimensionato in modo da permettere la corsa dello stelo da 0 a 100%, a seguito di un segnale standard, per esempio 3 ÷ 15 psi, vincendo le resistenze dovute agli attriti, alla gravità, alle inerzie in movimento, alla pressione assoluta del fluido e alla pressione differenziale monte-valle dell'otturatore. Deve inoltre produrre una spinta sulla sede se è necessario realizzare una chiusura a tenuta. La corretta stima di queste forze è il primo passo per il dimensionamento dell'attuatore; si tratta poi di scegliere una membrana di superficie adeguata, essendo la forza sviluppata proporzionale a essa. Il segnale standard 3 ÷ 15 psi è ottenuto dal segnale elettrico fornito dal regolatore elettronico con opportuno convertitore. Frequentemente utilizzati sono i convertitori I/P (corrente - pressione), che trasducono il segnale in corrente 4 ÷ 20 mA nel segnale pneumatico 3 ÷ 15 psi.

Un vantaggio importante di questo attuatore risiede nella sua intrinseca sicurezza: disponendo opportunamente la molla di contrasto si può fare in modo che, in mancanza di pressione aria di comando, la valvola si porti nella posizione giudicata sicura per l'impianto (posizione *fail-safe*), di completa apertura o chiusura. Gli svantaggi principali sono dati dalla corsa e dalla spinta limitati, e dalla non elevata velocità di intervento.

Quando sono necessarie corse lunghe e spinte elevate si può ricorrere ad attuatori a pistone, in cui la membrana è sostituita da un pistone. Esistono anche pistoni a doppio effetto, in cui le spinte per il moto in entrambi i sensi proviene dall'aria di comando. Essi richiedono l'impiego di un servoposizionatore, o sistema di controllo retroazionato di posizione dello stelo, e sono poco usati perché costosi. Il servoposizionatore non è richiesto normalmente dagli attuatori a membrana; al più è consigliato l'impiego di un "booster", la cui funzione è di aumentare la forza di spinta. Il servoposizionatore è necessario quando si deve suddividere l'azione regolante tra più valvole (controllo *split range*; si veda il Capitolo 8).

Gli attuatori elettrici utilizzati per la regolazione continua sono costituiti da un motore elettrico, un riduttore di velocità, eventuali sensori di posizione e/o velocità, una unità elettronica di potenza e controllo e operano secondo due modi principali. Nel primo il servomotore può muovere a velocità costante in apertura o in chiusura, oppure rimanere fermo. Il regolatore che comanda la valvola determina la posizione dello stelo modulando la durata dei due tipi di moto o del fermo. Nel secondo si realizza un effettivo servomeccanismo di posizione, con sensori di posizione ed eventualmente velocità, e motori a tensione e frequenza variabili, come quelli trattati nel Capitolo 6. Quando la valvola richiede corse lunghe e/o spinte elevate, gli attuatori elettrici possono essere la scelta migliore. Non sono fail-safe, cioè non garantiscono il raggiungimento della posizione di sicurezza in caso di mancanza di alimentazione, e non superano del tutto la diffidenza verso il loro impiego in ambienti a rischio di esplosioni, nonostante la costruzione antideflagrante.

Gli attuatori oleodinamici producono spinte e velocità di intervento nettamente superiori a quelle degli altri attuatori, ma si utilizzano solo quando strettamente necessario, per via del costo elevato. Sono impiegati, per esempio, nelle valvole di turbina di grossi gruppi di produzione di energia elettrica, dove in pochi decimi di secondo sono in grado di chiudere le valvole di intercettazione vapore in caso di blocco turbina. Sono costituiti da una parte oleodinamica di attuazione e da una parte elettronica di controllo, come descritto nel Capitolo 6. Non è difficile ottenere una realizzazione fail-safe inserendo nel circuito accumulatori idropneumatici.

5.4 Pompe

Grandezze fondamentali Le grandezze che intervengono nel modello della pompa, in aggiunta alla portata volumetrica q e a quella massica w , sono:

- la pressione del fluido alla flangia di aspirazione p_e ;
- la pressione del fluido alla flangia di mandata p_u ;
- la prevalenza totale H , espressa in metri di colonna di liquido: $H = H_u - H_e$, essendo H_u e H_e rispettivamente i carichi totali alle flange di mandata e di

aspirazione:

$$\begin{aligned} H_u &= \frac{v_u^2}{2g} + z_u + \frac{p_u}{\rho g} \\ H_e &= \frac{v_e^2}{2g} + z_e + \frac{p_e}{\rho g} \end{aligned}$$

dove z_u e z_e sono le quote, misurate rispetto allo stesso riferimento cui sono poste, rispettivamente, la flangia di mandata e quella di aspirazione; v_e e v_u sono le velocità medie del fluido alla flangia di aspirazione e a quella di mandata. La prevalenza è dunque data da:

$$H = H_u - H_e = \frac{v_u^2 - v_e^2}{2g} + z_u - z_e + \frac{p_u - p_e}{\rho g}$$

Solitamente risulta $v_u \approx v_e$ e $z_u \approx z_e$, quindi:

$$H = \frac{p_u - p_e}{\rho g} \quad (5.15)$$

- il rendimento totale η , definito come il rapporto tra la potenza fornita dalla girante al fluido in uscita dalla flangia di mandata e la potenza trasferita all'albero della pompa dal motore che l'aziona;
- la velocità di rotazione dell'albero della pompa, n ;
- le condizioni nominali di funzionamento, che corrispondono al punto di lavoro con il massimo rendimento totale $\eta = \eta_{\max}$: la velocità di rotazione, la prevalenza e la portata volumetrica in condizioni nominali si denotano con n_0 , H_0 , q_0 .

5.4.1 Pompe centrifughe

Le pompe centrifughe appartengono alla categoria delle pompe *fluidodinamiche*, ossia macchine operatrici idrauliche in cui una corrente di fluido attraversa un elemento rotante munito di pale opportunamente sagomate, denominato *girante* (Figura 5.13), che ne aumenta il carico totale incrementando la velocità e/o la pressione. Le pompe centrifughe sono di costruzione modulare a singolo stadio o a più stadi identici disposti in serie (pompe multistadio); vi è una girante in ogni stadio. Rappresentazioni schematiche della struttura costitutiva delle pompe fluidodinamiche sono reperibili nei testi indicati in bibliografia.

Nel seguito ricaviamo il modello matematico di una pompa centrifuga in funzionamento normale, in assenza di cavitazione: si tratta di un modello algebrico, poiché sono trascurabili tutti i fenomeni di accumulo, in quanto i volumi interni sono da ritenersi piccoli se confrontati con quelli degli altri elementi presenti nei circuiti idraulici (serbatoi, lunghi condotti, ecc.).

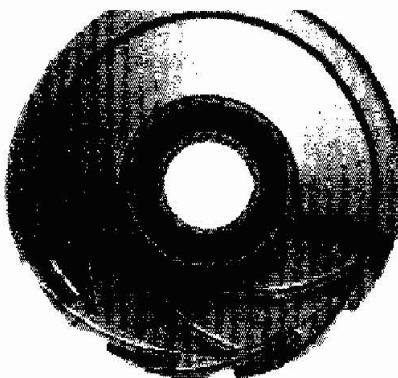


Figura 5.13 Girante di una pompa centrifuga (cortesia di KSB Italia).

Modello di pompa centrifuga In Figura 5.14 sono riportate le caratteristiche prevalenza-portata volumetrica di una pompa centrifuga in corrispondenza di differenti velocità di rotazione (le grandezze sugli assi sono normalizzate rispetto al loro valore al punto di funzionamento nominale). La generica curva caratteristica corrispondente a una determinata velocità di rotazione si può ritenere con buona approssimazione una parabola. Assumendo, come tipicamente accade, che il vertice delle curve caratteristiche si trovi sull'asse delle prevalenze, l'equazione delle curve caratteristiche è:

$$H = An^2 + Bq^2 \quad (5.16)$$

in cui A e B sono costanti dipendenti dalla particolare pompa che si determinano imponendo il passaggio della parabola per due punti di una curva sperimentale prevalenza-portata di funzionamento a giri costanti fornita dal costruttore. Se si scelgono, per comodità, i punti sulla curva relativa alla velocità di rotazione nominale ($n = n_0$) corrispondenti a:

- prevalenza H_M e portata nulla (vertice della parabola)
- prevalenza H_0 e portata q_0 nominali (tipicamente il valore di H_0 è compreso tra il 75% e il 90% del valore di H_M).

risulta:

$$A = \frac{H_M}{n_0^2} \quad (5.17)$$

$$B = \frac{H_0 - H_M}{q_0^2} \quad (5.18)$$

L'incremento Δp di pressione del fluido nel transito dalla flangia di aspirazione a quella di mandata si ricava dalle (5.15) e (5.16):

$$\Delta p = p_u - p_e = A\rho gn^2 + B\rho gq^2 \quad (5.19)$$

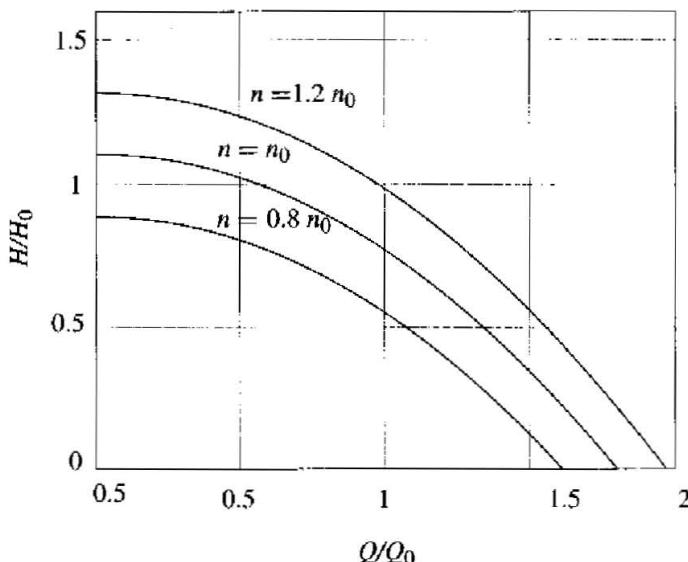


Figura 5.14 Caratteristiche prevalenza-portata di una pompa centrifuga (cortesy di KSB (Italia)).

Utilizzando la portata massica in luogo di quella volumetrica, dalle (5.17), (5.18), si ricava la seguente espressione di Δp :

$$\Delta p = H_M g \rho \left(\frac{n}{n_0} \right)^2 + \frac{H_0 - H_M}{q_0^2} g \frac{w^2}{\rho} = k_{p1} \rho \left(\frac{n}{n_0} \right)^2 + k_{p2} \frac{w^2}{\rho} \quad (5.20)$$

in cui:

$$\begin{aligned} k_{p1} &= H_M g \\ k_{p2} &= \frac{H_0 - H_M}{q_0^2} g \end{aligned}$$

Essendo $H_M > H_0$, risulta $k_{p2} < 0$.

Cavitazione in una pompa centrifuga La cavitazione in una pompa centrifuga ha inizio quando in una ben precisa zona interna della pompa stessa, denominata zona a pressione minima, la pressione scende al di sotto della pressione di vapore del liquido in essa transitante. In tale zona si formano allora delle bolle di vapore che, raggiungendo in seguito zone a pressione maggiore della pressione di vapore, si contraggono e collassano. Il collasso ripetuto di queste bolle provoca onde di pressione di intensità molto elevata, accompagnate da rumore e, spesso, anche da erosione del materiale costituente gli organi interni della pompa. In una pompa centrifuga la zona a pressione minima è situata all'entrata del liquido sulle pale della girante, nel cosiddetto "occhio della girante". Per determinare se in

una pompa centrifuga si può verificare o meno il fenomeno della cavitazione si utilizza il parametro NPSH (*Net Positive Suction Head*), definito da:

$$\text{NPSH} = \frac{p_e - p_{\min}}{\rho g} + \frac{v_e^2}{2g}$$

in cui p_{\min} è la pressione nella zona a pressione minima all'interno della pompa e v_e è la velocità media del fluido alla flangia di aspirazione. Poiché in cavitazione si ha $p_{\min} \leq p_v$, dalla definizione di NPSH appare evidente che nella pompa si ha cavitazione quando:

$$\text{NPSH} \geq \frac{p_e - p_v}{\rho g} + \frac{v_e^2}{2g}$$

dove p_v è la pressione di vapore del liquido alla temperatura media della zona a pressione minima. Tale temperatura si può assumere pari a quella del liquido alla flangia di aspirazione, essendo trascurabili le variazioni di temperatura all'interno della pompa. Le relazioni (2.46) e (2.47) possono semplificarsi, poiché normalmente il termine cinetico $v_e^2/(2g)$ è trascurabile rispetto al termine piezometrico, la condizione che indica il verificarsi della cavitazione si semplifica in:

$$\text{NPSH} \geq \frac{p_e - p_v}{\rho g}$$

Il parametro NPSH è normalmente fornito dal costruttore della pompa, ma se ne può ricavare un'approssimazione utilizzando la costante di Thoma. Per questo si rimanda alla letteratura specializzata.

Per evitare l'insorgenza della cavitazione è necessario installare correttamente la pompa assicurando che la pressione all'aspirazione sia superiore alla soglia di cavitazione in tutte le condizioni di funzionamento.

5.4.2 Pompe volumetriche

Le pompe volumetriche sono macchine operatrici idrauliche a funzionamento circolare in cui in ogni ciclo un determinato volume di fluido è portato dalla bassa pressione della flangia di aspirazione all'alta pressione della flangia di mandata per effetto del movimento di uno o più elementi mobili. Nelle pompe volumetriche alternative (per esempio a stantuffo o a membrana) gli elementi mobili si muovono di moto alternativo, mentre in quelle rotative (per esempio a ingranaggi, a lobi, a capsulismi, a palette) si muovono di moto rotatorio. Come per le pompe centrifughe, rappresentazioni schematiche della struttura costitutiva dei diversi tipi di pompe volumetriche sono reperibili nei testi citati in bibliografia.

Nel paragrafo successivo è riportato un semplice modello per descrivere approssimativamente il comportamento di una generica pompa volumetrica. Il modello è rappresentato da una semplice relazione algebrica, essendo i fenomeni di accumulo nella pompa trascurabili, a causa del piccolo volume interno di questa in confronto al volume degli altri componenti di un circuito idraulico. Non è trattato il problema della cavitazione perché non sono facilmente reperibili risultati di carattere generale sull'argomento.

Modello di pompa volumetrica Le pompe volumetriche operano in modo ciclico e hanno la caratteristica di inviare alla flangia di mandata, a ogni ciclo, all'incirca sempre lo stesso volume di fluido, indipendentemente dalla pressione esistente alla flangia stessa. Questo comportamento tipico è descritto dalla relazione seguente, che consente il calcolo della portata volumetrica q della pompa:

$$q = \eta_v k_1 n \quad (5.21)$$

in cui:

- n è la velocità di rotazione dell'albero motore che aziona la pompa;
- η_v è il rendimento volumetrico, o anche *grado di riempimento*, che rappresenta il rapporto tra il volume di liquido effettivamente pompato a ogni ciclo e quello corrispondente al volume interno massimo occupabile dal fluido. Il rendimento volumetrico non è costante e diminuisce all'aumentare sia della prevalenza sia della velocità di rotazione;
- k_1 è una costante che dipende dalle caratteristiche costruttive della pompa.

Nel normale impiego della pompa la dipendenza del rendimento volumetrico dalla prevalenza e dalla velocità di rotazione dell'albero motore è trascurabile, pertanto la (5.21) diventa:

$$q = k_p n \quad (5.22)$$

in cui si è posto: $k_p = \eta_v k_1$, e η_v è costante.

In Figura 5.15 sono tracciati nel piano $H - q$ l'andamento qualitativo della caratteristica della pompa, dato dall'equazione approssimata (5.22) (linea continua), e quello reale, dato dalla (5.21) (linea tratteggiata). Il valore della costante k_p si può determinare dai valori della velocità nominale di funzionamento n_0 e della portata nominale q_0 ; dalla (5.22) si ricava:

$$k_p = \frac{q_0}{n_0}$$

Come per le pompe centrifughe, il funzionamento nominale è quello di massimo rendimento della pompa. La portata massica risulta:

$$w = q\rho \quad (5.23)$$

Poiché nelle pompe volumetriche di tipo alternativo il flusso del liquido alle flange di aspirazione e di mandata non è continuo, le portate fornite dalle (5.21), (5.22) e (5.23) sono da intendersi come valori medi in un ciclo.

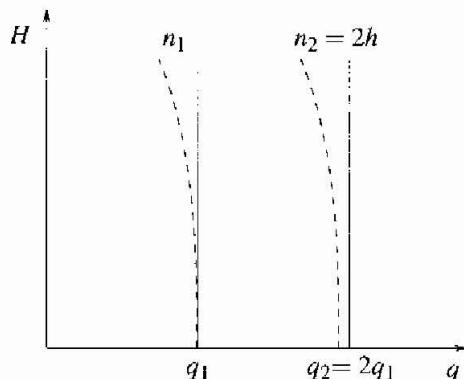


Figura 5.15 Caratteristiche prevalenza-portata di una pompa volumetrica.

5.5 Schemi di collegamento e regolazione

Valvole e pompe si possono combinare, allo scopo di regolare la portata in un circuito, secondo schemi diversi non equivalenti tra loro, soprattutto sul piano dell'efficienza. Per esempio, frequentemente si modula la portata disponendo una valvola in serie a una pompa centrifuga. Se la portata deve rimanere a valori molto inferiori di quelli nominali per lungo tempo, si ha un notevole spreco di energia di pompaggio. Occorre tenere conto, nella scelta dello schema, anche delle caratteristiche del motore che aziona la pompa. Se si dispone di un azionamento a velocità variabile, la portata nel circuito della pompa può essere modulata aggiustando la velocità stessa del motore. Si massimizza in questo modo l'efficienza, ma la prontezza di risposta e la rangeability sono penalizzate.

Le pompe volumetriche sono adatte soprattutto quando sono richieste elevate pressioni di mandata. Il circuito a valle deve poter assorbire la portata nominale della pompa senza provocare eccessivi innalzamenti della pressione alla mandata, che potrebbero causare danni alla pompa o alla linea e stallo del motore. Le pompe volumetriche devono perciò essere sempre protette da valvole di scarico automatiche, come schematizzato in Figura 5.16a. S'introduce una linea di bypass della pompa, dalla mandata all'aspirazione, con una valvola autoregolata, la cui apertura viene comandata dalla pressione al suo ingresso, così da limitarne il valore a una soglia di taratura. La stessa protezione si deve utilizzare quando si vuole modulare la portata mediante una valvola in serie a una pompa volumetrica. La portata può essere modulata anche mediante una linea di bypass con una valvola di regolazione comandata direttamente dal regolatore di portata (Figura 5.16b).

Per le pompe centrifughe, soprattutto per quelle di piccole dimensioni pilotate da motori a velocità costante, si utilizza normalmente una valvola in serie alla pompa come in Figura 5.16a, ma senza il bypass di ricircolo. Infatti, non è necessario limitare la pressione alla mandata, dato che le pompe centrifughe possono funzionare anche a portata nulla, cioè con il circuito a valle completamente chiuso, arrivando alla massima prevalenza H_M .

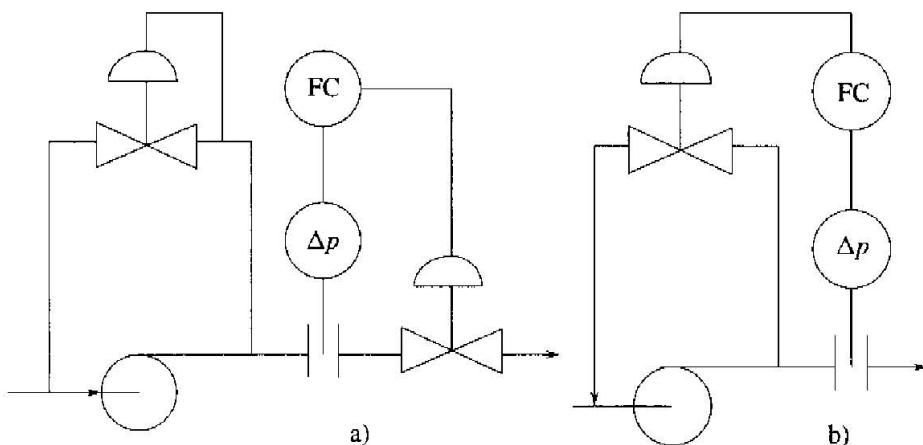


Figura 5.16 Schemi di regolazione della portata.

5.5.1 Schematizzazione del problema di controllo della portata

Si vuole mostrare, utilizzando un semplice circuito idraulico illustrativo, come gli elementi finora discussi intervengono in un anello di regolazione di portata. Il circuito idraulico che si prende a riferimento è mostrato in Figura 5.17. Comprende un serbatoio di aspirazione ed uno di scarico, una pompa centrifuga, una valvola di regolazione ed uno scambiatore di calore, che rappresenta una perdita di carico concentrata. La pompa è azionata da un motore a giri costanti ed i serbatoi sono, per semplicità, alla stessa quota ma a pressioni diverse, rispettivamente, p_A e p_B . Esprimendo con $\gamma w^2 / 2$ le perdite di carico nello scambiatore, denotando, al solito, con p_1 e p_2 le pressioni a monte e a valle della valvola, con w la portata massica fluente nel circuito, e con ρ la densità del fluido, e ricordando le equazioni di efflusso (5.7) e della portata in una pompa centrifuga (5.20), portate e pressioni nel circuito sono espresse dal seguente sistema algebrico:

$$\begin{aligned} p_1 &= p_A + k_{p1}\rho + k_{p2} \frac{w^2}{\rho} \\ p_2 &= p_B + \gamma \frac{w^2}{2} \\ w &= N_1 C_v(h) \sqrt{G_f(p_1 - p_2)}. \end{aligned}$$

Mediante queste equazioni si può ricavare la relazione statica che lega la portata w alla corsa relativa h dell'otturatore della valvola. Se è stata scelta opportunamente la caratteristica intrinseca della valvola tale relazione è approssimativamente lineare, per cui il processo algebrico sotto controllo può essere descritto con un guadagno $\Delta w / \Delta h$ costante e uguale alla pendenza media della caratteristica installata della valvola (5.10), cioè pari a $w(1) - w(0)$.

Lo schema a blocchi dell'anello di regolazione è mostrato in Figura 5.18. Il blocco A rappresenta il dispositivo che, a partire dal segnale in uscita dal regolatore, attua il movimento dell'otturatore della valvola. Una modellizzazione

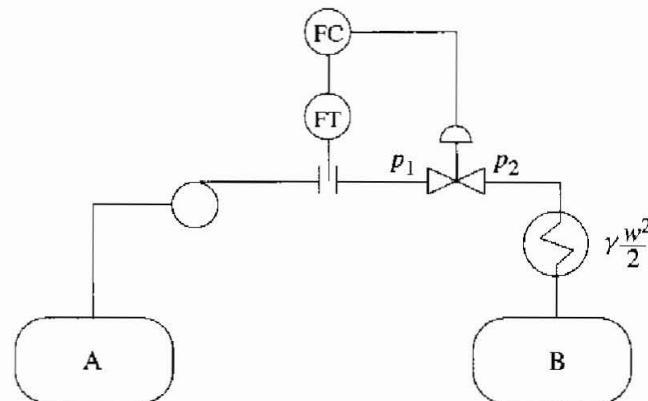


Figura 5.17 Circuito idraulico illustrativo di un problema di controllo di portata.

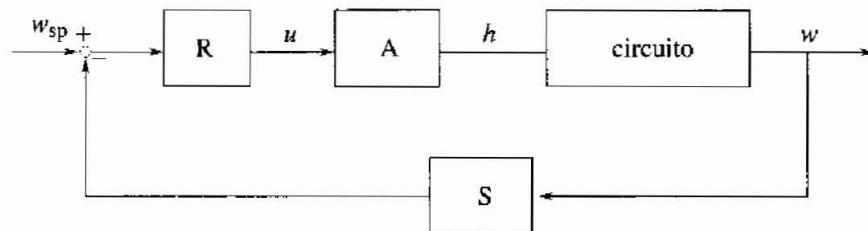


Figura 5.18 Schema a blocchi di un sistema di controllo di portata.

dettagliata di attuatore e processo certamente evidenzierebbe delle dinamiche, ma di frequenza relativamente elevata in confronto alla banda dell'anello di controllo, per cui per il progetto del regolatore si può sostanzialmente considerare che costituiscano un sistema algebrico. Ciò spiega l'impiego di regolatori integrali nel controllo di portata.

5.6 Problemi

P5.1 Considerando il circuito idraulico di Figura 5.19, si tracci qualitativamente l'andamento della pressione nei serbatoi (alla base) e lungo il percorso del fluido.

P5.2 Calcolare la caduta di pressione sulla valvola di regolazione in Figura 5.1 con una portata $w = 20 \text{ Kg/s}$ nell'ipotesi che sia trascurabile la caduta di pressione interna della pompa e considerando le perdite di carico sui tratti di lunghezza 3 metri e 20 metri rispettivamente pari a 0.1 bar/m e 0.02 bar/m , con portata pari a 10 Kg/s . Calcolare il C_v di una valvola adatta per le condizioni di lavoro trovate con corsa relativa $h = 0.8$. (Nota: 38.5 bar è la pressione, costante alla manda della pompa).

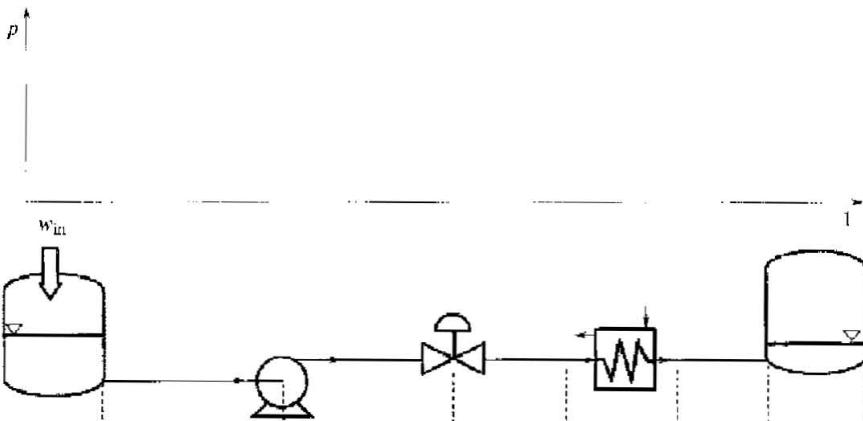


Figura 5.19 Schema a blocchi di un sistema di controllo di portata.

P5.3 Si deve scegliere una valvola per le seguenti condizioni di lavoro nominali: $p_1 = 32.4$ bar, $p_v = 0.0386$ bar, $p_2 = 18.6$ bar, $\rho = 1000 \text{ Kg/m}^3$, $w = 22 \text{ Kg/s}$. Trovare i parametri di una valvola con caratteristica intrinseca lineare e rangeability di 20:1 che assicuri adeguata capacità di portata e assenza di cavitazione. Scegliere C_{vn} corrispondente ad $h = 0.7$. Cercare una valvola con tali parametri (approssimativamente) su un catalogo di costruttore, reperibile in Internet.

P5.4 Una valvola equipercentuale operante con salto di pressione costante ha una portata massima, di un liquido non soggetto a cavitazione, di 100 l/s e minima di 4 l/s . Se la corsa è di $0 \div 5 \text{ cm}$, calcolare la portata alla corsa di 3 cm .

P5.5 Si consideri il semplice circuito idraulico di Figura 5.8, in cui fluisce acqua con densità approssimativamente pari a 1000 Kg/m^3 grazie ad una pompa centrifuga che fornisce il salto di pressione $p_M - p_S$. Assumendo che l'equazione prevalenza/portata della pompa sia $\Delta p_p = 10 - \frac{w^2}{4}$ e le perdite di carico nello scambiatore siano date da $\Delta p_s = 1.25w^2$: a) Calcolare il C_v della valvola per una portata nominale $w_n = 2$ assumendo di misurare la portata in gpm (galloni per minuto) e le pressioni in psi; b) assumendo che il C_v trovato corrisponda ad una corsa di progetto $h = 0.8$ calcolare $C_v(1)$ con una valvola a caratteristica esponenziale di rangeability 25:1. Scrivere l'equazione implicita che lega la portata w alla corsa relativa h . Calcolare la corsa corrispondente alla portata di 0.5 e il guadagno $\frac{\Delta w}{\Delta h}$ nei due punti di lavoro $w = 0.5$ e $w = 2$.

P5.6 Di una pompa centrifuga sono dati i seguenti punti di funzionamento P1: $n = n_0 = 3000 \text{ g/min}$; $Q = 10 \text{ m}^3/\text{h}$; $H = 60 \text{ m}$; P2: $n = n_0 = 3000 \text{ g/min}$; $Q = 30 \text{ m}^3/\text{h}$; $H = 40 \text{ m}$. Ricavare l'equazione di funzionamento e la prevalenza della pompa per $Q = 20 \text{ m}^3/\text{h}$.

6

Attuatori per il controllo del moto

6.1 Introduzione

Il presente capitolo è dedicato alla descrizione degli attuatori più comunemente utilizzati per il controllo del moto. In particolare, verranno considerati attuatori elettrici e oleodinamici che consentano il controllo della posizione relativa di organi meccanici in movimento, mediante retroazione della misura di posizione ed eventualmente anche di velocità. Sono quindi esclusi dalla trattazione i motori elettrici asincroni, che non consentono di regolare la posizione a valori costanti, e i motori passo-passo, che non necessitano di una retroazione sulla posizione (sono di fatto controllati in anello aperto). Il capitolo si apre con l'illustrazione del principio di funzionamento e del modello del motore a corrente continua, che presenta caratteristiche di idealità dal punto di vista del controllo, per la relazione di semplice linearità fra la corrente e la coppia generata e per la linearità del modello complessivo della parte elettrica. Successivamente si passa ad illustrare il principio di funzionamento dei motori brushless, che mantengono le proprietà ideali del motore a corrente continua dal punto di vista del controllo, rimuovendone al tempo stesso alcuni problemi di tipo costruttivo, a scapito di una maggiore difficoltà nella logica di controllo. In particolare, verranno illustrati il motore brushless trapezio e sinusoidale. Si discuteranno quindi alcune problematiche connesse al controllo di corrente negli attuatori elettrici. Infine, si esamineranno i principi di funzionamento e la modellistica degli attuatori oleodinamici o idraulici. I modelli degli attuatori introdotti in questo capitolo verranno successivamente ripresi nel Capitolo 9 nell'illustrazione delle tecniche di controllo del movimento.

6.2 Motori elettrici a magneti permanenti a corrente continua

6.2.1 Struttura del motore a corrente continua

Il motore a corrente continua a magneti permanenti, rappresentato in Figura 6.1, è costituito da un cilindro mobile di materiale ferromagnetico, o *rotore*, su cui

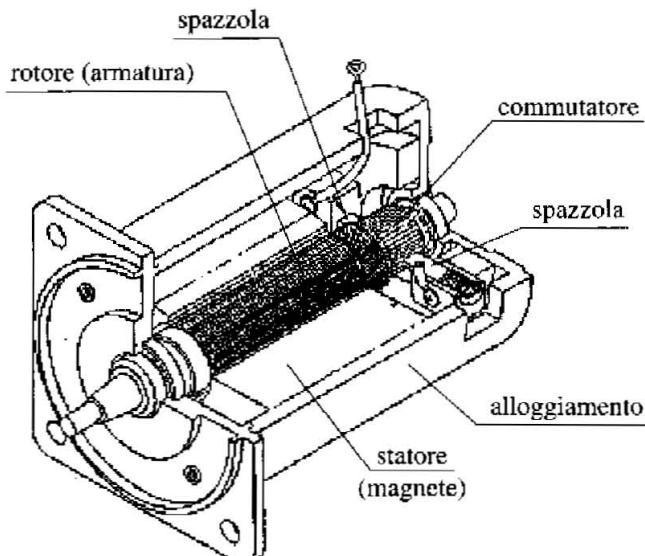


Figura 6.1 Sezione di un motore a corrente continua.

sono avvolte le spire, collegate a formare un circuito chiuso detto *di armatura*, mentre i magneti permanenti che generano il campo magnetico vengono posti sulla parte fissa, o *statoe*, che comprende anche l'alloggiamento. Il *traferro*, cioè lo spazio anulare di forma cilindrica compreso fra rotore e statore, è sede di un campo magnetico le cui linee di forza, assumendo infinita la permeabilità magnetica del ferro, sono dirette in senso radiale (Figura 6.2). I conduttori attivi sono disposti parallelamente all'asse del rotore, che individua quindi anche la direzione del campo elettrico equivalente indotto dal moto dei conduttori.

Le spire del circuito di armatura fanno capo ad un *collettore* o *commutatore*, posto a sua volta a contatto con le *spazzole* (una o più coppie), realizzate in grafite o metallo prezioso. Le spazzole vengono mantenute a contatto con il commutatore durante la rotazione, consentendo il collegamento con un circuito elettrico esterno e fornendo quindi potenza ai circuiti di armatura. Il commutatore (Figura 6.3) è costituito da segmenti di rame, isolati con mica o plastica, alle cui sporgenze (*risers*) sono collegati i terminali delle spire. Il numero di tali segmenti coincide con il numero di spire. In generale, maggiore è il numero di segmenti, più uniforme risulta la coppia generata. Esistono vari modi di avvolgere le spire e connettere i terminali ai risers: in particolare, in Figura 6.4a è mostrato lo schema di un avvolgimento a nove spire e in Figura 6.4b le sue connessioni. Le spire sono connesse ad anello l'una all'altra, in modo che la corrente d'armatura venga ripartita in due circuiti. In Figura 6.4a la corrente fluisce verso l'alto sotto il polo nord e verso il basso nella parte di spira sotto il polo sud. Invertendo la polarità della sorgente di potenza la direzione della corrente e la coppia si invertono. Il numero di conduttori in serie è pertanto circa la metà del numero totale di conduttori e la relazione tra la corrente I impressa dal circuito di alimentazione e la corrente I_s che fluisce in ogni conduttore è data da $I_s = I/2$.

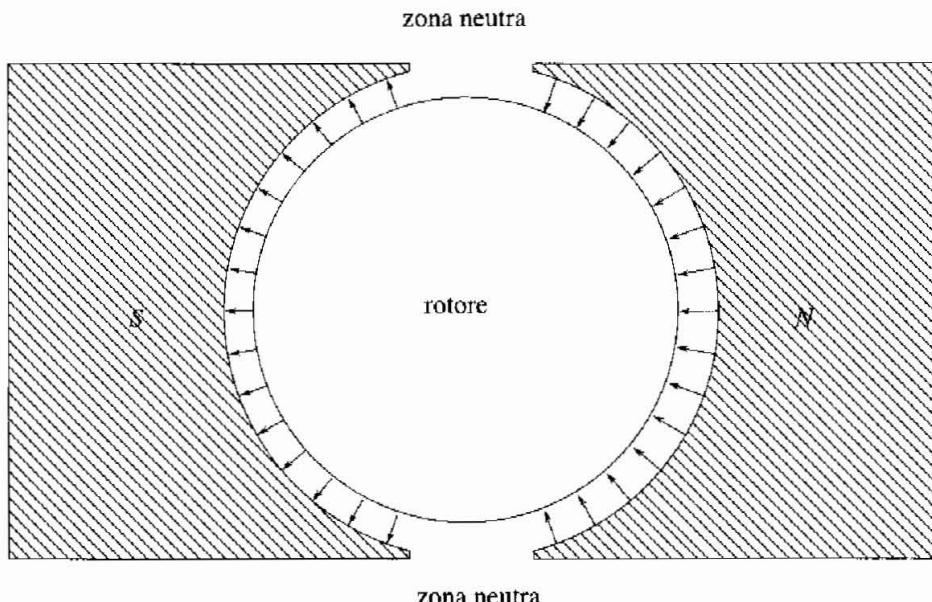


Figura 6.2 Linee di forza del campo magnetico al traferro.

Nelle Figure 6.4b e 6.5 è mostrato come il sistema spazzole-collettore consenta la commutazione del verso di percorrenza della corrente in una spira. Ogni spazzola è solitamente a contatto con due o più segmenti del commutatore ed una o più spire sono cortocircuitate da essa. Supponendo che il rotore ruoti in senso orario, la corrente scorre in senso antiorario nella spira *d* prima che questa venga cortocircuitata dalla spazzola connessa al morsetto positivo dell'alimentazione, mentre dopo la cortocircuitazione il verso di tale corrente risulta invertito. Nella spira sottoposta a commutazione, non essendo i conduttori di questa sottoposti al flusso del campo magnetico, non viene indotta alcuna forza elettromotrice. Le aree dove non esiste flusso sono chiamate *zone neutre* (Figura 6.2), per distinguere dalle aree in cui tale flusso esiste, dette aree polari.

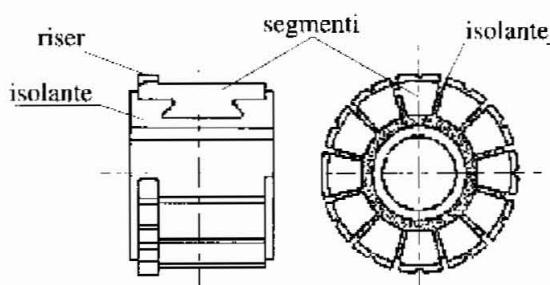
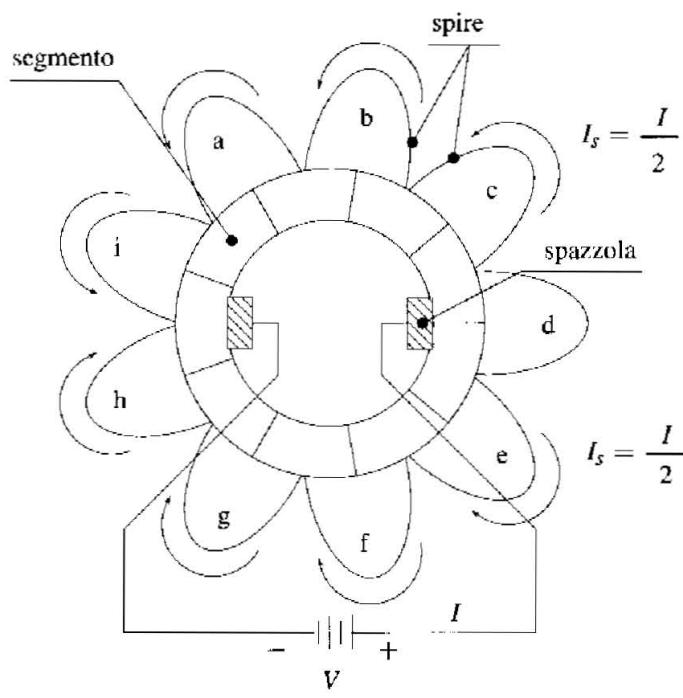
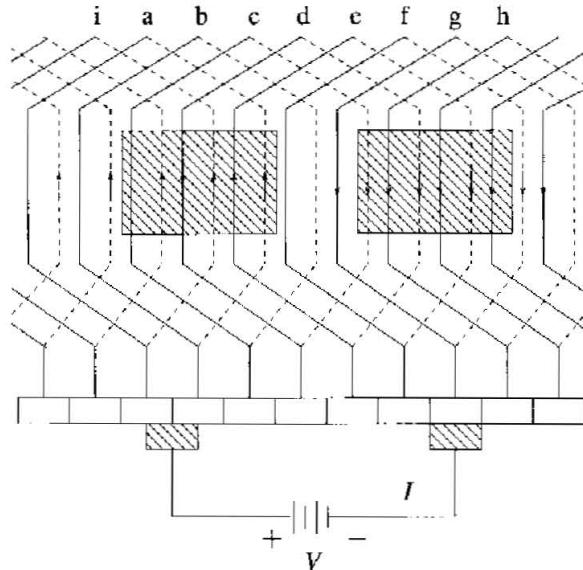


Figura 6.3 Struttura del commutatore.



(b)



(a)

Figura 6.4 Schema di un avvolgimento a nove spire e connessione.

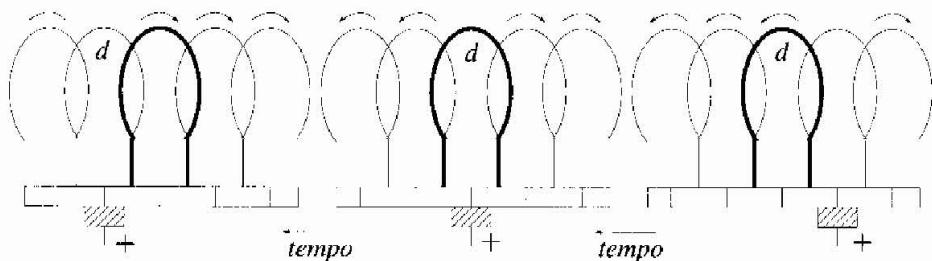


Figura 6.5 Situazione della spira d prima e dopo la commutazione.

6.2.2 Costante di coppia

Con vista in sezione trasversale, la distribuzione della corrente nell'armatura del motore di Figura 6.1, può essere schematizzata come in Figura 6.6, dove si fa riferimento ad un motore con una coppia di poli.

Supponiamo che la corrente fluisca nei conduttori alla destra dell'asse di simmetria $O O'$, posti sotto il polo magnetico nord, con verso entrante nel foglio (\otimes) e nei conduttori alla sinistra di tale asse, posti sotto il polo magnetico sud, nel verso opposto (\odot), cioè uscente dal foglio¹. Introduciamo inoltre l'ipotesi, abbastanza vicina alla realtà, che gli avvolgimenti siano distribuiti *uniformemente* lungo le generatrici del rotore, con densità uniforme rispetto all'angolo θ (Figura 6.7).

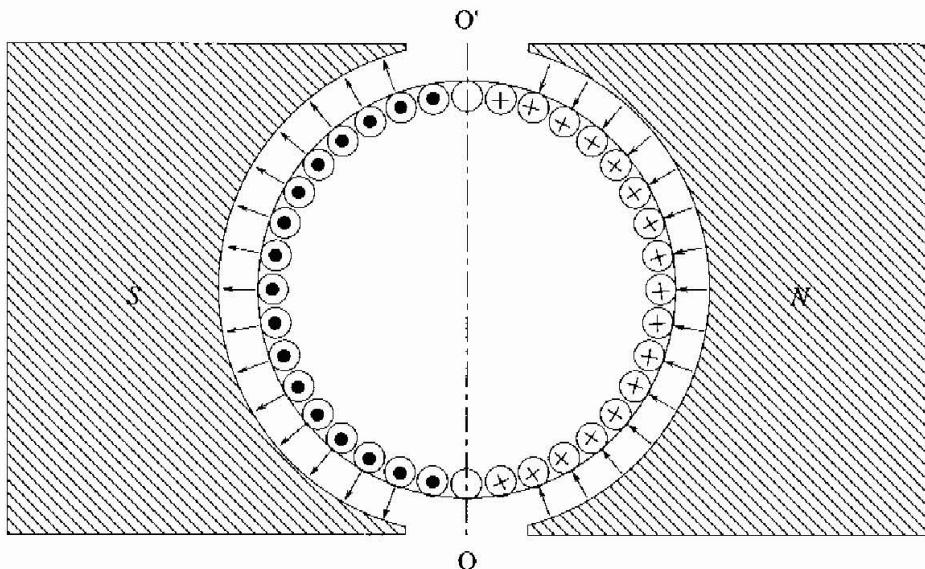


Figura 6.6 Flusso di campo e distribuzione della corrente nel rotore.

¹In realtà alcuni conduttori non si trovano sotto alcun polo magnetico, ma per semplificare la trattazione supporremo che essi si trovino o sotto il polo nord o sotto il polo sud.

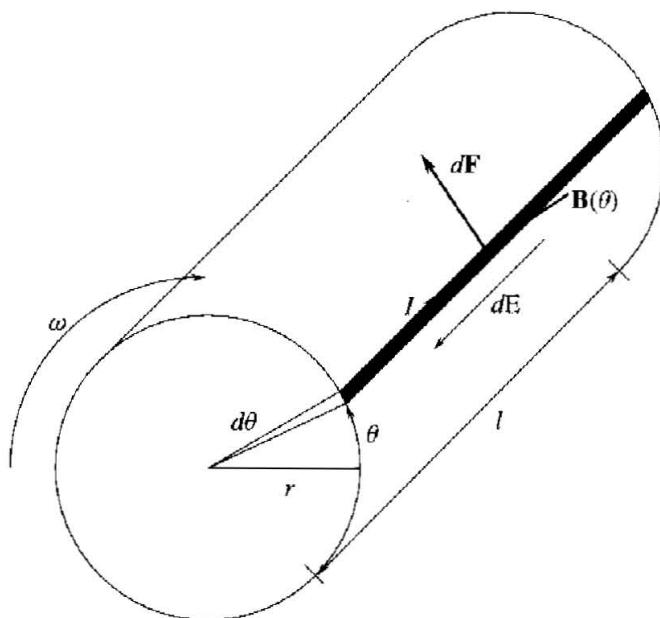


Figura 6.7 Calcolo delle costanti caratteristiche del motore.

In base a tale ipotesi, se N è il numero totale di conduttori, il numero di conduttori dn compreso in un arco infinitesimo di ampiezza $d\theta$ è dato da:

$$dn = \frac{N}{2\pi} d\theta$$

Assumendo il campo magnetico al traferro $\mathbf{B}(\theta)$ costante in modulo, direzione e verso lungo ciascuna generatrice del rotore (di lunghezza l) e diretto in senso radiale rispetto all'asse del rotore, ciascun conduttore sarà soggetto ad una forza diretta in direzione tangenziale rispetto alla circonferenza esterna di rotore. In particolare, il modulo della forza dF esercitato su dn conduttori adiacenti sarà dato, in base alla (2.20) da:

$$dF = I_s l B(\theta) \frac{N}{2\pi} d\theta$$

Il contributo di coppia $d\tau$ esercitato all'asse del motore sarà quindi pari a:

$$d\tau = \frac{N}{2\pi} I_s l B(\theta) r d\theta$$

dove r (raggio di indotto al traferro) indica la distanza di ogni conduttore dall'asse di rotazione. La coppia complessiva τ_m è ottenuta per integrazione:

$$\tau_m = 2 \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} d\tau = \frac{N}{\pi} I_s \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} l B(\theta) r d\theta$$

Ricordando infine che il flusso magnetico ϕ_m che attraversa il rotore si calcola come:

$$\phi_m = \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} lB(\theta)r \, d\theta$$

e considerando che la corrente I_s che percorre ciascun conduttore è pari a metà della corrente I impressa dal circuito esterno si ha:

$$\tau_m = \frac{N\phi_m}{2\pi} I = K_t I \quad (6.1)$$

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

6.2.3 Costante di forza controelettromotrice

In accordo alla legge del flusso tagliato (2.12), la forza controelettromotrice complessiva indotta nei dn conduttori (collegati in serie) indicati in Figura 6.7 si calcola come:

$$dE = \frac{N}{2\pi} \omega B(\theta) lr \, d\theta$$

dove ω indica la velocità angolare del rotore (si noti la polarità di dE , dipendente dalla direzione del campo $B(\theta)$ e dalla velocità v).

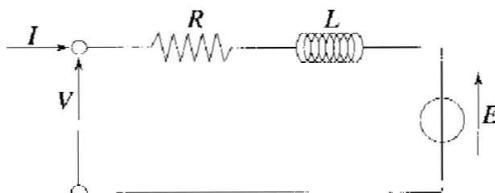
La forza controelettromotrice E raccolta complessivamente ai morsetti del motore sarà quindi determinata integrando i contributi di tutti i conduttori in serie sotto uno stesso polo che, per quanto detto, è pari alla metà del numero totale di conduttori:

$$E = \frac{N}{2\pi} \omega \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} lB(\theta)r \, d\theta = \frac{N\phi_m}{2\pi} \omega = K_e \omega$$

dove K_e è detta *costante di forza controelettromotrice*. In particolare, si noti che $K_e = K_t$.

6.2.4 Modello dinamico

Poiché la coppia generata da un motore a corrente continua è proporzionale, tramite la costante di coppia, alla corrente che circola negli avvolgimenti di armatura, per completare il modello del motore è sufficiente introdurre l'equazione che governa la dinamica della corrente. Tale equazione si ricava immediatamente considerando che la tensione V applicata alle spazzole si ripartisce in tre contributi, dovuti rispettivamente alla caduta di tensione di tipo resistivo sugli avvolgimenti, all'induttanza degli avvolgimenti e alla forza controelettromotrice raccolta alle spazzole. È quindi possibile far riferimento al circuito elettrico equivalente di Figura 6.8, dove R ed L rappresentano rispettivamente la *resistenza*

**Figura 6.8** Circuito equivalente elettrico.

e l'*induttanza d'armatura*. Complessivamente il modello dinamico relativo alle grandezze elettriche sarà quindi definito dalle seguenti relazioni:

$$\begin{aligned}V &= RI + L \frac{dI}{dt} + E \\E &= K_e \omega \\ \tau_m &= K_t I\end{aligned}\quad (6.2)$$

Si noti che la velocità ω non è una variabile esogena, in quanto dipende, come si vedrà in seguito, dalla coppia τ_m , dalle coppie resistenti all'asse motore e dall'inerzia del rotore.

6.2.5 Caratteristica coppia-velocità

Nel funzionamento a velocità costante ovviamente anche le grandezze elettriche relative al circuito di Figura 6.8 saranno costanti e quindi dalle (6.2) risulterà:

$$\begin{aligned}V &= RI + K_e \omega \\ \tau_m &= \frac{K_t}{R} (V - K_e \omega)\end{aligned}$$

La seconda equazione rappresenta la relazione coppia/velocità, schematizzata in Figura 6.9 per due differenti valori di tensione. La coppia decresce linearmente all'aumentare della velocità, con pendenza indipendente dalla tensione applicata ai morsetti e dalla velocità di rotazione e pari a $-K_e K_t / R$.

In Figura 6.9 sono definite anche due grandezze fondamentali: la *coppia di spunto* τ_{m0} , data da:

$$\tau_{m0} = \frac{K_t}{R}$$

e la velocità a vuoto ω_0 , cioè la velocità raggiunta dal motore in assenza di coppia di carico:

$$\omega_0 = \frac{V}{K_e}$$

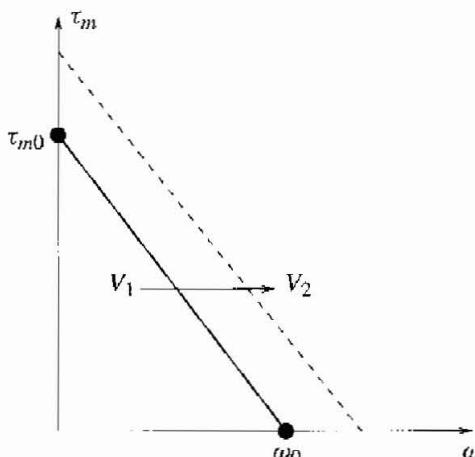


Figura 6.9 Caratteristica coppia/velocità di un motore a corrente continua.

6.2.6 Pregi e difetti del motore a corrente continua

L'utilizzo di magneti permanenti per la generazione del campo induttore e soprattutto l'utilizzo della configurazione a collettore rappresentano la soluzione ideale dal punto di vista della regolazione della coppia elettromagnetica. Il problema di regolazione è infatti notevolmente semplificato dal fatto che la coppia è legata alla corrente di armatura da una semplice costante di proporzionalità (6.1) e dalla linearità del sistema (6.2), che modella il comportamento dinamico della corrente al variare della tensione impressa alle spazzole. La coppia potrà quindi essere modulata regolando la corrente di armatura I agendo sulla tensione V .

D'altro canto, l'utilizzo del collettore comporta problemi di scintillamenti ed usure, legati proprio alla sua funzione specifica di dispositivo di commutazione della corrente nelle spire. L'insorgenza di tali problemi si può comprendere modellando il distacco fra una spazzola e una lamella mediante l'apertura di un interruttore (Figura 6.10). Assumendo che ad ogni segmento del collettore corrisponda una sola spira e modellando la spira come una semplice induttanza L_s , si consideri un transitorio di commutazione, conseguente all'apertura dell'interruttore (Figura 6.10b). La brusca variazione di corrente in L_s comporta la comparsa ai morsetti dell'interruttore di una sovrattensione pari a $L_s dI/dt$, in grado di provocare la perforazione del dielettrico posto tra i morsetti dell'interruttore, originando una scarica. È per questo motivo che al momento del distacco fra lamella e spazzola si possono originare delle scintille (Figura 6.10). Scintille di debole entità sono ben sopportate dalle spazzole e dai segmenti di collettore, mentre scintille di maggiore entità e ripetute possono provocare la bruciatura delle spazzole e la volatilizzazione del metallo delle lamelle, determinando l'usura progressiva della superficie del collettore. Di qui la necessità di una sostituzione periodica delle spazzole e della rettifica del collettore.

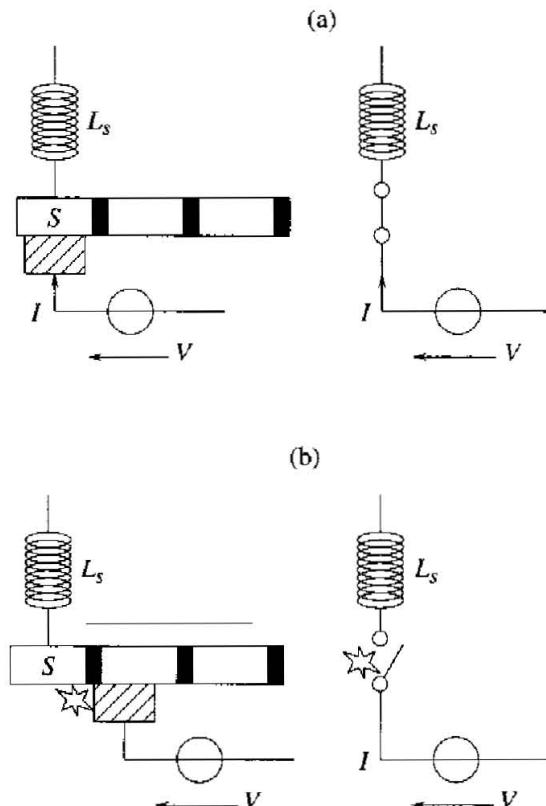


Figura 6.10 Generazione di scintille tra spazzole e segmenti del commutatore.

È possibile ridurre gli effetti dello scintillamento, soprattutto in termini di usura e necessità di manutenzione periodica, progettando spire caratterizzate da una minore induttanza, mentre è possibile rimuovere completamente il problema nei motori *brushless* ("senza spazzole") abbandonando la configurazione spazzole-collettore.

6.3 Motori elettrici a magneti permanenti brushless

6.3.1 Principio di funzionamento

Il motore brushless (senza spazzole) è costituito da un rotore (Figura 6.11), su cui sono alloggiati i magneti permanenti, e da uno statore, su cui vengono disposti gli avvolgimenti di fase (in genere tre). Le fasi sono alimentate alternativamente, in modo che il campo magnetico generato dalle relative correnti si mantenga sempre ortogonale e sincrono al campo generato dai magneti di rotore (da questo punto di vista è possibile considerare il motore brushless come un motore sincrono). Per mantenere il sincronismo è necessario commutare, tramite un *inverter*, le correnti

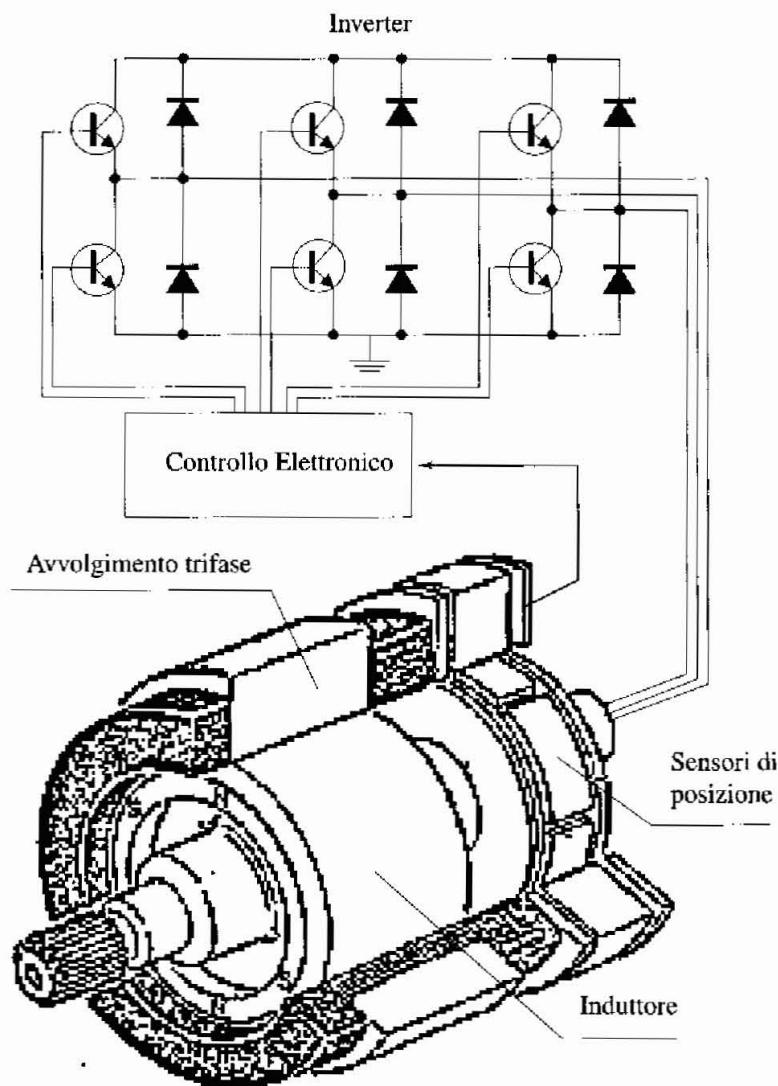


Figura 6.11 Motore brushless.

negli avvolgimenti di statore in funzione della posizione angolare del rotore, che dovrà quindi essere rilevata da un apposito *sensore*. L'inverter svolge pertanto la stessa funzione che in una macchina a corrente continua è svolta dal sistema spazzole-collettore, agisce cioè da commutatore elettronico anziché meccanico. È proprio grazie alla commutazione di tipo elettronico ed all'impiego di diodi di ricircolo che nel motore brushless si evitano i problemi di usura legati alla scarica dell'energia elettromagnetica immagazzinata negli avvolgimenti.

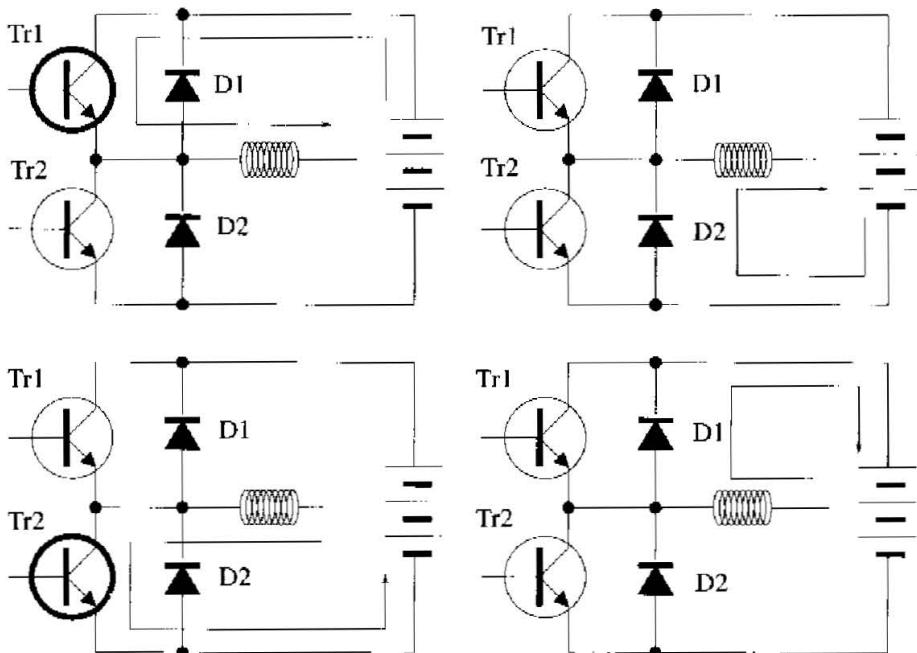


Figura 6.12 Esempio di circuito di commutazione.

Si consideri ad esempio il circuito di Figura 6.12. Le due coppie Tr1-D1 e Tr2-D2 consentono di alimentare un avvolgimento nei due sensi. La presenza dei diodi è necessaria per evitare che la sovrattensione LdI/dt che viene a stabilirsi tra collettore ed emettitore al momento dell'interdizione dei transistor possa danneggiarli. Infatti, quando ad esempio il transistor Tr1 viene spento, la corrente non si annulla di colpo ma può continuare a circolare attraverso il diodo D2 fino ad annullarsi.

Un segmento del commutatore nel motore a corrente continua equivale dunque all'insieme di due transistor e due diodi nell'inverter del motore brushless. Se mantenessimo però questa equivalenza otterremmo un dispositivo elettronico troppo complesso e di costo troppo elevato. Per mantenere basso il numero di componenti a semiconduttore si opta quindi per avvolgimenti *bifase* o *trifase*, non utilizzabili invece nei normali motori a corrente continua perché l'induttanza del circuito sarebbe così elevata da rendere impossibile la commutazione.

Nel caso di più coppie polari lo studio della conversione elettromeccanica può essere condotto semplicemente sostituendo all'*angolo meccanico* θ l'*angolo elettrico* α , proporzionale all'angolo meccanico tramite il numero di *coppie polari* p :

$$\alpha = p\theta$$

La derivata rispetto al tempo dell'angolo elettrico definisce la *frequenza di commutazione*: tanto più numerose sono le coppie polari (in genere 3), tanto più alta è la frequenza di commutazione delle correnti negli avvolgimenti.

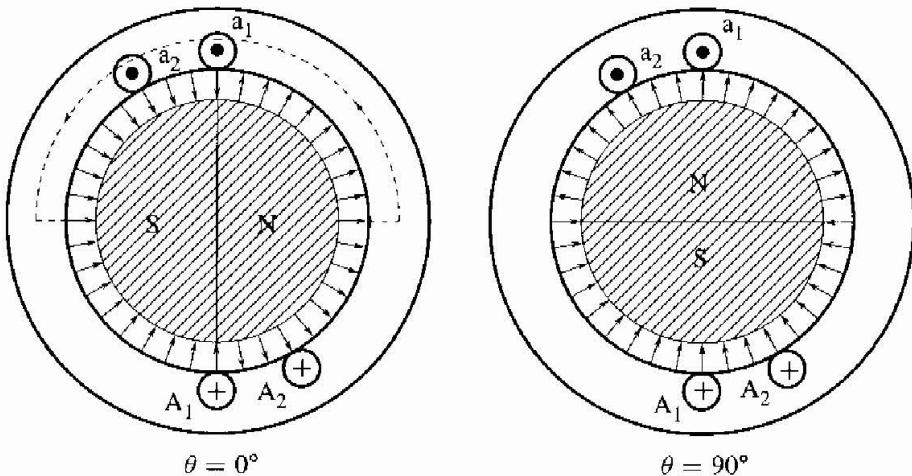


Figura 6.13 Motore brushless trapezio.

In generale i motori brushless comportano i seguenti vantaggi rispetto ai motori a corrente continua:

- migliore rapporto peso-potenza;
- elevate accelerazioni continuative;
- bassa inerzia ed alta banda passante (costanti di tempo elettriche piccole);
- ottima affidabilità;
- dimensioni molto ridotte;
- minima manutenzione;
- alta velocità di rotazione;
- idoneità al funzionamento anche in ambienti ostili.

Lo svantaggio principale è costituito dalla necessità di un sensore di posizione e da una complessa logica di gestione della commutazione delle correnti, che si riflettono essenzialmente in un costo più elevato.

6.3.2 Il motore brushless trapezio

Un esempio di motore brushless trapezio è rappresentato in Figura 6.13. Nel rotore è posto un magnete permanente a due poli e lo statore presenta dodici cave ed un avvolgimento trifase: si hanno quindi due cave per polo e per fase. Ogni fase è costituita da due bobine adiacenti ognuna di N spire, i cui assi formano un angolo di 30° ; ogni cava contiene N conduttori di una sola fase.

La posizione angolare del rotore viene rilevata mediante 6 sensori ottici (phototransistor) (Figura 6.14), PT1 - PT6, disposti a 60° fra loro e sottoposti sequenzialmente, tramite un otturatore che ruota solidalmente al rotore, ad un fascio di luce, prodotto da un'opportuna sorgente luminosa.

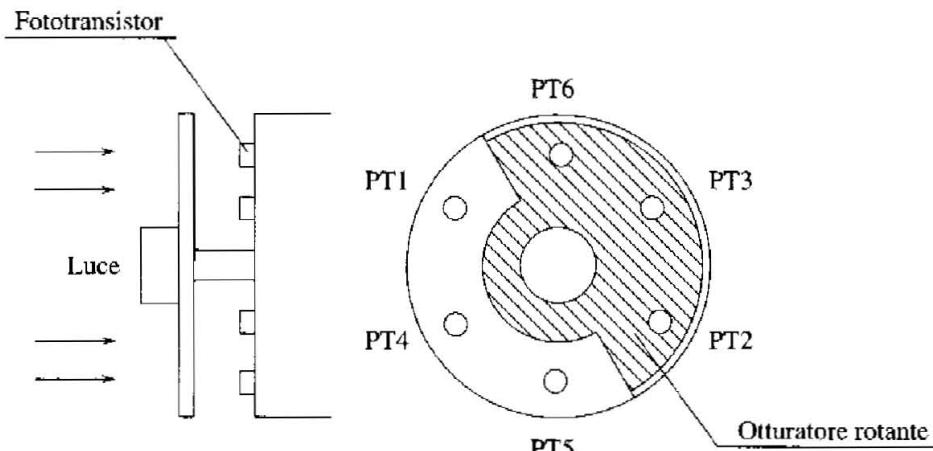


Figura 6.14 Misura della posizione angolare.

L'inverter (Figura 6.15), che ha il compito di iniettare la corrente nei vari avvolgimenti, è costituito da sei transistor, la cui accensione è comandata dai segnali ottenuti dai fototransistor.

La coppia generata può essere calcolata in maniera abbastanza semplice ricordando che la potenza elettrica assorbita ai morsetti della macchina ed effettivamente convertita in potenza meccanica è data dal prodotto della corrente che circola negli avvolgimenti di statore per la forza controelettromotrice raccolta ai loro capi. In particolare, poiché si hanno tre fasi distinte (a , b , c), si avrà:

$$P_m = E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c \quad (6.3)$$

Ricordando inoltre l'espressione della potenza meccanica:

$$P_m = \tau_m \omega$$

si ottiene:

$$\tau_m = \frac{E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c}{\omega} \quad (6.4)$$

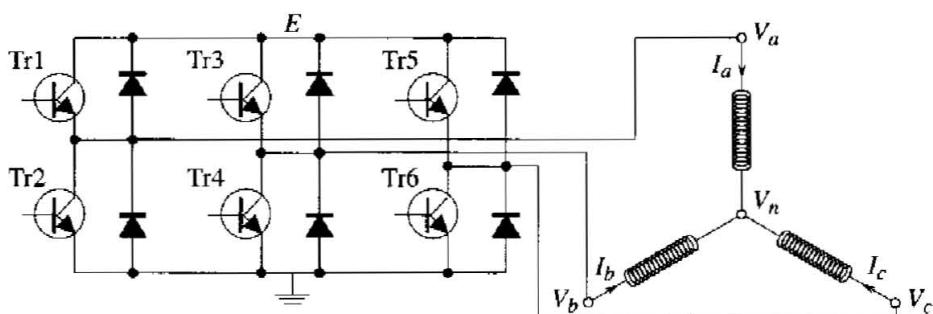


Figura 6.15 Inverter.

A loro volta le forze controelettromotrici indotte possono ottenersi facilmente calcolando la derivata rispetto al tempo del flusso concatenato con ciascuna fase. Supponendo una forma ad onda quadra per la densità di flusso al traferro² in funzione della posizione angolare del rotore (Figura 6.16.a), il flusso concatenato con la bobina $a_1 A_1$ varia linearmente con la posizione del rotore (Figura 6.16.b). Il massimo ϕ_{\max} del flusso concatenato (in valore assoluto) si ha per $\theta = 0^\circ$ (massimo positivo) e per $\theta = 180^\circ$ (massimo negativo). Integrando il campo magnetico $B(\theta)$ lungo il traferro si ottiene:

$$\phi_{\max} = Nrl \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B(\theta) d\theta = Nrl \bar{B}\pi$$

dove r è il raggio interno dello statore, l è la lunghezza assiale sia del rotore che dello statore e \bar{B} è il valore assunto dal campo magnetico al traferro (si veda la Figura 6.16.a). Possiamo così ricavare la forza controelettromotrice indotta nella bobina $a_1 A_1$:

$$E_{a1} = -\frac{d\phi_{m1}}{dt} = -\frac{d\phi_{m1}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -\omega \frac{d\phi_{m1}}{d\theta}$$

e quindi, esprimendo la derivata del flusso concatenato rispetto all'angolo in funzione del flusso concatenato massimo si ottiene per la forza controelettromotrice una forma ad onda quadra, la cui ampiezza \bar{E}_{a1} è data da:

$$\bar{E}_{a1} = \frac{2\phi_{\max}}{\pi} |\omega|$$

La forza controelettromotrice indotta nella bobina $a_2 A_2$ ha la medesima espressione, ma è sfasata di 30° (vedi Figura 6.16.c), e quando le due bobine vengono collegate in serie, la forza controelettromotrice risultante è quella di Figura 6.16.d. Con avvolgimenti reali si ottiene per ogni fase una forza controelettromotrice trapezoidale $E(\theta)$, la cui ampiezza \bar{E} è data da:

$$\bar{E} = \frac{4\phi_{\max}}{\pi} |\omega|$$

Noto il profilo di forza controelettromotrice, dalla (6.4) è possibile dedurre le forme d'onda da imporre alle correnti di fase al fine di ottenere una coppia indipendente dalla posizione angolare del rotore (Figura 6.17). Si noti che in ogni istante ci sono due fasi in conduzione quindi, durante i 120° di conduzione di una fase, il bilancio di potenza (6.3) si esprime nel modo seguente:

$$\tau_m \omega = 2E_i I_i$$

²Nella realtà, a causa degli effetti di bordo, gli angoli della forma d'onda sono arrotondati.

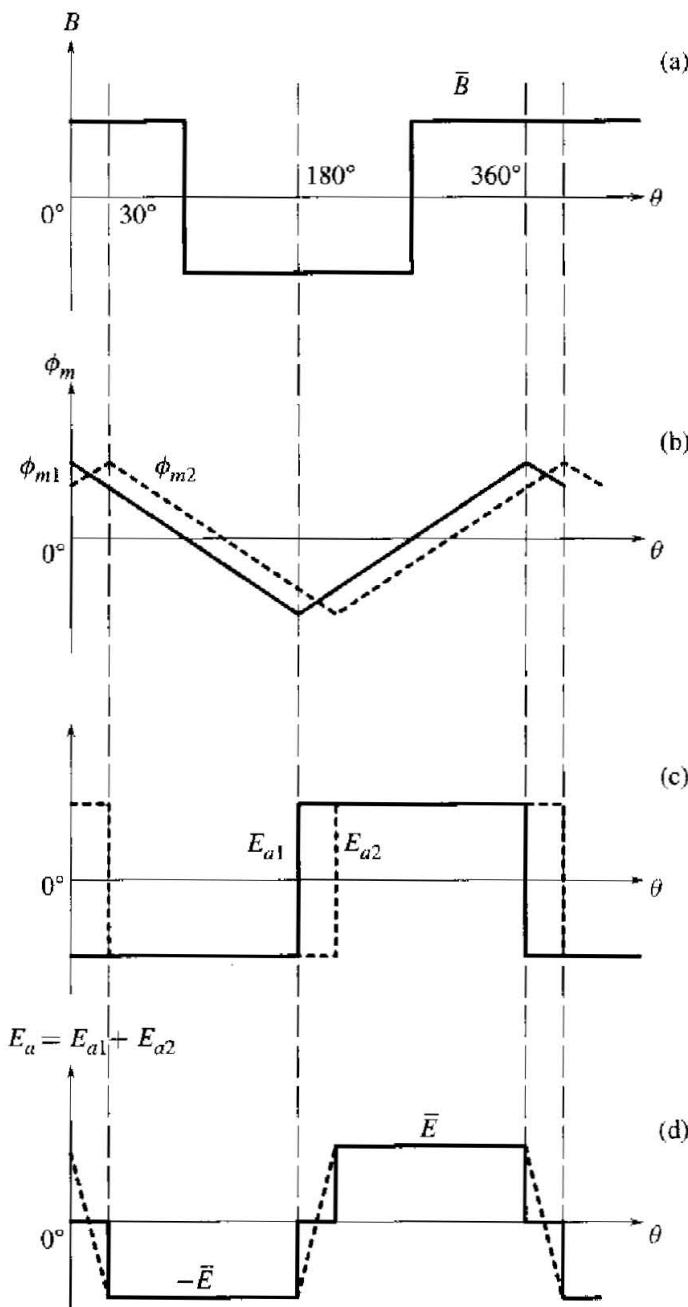


Figura 6.16 Flussi e forze controelettromotrici.

($i = a, b, c$) da cui è possibile ricavare l'espressione della coppia:

$$\tau_m = \frac{2E_i I_i}{\omega} = 8 \frac{\phi_{\max}}{\pi} I = K_t I$$

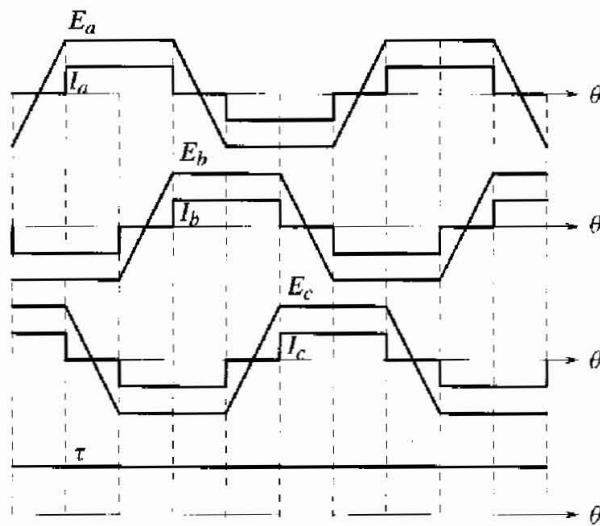


Figura 6.17 Correnti e coppia.

Considerando che le tre fasi sono solitamente collegate a stella (Figura 6.15), cioè:

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (6.5)$$

il modello del motore brushless trapezoidale, relativamente alla dinamica delle grandezze elettriche, è definito dall'equazione (6.5) e dalla seguente:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{aligned} & + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \right) + \\ & + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.6)$$

dove V_i sono le tensioni applicate alle fasi, per le quali si assume come riferimento la massa dell'inverter, V_n è il potenziale del punto neutro (centro stella), R è la resistenza di fase, E_i è la forza controelettromotrice indotta e L_i , M_{ij} sono rispettivamente le auto e le mutue induttanze di fase. Assumendo che le riluttanze del rotore non varino al variare dell'angolo (macchina isotropa), e quindi che le L_i siano uguali tra loro, così come le M_{ij} , e considerando l'equazione (6.5)(6.6) diventa:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

dove $L = L_i - M_{ij}$ (la mutua induttanza M_{ij} è sempre negativa).

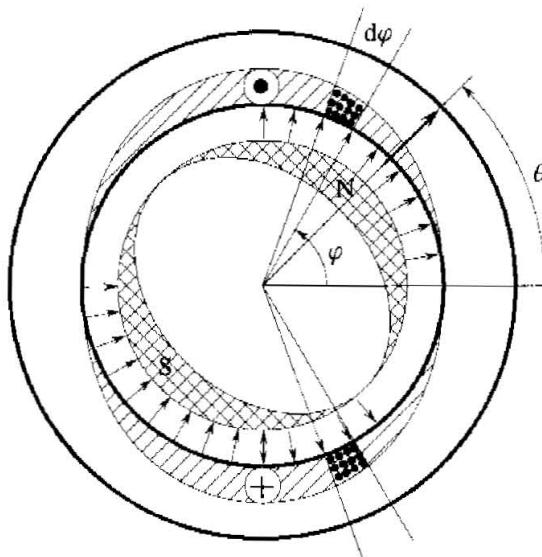


Figura 6.18 Motore brushless sinusoidale.

Si noti che il modello è costituito da 3 equazioni differenziali e da un'equazione algebrica di vincolo fra le correnti, imposta dal collegamento a stella. Coerentemente si hanno 4 grandezze incognite, le tre correnti di fase e la tensione del punto neutro, e 3 variabili esogene, le tensioni V_i , sulle quali si dovrà agire per imporre la forma d'onda desiderata alle correnti di fase.

6.3.3 Il motore brushless sinusoidale

La differenza fondamentale fra un motore brushless trapezoidale ed uno sinusoidale consiste nella differente *funzione di forma* ottenuta per le forze controelettromotrici indotte. In entrambi i casi infatti le forze controelettromotrici di fase possono essere espresse come il prodotto della velocità angolare per una funzione di forma $K_i(\theta)$, cioè:

$$E_i = \omega K_i(\theta)$$

A titolo di esempio si consideri la struttura di un motore brushless sinusoidale, schematizzata in Figura 6.18, in cui è stata raffigurata per semplicità una sola fase. Configurando opportunamente i magneti permanenti posti sul rotore è possibile ottenere una distribuzione sinusoidale del campo magnetico, la cui direzione di massima ampiezza ruota alla velocità di rotazione del rotore. Assumendo la direzione di massima ampiezza del campo come asse di riferimento mobile per la misura degli angoli si ha quindi:

$$B(\varphi, \theta) = \bar{B} \cos(\varphi - \theta)$$

dove l'angolo φ individua un generico punto lungo il traferro e l'angolo θ individua la rotazione del rotore.

Assumendo per i conduttori di ogni singola fase una distribuzione sinusoidale, tale cioè che in un angolo infinitesimo di ampiezza $d\varphi$, individuato dall'angolo φ , siano contenuti un numero di conduttori dn pari a:

$$dn = \frac{N_s}{2} \sin \varphi \, d\varphi$$

dove N_s è il numero di spire, calcoliamo il flusso ϕ_m concatenato con la spira costituita dai dn conduttori, assumendo inoltre che i conduttori di ritorno siano individuati dall'angolo $-\varphi$:

$$\phi_m(\varphi, \theta) = \int_{-\varphi}^{\varphi} B(\sigma, \theta) r l \, d\sigma = 2\bar{B}rl \sin \varphi \cos \theta$$

La forza controelettromotrice dE indotta nella spira costituita dai dn conduttori (in serie) sarà data da:

$$dE = -\frac{d\phi_m}{dt} dn = \bar{B}rl\omega N_s \sin^2 \varphi \sin \theta \, d\varphi$$

e quindi si otterrà la seguente espressione per la forza controelettromotrice complessiva raccolta ai capi della fase³:

$$E = \int_0^\pi dE = \omega \frac{\bar{B}rl N_s \pi}{2} \sin \theta = \omega K \sin \theta$$

Ricordando che le fasi sono sfasate di $2\pi/3$ e considerando il caso generale di p coppie polari si ottengono infine le seguenti funzioni di forma per ciascuna fase:

$$\begin{aligned} K_a(\alpha) &= pK \sin(p\theta) = pK \sin \alpha \\ K_b(\alpha) &= pK \sin(p\theta - 2\pi/3) = pK \sin(\alpha - 2\pi/3) \\ K_c(\alpha) &= pK \sin(p\theta - 4\pi/3) = pK \sin(\alpha - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (6.8)$$

Per ottenere una coppia costante rispetto alla posizione angolare del rotore è necessario impostare la stessa funzione di forma alle correnti di fase cioè:

$$\begin{aligned} I_a &= I_a(\alpha) = I \sin \alpha \\ I_b &= I_b(\alpha) = I \sin(\alpha - 2\pi/3) \\ I_c &= I_c(\alpha) = I \sin(\alpha - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (6.9)$$

in base alla (6.4) infatti si ha:

$$\begin{aligned} \tau_m &= pKI \sin^2 \alpha + pKI \sin^2(\alpha - 2\pi/3) + pKI \sin^2(\alpha - 4\pi/3) = \\ &= \frac{3}{2} pKI = K_t I \end{aligned}$$

La dinamica delle grandezze elettriche è ancora descritta dalle equazioni (6.5, 6.7).

³Lo stesso risultato si sarebbe potuto ottenere applicando la legge del flusso tagliato.

Il "ripple" di coppia Nelle macchine reali la generazione di coppia non è dovuta solo alla coppia di allineamento, generata dall'interazione fra il campo magnetico dovuto ai magneti permanenti e quello generato dalle correnti di fase negli avvolgimenti, ma ad essa si sommano altri due contributi principali. Uno è dovuto principalmente ad una variazione dell'autoinduttanza degli avvolgimenti di fase in funzione dell'angolo motore, ed origina la coppia di *rilettanza*, l'altro ad un'interazione fra il campo prodotto dai magneti permanenti e i denti e le cave eventualmente presenti sullo statore, ed origina la coppia di *cogging*.

Bisogna inoltre considerare che la stessa coppia di allineamento, che in condizioni ideali risulta indipendente dalla posizione angolare del rotore e proporzionale all'ampiezza della corrente di fase, a causa principalmente dei transitori di commutazione delle correnti e delle imperfezioni delle forme d'onda di corrente e di forza controelettromotrice risulta in certa misura funzione dell'angolo θ .

L'insieme di questi fenomeni genera i disturbi pulsanti (*ripple*) di coppia, descrivibili come un insieme di pulsazioni indesiderate nella forma d'onda della coppia generata. Tali pulsazioni possono ridurre la regolarità del moto del sistema, particolarmente alle basse velocità, soprattutto in quanto possono eccitare le risonanze meccaniche della struttura cui il motore è applicato. Nel seguito si caratterizzeranno in frequenza i diversi contributi al ripple di coppia, considerando una condizione di funzionamento del motore a velocità costante.

Coppia di rilettanza L'ampiezza della coppia di rilettanza, particolarmente significativa quando i magneti permanenti sono collocati all'interno del rotore, è proporzionale al quadrato della corrente di fase ed è caratterizzata da una frequenza fondamentale Ω_{ril} , pari alla frequenza con la quale i magneti transitano davanti all'avvolgimento di una data fase:

$$\Omega_{\text{ril}} = 6p\omega$$

Coppia di cogging La coppia di cogging è indipendente dalla corrente di fase ed è dovuta ad una variazione della rilettanza vista dai magneti permanenti durante la rotazione del rotore, a sua volta dovuta alla presenza dei denti e delle cave di alloggiamento dei conduttori sullo statore. Il fatto che la rilettanza vista dal rotore sia variabile provoca la generazione di azioni meccaniche che tendono a portare il rotore nella posizione di minima rilettanza. La componente tangenziale alla superficie del rotore di tali forze determina la coppia di cogging.

Un metodo di riduzione della coppia di cogging consiste nell'inclinare i denti dello statore o i magneti del rotore, soluzione che comporta però un aumento della complessità di costruzione del motore e della dispersione del flusso, che a loro volta provoca una diminuzione della coppia generata, specialmente nei motori con un basso numero di denti per polo magnetico. È possibile ridurre la coppia di cogging anche scegliendo opportunamente l'ampiezza del polo del magnete ed il rapporto fra l'ampiezza dei denti e delle cave (da quest'ultimo punto di vista la situazione più favorevole è quella in cui i denti e le cave hanno la medesima ampiezza).

L'ampiezza della coppia di cogging, la cui caratterizzazione in frequenza dipende fortemente dalle caratteristiche costruttive di ogni singolo motore, può rag-

giungere qualche percento della coppia nominale nella condizione più sfavorevole.

Sbilanciamento delle coppie di fase Una causa di irregolarità nella generazione di coppia può essere attribuita ad una differenza nell'ampiezza della coppie τ_{mi} generate dalle singole fasi. Consideriamo ad esempio il caso di un motore sinusoidale, in cui l'ampiezza della coppia prodotta dalla fase a sia esprimibile come il prodotto del termine $(1 - \Delta)$ per l'ampiezza nelle altre due fasi, dalle (6.4, 6.8, 6.9) si ricava:

$$\begin{aligned}\tau_m &= pKI [\sin^2 \alpha + \sin^2(\alpha - 2\pi/3) + \sin^2(\alpha - 4\pi/3)] - pKI\Delta \sin^2 \alpha = \\ &= K_t I + \Delta \frac{pKI}{2} [\cos 2\alpha - 1]\end{aligned}$$

Il ripple di coppia corrispondente è quindi caratterizzato da una frequenza Ω_{sa} pari al doppio della frequenza di commutazione:

$$\Omega_{sa} = 2p\omega$$

Disallineamento delle fasi Supponiamo che la funzione di forma della forza controelettromotrice indotta nella fase a sia sfasata di δ :

$$K_a(\alpha) = K_a \sin(\alpha + \delta)$$

e che invece le altre funzioni di forma siano fasate correttamente. In tal caso l'espressione della coppia di allineamento è data da:

$$\tau_m = pKI [\sin \alpha \sin(\alpha + \delta) + \sin^2(\alpha - 2\pi/3) + \sin^2(\alpha - 4\pi/3)]$$

che può essere così semplificata per valori di δ sufficientemente piccoli:

$$\tau_m \cong K_t I + \frac{pKI}{2} \delta \sin 2\alpha$$

Il ripple di coppia corrispondente è quindi ancora caratterizzato da una frequenza Ω_{sf} pari al doppio della frequenza di commutazione:

$$\Omega_{sf} = 2p\omega$$

Offset di corrente Supponiamo che la regolazione delle correnti di fase introduca offset costanti, rispettivamente \bar{I}_a e \bar{I}_b , nelle correnti delle fasi a e b , dovuti ad esempio ad una polarizzazione delle misure fornite dai sensori. Poiché le tre fasi sono collegate a stella la corrente nella terza fase sarà determinata dalla relazione (6.5) e quindi si avrà:

$$\begin{aligned}I_a(\alpha) &= I \sin \alpha + \bar{I}_a \\ I_b(\alpha) &= I \sin(\alpha - 2\pi/3) + \bar{I}_b \\ I_c(\alpha) &= I \sin(\alpha - 4\pi/3) - (\bar{I}_a + \bar{I}_b)\end{aligned}$$

Ciò determina la seguente coppia di allineamento:

$$\tau_m = K_t I + p K \bar{I}_a \left[\frac{3}{2} \sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha \right] - \sqrt{3} p K \bar{I}_b \cos \alpha$$

e quindi la comparsa di una componente del ripple di coppia di frequenza Ω_{of} pari alla frequenza di commutazione:

$$\Omega_{\text{of}} = p\omega$$

Imperfezioni nelle forme d'onda di corrente e di forza controelettromotrice Gli effetti di bordo nei circuiti magnetici e le difficoltà costruttive ostacolano un'accurata realizzazione di funzioni di forma trapezoidali o sinusoidali nelle macchine reali. Inoltre la bassa risoluzione dei sensori di posizione spesso utilizzati nei motori sinusoidali ed i transitori di commutazione introducono imperfezioni nelle forme d'onda delle correnti di fase. Tutto ciò provoca la comparsa di armoniche indesiderate nelle funzioni di forma, che possono essere caratterizzate mediante il seguente sviluppo in serie di Fourier:

$$\begin{aligned} K_a(\alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} K_n e^{jn\alpha} & I_a(\alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n e^{jn\alpha} \\ K_b(\alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} K_n e^{jn(\alpha-2\pi/3)} & I_b(\alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n e^{jn(\alpha-2\pi/3)} \\ K_c(\alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} K_n e^{jn(\alpha-4\pi/3)} & I_c(\alpha) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n e^{jn(\alpha-4\pi/3)} \end{aligned}$$

ove si è assunto che i coefficienti dello sviluppo, K_n e I_n , siano identici per le tre fasi. La coppia di allineamento è quindi data da:

$$\begin{aligned} \tau_m &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} T_n e^{jn\alpha} \\ T_n &= e^{-jn2\pi/3} \left[1 + 2 \cos \left(n \frac{2\pi}{3} \right) \right] \sum_{l=-\infty}^{+\infty} K_l I_{n-l} \end{aligned} \quad (6.10)$$

Dalla (6.10), ponendo $n = 0$, si ricava il valore medio $\bar{\tau}_m$:

$$\bar{\tau}_m = T_0 = 3 \sum_{l=-\infty}^{+\infty} K_l I_{-l}$$

mentre le uniche armoniche diverse da zero si potrebbero avere per $n = 3k$, il che implicherebbe pulsazioni di coppia caratterizzate da frequenze multiple di 3 della frequenza di commutazione.

In realtà il contenuto armonico della coppia di allineamento è ulteriormente semplificato dal fatto che tanto le forze controelettromotrici quanto le correnti di

fase presentano una simmetria a semionda, che si ripete ogni mezzo periodo con segno invertito. Questo fatto implica che il contributo delle armoniche pari sia nullo, il che a sua volta implica che anche le armoniche *dispari* multiple di 3 nella coppia di allineamento siano nulle. Una generica armonica multipla dispari di 3 è infatti data da:

$$T_{6k+3} = 3 \sum_{l=-\infty}^{+\infty} K_l I_{6k+3-l}$$

così che quando l è pari K_l è nullo, quando l è dispari I_{6k+3-l} è pure nullo, poiché $6k + 3 - l$ è pari. L'armonica fondamentale della pulsazione di coppia relativa alle imperfezioni nelle forme d'onda di forza controelettromotrice e corrente si ha quindi per $n = 6$ ed è caratterizzata da una frequenza Ω_{arm} data da:

$$\Omega_{\text{arm}} = 6p\omega$$

6.4 Controllo di corrente

Lo scopo di questo paragrafo è di fornire una breve introduzione alle principali tecniche di controllo di corrente. Sebbene, come si vedrà nel paragrafo 9.3.2, ai fini della sintesi del controllo del movimento le dinamiche caratteristiche del controllo di corrente possano essere generalmente trascurate, in quanto molto più rapide, è tuttavia utile illustrare le modalità con cui si realizzano l'amplificazione di potenza ed il controllo di corrente, anche e soprattutto per comprenderne gli effetti sulla regolarità della coppia generata.

6.4.1 Amplificatori di potenza

Prima di entrare nel merito del regolatore di corrente vero e proprio è necessario rilevare che l'uscita del regolatore è generalmente un segnale a bassa potenza, non compatibile con le esigenze della movimentazione. È necessario pertanto interporre un opportuno stadio di amplificazione di potenza, per fornire al motore (ai morsetti delle spazzole o ai capi degli avvolgimenti statorici di fase) una tensione di valore medio proporzionale all'uscita del regolatore e adeguate correnti. Gli amplificatori di potenza si possono suddividere in due ampie categorie: gli amplificatori *lineari* (detti anche di classe A) e gli amplificatori *switching* (di classe D).

Gli amplificatori lineari consentono di applicare tensioni o correnti al motore proporzionali alla tensione di comando e sarebbero i più adatti ai fini del problema di controllo, grazie alla caratteristica lineare per un ampio *range* di valori all'uscita, ad una larga banda e ad una bassa emissione di disturbi elettromagnetici. Poiché però la potenza dissipata dall'amplificatore lineare può essere addirittura dello stesso ordine di grandezza della massima potenza sviluppabile, il loro utilizzo è limitato ad applicazioni che richiedono bassi livelli di potenza (ben inferiori per esempio a quelli richiesti nelle applicazioni robotiche).

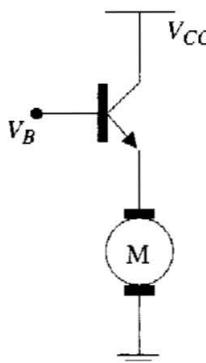


Figura 6.19 Amplificatore switching.

Come verrà esposto nel Paragrafo 6.4.3, gli amplificatori switching modulano il valore medio della tensione applicata al motore (anziché il valore istantaneo) modulando la durata degli intervalli di apertura e chiusura del circuito di collegamento tra un alimentatore a corrente continua ed il motore. In particolare, in vista delle esigenze di regolare con continuità la velocità su un range molto esteso di valori (praticamente da zero a valori dell'ordine di alcune migliaia di giri al minuto) e di avere necessità di frequenze di commutazione elevate (da 5000 a 30000 Hz), dettate dalle bande dei regolatori di corrente (circa 200 ÷ 300 Hz), si utilizzano amplificatori switching a transistor (Figura 6.19).

Modulando la tensione V_B sulla base del transistor in modo da farlo commutare alternativamente dallo stato di interdizione a quello di saturazione e viceversa, il segnale ai morsetti delle spazzole ha l'andamento di un treno di impulsi di durata finita e variabile, con un valore medio \bar{V} su un periodo proporzionale alla durata dell'impulso. In tal modo la dissipazione sul transistor viene di molto ridotta, sfruttando il fatto che sul transistor o è nulla la corrente (in interdizione) o è molto piccola la tensione (in saturazione: $V_{CE} \cong 0.2$ V). Inoltre, poiché la forma d'onda pulsante è successivamente filtrata dall'induttanza degli avvolgimenti e dall'inerzia del rotore, è possibile, utilizzando elevate frequenze di commutazione, approssimare bene il comportamento di un amplificatore lineare.

Al fine di consentire la circolazione della corrente in entrambi i sensi, e quindi di invertire il moto, la configurazione di valvole più comunemente adottata per il pilotaggio di un motore trifase è quella schematizzata in Figura 6.20.

Ogni fase è alternativamente collegata ai due poli della tensione d'ingresso: tensione di alimentazione o massa. Gli inverter possono essere classificati in termini di:

- caratteristiche delle valvole utilizzate;
- topologia della parte di potenza.

Le valvole di più frequente utilizzo possono essere classificate in base alla:

- modalità di commutazione, *forzata* o *non forzata*;
- frequenza di commutazione.

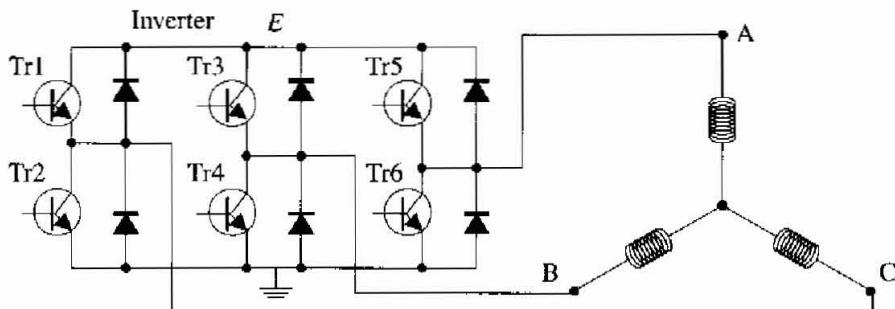


Figura 6.20 Schema circuitale dell'inverter.

L'accensione e lo spegnimento delle valvole a commutazione forzata possono essere comandati da un segnale esterno. Rientrano in questa categoria i dispositivi IGBT, GTO, BJT, MOSFET. Per realizzare lo spegnimento delle valvole a commutazione non forzata, tipicamente SCR e tiristori, è invece necessario attendere che la corrente si annulli. Nel caso delle applicazioni robotiche e delle macchine utensili la soluzione più comune è senz'altro la commutazione forzata.

Riguardo alla topologia della parte di potenza gli inverter si possono classificare in:

- inverter a *corrente impressa*;
- inverter a *tensione impressa*.

Si definisce a corrente impressa (CSI: Current Source Inverter) un inverter in cui la regolazione di corrente avviene esternamente all'inverter vero e proprio. L'azionamento di potenza di un inverter a corrente impressa è schematizzato in Figura 6.21. Esso è costituito da:

- uno stadio di ingresso costituito da un convertitore statico che, alimentato dalla rete trifase a tensione e frequenza fisse, alimenta il circuito intermedio in corrente continua;
- un'induttanza che disaccoppia la rete a frequenza fissa dell'alimentazione da quella a frequenza variabile del motore;
- uno stadio di uscita costituito da un convertitore statico che, alimentato dal circuito intermedio, fornisce energia al motore a frequenza variabile.

L'implementazione di un regolatore di corrente in un CSI è molto semplice, soprattutto perché necessita del solo regolatore di corrente del bus in continua e trova la sua naturale applicazione nel caso dei motori brushless trapezoidali. In questo caso è sufficiente una bassa risoluzione per la misura dell'angolo elettrico α . Uno degli aspetti critici di un CSI è il ritardo di commutazione delle valvole. Infatti, a causa della tensione finita e dell'induttanza di fasc non è possibile avere commutazioni istantanee delle correnti. È pertanto possibile che durante gli intervalli di commutazione tutte e tre le fasi possano essere in conduzione (il solo sensore della corrente I nel ramo in continua non è in grado di regolare contemporaneamente

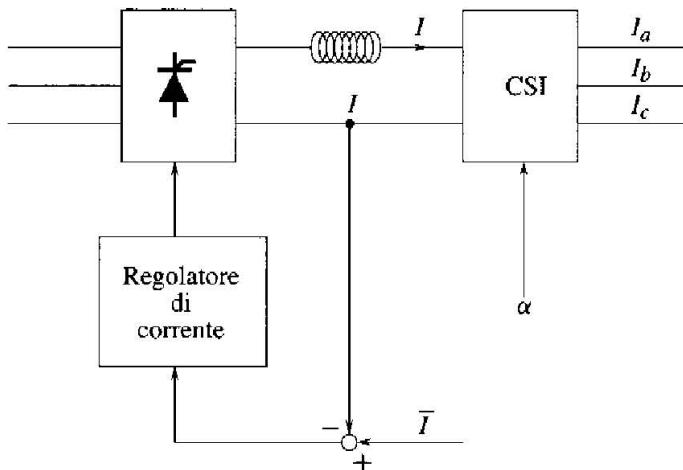


Figura 6.21 Inverter a corrente impressa.

le tre correnti di fase). Ciò determina delle pulsazioni di coppia la cui ampiezza è più rilevante alle basse frequenze.

Si definisce invece a tensione impressa (VSI: Voltage Source Inverter) un inverter in cui la regolazione di corrente avviene proprio grazie alla modulazione dei tempi di apertura della valvole. Un inverter a tensione impressa può essere schematizzato come in Figura 6.22. Esso è così composto:

- un convertitore in ingresso per la generazione dell'alimentazione in continua;
- un filtro LC per la stabilizzazione della tensione;
- uno stadio di conversione DC/AC, pilotato dai regolatori di corrente.

6.4.2 Progetto del controllore di corrente

Nel caso dei motori a spazzole e collettore è possibile considerare, ai fini del progetto del regolatore di corrente, la seguente funzione di trasferimento fra la

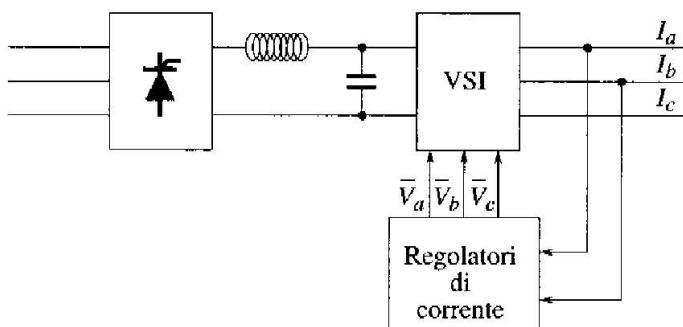


Figura 6.22 Inverter a tensione impressa.

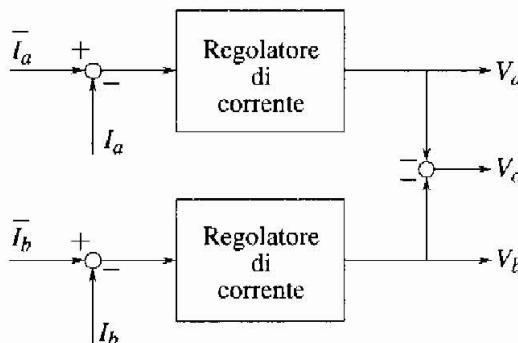


Figura 6.23 Controllo di corrente di fase.

tensione applicata agli avvolgimenti V e la corrente generata I :

$$G_c(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (6.11)$$

ricavabile immediatamente dal semplice circuito di Figura 6.8 considerando l'azione della forza controelettromotrice come un *ingresso esogeno*. Ovviamente quest'ultima ipotesi non è rigorosamente verificata, ma l'approssimazione è giustificata dal fatto che la velocità evolve secondo la dinamica del sistema meccanico, più lenta, in generale, della dinamica elettrica. Si può pertanto assumere, in prima approssimazione, che l'effetto della forza controelettromotrice sia ben rilevato dall'anello di controllo di corrente.

La (6.11) è la funzione di trasferimento di un sistema del primo ordine e non pone particolari problemi dal punto di vista del controllo. Ad esempio è sufficiente un regolatore PI, tarato per cancellazione dell'unico polo del sistema e imponendo una banda, eventualmente aggiustata sperimentalmente, di diverse centinaia di Hz.

Considerando invece i motori brushless trifase, è innanzitutto necessario rilevare che le tre correnti di fase non sono indipendenti, a causa del collegamento a stella, e che pertanto solo due correnti⁴ potranno essere regolate (e quindi misurate), la terza è univocamente determinata dal vincolo della connessione a stella.

Le uscite dei due regolatori sono quindi valori proporzionali alle corrispondenti tensioni di fase, mentre la tensione relativa alla terza fase è ottenuta come somma cambiata di segno delle altre due (Figura 6.23).

La tecnica appena descritta è utilizzata comunemente nelle implementazioni del controllo di corrente di tipo analogico. Nel caso di controllo digitale si preferisce una tecnica che, mediante un'opportuna trasformazione di variabili, rifer-

⁴Addirittura una sola corrente, quella che percorre le due fasi alimentate alternativamente in serie, nel caso del motore brushless trapezio.

mula il modello del motore eliminando i termini dipendenti dall'angolo elettrico α . Questa tecnica prende il nome di *controllo vettoriale*.

Controllo vettoriale Dal punto di vista del problema di controllo di corrente non c'è dubbio che la macchina migliore sia quella a spazzole e collettore. Il vantaggio principale è costituito dalla presenza di una situazione completamente disaccoppiata da un punto di vista magnetico, tale per cui si possono definire un asse polare, individuato dai magneti permanenti, ed un asse interpolare, che localizza il campo magnetico generato dalla corrente di armatura. Asse polare ed asse interpolare sono inoltre sempre ortogonali, indipendentemente dalla posizione relativa di statore e rotore e dal valore di tensione applicato alle spazzole. Nel caso dei motori brushless invece l'ortogonalità fra l'asse di campo generato dai magneti permanenti e l'asse di campo generato dalle correnti di statore si realizza solo modulando opportunamente le correnti negli avvolgimenti. Di conseguenza, non è possibile individuare nelle variabili di statore termini che agiscano solo sulla produzione di coppia. Per individuare tali termini, nel caso del motore brushless sinusoidale, è necessario operare una trasformazione di variabili che, in luogo delle variabili del riferimento fisso di statore (tensioni e correnti) introduca nuove variabili, definite in un riferimento solidale con il rotore, i cui assi sono definiti rispettivamente *asse diretto* ed *asse in quadratura*.

Nel caso del motore brushless a magneti permanenti, l'asse diretto è l'asse del campo generato dall'azione dei magneti. È possibile associare all'asse in quadratura un circuito fittizio di alimentazione, in cui dovrà circolare una corrente proporzionale alla coppia che si intende generare. Tale circuito svolge quindi lo stesso ruolo svolto dal circuito di armatura nella macchina a corrente continua.

La trasformazione di variabili che consente di ottenere un modello disaccoppiato è nota come trasformazione di Park ed è definita nel modo seguente:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\alpha) \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\alpha) \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

dove la matrice $\mathbf{T}(\alpha)$, funzione dell'angolo elettrico, è definita come

$$\mathbf{T}(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) \\ \sin \alpha & \sin(\alpha - 2\pi/3) & \sin(\alpha - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

Applicando tale trasformazione al modello (6.7) si ottiene:

$$\begin{aligned} V_d &= RI_d + L \frac{dI_d}{dt} + p\omega L I_q \\ V_q &= RI_q + L \frac{dI_q}{dt} - p\omega L I_d + \sqrt{\frac{3}{2}} pK\omega \end{aligned}$$

Nel modello riferito agli assi mobili è quindi scomparsa qualsiasi dipendenza dall'angolo elettrico, ma è comparsa un'interazione fra gli assi diretto e in quadratura, rappresentata dai termini incrociati $p\omega L I_q$ e $-p\omega L I_d$.

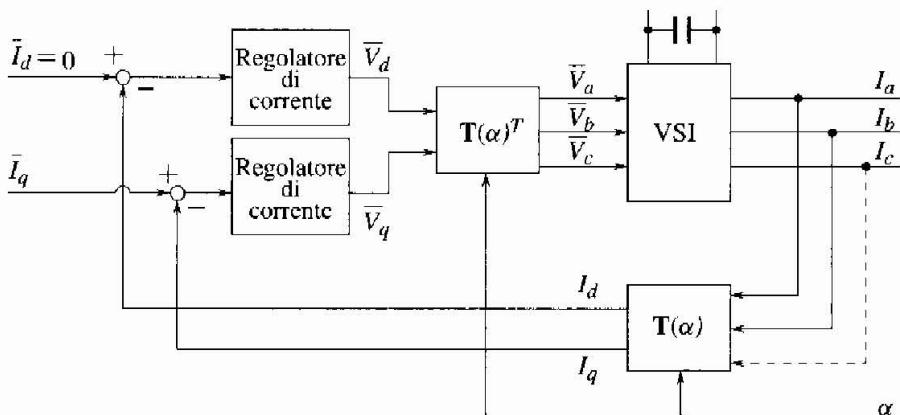


Figura 6.24 Controllo vettoriale.

L'espressione della coppia, nelle nuove variabili, è data da:

$$\tau_m = \sqrt{\frac{3}{2}} p K I_q$$

e dipende quindi dalla sola corrente in quadratura. Regolare la corrente in quadratura significa quindi regolare la coppia generata, mentre la corrente di asse diretto dovrà essere regolata a zero, per ottimizzare l'efficienza della macchina. Poiché, infatti, non è necessario modulare I_d al fine di produrre il campo magnetico, generato dai magneti permanenti, a parità di coppia generata un valore di I_d diverso da zero determina un aumento della potenza elettrica assorbita.

Lo schema del controllo vettoriale può quindi essere rappresentato come in Figura 6.24.

Si noti che lo schema prevede:

1. la misura delle correnti di fase;
2. la trasformazione delle grandezze elettriche della macchina reale nelle variabili di asse diretto e in quadratura;
3. l'applicazione della regolazione alle variabili fintizie;
4. la trasformazione delle variabili di controllo definite sugli assi di rotore nelle corrispondenti variabili di statore.

Quest'ultima operazione è realizzata tramite la trasformazione inversa, definita dalla trasposta della matrice $\mathbf{T}(\alpha)$:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} &= \mathbf{T}(\alpha)^T \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \\ \mathbf{T}(\alpha)^T &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \sin(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & \sin(\alpha - 4\pi/3) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

6.4.3 Controllo PWM (Pulse Width Modulation)

Sia nel controllo di fase che nel controllo vettoriale le variabili di controllo delle correnti sono dunque le tensioni di fase. Queste ultime sono modulate da amplificatori switching che commutano dalla condizione di conduzione a quella di interdizione ad una frequenza elevata. Il treno di impulsi di tensione generato è successivamente filtrato dall'induttanza degli avvolgimenti, così che il suo effetto, ai fini della regolazione di corrente può essere approssimato dal solo valore medio. La tecnica di modulazione più frequentemente utilizzata è detta a modulazione di durata degli impulsi (PWM). Tutti gli impulsi sono iniziati a distanza di t_M (secondi) e quindi la frequenza di modulazione è $f_M = 1/t_M$. Valori tipici di f_M sono compresi tra 5000 e 30000 Hz.

Si supponga ad esempio di voler impostare una certa velocità di rotazione $\bar{\omega}$ ad un motore a corrente continua, sottoposto ad una coppia di carico τ_l . Sarà dunque necessario applicare una tensione \hat{V} pari a:

$$\hat{V} = \frac{R}{K_t} (D_m \bar{\omega} + \tau_l) + K_e \bar{\omega} \quad (6.12)$$

e quindi, utilizzando la tecnica PWM, sarà necessario comandare un tempo di accensione t_{on} a:

$$t_{on} = \frac{\hat{V}}{V_{CC}} t_M$$

Considerando i seguenti valori $\bar{\omega} = 100$ rad/s, $\tau_l = 1$ Nm, $V_{CC} = 400$ V, $f_M = 10$ kHz, ed i parametri elettrici tipici di un motore, si ottengono nei due casi i transitori di velocità riportati in Figura 6.25a.

Per apprezzare le differenze è necessario restringere la scala temporale ad 1 ms (Figura 6.25b): si noti che l'onduzione di velocità è pari a circa lo 0.1% (Figura 6.25c riporta la tensione applicata).

Esistono svariate tecniche di generazione del segnale PWM: una delle più note prende il nome di *metodo della sottooscillazione*, ed utilizza sostanzialmente un oscillatore ad onda triangolare ed un comparatore (Figura 6.26).

Il funzionamento di tale tecnica è descritto in Figura 6.27, ove per semplicità si è considerato solo il caso di segnale positivo: il segnale PWM si porta nello stato OFF ogniqualvolta il valore del segnale è superiore al segnale derivante dall'oscillatore.

6.5 Attuatori oleodinamici

Gli attuatori oleodinamici generano la forza necessaria per il movimento di un carico pagante sfruttando l'energia di pressione posseduta da un fluido e fornita da una pompa azionata da un motore elettrico. Il fluido, dalla mandata della pompa attraverso il circuito idraulico, raggiunge il motore oleodinamico, un cilindro con pistone per movimenti lineari, nei quali avviene la trasformazione dell'energia di

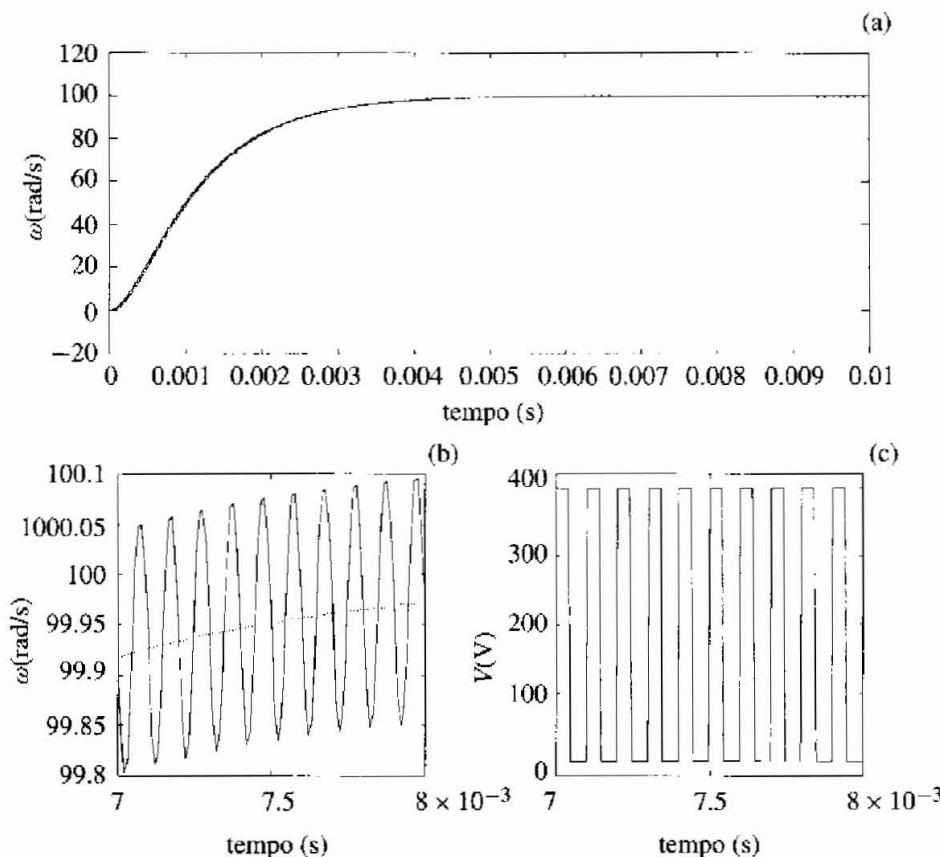


Figura 6.25 Transitori di velocità (linea continua: controllo PWM, linea tratteggiata: controllo lineare) e segnale PWM.

pressione in energia meccanica e movimento. Pompe a portata variabile e valvole di comando e di regolazione consentono di modulare portate e pressioni del fluido, e quindi i flussi di energia. Caratteristica peculiare degli attuatori oleodinamici è la possibilità di sviluppare grandi forze con piccoli ingombri.

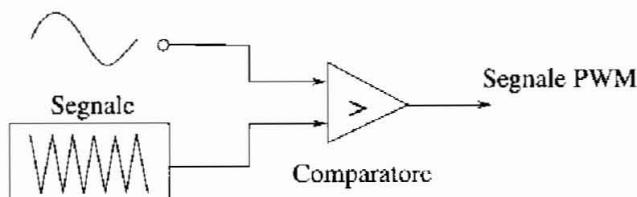


Figura 6.26 Generazione del segnale PWM.

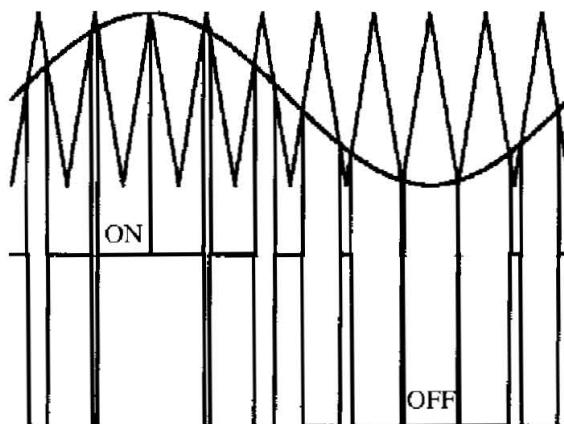


Figura 6.27 Segnale PWM generato dal metodo della sottooscillazione.

6.5.1 Un circuito basilare per l'attuazione oleodinamica

In Figura 6.28 è riportata una schematizzazione nella simbologia standard ISO di un cilindro attuatore con relativo circuito di alimentazione e controllo.

La pompa (1) può essere azionata da un motore elettrico o termico: aspira il liquido dal serbatoio (2) e lo convoglia nella tubazione di adduzione del fluido al cilindro (5). Il liquido fluisce e il pistone si sposta finché non incontra una forza resistente dovuta, ad esempio, ad un carico esterno agganciato al pistone: in questo caso la pressione aumenta finché non crea una forza motrice maggiore di quella resistente del carico e quindi lo sposta. Il fluido che esce dal cilindro, dalla camera che non è connessa alla pompa, si scarica nel serbatoio di raccolta (2).

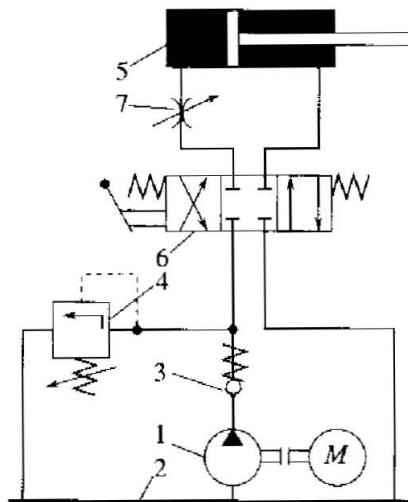


Figura 6.28 Un circuito basilare per l'attuazione oleodinamica.

Tra la pompa e il cilindro è interposto il fondamentale distributore (6) a comando manuale: con esso si può comandare il senso del movimento del pistone. Permette di connettere la pompa a una camera del cilindro e lo scarico all'altra, oppure incrociare i collegamenti in modo da invertire il senso di spinta. In caso di arresto della pompa la valvola di blocco (3) evita movimenti incontrollati del cilindro perché impedisce lo scarico del fluido attraverso la pompa. Con questo sistema si può quindi scegliere il verso del movimento, e si è protetti se manca la pressione di alimentazione. La forza massima sviluppabile è determinata dalla pressione di alimentazione e dalla sezione del pistone.

Per proteggere l'impianto oleodinamico da valori eccessivi di pressione (sovrapressioni), incompatibili con le caratteristiche meccaniche dei componenti e quindi possibili cause di rotture, si installano le valvole limitatrici di pressione (4). Il loro funzionamento, completamente automatico, è semplice: una molla opportunamente tarata tiene premuto un elemento di tenuta (sfera o cono) sulla sede della valvola, mentre la pressione del circuito agisce sulla superficie dell'elemento di tenuta opposta alla molla. Quando il prodotto pressione-superficie, cioè la forza agente, è maggiore della forza esercitata dalla molla, l'elemento si solleva dalla sede e permette lo sfogo del fluido verso il serbatoio attraverso la valvola stessa: la pressione non aumenta più e viene scaricato fluido finché la pressione ritorna sotto il valore che ha fatto aprire la valvola, che quindi si richiude.

Per variare la velocità del movimento è necessario agire sulla portata: si installa una valvola di controllo portata (7) che permette di variare in modo continuo la sezione di passaggio del fluido e quindi la portata inviata al cilindro. Riducendo la sezione passa meno fluido e il pistone si muove più lentamente rispetto a quando la sezione di passaggio è piena. Il circuito di Figura 6.28 consente quindi di muovere l'attuatore (pistone), scegliendone il verso di movimento e modulandone le velocità, ed è dotato degli elementi di protezione e sicurezza necessari negli impianti industriali.

I fluidi impiegati nei circuiti di attuazione oleodinamica devono soddisfare requisiti sempre più ampi e diversificati. Nella scelta bisogna tener conto delle esigenze specifiche dell'applicazione. Il tipo di fluido impiegato può dipendere dal settore di impiego dell'azionamento ma i fluidi più comunemente utilizzati sono tuttavia oli minerali, fluidi sintetici ed ecologici. In alcuni casi si utilizza anche l'acqua e, in ambito aeronautico, fluidi speciali.

6.5.2 Componenti per l'attuazione e la modulazione di portata

Gli attuatori e le valvole di regolazione di portata sono i componenti che determinano funzionalità e prestazioni dei servomeccanismi di posizione oleodinamici ed elettroidraulici (azionamenti oleodinamici con comando elettrico). Per quanto riguarda gli attuatori la trattazione seguente è limitata a quelli lineari (o cilindri), escludendo quindi gli attuatori (motori) rotativi. Per le valvole di comando e regolazione si considerano i distributori, le valvole proporzionali e le servoalvole.

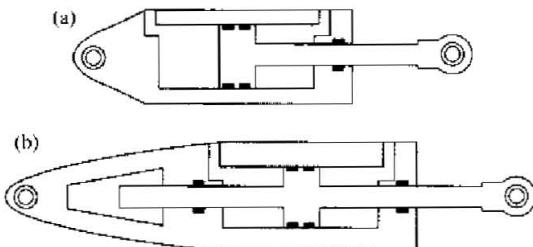


Figura 6.29 Cilindri a doppio effetto a singolo stelo (a) e a doppio stelo (b).

Cilindri I cilindri oleodinamici sono costituiti da un pistone libero di scorrere all'interno di una camicia cilindrica. In Figura 6.29 sono mostrati due cilindri a doppio effetto. Come tali, entrambe le superfici del pistone sono utili per lo sviluppo di forza ed entrambe le camere ai lati del pistone sono dotate di attacco di alimentazione. Il cilindro di Figura 6.29b è a doppio stelo e il secondo stelo funge da guida nel movimento di scorrimento. Il cilindro è detto sincrono nel senso che le due aree utili anulari del pistone sono uguali e quindi a parità di pressione sono sviluppate forze uguali nei due versi.

All'interno del cilindro viene immesso fluido in pressione, che quindi sviluppa una forza F sullo stesso, pari a: $F = \Delta p A$, essendo Δp la differenza tra le pressioni del fluido sui due lati del pistone e A l'area del pistone, supposta uguale sui due lati. Il cilindro a doppio effetto offre forza costante lungo la corsa, velocità costante dipendente dalla portata e dalla sezione del pistone, possibilità di generare forze di trazione e spinta con lo stesso attuatore semplicemente invertendo le alimentazioni.

Esistono delle tabelle di normalizzazione delle dimensioni dei cilindri, anche se non sempre vengono adottate. Normalizzati sono i diametri interni, con valori che vanno da 25 a 400 mm, i diametri degli steli (12-360 mm) e le pressioni nominali di lavoro. Per ogni diametro nominale sono dati anche i valori normalizzati delle altre dimensioni. I valori raccomandati delle corse vanno da 25 a 2000 mm.

Distributori Un distributore (o valvola di direzione) è una valvola (aperto-chiuso) che comanda l'avvio, l'arresto e la variazione del senso di flusso in un impianto oleodinamico. Un distributore a cursore è costituito da un corpo munito di cavità assiale di forma complessa, in cui è inserito un cursore con gole scorrevoli e pilotabile dall'esterno. Nel corpo sono ricavati canali anulari concentrici ed eccentrici rispetto al foro: le intersezioni tra foro cilindrico e canali anulari generano gli spigoli pilotanti del corpo che interagiscono con gli spigoli pilotanti del cursore. Lo spostamento del cursore crea o interrompe i collegamenti tra i canali anulari del corpo, realizzando le posizioni di inserzione volute.

Una classificazione dei distributori si basa sul numero di vie o attacchi utili e sul numero di posizioni d'inserzione possibili. In Figura 6.30 è mostrato un distributore con 4 attacchi utili e 3 posizioni d'inserzione (distributore 4/3). P è

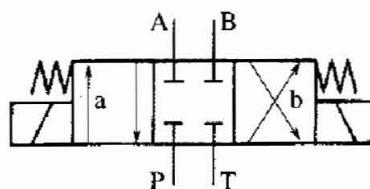


Figura 6.30 Distributore 4/3 con azionamento a solenoide e molle di centraggio.

l'attacco di pressione, quindi alla mandata della pompa; T è l'attacco di ritorno al serbatoio; A, B sono gli attacchi di utenza.

Nei distributori a 3 posizioni, la posizione centrale è quella di riposo, cioè quella assunta spontaneamente dagli elementi mobili in mancanza di azionamento esterno, ad esempio per effetto di molle di centraggio:

- nella posizione a l'attacco A è connesso alla mandata P e l'attacco B allo scarico T;
- nella posizione b l'attacco B è connesso alla mandata P e l'attacco A allo scarico T;
- la posizione 0 è di riposo: A e B sono isolati; non esiste collegamento tra i due mondi di alimentazione e carico.

La Figura 6.31 mostra l'utilizzo di un distributore 4/3 per il pilotaggio di un cilindro a doppio effetto. Si tratta di un distributore a cursore, la tipologia costruttiva più diffusa, costituito da un corpo munito di cavità assiale di forma complessa in cui è inserito il cursore, con gole scorrevoli e pilotabile dall'esterno. Si notano nel corpo le forature radiali e longitudinali di collegamento tra i canali anulari e gli attacchi esterni. Lo spostamento del cursore crea o interrompe i collegamenti tra i canali realizzando le posizioni di inserzione volute. In Figura 6.31, nel disegno a sinistra il cursore è spostato a sinistra della posizione di riposo e collega l'attacco A alla pressione di mandata e quello B allo scarico, provocando una spinta sul

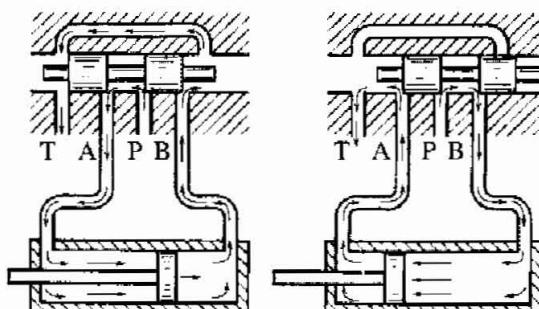


Figura 6.31 Distributore a cursore 4/3 che pilota un cilindro a doppio effetto.

pistone verso destra; nel disegno a destra è spostato a destra della posizione di riposo e collega l'attacco B alla pressione di mandata e A allo scarico provocando una spinta verso sinistra.

Un distributore necessita di un dispositivo atto a comandare gli spostamenti del cursore e fargli assumere le diverse posizioni. Si hanno azionamenti manuali, a pedale, meccanici, pneumatici, oleodinamici, elettromagnetici, elettropilotati. Negli azionamenti elettromagnetici la forza di posizionamento è sviluppata da elettromagneti (solenoidi) di adeguata proporzione, in quelli elettropilotati l'elettromagnete conferisce l'impulso di comando, mentre l'azione vera e propria è sviluppata da un dispositivo oleodinamico.

Esistono delle tacche di arresto nelle posizioni che assicurano l'esatto posizionamento longitudinale del cursore. Esistono anche delle molle di ritorno che riportano il cursore alla posizione di riposo in mancanza di comando. Nella figura è schematizzato un distributore a 4 vie e tre posizioni ad azionamento elettromagnetico diretto. Il distributore in Figura 6.30 è azionato mediante solenoidi, rappresentati dai rettangoli con linea obliqua ai lati, con l'aggiunta di molle di centraggio.

Valvole proporzionali e servovalvole I distributori svolgono la funzione di commutazione e arresto del flusso, ma non la sua regolazione: sono o in posizione di riposo o bloccati in tutta apertura a un'estremità o all'altra.

Valvole proporzionali e servovalvole, in aggiunta alla funzione di commutazione propria del distributore, hanno la capacità di modulare con continuità la portata nell'intero suo campo di variazione. Costruttivamente una valvola proporzionale è nella parte strettamente idraulica simile ad un distributore a cursore. È però provvista di un azionamento in grado di modulare con continuità la posizione del cursore e quindi la portata in esso transitante e direttamente legata alla posizione del cursore. L'azionamento può essere di tipo elettromagnetico diretto, con motore coppia per le servovalvole e solenoide per le valvole proporzionali, oppure con uno stadio di preamplificazione oleodinamico.

Servovalvole e valvole proporzionali sono l'anello funzionale di congiunzione tra circuito idraulico e circuito di controllo elettronico: conferiscono agli impianti oleodinamici una facile programmazione dei cicli di lavoro e una grande flessibilità, contribuendo in modo diretto alla regolazione del funzionamento, ovvero a imporre a determinate variabili leggi di variazioni prefissate con il minimo errore. La combinazione tra elettronica e idraulica ha il vantaggio di permettere a segnali di ingresso di piccola potenza il pilotaggio di rilevanti potenze idromeccaniche in pochi millisecondi.

In termini costruttivi una servovalvola è, nella sua espressione più semplice, un distributore a cursore a 4 vie e 3 posizioni con centro a flusso bloccato, provvisto di un azionamento elettromagnetico diretto in grado di modulare con continuità la posizione del cursore e quindi la portata uscente, direttamente legata alla posizione (e quindi al relativo setpoint-comando con il controllo di posizione) o alla corrente di ingresso dell'avvolgimento di comando in anello aperto.

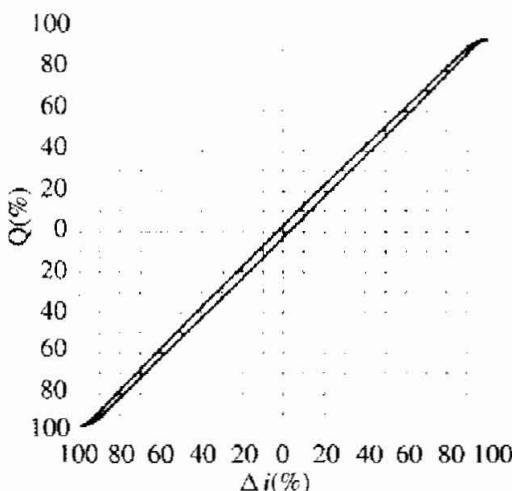


Figura 6.32 Esempio di caratteristica statica di una servoalvalva.

La Figura 6.32 riporta a scopo esemplificativo la caratteristica statica di flusso della servoalvalva: è il legame tra la corrente di comando e la portata idraulica transitante a caduta di pressione costante. Si evidenziano due caratteristiche importanti: la non linearità e l'isteresi, qui abbastanza ridotte entrambe. È di solito presente anche una banda morta, dovuta al fatto che nel distributore la posizione di riposo, dove sono chiusi tutti i passaggi tra alimentazione e carico, non può essere ottenuta per un solo valore puntuale di corsa del cursore, ma deve essere previsto un piccolo margine meccanico di ricoprimento per assicurare la tenuta: quindi per un insieme finito di valori di corsa non si ha apertura cioè portata transitante. La non linearità dipende invece dalla forma delle cavità complesse del distributore e dalla loro sezione utile al passaggio del fluido per aperture parziali. Tra le cause dell'isteresi si citano il comportamento elettromagnetico del solenoide e fenomeni di attrito.

Le servoalvalvole monostadio sono adatte a portate fino a 30 litri/min: per portate più grandi si impone l'uso di servoalvalvole bistadio dove il cursore non è posizionato direttamente dall'elettromagnete ma indirettamente tramite uno stadio intermedio di amplificazione idraulica. Il limite superiore di portata di una servoalvalvola bistadio è circa 150 litri/min. Per portate maggiori esistono servoalvalvole a tre stadi che modulano portate fino a 750 litri/min: sono la combinazione di una bistadio che lavora da pilota per un distributore a 4 vie. La retroazione interna è elettronica con un trasduttore di posizione sulla servoalvalvola bistadio pilotante.

6.5.3 Modello di un servomeccanismo oleodinamico

Schematizzazione La Figura 6.33 dà una descrizione illustrativa della struttura e dei componenti di un servomeccanismo di posizione con attuatore lineare (cilindro). Il servomeccanismo ha la funzione di posizionare con adeguate velocità e precisione il carico, che si muove di moto rettilineo (lineare). L'attuatore,

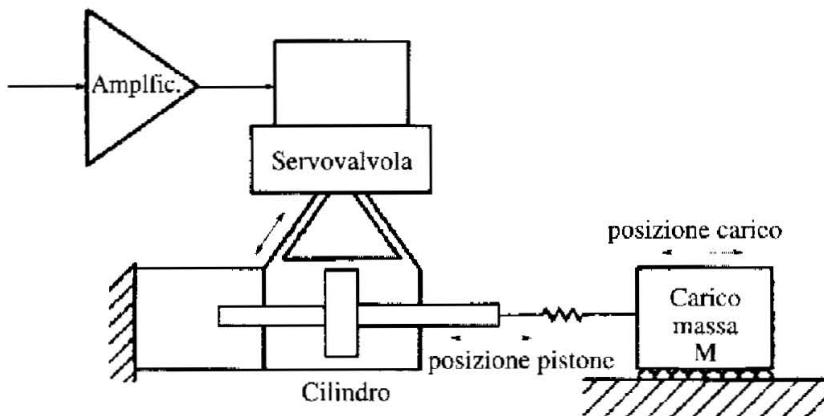


Figura 6.33 Schematizzazione intuitiva di un servomeccanismo di posizione.

un cilindro con il relativo pistone, ha la funzione di generare la forza necessaria per attuare il movimento. Il moto del pistone è sostenuto dalla portata di fluido che entra o esce dalle due camere del cilindro ai due lati del pistone. La portata è modulata per mezzo della servovalvola, che è in grado anche di invertire la portata entrante o uscente dalle due camere. La posizione del cursore della valvola è governata da un solenoide elettromagnetico, che sviluppa una forza proporzionale alla corrente che lo percorre. La corrente è modulata mediante un amplificatore elettronico, comandato da un regolatore di corrente. La regolazione di corrente è asservita a quella di posizione del cursore, che si basa su una misura di posizione cursore fornita da un sensore LVDT.

La regolazione di posizione del carico richiede un secondo sensore di posizione, di solito applicato al carico. Oltre ai componenti mostrati in figura un servomeccanismo di posizione comprende quindi anche un sensore ed un regolatore di posizione. Per una descrizione più realistica del circuito e dei componenti di attuazione oleodinamica si può fare riferimento alla Figura 6.28, pur di sostituire una servovalvola al distributore manuale.

Dinamica delle pressioni nelle camere del cilindro La dinamica delle pressioni nelle camere cilindriche è associata in primo luogo alla comprimibilità del fluido nelle camere stesse. Influiscono su di essa anche la portata di trafilamento attraverso l'intercapedine tra pistone e cilindro e il movimento del pistone che risente anche delle azioni esterne sullo stelo.

L'equazione fondamentale per esprimere la dinamica della pressione è quella della conservazione della massa, applicata ad entrambe le camere del cilindro:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(\rho_1 V_1) &= \rho_1 q_1 - \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} q_L \\ \frac{d}{dt}(\rho_2 V_2) &= \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} q_L - \rho_2 q_2\end{aligned}$$

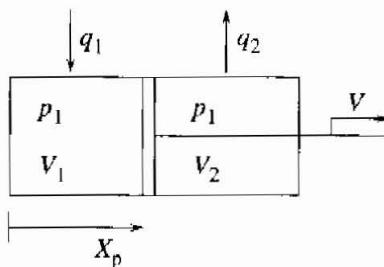


Figura 6.34 Modello delle camere cilindriche.

dove ρ_1, ρ_2 sono le densità del fluido nelle camere 1 e 2, V_1, V_2 sono i volumi di fluido, q_1, q_2 sono le portate volumetriche di fluido in ingresso e in uscita, q_L è la portata di trafileamento dalla camera 1 alla camera 2.

Le equazioni di stato del fluido sono definite da:

$$\begin{aligned}\frac{d\rho_1}{dt} &= \frac{\rho_1}{\beta} \frac{dp_1}{dt} \\ \frac{d\rho_2}{dt} &= \frac{\rho_2}{\beta} \frac{dp_2}{dt}\end{aligned}$$

dove β è il modulo di comprimibilità, supposto costante⁵, mentre p_1, p_2 sono le pressioni del fluido nelle camere. I volumi delle camere V_1, V_2 sono legati alla corsa del pistone x_p dalle seguenti relazioni:

$$\begin{aligned}V_1 &= V_{10} + Ax_p \\ V_2 &= V_{20} - Ax_p\end{aligned}$$

dove V_{10}, V_{20} sono i volumi delle camere nella posizione di riferimento ($x_p = 0$), o anche

$$\begin{aligned}\frac{dV_1}{dt} &= A \frac{dx_p}{dt} \\ \frac{dV_2}{dt} &= -A \frac{dx_p}{dt}\end{aligned}$$

Poiché

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(\rho_1 V_1) &= V_1 \frac{d\rho_1}{dt} + \rho_1 \frac{dV_1}{dt} \\ \frac{d}{dt}(\rho_2 V_2) &= V_2 \frac{d\rho_2}{dt} + \rho_2 \frac{dV_2}{dt}\end{aligned}$$

⁵In realtà β è una funzione crescente della pressione. Indicativamente per l'olio minerale comunemente usato negli azionamenti oleodinamici si può assumere $\beta = 1.25 \times 10^4$ bar per basse pressioni, mentre per pressioni di 1000 bar si avvicina ai $\beta = 2 \times 10^4$ bar.

sostituendo equazioni di stato e dei volumi nell'equazione di continuità si ottiene

$$V_1 \frac{\rho_1}{\beta} \frac{dp_1}{dt} = \rho_1 q_1 - \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} q_L - \rho_1 A \frac{dx_p}{dt} \quad (6.13)$$

$$V_2 \frac{\rho_2}{\beta} \frac{dp_2}{dt} = \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} q_L - \rho_2 q_2 + \rho_2 A \frac{dx_p}{dt} \quad (6.14)$$

Nell'ipotesi di moto laminare la portata di trafilamento può essere calcolata come:

$$q_L = C_L(p_1 - p_2)$$

dove C_L è una costante opportuna quindi, sostituendo nelle (6.13, 6.14) si ottiene:

$$V_1 \frac{\rho_1}{\beta} \frac{dp_1}{dt} = \rho_1 q_1 - \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} C_L(p_1 - p_2) - \rho_1 A \frac{dx_p}{dt} \quad (6.15)$$

$$V_2 \frac{\rho_2}{\beta} \frac{dp_2}{dt} = \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} C_L(p_1 - p_2) - \rho_2 q_2 + \rho_2 A \frac{dx_p}{dt} \quad (6.16)$$

in cui la densità ρ è da intendersi una funzione della pressione secondo la $d\rho/dp = \rho/\beta$, approssimabile con $\rho = \rho_0 + \rho_0(p - p_0)/\beta$ per linearizzazione nell'intorno del punto (ρ_0, p_0) . Si trascura in questo modello la dipendenza della densità dalla temperatura, nell'ipotesi di operare in condizioni di temperatura poco variabili.

Calcolo delle portate Per il calcolo delle portate è necessario considerare l'intero circuito dalla mandata della pompa al serbatoio di scarico. Esso può essere schematizzato come in Figura 6.35 per il caso di moto con $dx_p/dt > 0$, cioè q_1 entrante nella camera 1 e q_2 uscente dalla 2. Il moto in direzione opposta sarebbe descritto da un circuito simmetrico.

In questa schematizzazione le resistenze rappresentano elementi su cui si suppongono concentrate tutte le perdite di carico relative ai circuiti di mandata e di ritorno, rispettivamente. La maggior parte di queste perdite sono dovute alla valvola e come tali sono variabili con la posizione del cursore. Assumendo una

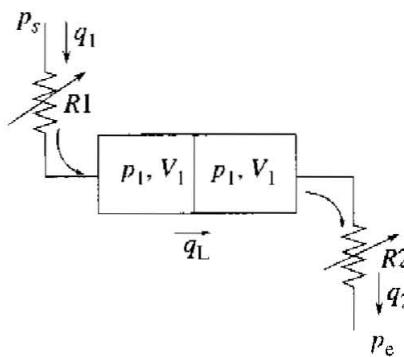


Figura 6.35 Modello idraulico unidirezionale per il calcolo della portata.

relazione di tipo quadratico tra le perdite di carico Δp e le portate transitanti nei circuiti, e assumendo inoltre che le perdite di carico siano proporzionali alla posizione del cursore x_v ⁶ si possono esprimere le portate volumetriche q_i , $i = 1, 2$ con la:

$$q_i = K_{vi} x_v \sqrt{\frac{\Delta p}{\rho}}$$

dove $K_{v1} = K_{v2}$ sono i coefficienti delle perdite di carico.

Infine, con riferimento alla Figura 6.35, dove p_s è la pressione alla mandata della pompa e p_e la pressione allo scarico, assumendo $q_1 = q_2 = q_m$ e ponendo $p_m = p_1 - p_2$, si può scrivere:

$$p_s = p_e + \frac{q_m^2 \rho_2}{K_{v2}^2 x_v^2} + p_m + \frac{q_m^2 \rho_1}{K_{v1}^2 x_v^2}$$

da cui, assumendo anche $p_e = 0$

$$q_m = K_v x_v \sqrt{\frac{p_s - p_m}{\rho}} \quad (6.17)$$

con $K_v = K_{v1}/\sqrt{2} = K_{v2}/\sqrt{2}$, $\rho = \rho_1 = \rho_2$.

Dinamica della servovalvola Il comando in ingresso alla servovalvola rappresenta il setpoint di posizione del cursore. Il regolatore di posizione può generare direttamente un segnale di tensione di alimentazione del solenoide, oppure un setpoint di un anello in cascata di corrente. In ogni caso la risposta dinamica della posizione del cursore al setpoint è quella di un servomeccanismo di posizione. Quando la dinamica (banda) dell'anello di posizione è sufficientemente elevata, rispetto alle altre dinamiche in gioco, da poter essere trascurata si può assumere un legame algebrico tra setpoint e posizione effettiva:

$$x_v \cong \bar{x}_v$$

Migliori e di solito soddisfacenti approssimazioni della dinamica sono date dalla funzione di trasferimento del primo ordine:

$$\frac{X_v(s)}{\bar{X}_v(s)} = \frac{1}{1 + sT} \quad (6.18)$$

dove T è dell'ordine dei ms e un'ulteriore miglioramento dell'approssimazione si ottiene considerando una funzione di trasferimento del secondo ordine:

$$\frac{X_v(s)}{\bar{X}_v(s)} = \frac{\omega_{sv}^2}{s^2 + 2\xi_{sv}\omega_{sv}s + \omega_{sv}^2} \quad (6.19)$$

⁶È possibile ottenere una caratteristica lineare tra portata e corsa del cursore, a salto di pressione costante, disegnando opportunamente le geometrie dei passaggi del fluido nella servovalvola.

dove ω_{sv} , frequenza propria della servovalvola, assume valori compresi tra 100 e 1000 rad/s, a seconda del tipo e della taglia della servovalvola, e $\xi_{sv} = 0.8 \div 0.9$.

Equazione di moto del pistone L'equazione che esprime l'equilibrio delle forze agenti sull'insieme pistone-steli, incluse le forze d'inerzia, descrive il moto del pistone:

$$M_p \frac{d^2 x_p}{dt^2} + D_p \frac{dx_p}{dt} = A p_m - F_l \quad (6.20)$$

dove M_p , A e D_p sono rispettivamente massa, sezione utile e coefficiente di attrito viscoso relativi all'insieme pistone-steli e F_l è la forza trasmessa al carico.

6.6 Problemi

P6.1 È dato un motore a corrente continua avente resistenza di armatura $R = 2 \Omega$, costante di coppia $K_t = 1.2 \text{ Nm/A}$, tensione massima di alimentazione $V = 120 \text{ V}$. Supponendo che il rotore ruoti alla velocità costante di 900 rpm, si calcoli la massima coppia elettromagnetica che è in grado di sviluppare.

P6.2 Con riferimento allo stesso motore del problema P6.1, si supponga ora che il rotore sia soggetto a una coppia resistente complessiva di tipo viscoso, proporzionale alla velocità secondo un coefficiente $d = 0.2 \text{ Nm/rad/s}$. Si calcoli la corrente assorbita dal motore.

P6.3 Di un servomeccanismo di posizione con attuatore oleodinamico sono date le pressioni alla mandata $p_s = 210 \text{ bar}$ e allo scarico $p_e = 0$ e l'area utile del pistone $A = 0.01 \text{ m}^2$. Per quanto concerne la servovalvola è riportato il seguente dato: in condizioni di corsa massima (completamente aperta) e con un salto di pressione di 70 bar, fa transitare una portata di 0.1 l/s di olio (di densità $\rho = 900 \text{ kg/m}^3$). Si calcoli la forza massima che il pistone è in grado di sviluppare. Si noti che la forza è massima in assenza di perdite di carico, cioè a portata nulla.

P6.4 Con i dati del problema P6.3, si calcoli la velocità massima del pistone. Si noti che essa sarà massima a vuoto ($F_l = 0$) e con valvola completamente aperta.

P6.5 Sempre con i dati del problema P6.3, si ricavi l'espressione della caratteristica statica forza - velocità, che esprime la velocità del pistone (a valvola completamente aperta) in funzione della forza generata dal pistone, o trasmessa al carico, F_l .

Regolatori industriali

7.1 Introduzione

Nel passato i regolatori e le trasmissioni dei segnali da e verso il campo erano realizzati con tecnologie pneumatiche, oleodinamiche, meccaniche ed elettroniche con circuiti analogici (R , C , operazionali). All'inizio degli anni Ottanta sono apparsi i primi regolatori a microprocessore (regolatori digitali). Il microprocessore consente grandi possibilità di elaborazione, precisione e stabilità (invarianza) nel tempo. I regolatori commerciali moderni, a "singolo anello" o "singola stazione", sono nella quasi totalità a microprocessore. Si tratta di prodotti con caratteristiche relativamente standard, basilari nella regolazione e nell'automazione dei processi continui.

Le realizzazioni con tecnologie elettroniche analogiche trovano spazio solamente in sistemi embedded, caratterizzati da esigenze di miniaturizzazione e costi contenuti, per esempio nel controllo dei motori automobilistici.

Il titolo del capitolo fa riferimento ai regolatori industriali, detti anche regolatori PID. Con quest'ultima locuzione si indicano comunemente sia i dispositivi elettronico-informatici utilizzati per il controllo dei processi industriali sia le leggi di controllo da essi realizzate. Tuttavia, tali leggi di controllo sono anche quelle utilizzate in quasi tutte le applicazioni e sistemi industriali, dove sono realizzate in sistemi di controllo quali i DCS, i PLC, i CNC, e in generale in tutti o quasi i dispositivi elettronici di controllo "embedded", largamente impiegati, ad esempio, nella meccatronica. Per ciò che si riferisce alle leggi di controllo, alle problematiche implementative, alla realizzazione digitale e alla scelta della frequenza di campionamento il capitolo ha pertanto valenza generale.

7.1.1 Funzioni dei regolatori industriali

Possiamo classificare le funzioni di un regolatore industriale commerciale a microprocessore in *funzioni principali*, a loro volta suddivise in:

- funzioni di controllo (regolazione e autotaratura);
- interfaccia verso il processo;

- interfaccia operatore;
- allarmi.

e funzioni ausiliarie, comprendenti:

- interfaccia di comunicazione con supervisore (o altri regolatori);
- funzioni di programmazione;
- ripartenza dopo mancanza di alimentazione;
- autodiagnosi;
- back-up per malfunzionamenti (parziali).

Le funzioni principali sono presenti in tutti i regolatori in commercio, quelle ausiliarie solo nei prodotti di classe più elevata. Tutte le funzioni sono realizzate secondo livelli di prestazione molto variabili con la classe e la categoria di prezzo del regolatore.

Per quanto riguarda le funzioni di controllo, i regolatori industriali usualmente attuano leggi (o azioni) di controllo PID e a relay. Una legge PID è costituita dalle azioni proporzionale (P), integrale (I), derivativa (D). Le combinazioni utilizzate sono P e I (*one mode*), PI, PD (*two modes*), PID (*three modes*). I costruttori, peraltro, propongono esecuzioni funzionalmente diverse; per esempio, spesso l'azione derivativa è applicata solo alla misura e non al setpoint.

I regolatori commerciali più potenti talvolta consentono all'utente di definire un proprio algoritmo di controllo; alcuni hanno strutture di controllo di uso frequente (controllo in cascata, predittore di Smith) già preconfigurate. Tutti sono dotati di funzioni di autotaratura (*autotuning*), cioè sono in grado di eseguire la taratura dei propri parametri di regolazione all'avviamento del processo o su richiesta dell'operatore. Alcuni regolatori sono in grado di aggiustare i propri parametri con continuità durante il normale funzionamento (regolatori *self-tuning*).

7.1.2 Le ragioni del successo dei regolatori PID

Il successo dei regolatori PID è legato a diversi fattori, alcuni tipicamente industriali:

- notevole efficacia nella regolazione di un'ampia gamma di processi industriali, anche in relazione alle specifiche di prestazione, non sempre stringenti;
- relativa semplicità di taratura (rapportata anche alle capacità degli utenti e alla difficoltà del compito);
- importanza e convenienza economica della standardizzazione (per l'utilizzo, la robustezza e l'affidabilità, il costo di progetto la produzione e la manutenzione, la gestione delle scorte);
- le prestazioni scadenti di molti sistemi di controllo sono dovute a problemi nei sensori e negli attuatori. Rumore e filtri anti-aliasing inadeguati, errori di calibrazione dei sensori, eccessivo filtraggio nei sensori "smart", cattivo dimensionamento, isteresi e attriti statici nelle valvole di regolazione, sono le cause più citate. In presenza di problemi di tale natura, il ruolo della legge di controllo può diventare modesto;

- sono frequentemente usati come elementi di schemi di controllo articolati, quale il controllo in cascata (Capitolo 8) che, sfruttando la conoscenza di specifiche proprietà dinamiche del processo, possono portare notevolissimi miglioramenti delle prestazioni a fronte di costi e sforzi realizzativi relativamente modesti;
- per sfruttare pienamente algoritmi di controllo più complessi è necessaria una conoscenza approfondita del processo da controllare, che richiede investimenti non trascurabili, e con ritorni non quantificabili a priori, per lo sviluppo, la messa a punto e la validazione di modelli matematici accurati.

In sintesi, si può forse affermare i PID hanno successo perché rappresentano una soluzione non facilmente superabile, in generale, nel rapporto efficacia/costo (globale).

7.1.3 Progetto integrato del processo e del controllo e ruolo della simulazione dinamica

L'ultimo dei punti precedenti merita un approfondimento. È prassi abbastanza comune progettare un processo sulla base di considerazioni di tipo statico, assicurandone le funzionalità richieste e adeguate proprietà strutturali in condizioni di funzionamento a regime. Gli aspetti di comportamento dinamico non sono tenuti in conto, se non marginalmente. Solo nella fase finale del progetto si prendono in considerazione i regolatori, visti come elementi standard che, sintonizzati correttamente, portano il processo nei punti di funzionamento previsti. Si tratta di un approccio al progetto che non lascia spazio e tempo per sviluppare i modelli matematici necessari a ottenere significativi miglioramenti nelle prestazioni del sistema di controllo, in confronto a quelle garantite dai regolatori PID. Terminato il progetto, al momento dell'installazione tutto ciò che si può fare, per ragioni di costo e, non meno importante, di durata delle attività di messa in funzione, è qualche semplice esperimento sul processo per identificarne i parametri dinamici fondamentali (guadagno, costante di tempo dominante, eventuale ritardo), che consentono appunto di aggiustare in modo accettabile nient'altro che i parametri di un PID.

Le cose potrebbero andare molto diversamente se si considerassero gli aspetti dinamici, e quindi di progetto del sistema di controllo, già nelle prime fasi del progetto del processo. Un tale approccio, definibile *progetto integrato del processo e del controllo*, irrinunciabile per quei (rari) processi in cui la condizione transitoria occupa larga parte della vita operativa del processo, è destinato a diffondersi in futuro. Cresce infatti la richiesta di processi, e macchinari, più flessibili, facilmente e rapidamente adeguabili a diverse esigenze di produzione. Inoltre, nel progetto integrato ha un ruolo essenziale la *simulazione dinamica*, cioè la modellazione matematica del comportamento dinamico del processo e la relativa soluzione numerica al calcolatore. Le tecniche di simulazione non sono tuttora sufficientemente conosciute e diffuse nel mondo industriale, ma è prevedibile che, grazie soprattutto alla diffusione dei personal computer e di strumenti software dedicati sempre più potenti e facili da usare, presto lo saranno. È auspicabile e credibile

che tutto ciò possa portare rilevanti progressi nella progettazione funzionale dei sistemi di controllo e nel miglioramento delle loro prestazioni.

7.2 Leggi di controllo

7.2.1 Schema e simboli di riferimento

Discutendo l'analisi e il progetto dei regolatori industriali, nel seguito si fa riferimento allo schema classico di controllo in retroazione riportato in Figura 7.1. In esso, d rappresenta il disturbo di carico, cioè un segnale esogeno (essenzialmente di bassa frequenza), che può essere soggetto a variazioni tali da sollecitare ampiamente la dinamica del processo. Per questo motivo esso è inserito in ingresso al processo, in somma alla variabile di controllo u , ed è solitamente costante a regime e quindi assimilabile a uno scalino. Anche il riferimento, o *setpoint*, y_{sp} è modellato con uno scalino, salvo esplicita indicazione contraria. Il segnale n rappresenta invece un rumore di alta frequenza generato dal sensore: sommandolo alla variabile controllata x si ottiene la variabile misurata y .

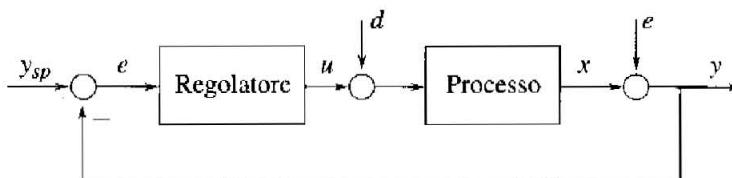


Figura 7.1 Controllo in retroazione.

7.2.2 Controllo a relay

Il controllo a relay, detto anche discontinuo, a due (o più) posizioni, o “on-off”, è usato diffusamente negli elettrodomestici (forni, lavastoviglie e lavatrici, scalabagni, caldaie, frigoriferi) e in semplici sistemi di controllo di temperatura, industriali e civili. La variabile di controllo può assumere due (ma in alcuni casi tre o cinque) soli valori, quello alto u_M e quello basso u_m (Figura 7.2). Il valore

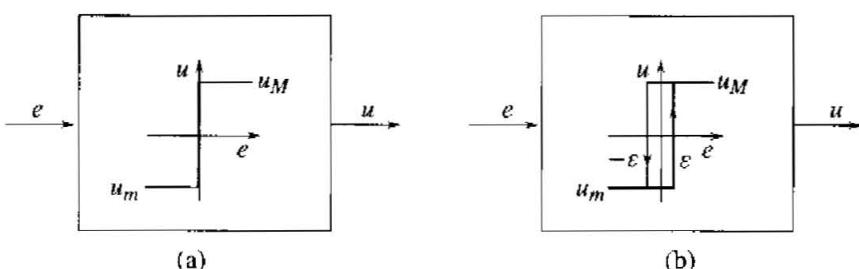


Figura 7.2 Caratteristica di un regolatore a relay ideale (a) e con isteresi (b).

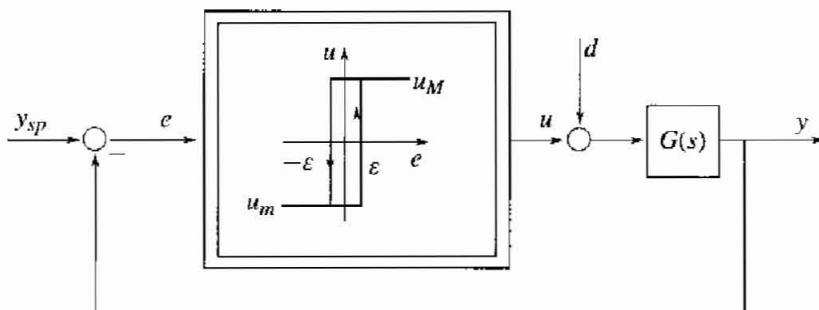


Figura 7.3 Sistema di controllo a relay.

basso spesso corrisponde allo zero (*off*). Questo ad esempio è il caso di un relay che pilota la resistenza per il riscaldamento di acqua in una lavatrice: quando è aperto la potenza termica generata dalla resistenza è nulla, quando è chiuso (*on*) è proporzionale al quadrato della tensione di rete. Un relay a tre posizioni può essere impiegato per il pilotaggio di motori elettrici, per attuare moto in avanti, all'indietro oppure l'arresto.

Nei regolatori commerciali a relay è presente un'isteresi (Figura 7.2b), dove generalmente $0.001 \text{ } e_{fs} \leq \varepsilon \leq 0.1 \text{ } e_{fs}$, con e_{fs} fondo scala di e , prefissabile dall'utente, per evitare che il rumore di misura possa causare inutili e frequenti commutazioni della variabile di controllo, che potrebbero danneggiare l'attuatore e disturbare il processo.

Le variabili di un sistema di controllo a relay (Figura 7.3) presentano comportamenti asintoticamente periodici, detti *cicli limite*. Nel progetto di tali sistemi è perciò necessario assicurare che ampiezza e periodo di tali oscillazioni siano compatibili con le specifiche del problema in ogni condizione di funzionamento. Aampiezza e periodo dell'oscillazione vengono a dipendere, in generale, dai parametri u_M , u_m , ed ε che caratterizzano il relay, dal riferimento y_{sp} e dal disturbo d . In linea di principio, possono essere valutati approssimativamente con il metodo, non rigoroso, della funzione descrittiva. La presenza di riferimento e disturbo non nulli e l'asimmetria del relay ne rendono però difficoltosa l'applicazione. È quindi consigliabile un progetto per tentativi con l'ausilio di uno strumento di simulazione in grado di fornire risultati accurati.

7.2.3 Controllo PID

Le leggi di controllo PID sono costituite da combinazioni di azioni elementari di controllo: l'azione *proporzionale*, l'azione *integrale* e l'azione *derivativa*. Esamineremo nel seguito ciascuna di queste azioni.

Azione proporzionale L'azione proporzionale lega algebricamente l'ingresso $e(t)$ e l'uscita $u(t)$ secondo una costante di proporzionalità K_C , detto guadagno

proporzionale:

$$u(t) = K_C e(t)$$

È un'azione semplice da realizzare e non introduce sfasamento.

Nella letteratura tecnica si usa associare a un regolatore proporzionale, anziché il guadagno K_C , la *banda proporzionale* $PB = 100/K_C$. Esprimendo il guadagno K_C come rapporto tra segnali normalizzati ai rispettivi fondo scala si ha $K_C = (u/u_{fs})/(e/e_{fs})$, e quindi PB rappresenta l'ampiezza dell'errore (espressa in percentuale del suo fondo scala) che manda a fondo scala l'uscita. Per esempio, se $PB = 50\%$ si ha $K_C = 2$, quindi con $e = 50\%$ si ottiene $u = 100\%$.

Con un regolatore puramente proporzionale, a regime, con ingressi costanti, l'errore di regolazione (denotato con e_∞^P), in generale non si annulla ma assume valori dipendenti dagli ingressi stessi. Con riferimento allo schema di Figura 7.1, detta $G(s)$ la funzione di trasferimento del processo, con $G(0) = K_p$, si ha:

$$e_\infty^P = \frac{1}{1 + K_C K_p} (y_{sp} - n) - \frac{K_p}{1 + K_C K_p} d$$

Affinché l'errore sia piccolo, il guadagno d'anello $K_C K_p$ deve essere grande. D'altra parte, il guadagno d'anello elevato renderà il sistema più sensibile al rumore di misura. In più, se teniamo conto della dinamica del processo, esso non potrà diventare troppo alto, pena l'instabilità del sistema ad anello chiuso.

Si può pensare di annullare l'errore sommando alla variabile di controllo un valore appropriato U , facilmente calcolabile, eventualmente aggiustato dall'operatore: $u(t) = K_C e(t) + U$. Il valore U , nella letteratura inglese, è chiamato *reset*.

Azione integrale L'azione integrale, o *integratore*, calcola

$$u(t) = \frac{K_C}{T_I} \int_0^t e(r) dr + u(0).$$

È particolarmente importante nelle applicazioni, perché assicura un errore nullo a regime per variazioni a scalino (o valori costanti) del riferimento y_{sp} e del disturbo d . Essendo la funzione di trasferimento dell'integratore $I(s) = K_C/(sT_I)$, le funzioni di trasferimento in anello chiuso dai due ingressi all'errore presentano uno zero nell'origine:

$$E^I(s) = \frac{sT_I}{sT_I + K_C G(s)} Y_{sp}(s) - \frac{sT_I G(s)}{sT_I + K_C G(s)} D(s)$$

avendo indicato con lettere maiuscole le trasformate di Laplace delle corrispondenti variabili temporali. L'errore rimane nullo anche in presenza di variazioni del guadagno K_p del processo, purché sia preservata la stabilità del sistema in anello chiuso.

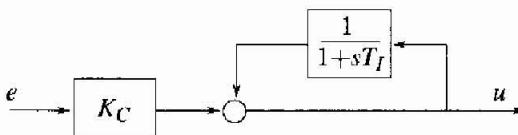


Figura 7.4 Realizzazione di un regolatore PI con *automatic reset* di un regolatore proporzionale.

Con un regolatore PI l'azione integrale si somma a quella proporzionale, assumendo proprio il valore che annulla l'errore a regime. Si spiega quindi l'origine del termine *automatic reset* o semplicemente *reset* dato nella letteratura inglese all'azione integrale. Proprio l'idea di attuare il reset automatico ha portato a realizzare i primi regolatori PI secondo lo schema di Figura 7.4.

L'azione integrale introduce uno sfasamento di 90° (contributo di -90° alla fase) nella funzione di trasferimento d'anello e non è asintoticamente stabile (polo nell'origine). Quest'ultimo fatto provoca per esempio il problema del *wind-up*, che analizzeremo in seguito. Il valore $u(0)$ deve essere assegnato correttamente ogni qual volta il regolatore inizia a operare in modo automatico, per evitare brusche variazioni della variabile $u(t)$.

Azione derivativa L'azione derivativa calcola

$$u(t) = K_C T_D \frac{de(t)}{dt}.$$

Essa è complementare all'azione integrale perché (in virtù dello zero nell'origine) fornisce un anticipo di fase di 90° .

Derivando anche le componenti dei segnali a frequenze elevate e affette da rumore, l'azione derivativa può causare un eccessivo movimento degli organi attuatori, con conseguente usura precoce e possibili inconvenienti al processo. Un rumore di misura sinusoidale $n = A \sin \omega t$ dà luogo a un contributo sulla variabile di controllo pari a $u_n = K_C T_D dn/dt = A K_C T_D \omega \cos \omega t$, di ampiezza crescente con ω . Pertanto, la presenza di rumore sui segnali di misura condiziona l'uso dell'azione derivativa e richiede di associarla a un filtro passa-basso che ne limiti il guadagno ad alta frequenza.

Si limita il livello di amplificazione del rumore introducendo un filtro del primo ordine, così da ottenere la funzione di trasferimento

$$D(s) = \frac{K_C T_D s}{1 + s T_D / N} \quad (7.1)$$

con N che, orientativamente, assume valori compresi tra 5 e 10. L'azione derivativa filtrata amplifica al più di $K_C N$.

L'azione derivativa non è utilizzabile da sola, perché farebbe perdere al sistema di controllo la fondamentale proprietà di essere passa-basso. Spesso è inutilizzata (disinserita), anche in presenza delle altre azioni, sia a causa dei rumori di misura sia per le difficoltà di taratura da parte degli utenti. In alcuni casi

però possono essere le caratteristiche dinamiche del processo a non richiederne, o addirittura a non consentirne, l'impiego, come si vedrà nel seguito.

Funzioni di trasferimento

Forma "scolastica" Nei testi scolastici di controlli automatici, la legge di controllo PID è solitamente riportata nella forma seguente, che esprime la semplice somma delle azioni P, I e D (ideale):

$$u(t) = K_C \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(r) dr + T_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (7.2)$$

dove:

- K_C = guadagno proporzionale (o semplicemente guadagno)
- T_I = tempo integrale (*reset time*)
- T_D = tempo derivativo (*rate o derivative time*)

In termini di trasformate di Laplace:

$$\text{PID}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_C \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right)$$

Considerando il filtro sulla derivata si ha invece:

$$\text{PID}(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{sT_I} + \frac{sT_D}{1 + sT_D/N} \right)$$

Forma standard ISA L'implementazione della legge di controllo nei regolatori commerciali si discosta dalla forma scolastica espressa dalla (7.2). La forma seguente, nota come forma standard ISA, rappresenta una generalizzazione delle diverse versioni (si è omesso, per semplicità, d'indicare la dipendenza dalla variabile complessa s):

$$U = K_C \left[bY_{sp} - Y + \frac{1}{sT_I} E + \frac{sT_D}{1 + sT_D/N} (cY_{sp} - Y) \right]$$

I coefficienti b e c assumono, di regola, valori compresi tra 0 e 1: c , in particolare, vale tipicamente 0 o 1; b è detto *peso sul setpoint*. Con $b = c = 1$, la forma coincide con quella scolastica, con filtro sulla derivata.

Un PID in forma standard ISA è un regolatore a due vie: l'elaborazione del setpoint e quella della misura sono diverse. Ciò consente di aggiustare in modo indipendente le risposte al setpoint e al disturbo di carico. Posto:

$$G_{ff}(s) = \frac{U(s)}{Y_{sp}(s)} = K_C \left(b + \frac{1}{sT_I} + \frac{sT_D}{1 + sT_D/N} c \right)$$

$$G_{fb}(s) = \frac{U(s)}{Y(s)} = K_C \left(1 + \frac{1}{sT_I} + \frac{sT_D}{1 + sT_D/N} \right)$$

il sistema di controllo può essere descritto dallo schema a blocchi di Figura 7.5.

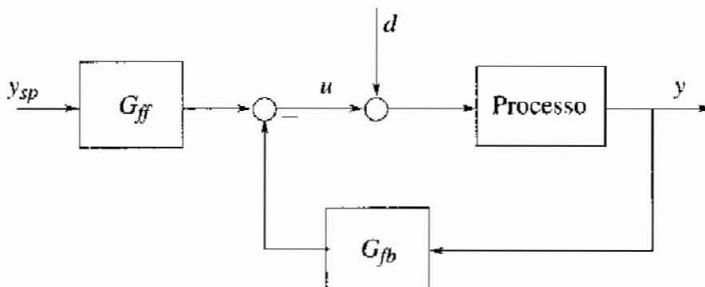


Figura 7.5 Sistema di controllo con regolatore a due vie.

I parametri K_C , T_I e T_D , oltre a N , intervengono nell'anello di retroazione e consentono di assegnare la dinamica dell'anello e i margini di stabilità ed in particolare la risposta al disturbo di carico. I parametri b e c permettono di assegnare gli zeri del regolatore, cioè quelli della risposta di y a y_{sp} , a parte gli zeri propri della funzione di trasferimento del processo $G(s)$. Si consideri, per esempio, $G(s) = K_p/s^2$. Trascurando il filtro sulla derivata ($N \gg 1$) si ottiene:

$$\frac{Y(s)}{Y_{sp}(s)} = \frac{1 + sbT_I + s^2cT_IT_D}{1 + sT_I + s^2T_IT_D + s^3\frac{T_I}{K_pK_c}}$$

quindi i tre poli e i due zeri del sistema ad anello chiuso possono essere posizionati in modo indipendente, mentre con $b = c = 1$, fissati i poli restano fissati anche gli zeri. Non è tuttavia noto un procedimento sistematico per il progetto degli zeri. Se si assume $c = 0$, com'è nella maggior parte dei regolatori commerciali, il ruolo del parametro b diventa più evidente. Per $b \neq 0$, la risposta al setpoint diventa la somma di quella che si avrebbe con $b = 0$ e della sua derivata moltiplicata per il fattore bT_I . Al crescere di b , quindi, la risposta al setpoint diventa più pronta ma con possibilità di sovraelongazione. Scegliendo b nell'intervallo $0 \div 1$, si può trovare il compromesso più conveniente tra velocità di risposta e sovraelongazione. Questo è mostrato in Figura 7.6, che riporta le risposte di un sistema di controllo con $G(s) = e^{-0.1s}/(1+s)$ e regolatore PI tarato con il metodo del guadagno limite di Ziegler e Nichols (sezione 7.4), quando $y_{sp} = \text{sca}(t - 0.1)$ e $d = -0.5\text{sca}(t - 2)$. Le risposte al disturbo di carico sono indipendenti da b .

È un obiettivo importante sul piano applicativo che le risposte al setpoint abbiano sovraelongazione contenuta o assente, e l'introduzione del parametro b consente di raggiungere tale obiettivo, in molti casi, senza penalizzare la banda del sistema retroazionato. Nel seguito si discuterà l'efficacia di b al variare delle caratteristiche dinamiche del processo.

Forme seriali o interagenti Le forme scolastiche e standard appena definite sono dette *parallele*, a indicare che l'uscita dal regolatore è la somma delle tre azioni. Nei regolatori commerciali è molto diffusa anche la forma seguente:

$$\text{PID}(s) = K'_C \left(1 + \frac{1}{sT'_I} \right) (1 + sT'_D)$$

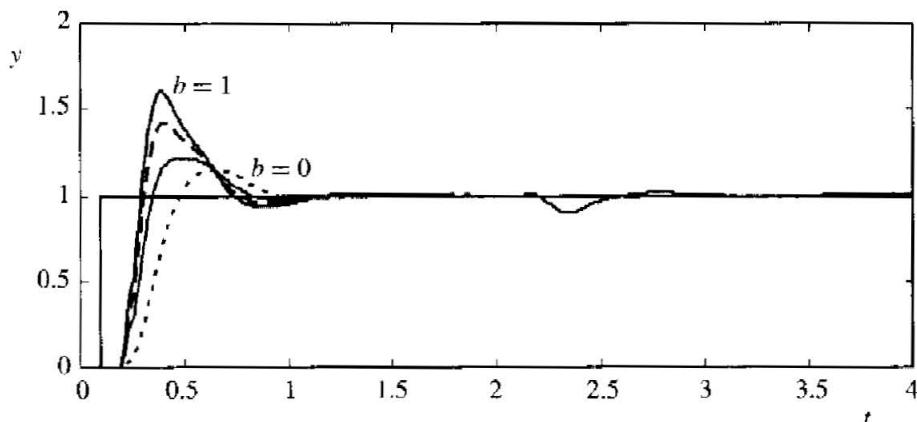


Figura 7.6 Risposte al setpoint e al disturbo di carico per $b = 1, 0.8, 0.5, 0$.

detta *seriale* o “interagente”, in quanto i tempi T'_I e T'_D influenzano tutte le azioni P, I e D. La forma “non interagente” (7.2) è più generale di questa che presenta zeri del regolatore necessariamente reali ma che, secondo alcuni, è più facile da tarare, esprimendo T'_I e T'_D direttamente le costanti di tempo degli zeri di PID(s). La forma interagente è di più facile realizzazione con tecnologie pneumatiche, e ciò ne ha favorito la notevole diffusione nel passato e, per compatibilità e conoscenza da parte degli utilizzatori, l’implementazione in forma digitale.

La forma seriale standard ISA è la seguente:

$$U = K_C \left[\left(b + \frac{1}{sT'_I} \right) \frac{1 + sT'_D}{1 + sT'_D/N} Y_{sp} - \left(1 + \frac{1}{sT'_I} \right) \frac{1 + sT'_D}{1 + sT'_D/N} Y \right]$$

con ovvio significato dei simboli, facilmente interpretabile come una realizzazione a due vie della forma interagente vista in precedenza.

Altre peculiarità dei regolatori commerciali

Azione di anticipo sull’uscita I regolatori industriali hanno sovente morsetti di ingresso addizionali per l’introduzione di un’azione in andata (*anticipo* o “*feedforward*”) u_{ff} sulla variabile di controllo (Figura 7.7). Il migliore utilizzo di tale azione è nella compensazione del disturbo di carico misurabile d , descritta nel capitolo 8. Il segnale di anticipo è elaborato con una funzione di trasferimento del primo ordine: $R_d(s) = r/(1 + s\tau_r)$, essendo r e τ_r , oltre a u_0 , parametri aggiustabili dall’utente.

Guadagno variabile Alcuni regolatori possono far dipendere il guadagno dall’errore di regolazione. Nel caso più semplice si hanno due valori prefissabili, ed è usato il più piccolo fintantoché l’errore rimane in un intervallo prestabilito, mentre al di fuori di tale intervallo è usato il maggiore. Una simile non linearità può servire a ridurre il movimento della variabile di controllo causato da rumore per

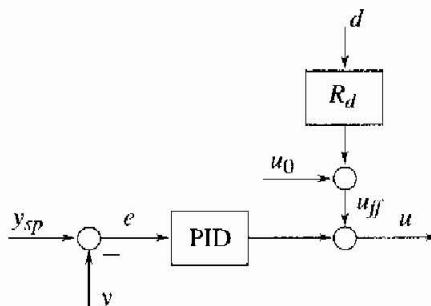


Figura 7.7 Regolatore PID con anticipo sull'uscita.

errori piccoli, senza ridurre la capacità di compensare errori più grandi. È anche possibile, riducendo il guadagno quando y si avvicina a y_{sp} , ridurre la sovraelongazione nella risposta al setpoint. Si utilizza, infine, nel controllo mediato del livello (*averaging level control*) di serbatoi con funzioni di “magazzino”, in cui il livello deve poter variare per accumulare o cedere fluido quando richiesto, evitando straripamento o svuotamento. A questo scopo si presta una regolazione, blanda entro limiti di errore assegnati, e pronta oltre tali limiti. In alcuni casi il guadagno è fatto dipendere dal modulo dell’errore: $K_C = K|e|$.

Controllo a tempo proporzionale I regolatori commerciali sono predisposti per uscite continue (analogiche) di caratteristiche elettriche standard $4 \div 20$ o $0 \div 20\text{mA}$ e $0 \div 10\text{V}$. Sono tuttavia predisposti anche per uscite di tipo logico a relay, dette “a tempo proporzionale” (Figura 7.8). Il risultato u' dell’elaborazione PID di setpoint e misura, continuo, è utilizzato per modulare la durata degli intervalli temporali in cui l’uscita u è *on* o *off*. A tal fine si impiega un circuito, detto PWM (*Pulse Width Modulator*), che opera, analogamente agli amplificatori switching descritti nel Capitolo 6, in modo periodico e, in ogni periodo, mantiene l’uscita al valore *on* per un tempo proporzionale al suo ingresso u' .

La frazione d/T del periodo T del PWM in cui l’uscita è *on*, nel k -esimo intervallo di modulazione, è data da

$$\frac{d_k}{T} = \frac{u'_k - u'_m}{u'_M - u'_m}$$

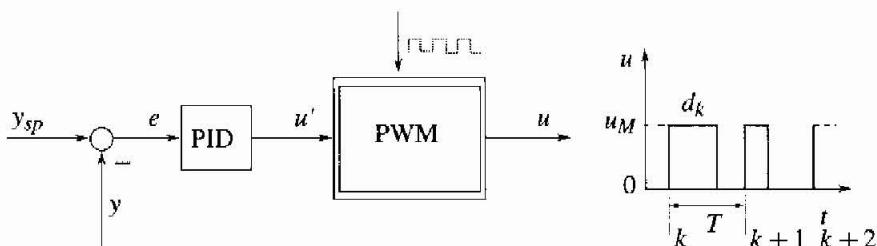


Figura 7.8 Regolatore PID con uscita a tempo proporzionale.

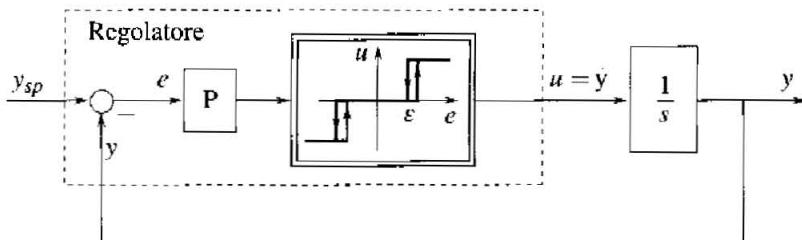


Figura 7.9 Controllo di posizione di una valvola con motore a velocità costante.

dove i pedici m e M indicano rispettivamente i valori minimo e massimo. In questo modo il valore medio nel periodo dell'uscita $\bar{u} = d_k M/T$ è lineare con u' , come si avrebbe con un controllore proporzionale modulante seguito da un amplificatore lineare. L'uscita a tempo proporzionale è vantaggiosa quando l'impiego di un attuatore *on-off* è più semplice ed economico, come accade sovente. Occorre inoltre che la periodicità dell'ingresso non disturbi significativamente l'uscita del processo, cioè che questo effettui un buon filtraggio alla frequenza di modulazione. Rientrano in questa casistica, in particolare, i controlli di temperatura effettuati con dispositivi a due stati di funzionamento (acceso o spento), come resistenze elettriche controllate con interruttori statici o relay, oppure piccole caldaie con bruciatori non modulanti.

Controllo di posizione con servomotore a velocità costante Un attuatore di una valvola può essere un motore in grado di muovere l'otturatore della valvola a velocità costante nei due sensi di avanzamento. Nel controllo di posizione della valvola, il comando al motore è quindi un segnale a tre livelli: muovi indietro, resta fermo, muovi avanti. Si può realizzare con una funzione relay a tre stati (Figura 7.9) a valle di un regolatore proporzionale. Si devono prevedere isteresi in corrispondenza di punti di transizione fermo-moto, a evitare transizioni causate da rumore, e la banda morta non può essere troppo ridotta, per evitare il formarsi di un ciclo limite attorno a $e = 0$. Il sistema di controllo di posizione valvola può quindi essere schematizzato come in Figura 7.9.

A regime rimane un errore $|e| < \varepsilon/K_C$. In pratica la funzione del relay è realizzata mediante due uscite logiche interbloccate. Se un'uscita "alta" comanda il moto in avanti, quello all'indietro si ha quando è alta l'altra, mentre per entrambe le uscite "basse" il motore rimane fermo.

7.3 Legge di controllo e caratteristiche del processo

Scopo di questo paragrafo è di illustrare alcune linee guida per la scelta della legge di controllo, nell'ambito della famiglia PID, in funzione delle caratteristiche del processo. Si premette una breve discussione su quando si possa ritenere adeguato un regolatore della famiglia PID e quando invece occorra indagare schemi diversi.

7.3.1 Quando è adeguato un regolatore PID

È un fatto che, nella maggior parte dei casi, i processi industriali possano essere controllati, in modo soddisfacente per produttori e utilizzatori, con regolatori PID. Una motivazione può risedere nelle specifiche di prestazione che in molti casi non sono particolarmente stringenti, se non addirittura blande. La difficoltà del problema di controllo dipende in primo luogo proprio dalle specifiche di prestazione.

Per processi puramente algebrici, come nelle regolazioni di portata con valvole, l'integratore è la scelta più opportuna. Allo stesso modo, il regolatore PID è sufficiente dove la dinamica dominante è del secondo ordine. L'azione derivativa fornisce anticipo di fase associato a crescita del modulo, e può essere sfruttata efficacemente per ridurre lo sfasamento complessivo e allargare la banda passante per i processi a fase minima. Se la fase non minima è rilevante, come nei processi a ritardo puro dominante, e le specifiche di prestazione sono stringenti, sono necessari schemi di controllo più sofisticati, come il predittore di Smith, che introduce la compensazione del ritardo utilizzando un modello del processo, oppure il controllo in cascata, che richiede una misura addizionale sul processo. Il PID può essere inadeguato per il controllo di sistemi con modi oscillatori, cioè con una o più coppie di poli complessi poco smorzati. Tipici sono i servoposizionatori elettromeccanici e oleodinamici, in cui sono presenti masse mobili, collegate tra loro e con la base fissa mediante trasmissioni, cinematismi o vincoli in qualche misura elastici. Il controllo di questi sistemi tuttavia, come si vedrà in seguito, presenta difficoltà non facilmente superabili neppure con la scelta di una legge di controllo arbitrariamente complessa.

7.3.2 Processi del primo ordine con ritardo

Nella taratura dei regolatori, sia manuale, cioè eseguita direttamente sul processo senza l'utilizzo di modelli, sia automatica, basata sui metodi di autotaratura più diffusi nei regolatori commerciali, è frequente approssimare la dinamica del processo con una funzione di trasferimento del primo ordine con ritardo. Con riferimento allo schema classico di controllo in retroazione di Figura 7.1, supponiamo allora che la funzione di trasferimento del processo sia

$$G(s) = \frac{K_p e^{-s\tau}}{1 + sT}$$

In questo caso la scelta della legge di controllo dipende dal rapporto di controllabilità τ/T . Il ritardo puro τ impone un limite insuperabile per la pulsazione di taglio ω_c , raggiungibile con un regolatore della famiglia PID. Per un regolatore P, per esempio, la ω_c è data dalla seguente equazione implicita, in cui la funzione arctangente e il margine di fase assegnato $\bar{\varphi}_m$ sono espressi in gradi:

$$180^\circ - \tau \omega_c \frac{180^\circ}{\pi} - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c}{1/T} \right) = \bar{\varphi}_m \quad (7.3)$$

È semplice verificare che, assumendo $\bar{\varphi}_m = 45^\circ$, con $\tau = \pi T/2$ si ha $\omega_c = 1/T$. Allora, se $\tau > \pi T/2$, dalla (7.3) risulta $\omega_c < 1/T$, cioè la pulsazione critica risulta inferiore alla pulsazione di taglio in anello aperto ed il guadagno in banda risulta assai limitato. Per ottenere, per esempio, un guadagno in banda maggiore di 10 per $\omega < 1/T$, si deve poter imporre $\omega_c > 10/T$, cioè dev'essere, approssimativamente, $\tau < 0.08T$.

L'azione derivativa aggiunta al proporzionale renderebbe ancor più difficoltoso il raggiungimento di un ragionevole guadagno in banda.

In conclusione, la scelta, inevitabile se $\tau > \pi T/2$ e la più opportuna in generale, è quella di ricorrere ad un regolatore integrale. Con questa scelta, l'equazione (7.3) si modifica nella seguente:

$$180^\circ - 90^\circ - \tau \omega_c \frac{180^\circ}{\pi} - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c}{1/T} \right) = \bar{\varphi}_m$$

per cui, anche con ritardo nullo, ω_c non può superare¹ $1/T$. L'integratore consente di tagliare l'asse a guadagno unitario con pendenza di almeno -20 dB/decade , e di annullare l'errore a transitorio esaurito per ingressi y_{sp} e d costanti. Introducendo anche l'azione proporzionale si può, in parte, allargare la banda. Con un regolatore

$$\text{PI}(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{s T_I} \right)$$

cancellando il polo del processo con lo zero del regolatore ($T_I = T$), la funzione di trasferimento d'anello diventa

$$L(s) = \frac{K_C K_p}{s T_I} e^{-s\tau}$$

da cui² $\omega_c = \pi/4\tau$, con $K_c = \pi T/(4\tau K_p)$.

Mediane simulazione sono state messe a punto delle relazioni, riassunte nella Tabella (7.1) inserita nel Paragrafo (7.4.1), che indicano la legge di controllo più opportuna e i relativi parametri di taratura, in funzione del rapporto di controllabilità.

L'integratore è il regolatore più opportuno anche per processi fondamentalmente algebrici, o con dinamiche di frequenza elevata, in cui sono i ritardi introdotti dalle trasmissioni dei segnali e dal controllo digitale a limitare la banda del sistema di controllo. È il caso dei controlli di portata con valvole, e dei controlli di forza nei robot o in altri sistemi meccanici. La forza sviluppata al contatto è, infatti, legata in modo sostanzialmente algebrico alle coppie sviluppate dagli attuatori.

¹Con $\bar{\varphi}_m = 45^\circ$

²Con $\bar{\varphi}_m = 45^\circ$

7.3.3 Processi del secondo ordine con ritardo

Una migliore approssimazione dei processi industriali, in particolare di quelli termici, quali forni, essiccati, scambiatori di calore, si ottiene con un modello del secondo ordine con ritardo puro:

$$G(s) = \frac{K_p e^{-s\tau}}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

La seconda costante di tempo può, per esempio, descrivere la dinamica di una termocoppia, a volte piuttosto lenta a causa dell'inerzia termica del pozzetto protettivo.

Per questo processo il regolatore consigliato è il PID. La via più semplice per progettare il regolatore è quella di cancellare i due poli del processo con i due zeri del regolatore. Scritto il regolatore PID scolastico nella forma

$$\text{PID}(s) = K_C \frac{(1+sT_{z1})(1+sT_{z2})}{sT_I}$$

ponendo $T_{z1} = T_1, T_{z2} = T_2$ la funzione di trasferimento d'anello diventa

$$L(s) = \frac{K_C K_p}{sT_I} e^{-s\tau}$$

da cui $\omega_c = \pi/4\tau$, con $K_C = \pi T_I / (4\tau K_p) = \pi(T_1 + T_2) / (4\tau K_p)$.

Per valutare l'impiego del termine derivativo andrebbe considerato il livello del rumore. Alcuni regolatori ricavano automaticamente, durante intervalli di funzionamento in manuale, statistiche del rumore di misura: se il livello del rumore supera una soglia prefissata l'azione derivativa è esclusa.

7.3.4 Cancellazione dei poli del processo

È abbastanza naturale, quando si progetta un regolatore, collocarne gli zeri in corrispondenza dei poli dominanti del processo, come negli esempi precedenti, se non altro perché si semplificano notevolmente i calcoli. In realtà si tratta di una scelta buona per l'inseguimento del setpoint ma non sempre valida per la compensazione del disturbo di carico.

Si consideri lo schema di controllo in retroazione di Figura 7.1. Denotati con $N_G(s)$, $D_G(s)$ e $N_R(s)$, $D_R(s)$ rispettivamente numeratore e denominatore delle funzioni di trasferimento di processo e regolatore, e posto $N_R(s) = N'_R(s)(1+sT_z)$ e $D_G(s) = D'_G(s)(1+sT_p)$ si ottiene (con $T_z = T_p$):

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G(s)}{1+R(s)G(s)} = \frac{1}{1+sT_p} \frac{N_G(s)D_R(s)}{D_R(s)D'_G(s) + N'_G(s)N_G(s)}$$

La dinamica associata al polo cancellato rimane quindi nella risposta al disturbo. Se il progetto del regolatore porta a una banda passante $\omega_c \gg 1/T_p$, transitori

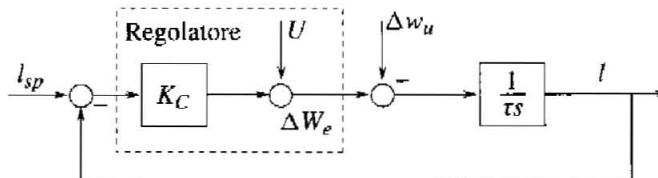


Figura 7.10 Controllo proporzionale di livello.

conseguenti a perturbazioni sul setpoint si esauriscono molto più rapidamente di quelli dovuti al disturbo. In questo caso, in particolare se il ruolo del disturbo di carico è rilevante, può essere opportuno evitare la cancellazione polo-zero e progettare il regolatore con un metodo che consideri l'allocazione dei poli del sistema in anello chiuso.

7.3.5 Processi integrali

La dinamica del livello di un liquido in un serbatoio, nel quale entri la portata manipolabile w_e e dal quale esca la portata esogena w_u , è un tipico esempio di processo integrale (si veda il Capitolo 2, Esempio 2). Il modello è descritto dallo schema a blocchi di Figura 7.10. Un regolatore proporzionale è la soluzione più semplice per stabilizzare l'anello con la banda desiderata e senza problemi di sovraelongazioni od oscillazioni. Ha però l'inconveniente di lasciare un errore a transitorio esaurito in presenza di variazioni Δw_u della portata uscente: $e_\infty = \Delta w_u / K_C$, con $U = 0$, che può essere rimosso con l'intervento dell'operatore su U , oppure in modo automatico misurando Δw_u e quindi utilizzando l'ingresso di anticipo del regolatore, o infine introducendo un'azione integrale (PI). Quest'ultima soluzione comporta maggiori problemi di stabilizzazione ma è insensibile a errori di misura del disturbo.

7.3.6 Doppio integratore

Il doppio integratore, $G(s) = 1/s^2$, descrive, per esempio, la dinamica di un albero rotante sotto l'azione di una coppia motrice, trascurando l'attrito viscoso. Considerando anche l'attrito viscoso uno dei due poli si sposterebbe, rimanendo tuttavia a bassa frequenza, relativamente alla banda del sistema controllato. Il regolatore più semplice in grado di stabilizzare questo processo è il PD. La funzione di trasferimento d'anello diventa

$$L(s) = K_C (1 + sT_D) \frac{1}{s^2}$$

e, prendendo $T_D = 1/\omega_c$, si ottiene $\varphi_m = 45^\circ$ per qualsiasi ω_c . Per questa, e altre ragioni, il controllo PD è quello normalmente indicato nella letteratura scientifica per il controllo di sistemi di questo tipo. Poiché però esso non è in grado di annullare l'errore a transitorio esaurito per un disturbo di carico costante, nelle macchine industriali si utilizza sistematicamente il regolatore PID. L'aggiunta

dell'integratore comporta qualche complicazione implementativa (problema del *wind-up*) e di funzionamento, per la possibile nascita di soluzioni periodiche o cicli limite a causa degli attriti statici.

7.4 Taratura manuale e automatica

Per la taratura razionale dei parametri dei regolatori è necessario ricavare un modello del processo, applicando successivamente uno dei metodi di sintesi conosciuti. I modelli si costruiscono su base analitica o, più spesso, sperimentale. Per la taratura di un regolatore PID è sufficiente un modello semplice del processo, caratterizzato da pochi parametri. Si possono a tal fine utilizzare sistemi del primo o del secondo ordine, corredati da un ritardo puro. I regolatori commerciali sono dotati di funzioni di autotaratura che identificano modelli di questa complessità e calcolano di conseguenza i parametri di regolazione.

Si utilizzano diversi metodi, sia per l'identificazione sia per la sintesi, e non esistono soluzioni valide per qualsiasi processo. Ogni metodo si basa su ipotesi più o meno restrittive, che è di interesse per l'utente conoscere. Gli esperimenti di identificazione possono essere eseguiti in anello aperto o in anello chiuso: è necessario utilizzare metodi ad anello chiuso per i processi instabili ad anello aperto o per i processi che, per ragioni di sicurezza, non possono essere operati in questa condizione.

Un altro elemento di interesse per l'utente è la durata dell'intero procedimento di autotaratura, in rapporto alla dinamica del processo. Per i metodi più rapidi la durata può essere di poche volte la costante di tempo dominante. Alcuni metodi richiedono per l'identificazione che il processo sia in condizioni stazionarie, altri richiedono informazioni preliminari dall'utente, per esempio sulla scala temporale del processo, che non sempre gli operatori sono in grado di fornire.

Si possono classificare i metodi di taratura e autotaratura in base a come eseguono l'identificazione del modello:

- metodi basati sullo studio della risposta allo scalino;
- metodi di determinazione di uno o più punti della risposta in frequenza;
- metodi di stima parametrica.

Alcuni metodi si prestano a essere utilizzati sia per la taratura manuale sia per quella automatica, altri, per ragioni pratiche, sono applicabili solo in modo automatico.

7.4.1 Metodi basati sullo studio della risposta allo scalino

La maggioranza dei regolatori in commercio identifica automaticamente i parametri del processo dall'analisi di una risposta a una perturbazione a scalino della variabile di controllo. Il primo e più noto metodo di questo tipo è quello di Ziegler e Nichols (primo metodo).

Primo metodo di Ziegler e Nichols Questo metodo si applica ai processi che hanno risposta allo scalino monotona (o a "S"), cioè del tipo indicato in Figura 7.11. Questa risposta è caratteristica dei processi termici, nei quali il carattere

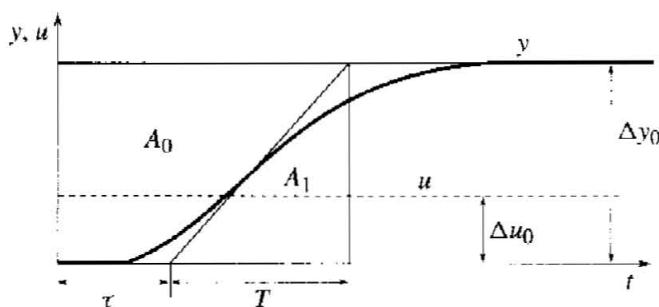


Figura 7.11 Risposta allo scalino e identificazione dei parametri secondo il primo metodo di Ziegler e Nichols.

distribuito del fenomeno del trasferimento del calore dà luogo al ritardo iniziale e poi alla salita progressiva e generalmente priva di oscillazioni.

Si può approssimare questo andamento con la risposta allo scalino di un sistema del primo ordine con ritardo:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_p e^{-s\tau}}{1 + sT}$$

essendo $K_p = \Delta Y_0 / \Delta U_0$ il guadagno statico del processo e τ il *ritardo apparente*. I valori dei parametri τ e T si ottengono dalle intersezioni della tangente alla curva nel punto di flesso con l'asse delle ascisse e la retta $y = \Delta Y_0$.

Per l'applicazione del metodo il processo deve essere operabile in anello aperto per il tempo necessario alla prova, e si deve inoltre poter introdurre una perturbazione brusca sul processo medesimo. La condizione di avvio inoltre deve essere stazionaria, cosa non facile da riconoscere automaticamente senza disporre di informazioni sulla dinamica del processo. Lo scalino va scelto sufficientemente ampio perché i parametri della risposta siano ben riconoscibili anche in presenza del rumore di misura, ma non troppo, per non coinvolgere non linearità c/o per non risultare pericoloso per l'impianto.

La determinazione dei parametri τ e T della curva risente dell'approssimazione della costruzione grafica e della difficoltà di individuare univocamente il punto di flesso della curva e la relativa tangente. Un metodo alternativo per ricavare τ e T è quello *delle aree*. Con riferimento ancora alla Figura 7.11, nell'ipotesi che la curva corrisponda effettivamente alla risposta allo scalino di un sistema del primo ordine con ritardo, si ha $\tau + T = A_0 / \Delta Y_0$ e $T = A_1 e / \Delta Y_0$, dove A_0 è l'area compresa tra ΔY_0 e $y(t)$ e A_1 quella sottesa alla $y(t)$ per $0 \leq t \leq \tau + T$ (e è la base dei logaritmi naturali). Ricavando quindi per via grafica o numerica i valori di ΔY_0 e A_0 si può ricavare $\tau + T$ e, determinando anche A_1 , il prodotto $T e \tau$. Il metodo delle aree si presta all'implementazione in un microprocessore e, dal momento che impiega valori integrali, è meno sensibile ai disturbi di alta frequenza. Può essere visto anche come un caso particolare di un più generale metodo detto *dei momenti*.

A partire dai parametri K_p , T e τ identificati, e dalla pendenza $R = K_p/T$, si calcolano i parametri di un regolatore P, PI o PID con le relazioni di Tabella 7.1.

Tabella 7.1 Tabella di Ziegler e Nichols (primo metodo).

	K_C	T_I	T_D
P	$1/(R\tau)$		
PI	$0.9/(R\tau)$	3τ	
PID	$1.2/(R\tau)$	2τ	0.5τ

Queste sono state ricavate mediante simulazione del modello del primo ordine con ritardo al variare dei parametri τ e T , in modo da ottenere risposte ad anello chiuso caratterizzate da smorzamento $\xi = 0.21$. Si tratta di un valore piccolo, ma ritenuto un buon compromesso tra velocità di risposta e margini di stabilità, avendo dato preminenza alla capacità di compensare i disturbi di carico. In realtà lo smorzamento della risposta non è indipendente dai valori dei parametri del processo. Si può verificare che la taratura rimane buona per $0.15 \leq \tau/T \leq 0.6$. Al di fuori di questo intervallo, l'applicazione della tabella può portare anche a sistemi instabili. Si possono utilizzare in questo caso formule ritoccate, riportate in letteratura.

La Tabella 7.2 riassume le indicazioni per la scelta della legge di controllo e le considerazioni sulla validità delle regole di Ziegler e Nichols, al variare del rapporto di controllabilità τ/T . Per completare la tabella ed estenderne l'uso è utile definire anche il *guadagno normalizzato* $|G(0)|/|G(j\omega_u)|$, essendo ω_u la pulsazione corrispondente all'intersezione del diagramma di Nyquist di $G(s)$ con l'asse reale negativo. Per ragioni che si vedranno in seguito il guadagno normalizzato, adimensionale, è indicato anche con $K_1 = K_u K_p$, essendo $K_u = 1/|G(j\omega_u)|$. Guadagno normalizzato e rapporto di controllabilità τ/T sono legati univocamente, così che le condizioni di validità delle regole possono essere espresse sia rispetto al rapporto di controllabilità sia rispetto al guadagno normalizzato. Per il processo del primo ordine con ritardo si ha:

$$\frac{\tau}{T} = \frac{\pi - \arctan \sqrt{(K_u K_p)^2 - 1}}{\sqrt{(K_u K_p)^2 - 1}}$$

Le regole modificate citate nella Tabella 7.2 sono state proposte in alternativa a quelle di Ziegler e Nichols. Per un regolatore PI tali regole sono le seguenti, per $0.16 \leq \tau/T \leq 1.4$ e per $1.2 < K_1 < 15$:

$$\frac{K_C}{K_u} = \frac{5}{6} \left(\frac{12 + K_1}{15 + 14K_1} \right)$$

$$\frac{T_I}{T_u} = \frac{1}{5} \left(\frac{4}{15} K_1 + 1 \right)$$

Tabella 7.2 Rapporto di controllabilità, legge di controllo e validità delle regole di Ziegler e Nichols.

	Note sulle regole di Ziegler e Nichols	Tipo di regolatore
$\frac{\tau}{T} > 1$	Danno risultati scadenti. Si può valutare l'uso di formule alternative, come le formule IMC (<i>Internal Model Control</i> , si veda la bibliografia).	I per regolazione blanda. Non è utilizzabile il termine derivativo. Per buone prestazioni è essenziale l'uso di almeno uno tra: predittore di Smith, anticipo, controllo in cascata.
$0.6 < \frac{\tau}{T} < 1$ $1.5 < K_1 < 2.25$	Danno risultati scadenti. Risultati migliori si ottengono con le regole modificate e utilizzando il peso sul setpoint. Per un regolatore PID: $T_I = \frac{2}{9} K_1 \frac{\omega_n}{2\pi}, \quad b = \frac{8}{17} \left(\frac{4}{9} K_1 + 1 \right)$	I o PI Predittore di Smith, anticipo, o controllo in cascata
$0.15 < \frac{\tau}{T} < 0.6$ $2 < K_1 < 20$	Danno i risultati migliori. La sovraelongazione può essere eccessiva e può essere ridotta utilizzando il peso sul setpoint: $b = \left(\frac{15 - K_1}{15 + K_1} \right) \quad \text{o} \quad b = \left(\frac{36}{27 + 5K_1} \right)$ per 10% o 20% di sovraelongazione.	PI, PID (con basso rumore di misura).
$\frac{\tau}{T} < 0.15$	La sovraelongazione può essere eccessiva e può essere ridotta utilizzando il peso sul setpoint e le regole modificate.	PI, PID (con basso rumore di misura).

Altre formule di taratura Le formule di Ziegler e Nichols determinano i parametri del regolatore imponendo smorzamenti piuttosto bassi ($\xi \approx 0.21$), quindi danno luogo a risposte relativamente pronte ma con sovraelongazioni e oscillazioni. È ragionevole pensare ad altre formule di taratura, che diano un peso diverso all'andamento dell'errore nei vari tratti di una risposta transitoria. In letteratura sono proposte formule che minimizzano indici dell'errore transitorio, espressi come integrali di funzioni dell'errore. Gli indici più utilizzati sono:

$$\text{IAE} = \int |e| dt \quad \text{integrale del modulo dell'errore}$$

$$\text{ISE} = \int e^2 dt \quad \text{integrale del quadrato dell'errore}$$

$$\text{ITAE} = \int t |e| dt \quad \text{integrale del modulo dell'errore pesato con il tempo}$$

$$\text{ITSE} = \int t e^2 dt \quad \text{integrale del quadrato dell'errore pesato con il tempo}$$

Ogni integrale enfatizza un aspetto diverso della risposta ad anello chiuso. ISE e ITSE penalizzano maggiormente gli errori più elevati, e danno quindi luogo a risposte più pronte e oscillanti. ITAE e ITSE pesano di più gli errori nella parte finale del transitorio di quelli all'inizio, dando quindi luogo a errore più elevato nella parte iniziale.

Le formule di taratura sono ottenute mediante simulazione, cercando i parametri che minimizzano i rispettivi indici per insiemi sufficientemente ampi di valori dei parametri del modello del primo ordine con ritardo. Esse esprimono i parametri del regolatore in funzione del rapporto di controllabilità τ/T , della costante di tempo T e del guadagno K_p . Sono date formule diverse per risposte al setpoint e al disturbo di carico, che forniscono tarature valide per processi caratterizzati da $0.1 \leq \tau/T \leq 1$.

Autotaratura all'avviamento del processo Ha una certa diffusione, soprattutto nei termoregolatori, un metodo semplice, con limiti di validità abbastanza incerti ma con qualche peculiarità interessante. Spesso è aggiunto, come seconda scelta, a un altro metodo più accurato. Il metodo prevede di introdurre perturbazioni multiple a scalino sulla variabile di controllo in coincidenza di perturbazioni a scalino sul setpoint. Si faccia riferimento alla Figura 7.12: in corrispondenza dello scalino iniziale sul setpoint y_{sp} , convenzionalmente pari a 100, si applica il 100% del fondo scala della variabile di controllo u , fino a che la variabile controllata y raggiunge il valore 50. A questo punto u è riportata a 0 fino a che y ritorna a 50. Dai tempi di salita e successiva discesa a 50, t_1 e t_2 , con formule empiriche si calcolano i parametri del regolatore. Si può quindi mettere in automatico la regolazione e terminare il transitorio raggiungendo il setpoint. Pur

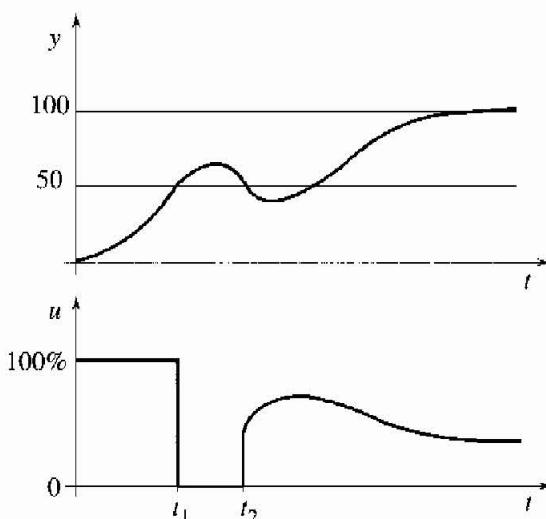


Figura 7.12 Perturbazione a scalino multiplo della variabile di controllo in coincidenza di perturbazioni a scalino del setpoint.

se le formule di taratura non sono state pubblicate, non sembra difficile trovarne di ragionevoli con ripetute prove di simulazione ipotizzando, per esempio, un processo descritto da una funzione di trasferimento del primo ordine con ritardo. Sicuramente è opportuno mantenere ampi margini di stabilità, perché ampi sono i margini di incertezza del metodo. In particolare, se il processo non è lineare, le grandi escursioni della variabile di controllo possono far identificare parametri lontani da quelli corrispondenti al regime finale. Una volta raggiunto un regime di lavoro continuativo, può essere opportuno ripetere la taratura con un altro metodo più accurato.

Il metodo ha quindi il merito di effettuare la taratura in corrispondenza di perturbazioni sul setpoint, quindi perturbando poco il normale funzionamento del processo. Il secondo merito, particolarmente rilevante, è di poter essere utilizzato anche in fase di avviamento del processo, senza informazioni a priori e senza intervento da parte dell'operatore: si tratta di un punto essenziale per i regolatori più economici, neppure dotati di stazione auto/manuale, utilizzati su piccole macchine e processi industriali (per esempio, forni e piccoli reattori chimici) che devono funzionare quasi senza intervento dell'operatore. Quest'ultimo si limita a impostare il setpoint all'avviamento e il regolatore deve portare il processo a operare al regime corrispondente. Applicare il 100% della variabile di controllo nella fase iniziale è abbastanza ragionevole, così come, per limitare i rischi di sovravelongazione, lo è ridurla nel momento in cui la variabile controllata raggiunge una buona percentuale (50% in Figura 7.12) del setpoint.

Nei processi di maggiore dimensione l'avviamento è eseguito sotto diretto controllo di un operatore che mette in automatico i regolatori con parametri di taratura già accettabili, quando le variabili di processo hanno raggiunto valori opportuni.

7.4.2 Metodi basati sulla risposta in frequenza

La risposta in frequenza fornisce una descrizione completa delle caratteristiche dinamiche di un sistema. Per l'analisi della stabilità di un sistema ad anello chiuso è normalmente sufficiente conoscere una parte della risposta in frequenza, in particolare quella nell'intorno delle frequenze corrispondenti alla fase di -180° . Sfruttano questo fatto i metodi di taratura basati sulla risposta in frequenza, il più semplice dei quali è quello di Ziegler e Nichols (secondo metodo).

Secondo metodo di Ziegler e Nichols Il secondo metodo di Ziegler e Nichols determina un solo punto della risposta in frequenza, quello corrispondente all'intersezione del diagramma polare con l'asse reale negativo. Si procede nel modo seguente:

- si chiude l'anello inserendo un regolatore proporzionale con basso guadagno K_C ;
- si aumenta progressivamente K_C fino a che si innesca un'oscillazione permanente. Affinché ciò avvenga, il diagramma polare della funzione di trasferimento del processo deve intersecare il semiasse reale negativo. Il guadagno

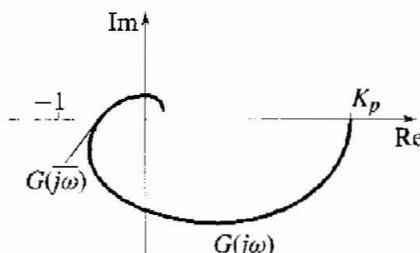


Figura 7.13 $G(j\omega)$ e risposta in frequenza.

K_C che porta l'intersezione dal punto $G(j\omega_u)$ ($\omega_u : \arg G(j\omega_u) = -180^\circ$) al punto -1 (Figura 7.13) è detto *guadagno limite* e coincide con il parametro K_u precedentemente definito. Si ha quindi $|G(j\omega_u)| = 1/K_u$;

- si rileva il periodo dell'oscillazione T_u ($T_u = 2\pi/\omega_u$), detto *periodo limite*.

Noti K_u e T_u , i parametri di taratura del regolatore PID si ricavano dalla Tabella 7.3.

Tabella 7.3 Tabella di Ziegler e Nichols (secondo metodo).

	K_C	T_I	T_D
P	$0.5K_u$		
PI	$0.45K_u$	$T_u/1.2$	
PID	$0.6K_u$	$T_u/2$	$T_u/8$

Anche queste regole sono state messe a punto eseguendo molteplici simulazioni con il modello del primo ordine con ritardo per diversi valori dei parametri, progettando ogni volta il regolatore per ottenere risposte con smorzamento $\xi = 0.25$. Lo smorzamento non è, però, indipendente dai parametri del processo, ma dipende dal guadagno normalizzato $K_u K_p$. Precisamente, il metodo fornisce buoni risultati per $2 < K_u K_p < 20$.

Un'interpretazione del secondo metodo di Ziegler e Nichols si ottiene osservando che un regolatore PI o PID permette di spostare un punto della risposta in frequenza del processo come indicato in Figura 7.14. Il termine proporzionale, al variare del guadagno, sposta il punto $G(j\bar{\omega})$ lungo la direzione del vettore corrispondente al numero complesso, mentre quelli integrale o derivativo lo spostano in direzione ortogonale³.

³Si consideri per esempio il termine integrale: si ha $\frac{1}{j\omega T_I} G(j\omega) = -j \frac{1}{\omega T_I} G(j\omega)$, cioè un numero complesso ruotato di $-\pi/2$ rispetto a $G(j\omega)$.

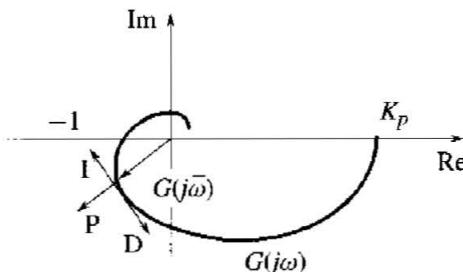


Figura 7.14 Interpretazione del secondo metodo di Ziegler e Nichols.

La risposta in frequenza di un PID tarato secondo la Tabella 7.3, per $\omega = \omega_u$ è il numero complesso:

$$\begin{aligned}\text{PID}(j\omega_u) &= 0.6K_u \left(1 + \frac{1}{j\omega_u T_I} + j\omega_u T_D \right) \\ &= 0.6K_u \left[1 + j \left(\frac{\pi}{4} - \frac{1}{\pi} \right) \right] = K_u (0.6 + 0.28j)\end{aligned}$$

e, applicato al punto $G(j\omega_u) = -1/K_u$ lo sposta in $L(j\omega_u) = \text{PID}(j\omega_u)G(j\omega_u) = -(0.6 + 0.28j)$, che corrisponde a un anticipo di fase di 25° .

L'inconveniente principale di questo metodo è di portare il processo al limite di stabilità, il che comporta rischi e conseguenze imprevedibili in presenza di non linearità o di dinamiche sconosciute del processo.

Il metodo della retroazione con relay

Identificazione dei parametri del modello Questo metodo consente di determinare un punto della risposta in frequenza, o più di uno ripetendo l'esperimento con semplici modifiche, senza portare il sistema al limite di stabilità. Come mostrato in Figura 7.15, si inserisce un relay al posto del regolatore da tarare. Si supponga per ora $y_{sp} = 0$, $l = 0$ e $u_0 = 0$. Per processi il cui diagramma

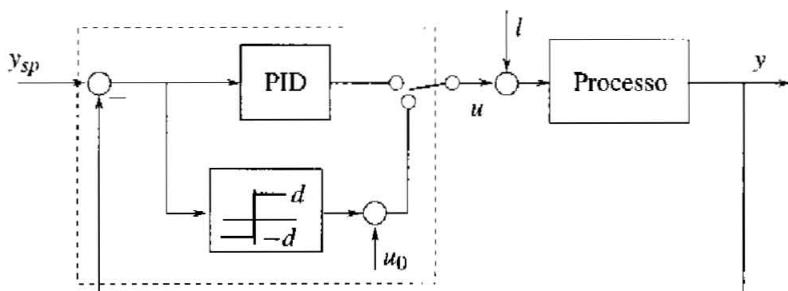


Figura 7.15 Autotaratura con il metodo del relay.

polare interseca il semiasse reale negativo, il relay causa l'instaurarsi di oscillazioni simmetriche permanenti, con la variabile di controllo u avente l'andamento di un'onda quadra e la variabile di uscita più simile a una sinusoida.

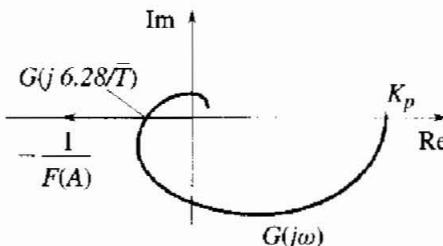


Figura 7.16 Intersezione del diagramma polare di $-1/F(A)$ con la risposta in frequenza $G(j\omega)$.

Per comprendere cosa accade supponiamo che il processo filtri effettivamente tutte le armoniche superiori alla prima, e quindi che il segnale in ingresso al relay sia una sinusoida. Se d è l'ampiezza del relay, dallo sviluppo in serie di Fourier si ricava che l'ampiezza della prima armonica dell'onda quadra in ingresso al processo è: $u_1 = 4d/\pi$.

Detto \tilde{T} il periodo e A l'ampiezza della sinusoida in uscita dal processo, si ha:

$$\frac{4d}{\pi} \left| G\left(j\frac{2\pi}{\tilde{T}}\right) \right| = A$$

Affinché l'oscillazione si mantenga, dev'essere:

$$\arg\left(G\left(j\frac{2\pi}{\tilde{T}}\right)\right) = -\pi$$

L'intersezione di $G(j\omega)$ con l'asse reale negativo è allora

$$G\left(j\frac{2\pi}{\tilde{T}}\right) = -\frac{\pi A}{4d}$$

e può calcolarsi una volta rilevati A e \tilde{T} . Allo stesso risultato si può giungere utilizzando la funzione descrittiva $F(A)$; per il relay ideale essa vale: $F(A) = 4d/\pi A$ ed è quindi reale. Nell'anello si instaura un'oscillazione se il diagramma di $-1/F(A)$ interseca la risposta in frequenza (Figura 7.16). Nel punto di intersezione infatti è soddisfatta la condizione di oscillazione $F(A)G(j\omega) = -1$, che assicura che una sinusoida di pulsazione ω si propaghi invariata nell'anello.

Si osservi che inserendo in serie al processo un elemento lineare noto si può determinare un punto diverso della risposta in frequenza. Sc, per esempio, si inserisce un integratore, si determina il punto in cui il processo ha uno sfasamento di -90° :

$$\frac{G(j2\pi/\tilde{T})}{j2\pi/\tilde{T}} = -\frac{\pi A}{4d}$$

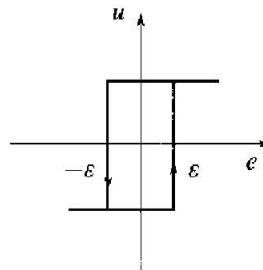


Figura 7.17 Relazione ingresso e uscita u in un relay con isteresi simmetrico.

Relay con isteresi L'utilizzo di un relay ideale è in pratica sconsigliabile per la presenza inevitabile di rumore sui segnali, che può provocare commutazioni indesiderate. Si utilizza invece un relay con una isteresi (Figura 7.17) che deve essere fissata in funzione del livello di rumore, determinabile automaticamente, per esempio come differenza tra i valori massimo e minimo dell'uscita y in un breve intervallo prima dell'attivazione del relay.

In questo caso, il reciproco cambiato di segno della funzione descrittiva diventa:

$$-\frac{1}{F(A)} = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{A^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi \varepsilon}{4d}$$

che, in virtù della parte immaginaria costante al variare di A , descrive nel piano complesso una retta parallela all'asse reale (Figura 7.18) e consente di ricavare punti della risposta in frequenza a parte immaginaria assegnata. Ripetendo le prove variando ε e d si possono ottenere più punti di interesse (non lontani dall'asse reale negativo) della curva. Si moltiplica però la durata delle operazioni di taratura, che è certamente un elemento piuttosto critico da prendere in considerazione. La durata di ogni esperimento con il relay è dell'ordine di alcune volte il periodo di oscillazione, che dipende dall'inverso della pulsazione corrispondente all'intersezione della risposta in frequenza $G(j\omega)$ con l'asse reale negativo (per il relay ideale). Per questo motivo essa può diventare relativamente molto grande, tipicamente diverse volte il cosiddetto tempo di residenza $\tau + T$, quando il ritardo puro del processo è relativamente grande.

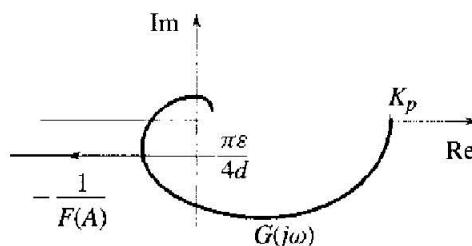


Figura 7.18 Funzione caratteristica di un relay con isteresi e diagramma polare della risposta in frequenza del processo.

Progetto del regolatore Utilizzando l'intersezione $G(j\omega_u)$ di $G(j\omega)$ con l'asse reale negativo, si possono ricavare i parametri di un PID con le regole di Ziegler e Nichols. In alternativa, ricordando che tali regole progettano il regolatore spostando $G(j\omega_u)$ in $L(j\omega_u) = -0.6 - j0.28$, si può pensare di generalizzarle con formule che spostino un punto $G(j\bar{\omega})$ nel punto generico $L(j\bar{\omega}) = K_L e^{j(\pi+\varphi_L)}$. Sotto opportune ipotesi, ciò consente di impostare specifiche combinate sui margini di fase e di guadagno. Prendendo, per esempio, $L(j\bar{\omega}) = 0.5e^{-j135^\circ \pi/180^\circ}$, nell'ipotesi che la funzione di trasferimento abbia andamento monotono nel modulo e nella fase, si impone un margine di fase migliore di 45° e un margine di guadagno superiore a 2.

Posto $\text{PID}(j\omega) = K_R e^{j\varphi_R}$ e $G(j\omega) = K_G e^{j(\pi+\varphi_G)}$, così che per un punto del terzo quadrante risulti $0^\circ \leq \varphi_G \leq 90^\circ$, se si desidera portare la funzione d'anello nel punto $L(j\omega) = K_L e^{j(\pi+\varphi_L)}$, deve risultare:

$$K_L e^{j(\pi+\varphi_L)} = K_R K_G e^{j(\pi+\varphi_R+\varphi_G)}$$

e quindi il regolatore deve essere scelto in modo che:

$$\begin{aligned} K_R &= \frac{K_L}{K_G} \\ \varphi_R &= \varphi_L - \varphi_G \end{aligned}$$

Essendo

$$\text{PID}(j\omega) = K_C \left(1 + \frac{1}{j\omega T_I} + j\omega T_D \right) = K_C \left(1 + j \left(\omega T_D - \frac{1}{\omega T_I} \right) \right)$$

si ha:

$$\begin{aligned} |\text{PID}(j\omega)| &= \frac{K_C}{\cos \varphi_R} = K_R \\ \arg(\text{PID}(j\omega)) &= \arctan \left(\omega T_D - \frac{1}{\omega T_I} \right) = \varphi_R \end{aligned}$$

Per un regolatore PI si ottiene allora:

$$\begin{aligned} K_C &= \frac{K_L \cos(\varphi_L - \varphi_G)}{K_G} \\ T_I &= -\frac{1}{\omega \tan(\varphi_L - \varphi_G)} \end{aligned}$$

Affinché T_I risulti positivo deve essere $\varphi_L < \varphi_G$, com'è naturale dato che la somma dei termini P e I non può che apportare un contributo di fase negativo a

$G(j\omega)$. L'espressione di K_C si mantiene anche per il regolatore PID, per il quale però l'equazione:

$$\omega T_D - \frac{1}{\omega T_I} = \tan(\varphi_L - \varphi_G)$$

non è sufficiente per determinare i tempi integrali e derivativo. Si può introdurre, a questo scopo, una condizione addizionale del tipo $T_I = \gamma T_D$. Si ricava:

$$T_D = \frac{1}{2\omega} \left(\tan(\varphi_L - \varphi_G) + \sqrt{\frac{4}{\gamma} + \tan^2(\varphi_L - \varphi_G)} \right)$$

È frequente prendere $T_I = 4T_D$, come nelle tabelle di taratura di Ziegler e Nichols.

Imporre la posizione di un punto del diagramma di Nyquist della funzione d'anello è indicativo del comportamento e della stabilità del sistema se modulo e fase della funzione di trasferimento hanno andamento monotono decrescente. Supponendo che il processo abbia questa caratteristica, occorre prestare attenzione, nella scelta della struttura del regolatore, a non modificarla. Di nuovo questo significa, in particolare, non utilizzare in maniera inappropriate il termine derivativo, o anche quello proporzionale, per processi sostanzialmente a modulo costante ma con fase rapidamente decrescente.

Tangibili progressi nel progetto del regolatore si potrebbero ottenere, in generale, ricavando più punti della curva di Nyquist: con più punti si possono utilizzare tecniche di sintesi più generali e/o regolatori più complessi del PID. Rimane il problema della durata dell'operazione che, approssimativamente, si moltiplica per il numero di punti identificati.

Difficoltà implementative L'implementazione del metodo del relay richiede di affrontare diversi altri problemi. Si è visto, per esempio, che per il controllo di processi a ritardo dominante è adatto il regolatore PI, mentre non è di beneficio l'azione derivativa. Nell'applicazione del metodo questa condizione andrebbe riconosciuta. In caso contrario, le formule di taratura possono dare valori dei parametri non significativi (per esempio, valori negativi di T_I) o del tutto insoddisfacenti.

Inoltre, si è supposto in precedenza che fossero nulli gli ingressi y_{sp} , I e u_0 . Questo non succede in realtà, e ciò può causare asimmetria dell'oscillazione e inficiare l'analisi precedente. L'algoritmo dovrebbe essere in grado di determinare u_0 in modo che $K_p(u_0 + \bar{I}) = \bar{y}_{sp}$, con \bar{I} e \bar{y}_{sp} costanti. Con questa condizione l'oscillazione è simmetrica e valgono le conclusioni precedenti. Il parametro u_0 può essere aggiustato automaticamente durante l'esecuzione dell'esperimento per ottenere la simmetria dell'oscillazione. La soluzione a questo problema, e ad altri, come la determinazione dell'ampiezza del relay e dell'isteresi, rientra negli accorgimenti specifici di ogni prodotto e costruttore.

7.4.3 Metodi di stima parametrica

Alcuni regolatori industriali ricavano il modello con tecniche di identificazione parametrica, descrivendo il processo con un modello lineare, stazionario a tempo

discreto. In letteratura sono documentati due prodotti che realizzano l'autotaratura con tecniche di questo tipo: Electromax V di Leeds & Northrup e Turnbull TCS 6355, entrambi introdotti nei primi anni Ottanta. Essi utilizzano un modello del secondo ordine più un ritardo, descritto da una funzione di trasferimento nella variabile complessa z del tipo:

$$H(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} z^{-d} \quad (7.4)$$

corrispondente a modelli a tempo continuo del primo o secondo ordine più ritardo. Come ottenere modelli a tempo discreto equivalenti a un assegnato modello a tempo continuo, e viceversa, è spiegato nei testi di controllo digitale citati in bibliografia. Metodi basati su formule di calcolo numerico sono illustrati nel paragrafo 7.7.

Introducendo l'*operatore anticipo* q e il suo inverso, l'*operatore ritardo* q^{-1} tale che $x(kh - h) = q^{-1}x(kh)$, dove $x(kh)$ è una generica variabile a tempo discreto, la funzione di trasferimento (7.4) può essere scritta nell'operatore q :

$$H(q) = \frac{y(kh)}{u(kh)} = \frac{b_1 q + b_2}{q^2 + a_1 q + a_2} q^{-d}$$

Da questa si risale immediatamente alla relazione temporale:

$$\begin{aligned} y(kh) &= -a_1 y(kh - h) - a_1 y(kh - 2h) \\ &\quad + b_1 u(kh - (d+1)h) + b_2 u(kh - (d+2)h) \end{aligned}$$

La stima dei parametri di questo modello è eseguita con il metodo dei minimi quadrati ricorsivi (si veda il paragrafo sul controllo adattativo indiretto), assumendo noto il ritardo d . Se il ritardo non è noto o, peggio, è variabile, il metodo non è applicabile direttamente. In letteratura sono illustrati diversi metodi per affrontare questo problema.

Le tecniche di identificazione parametrica hanno il potenziale vantaggio di utilizzare dati di ingresso e uscita non limitati ai segnali canonici e alle relative risposte, e sono adatte anche per l'aggiustamento continuo dei parametri, nel caso il processo fosse tempo-variante. Per ottenere buoni risultati però i segnali di ingresso devono essere tali da eccitare adeguatamente i modi caratteristici del processo. È inoltre essenziale scegliere bene il periodo di campionamento. Nel regolatore Turnbull esso è scelto automaticamente, pari a circa un decimo della costante di tempo dominante del sistema ad anello chiuso. La stima è effettuata ad anello chiuso, ed è disattivata se l'uscita del processo è poco perturbata. Lo stimatore fornisce un "fattore di confidenza" (0 ÷ 100%) della qualità della stima, e l'operatore può introdurre una perturbazione sulla variabile di controllo per migliorarla.

I metodi di identificazione parametrica, rispetto a quelli descritti in precedenza, richiedono uno sforzo computazionale maggiore. Forse per questa ragione, ma forse anche per la sensibilità rispetto a parametri che poche volte gli operatori, in particolare di processi medio-piccoli, sono in grado di fornire, tali metodi sono poco utilizzati, nonostante le potenzialità e l'interesse sul piano concettuale.

7.4.4 Controllo adattativo

Molti regolatori in commercio sono in grado di adattare con continuità i propri parametri a fronte di variazioni dei parametri del processo (si parla in questo caso di controllo adattativo). Il modo e la misura in cui questa proprietà è realizzata cambia molto da un modello di regolatore a un altro. È importante, sia per gli utilizzatori sia per i costruttori, comprendere le differenze tra le diverse attuazioni, e la loro efficacia e applicabilità nelle diverse situazioni che si possono incontrare nel controllo di processo. A fronte di potenziali vantaggi sul piano tecnico, il controllo richiede uno sforzo notevole per l'implementazione ma anche, sia pure in misura minore, per gli utenti. È bene allora porsi il problema di quando e come è utile o indispensabile farne uso.

Il controllo adattativo si propone di migliorare le prestazioni di un sistema di controllo quando i parametri del processo variano nel tempo. L'idea è di far variare automaticamente i parametri del regolatore, sulla base di misure relative al processo. Ciò che più comunemente si intende per controllo adattativo consiste in una fase di identificazione dei parametri del processo e in una fase di calcolo dei parametri del regolatore. A volte si parla anche di *controllo adattativo indiretto*.

Per molte applicazioni, è sufficiente riconoscere automaticamente variazioni occasionali dei parametri, per intervenute modifiche sul funzionamento del processo, e ricalcolare di conseguenza i parametri del regolatore. Questo forse spiega la diffusione, nei prodotti commerciali, di metodi che, applicando regole euristiche, riconoscono tali variazioni e rieseguono la taratura dei parametri solo in occasione di esse.

Si fa rientrare nella definizione di controllo adattativo anche l'aggiustamento diretto dei parametri del regolatore in base alla misura di una o più variabili, senza ricostruire un modello del processo: è il caso del *parameter scheduling* (PS) e, più spesso, del *gain scheduling* (GS), in cui più parametri o il solo guadagno del regolatore sono funzioni di una variabile misurata del processo. PS e GS sono forme di controllo non lineare che possono essere molto efficaci in talune applicazioni, non risentono del tempo necessario per la stima dei parametri. Il controllo adattativo indiretto è inoltre poco adatto a inseguire variazioni rapide dei parametri.

Gli algoritmi di controllo adattativo aumentano di molto la complessità del problema di controllo rispetto ai regolatori a parametri fissi, perché danno luogo, in generale, a sistemi ad anello chiuso non lineari e tempo varianti. È sempre opportuno pertanto provare ad affrontare un problema di controllo con un regolatore a parametri fissi: se le prestazioni non sono soddisfacenti occorre valutare se una forma di controllo adattativo possa aiutare a migliorarle. In alcuni casi le cause delle scarse prestazioni risiedono nel processo e non sono superabili intervenendo sul regolatore. È il caso di processi progettati male, con lunghi ritardi o fasi non minime. Miglioramenti importanti sono possibili cambiando la struttura di controllo (si veda il Capitolo 8). Le non linearità possono essere compensate introducendo caratteristiche non lineari inverse. Cause di problemi possono risiedere nei sensori, se questi introducono ritardi, rumore, risoluzione insufficiente,

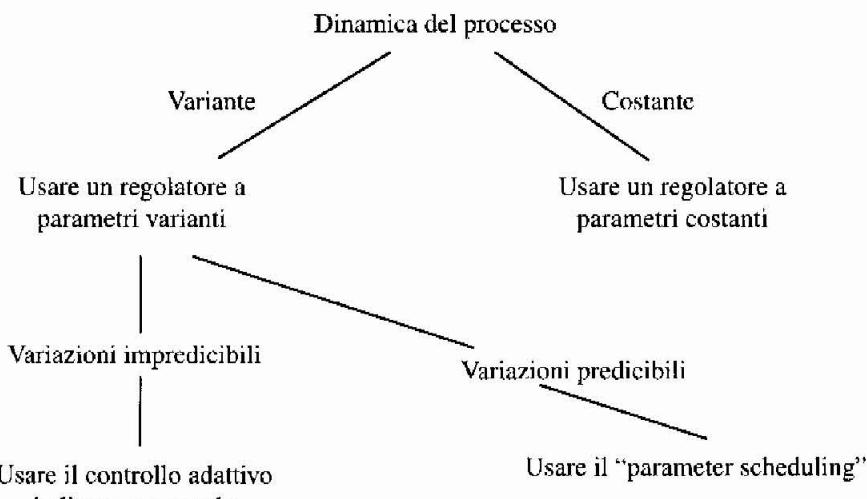


Figura 7.19 Scelta del tipo di controllo.

o errori di misura eccessivi. Oscillazioni permanenti (cicli limite) dovute a errato dimensionamento o a eccessivi attriti nelle valvole (causati, per esempio, da un errato montaggio dei premistoppa) non sono di solito eliminabili cambiando i parametri del regolatore, che ne modificano solo periodo e ampiezza.

Lo schema di Figura 7.19, tratto dalla letteratura citata in bibliografia, illustra sinteticamente le condizioni di interesse e applicabilità del controllo adattativo.

Controllo adattativo indiretto Uno schema funzionale di un sistema di controllo adattativo è riportato in Figura 7.20; esso consiste in un secondo anello, esterno a quello base di controllo in retroazione, composto da due funzioni: la prima identifica i parametri del modello, ed eventualmente l'ordine se il ritardo è variabile, la seconda calcola i parametri del regolatore e li aggiorna in linea.

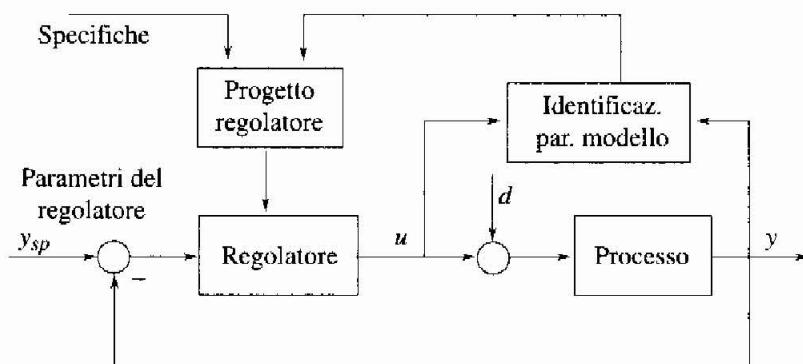


Figura 7.20 Controllo adattativo indiretto.

Quando i parametri sono lentamente varianti rispetto al tempo impiegato per la stima, per l'identificazione si presta bene il metodo di stima a minimi quadrati ricorsivi, descritto sinteticamente nel seguito, oltre ad altri metodi. Una trattazione sistematica dell'argomento si può trovare sui testi citati in bibliografia.

Con il metodo dei minimi quadrati ricorsivi, per una generica funzione di trasferimento

$$H(q) = \frac{y(kh)}{u(kh)} = \frac{B(q)}{A(q)} = \frac{b_1 q^{n-1} + b_2 q^{n-2} + \dots + b_n}{q^n + a_1 q^{n-1} + \dots + a_n}$$

il vettore dei parametri

$$\theta = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n]^T$$

è aggiornato a ogni iterazione, a partire dal vettore θ_{k-1} calcolato all'iterazione precedente, sulla base dell'errore di predizione corrente e_k :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + G_k e_k$$

con

$$e_k = y(kh) - \varphi_{k-1}^T \theta_{k-1}$$

e

$$\varphi_{k-1} = [-y(kh-h) \dots -y(kh-nh) \ u(kh-h) \dots \ u(kh-nh)]^T$$

L'espressione del vettore di guadagni G_k dipende dalla cifra di merito che si vuole minimizzare. Per il metodo dei minimi quadrati ricorsivi con coefficiente di oblio λ , la cifra di merito è $J_{WLS} = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} e_i^2$, $0 < \lambda \leq 1$, e si ha:

$$G_k = \frac{P_{k-1} \varphi_{k-1}}{\lambda + \varphi_{k-1}^T P_{k-1} \varphi_{k-1}}$$

$$P_k = \frac{1}{\lambda} [I - G_k \varphi_{k-1}^T] P_{k-1}$$

I parametri θ e P devono essere inizializzati. Per θ si dovrebbe prendere la miglior stima ottenibile da elementi analitici o sperimentali, o dai valori relativi a processi simili, mentre per P , che è proporzionale alla matrice di covarianza delle stime, si sceglie di solito la matrice identità moltiplicata per un numero grande, compreso per esempio tra 100 e 10000, in misura inversa al grado di conoscenza dei parametri. La prontezza nel riconoscere e identificare rapide variazioni dei parametri del processo dipende dal numero di dati utilizzati nella stima. Se non si scartassero i dati lontani, al crescere del tempo i nuovi dati avrebbero una rilevanza sempre

minore sulla stima, impedendo di seguire rapidi cambiamenti. Si utilizza a questo scopo il coefficiente di oblio, che permette di pesare sempre meno, esponenzialmente, i dati più lontani nel tempo. Il valore opportuno del coefficiente deriva da un compromesso: riducendo il numero dei dati le stime diventano più sensibili ai disturbi, soprattutto in condizioni stazionarie. In letteratura si suggerisce di utilizzare un valore costante $0.98 \leq \lambda \leq 0.995$. Il parametro λ stabilisce essenzialmente il numero N_λ degli ultimi dati acquisiti utilizzati nella stima, secondo una relazione approssimata:

$$N_\lambda \cong \frac{1}{1 - \lambda}$$

L'adozione del valore $\lambda = 0.98$ significa utilizzare essenzialmente 50 dati, e $\lambda = 0.995$ corrisponde a 200. È consigliabile quest'ultimo valore quando il livello di rumore è elevato.

Per l'implementazione in un regolatore industriale, concepito per l'utilizzo nella più ampia varietà di processi, è necessario fare in modo che gli algoritmi di stima e calcolo dei parametri possano operare correttamente nelle situazioni più disparate. Due punti devono essere presi in seria considerazione. Il primo riguarda l'eccitazione dei modi caratteristici del processo. Quando questa è scarsa la matrice P tende a diventare molto grande in norma, con la conseguenza che l'algoritmo diventa molto sensibile a ogni successiva sollecitazione. A rimedio parziale si può limitare superiormente la matrice P . Meglio sarebbe integrare l'algoritmo con una logica capace di attivare l'algoritmo soltanto in presenza di ingresso "persistente" eccitante. Il secondo punto riguarda il disturbo di carico che, non essendo previsto esplicitamente nel modello, può portare ad attribuire erroncamente al processo l'origine di movimenti dell'uscita a esso dovuti.

Infine, un aspetto non marginale per le applicazioni riguarda le informazioni "a priori" che un algoritmo richiede. Per sistemi di piccole e medie dimensioni non si può contare su aiuti da parte degli operatori, ed è naturale pensare a una fase di "pre-taratura", in cui un normale algoritmo di autotaratura identifica una parametrizzazione iniziale del modello, la scala temporale del processo, il livello di rumore, e altri parametri specifici di ogni algoritmo.

Metodi a regole Il più noto dei metodi a regole è uno dei primi algoritmi di autotaratura continua implementato in un prodotto commerciale (1984), conosciuto come EXACT⁴. EXACT segue la falsariga del procedimento di taratura manuale: opera ad anello chiuso e, analizzando la forma (*pattern recognition*) delle risposte del processo al setpoint o a un disturbo di carico, trova le informazioni per aggiustare con regole empiriche i parametri del regolatore. L'obiettivo è quello di ottenere risposte con smorzamenti e sovraetensioni desiderate. Se la risposta non ha oscillazioni, EXACT fa diminuire la banda proporzionale fino a farle nascere. Se presenta oscillazioni smorzate, analizzando l'andamento dell'errore di

⁴EXACT (EXpert Adaptive Controller Tuning) è un marchio di The Foxboro Co.

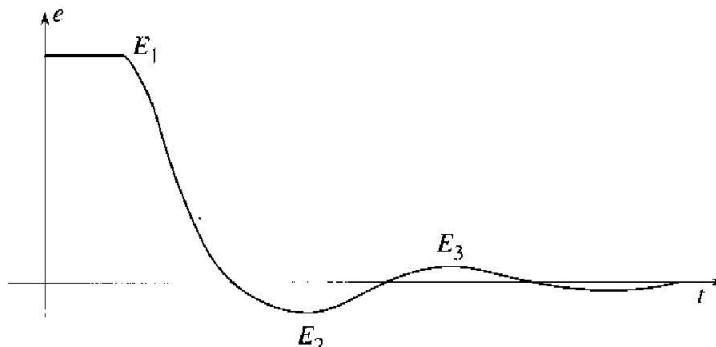


Figura 7.21 Metodo EXACT: errore nella risposta allo scalino.

regolazione (Figura 7.21), ne identifica i primi tre picchi, con relative ampiezze E_i e istanti di occorrenza. Dalle ampiezze ricava due parametri, la sovraelongazione S_1 e lo smorzamento S_2 , definiti come:

$$\begin{aligned} S_1 &= -\frac{E_2}{E_1} \\ S_2 &= \frac{E_3 - E_2}{E_1 - E_2} \end{aligned}$$

Dagli intervalli tra i picchi ricava il periodo dell'oscillazione T_p . Il guadagno del regolatore è aggiustato in modo da fornire lo smorzamento e la sovraelongazione desiderati, mentre T_I e T_D si ricavano imponendo un rapporto assegnato con T_p . In realtà, nella realizzazione commerciale brevettata, per assicurare il corretto funzionamento in tutte le condizioni operative dell'identificazione del modello e del calcolo dei parametri sono state introdotte circa 200 regole.

Il metodo, funzionando ad anello chiuso, presuppone una pretaratura ragionevole del regolatore, richiede la conoscenza del livello del rumore per individuare correttamente i picchi e per l'aggiustamento del termine derivativo, e della scala temporale del processo, per limitare il tempo di attesa del secondo e terzo picco. Una funzione di pretaratura, basata sul metodo di Ziegler e Nichols della risposta allo scalino, è in grado di ricavare tutte queste informazioni.

È interessante notare che, in molti prodotti commerciali, il controllo adattativo è del tipo a regole, in contrasto con il fatto che la ricerca sull'argomento è stata quasi totalmente dedicata al controllo adattativo indiretto. Forse ciò dipende dal ridotto numero di casi in cui è effettivamente richiesto il controllo adattativo continuo, rispetto ai casi in cui è sufficiente, ma essenziale per un uso non assistito da operatori, riconoscere occasionali cambiamenti nella dinamica del processo e ripetere di conseguenza la taratura del regolatore.

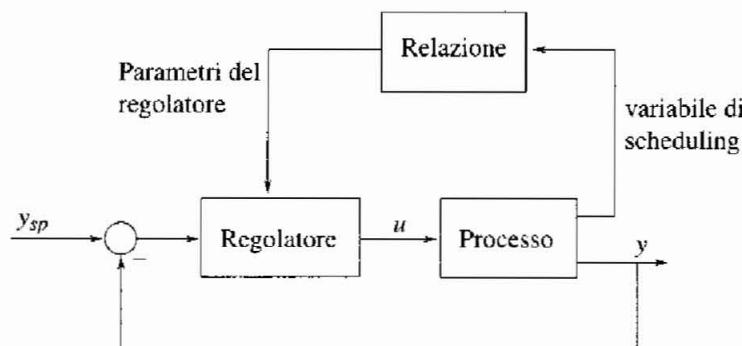


Figura 7.22 Scheduling dei parametri del regolatore.

Scheduling dei parametri L'idea base dello "scheduling" del guadagno è illustrata in Figura 7.22. In un punto di linearizzazione, il processo sia descritto da $G(s) = g(\bar{w}) G'(s)$, con $G'(s)$ a guadagno unitario e il guadagno di $G(s)$ funzione di \bar{w} , valore della variabile misurabile w in tale punto. Detto $g_n = g(w_n)$ il guadagno alle condizioni di funzionamento nominali, sia $P I(s) = K_{Cn}(1 + sT_f)/(sT_f)$ il regolatore tarato in corrispondenza di g_n . Per tenere conto delle variazioni del guadagno di $G(s)$ con w si può far dipendere anche il guadagno del regolatore da w . Per esempio, se si vuole mantenere costante il guadagno d'anello, e quindi la banda passante, si può prendere: $K_C(w) = K_{Cn}g_n/g(w)$. Se le variazioni del guadagno sono accompagnate, come sovente accade, da variazioni di altri parametri del processo, come le costanti di tempo e il ritardo di trasporto, l'obiettivo di mantenere invariata la banda passante può non essere perseguitibile. Calcolando o ricavando sperimentalmente in automatico il modello linearizzato del processo in diversi punti di lavoro, caratterizzati dal livello di produzione, o "carico" (espresso ad esempio come percentuale del suo valore massimo), si può progettare il regolatore in tali punti, e quindi trovare la legge di scheduling del guadagno in funzione del carico per interpolazione dei valori trovati. Nei regolatori commerciali la funzione $g(\cdot)$ è predisposta in forma di spezzata a tre o più valori calcolati mediante autotaratura in diversi punti di regime o dai valori totali delle variabili nelle stesse condizioni.

Lo stesso si può fare per altri parametri del regolatore, tipicamente il tempo integrale, se si vuole, per esempio, che il regolatore cancelli una costante di tempo dominante funzione della variabile di scheduling.

Un sistema di controllo con gain scheduling, e ancor di più con parameter scheduling, richiede particolare cura nella messa a punto, per assicurare che le retroazioni addizionali non inducano instabilità. Con strumenti di simulazione si deve verificare sistematicamente il corretto funzionamento in tutte le condizioni operative.

Esempio Si consideri lo scambiatore di calore a flusso imposto descritto nel paragrafo (2.2.5). Si è visto che i parametri della funzione di trasferimento del

primo ordine che ne modella la dinamica sono dati da:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{\bar{T}_0 - \bar{T}_i}{\bar{w}} \\ T &= \frac{m}{\bar{w}} \\ \tau &= \frac{M}{\bar{w}} \end{aligned}$$

avendo indicato con m e M le masse di fluido nelle tubazioni, rispettivamente della zona di riscaldamento e nel tubo a valle. Progettando un regolatore PI con cancellazione polo zero, si trova: $T_i = T = m/\bar{w}$, quindi per un margine di fase di 45° si trova:

$$\begin{aligned} \omega_c &= \frac{\pi}{4\tau} = \frac{\pi \bar{w}}{4M} \\ K_C &= \frac{\pi m \bar{w}}{4M (\bar{T}_0 - \bar{T}_i)} \end{aligned}$$

Supponendo che la portata abbia un minimo del 10% del valore nominale (rangeability di 10:1, piuttosto elevata), un guadagno del regolatore costante e corrispondente al minimo della portata, per assicurare la stabilità dei sistemi di controllo linearizzati in tutti i punti di lavoro, darebbe luogo a prestazioni molto scadenti a pieno carico. Variando il guadagno, oltre a T_i , con \bar{w} , si riesce a ottenere una banda proporzionale a \bar{w} compatibile con le caratteristiche dinamiche del processo. Si può verificare in simulazione che il sistema di controllo complessivo ha buone prestazioni e un comportamento privo di oscillazioni.

7.4.5 Tecniche di autotaratura e controllo adattativo nei regolatori commerciali

È difficile presentare una casistica ampia degli algoritmi di autotaratura utilizzati nei prodotti commerciali: i costruttori generalmente divulgano poche informazioni sulle caratteristiche interne dei propri prodotti, e di solito le esprimono sotto una luce di interesse commerciale poco esplicativa.

Tutti i prodotti commerciali sono dotati di funzioni di autotaratura, eseguita all'avviamento o su richiesta dell'operatore. Pochi, soprattutto tra quelli dei tanti piccoli produttori, implementano algoritmi di controllo adattativo. In una statistica di qualche anno fa, relativa a diciassette prodotti di dodici costruttori, dieci utilizzavano per l'autotaratura il metodo della risposta allo scalino, e quattro il metodo del relay. Dodici avevano il gain scheduling, undici il controllo adattativo (*self-tuning*), in otto casi di tipo indiretto e in tre a regole. Due, infine, calcolavano con continuità i parametri della compensazione in andata del disturbo di carico (controllo adattativo in andata).

Se si analizzano più in dettaglio questi prodotti, si scoprono notevoli differenze implementative anche tra i metodi che rientrano nelle stesse famiglie. Il controllo adattativo nel regolatore Alfa Laval ECA 400 è realizzato secondo l'idea fondamentale di inseguire con continuità, durante le normali operazioni, il punto della risposta in frequenza ricavato con il metodo del relay, e di ricalcolare di conseguenza i parametri del regolatore. L'inseguimento è fatto a partire dai segnali u e y , elaborati in filtri passa-banda a banda molto stretta e centrata sulla pulsazione $\bar{\omega}$, ricavata con l'esperimento del relay. Dalle uscite dei filtri uno stimatore a minimi quadrati ricava $G(j\bar{\omega})$.

Il regolatore Honeywell UDC 6000 calcola i valori di taratura dei parametri analizzando una risposta a uno scalino secondo un procedimento più complesso di quello previsto da Ziegler e Nichols. Il meccanismo di adattamento, a regole, è attivato all'occorrenza di eventi come variazioni significative di ampiezza del setpoint o della variabile controllata. A partire dall'analisi del comportamento della variabile controllata esso aggiorna i parametri del regolatore secondo regole non pubblicate.

I regolatori Yokogawa SLPC 181 e 282 calcolano i parametri della legge PID con un modello del processo del primo ordine con ritardo, che identificano a partire dalla risposta a uno scalino sul setpoint secondo formule non pubblicate. Prevedono il peso sul setpoint, seppure realizzato con due filtri in serie, il predittore di Smith e il controllo in andata, non adattativi. Riconoscono l'opportunità di rieseguire la taratura confrontando con continuità la varianza dell'uscita del processo e di quella del modello identificato: quando la prima è doppia della seconda emettono il messaggio di rieseguire la taratura.

Infine, il regolatore Eurotherm 2416 esegue la taratura con un metodo simile al relay. Ha un metodo adattativo che ricalcola i parametri quando, in corrispondenza di perturbazioni sul setpoint o sul disturbo di carico, riconosce risposte eccessivamente oscillanti o sovrasmorzate. Sul manuale operativo si legge di utilizzare il controllo adattativo per i processi le cui caratteristiche cambiano in conseguenza di cambi di setpoint o del disturbo di carico, e per quelli che non tollerano le oscillazioni imposte dal metodo base di autotaratura (relay). Variazioni non misurabili del disturbo di carico sono fonte di criticità per il corretto funzionamento di algoritmi di controllo adattativo in quanto la loro influenza sulla variabile controllata può non essere facilmente distinguibile dagli effetti delle variazioni dei parametri del processo.

7.5 Problemi implementativi

7.5.1 Wind-up dell'integratore

La variabile di controllo di un qualsiasi anello di regolazione è sempre limitata superiormente e inferiormente. In condizione di regime, se il processo è ben progettato la variabile di controllo assume valori abbastanza lontani dai limiti di *saturazione*, ma può capitare che li raggiunga in occasione di transitori ampi o rapidi, causati da variazioni rilevanti del setpoint e/o del disturbo di carico. Quando

la variabile di controllo è in saturazione il processo evolve con ingresso costante, come se fosse in anello aperto, in assenza di capacità di regolazione. Anche il regolatore si trova a evolvere in anello aperto, venendo a mancare l'effetto della retroazione sull'errore, e poiché l'integratore è un sistema dinamico non asintoticamente stabile, in questa condizione può allontanarsi anche notevolmente dal campo di valori utili per il controllo. Se così succede occorre tempo, dopo che l'errore è tornato a valori tali da non richiedere più la saturazione della variabile di controllo, prima che l'integratore, e con esso l'uscita del regolatore, ritorni ai valori utili per il controllo. Si parla in questo caso di *wind-up* dell'integratore.

Si veda la Figura 7.23a, relativa a un transitorio di risposta a scalino del set-point di un sistema del secondo ordine con regolatore PI. La perturbazione è applicata a $t = 0.1$ s e manda in saturazione la variabile di controllo. L'azione integrale cresce finché l'errore non cambia segno, arrivando oltre 2, valore ben superiore al

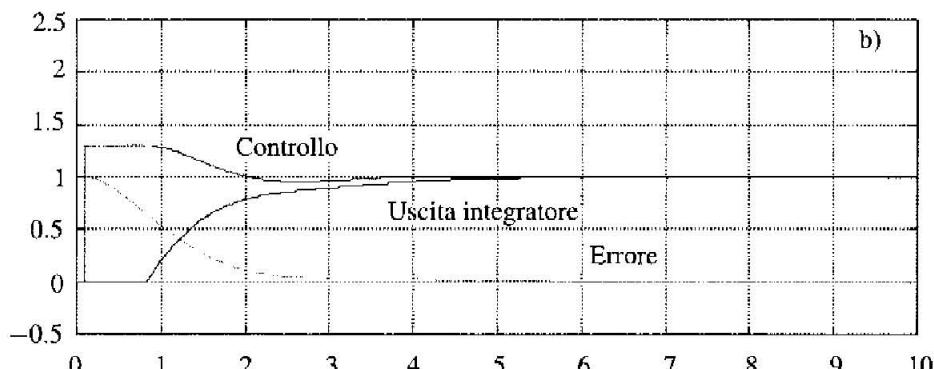
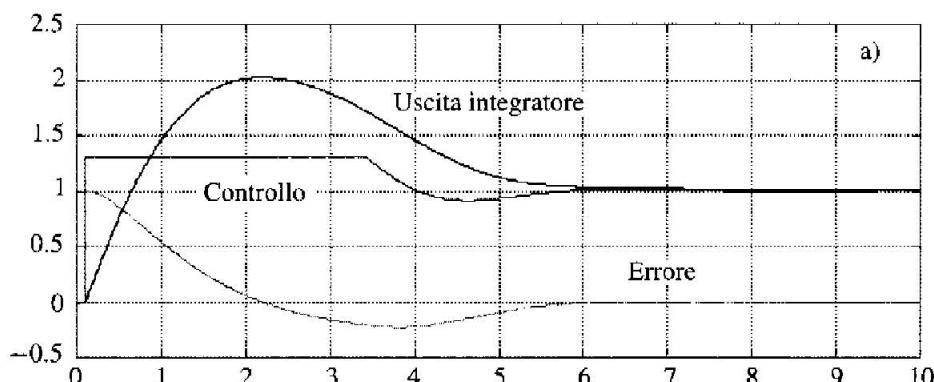


Figura 7.23 Transitorio con wind-up dell'integratore (a) e con integrazione condizionata (b).

limite di saturazione (1.3). La variabile di controllo esce dalla saturazione dopo che l'errore è diventato negativo e tale è rimasto per circa 1.5 s, il tempo necessario per "riassorbire" la carica integrale, mentre, ragionevolmente, sarebbe dovuta uscire prima che l'errore si annullasse. Per circa $1.5 \div 2$ s il sistema ha perso la capacità di regolare.

Un modo semplice e diffusamente utilizzato per evitare il wind-up consiste nell'arrestare l'integrazione quando interviene la saturazione (*integrazione condizionata*). Si veda la Figura 7.23b, ottenuta dopo che è stato introdotto questo accorgimento nel regolatore: l'azione integrale interviene solo dopo che la variabile di controllo è rientrata dalla saturazione, con evidente riduzione della durata del transitorio e dell'errore di regolazione.

Si noti che l'effettiva causa del wind-up è la saturazione dell'attuatore. Per condizionare correttamente l'integrazione occorre quindi individuare precisamente tale condizione. Il modo più sicuro consiste, in generale, nell'usare dei dispositivi di rilevazione (per esempio, un contatto di fine corsa di un motore). Per evitare la complessità addizionale del sensore di solito si utilizza la saturazione propria (limiti 0 e 100%) dell'uscita del regolatore, o limiti software più stringenti, approssimativamente corrispondenti alla saturazione degli attuatori. Se la corrispondenza non è precisa succede che, o si limita inutilmente la variabile di controllo, o non si realizza il corretto condizionamento dell'integrazione.

Per catene di regolazione complesse, a più livelli gerarchici o con anelli anidati, la saturazione di un attuatore o di un regolatore comporta l'arresto dell'integrazione in tutti i regolatori della struttura a monte. Il segnale logico di arresto può quindi provenire dal regolatore immediatamente a valle nella gerarchia.

Un regolatore PID con integrazione condizionata dell'errore è schematizzato in Figura 7.24. Il calcolo dell'integrale è bloccato applicando zero all'ingresso dell'integratore.

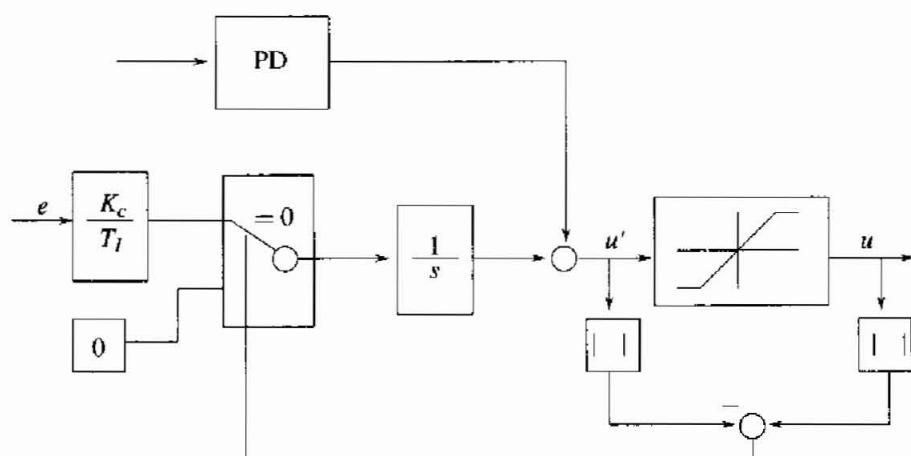


Figura 7.24 Regolatore PID con integrazione condizionata antiwind-up.

7.5.2 Comutazione manuale/automatico e automatico /manuale

Gli operatori di un impianto possono, con rare eccezioni essenzialmente legate a problemi di sicurezza, mettere in qualsiasi momento un anello di regolazione in manuale e parimenti possono comandarne il passaggio in automatico. Le commutazioni manuale/automatico (M/A) e automatico/manuale (A/M) devono avvenire senza brusche variazioni (*bumpless*) della variabile di controllo, per evitare transitori indesiderati e danni agli attuatori. Un modo per risolvere il problema è schematizzato in Figura 7.25. L'operatore può, in manuale, comandare la variabile di controllo impostandone le variazioni (*aumenta/diminuisci*), che sono integrate per ottenere il valore totale. Il meccanismo di arresto dell'integrazione in caso di saturazione andrebbe attuato anche per questo integratore ma è stato omesso per non complicare il disegno. La commutazione bumpless si ottiene calcolando correttamente, in ogni periodo di campionamento, lo stato dell'integratore inattivo, quello la cui uscita non è selezionata. Per esempio, nel funzionamento manuale l'integratore sull'errore di regolazione è messo in "inseguimento" della variabile u , cioè a ogni periodo è ricalcolato in maniera tale che, in caso di commutazione in automatico, e nell'ipotesi di errore costante, l'uscita calcolata in automatico coincida con la precedente manuale (si veda nel seguito lo pseudocodice dell'algoritmo PID).

In Figura 7.26 è riportato uno schema più semplice, con un unico integratore. Esso assicura la commutazione M/A senza colpi solo se avviene quando l'uscita del blocco PD è nulla. Ciò richiede attenzione da parte dell'operatore, per evitare di commutare durante transitori critici.

Un algoritmo PID a tempo discreto completo, con antiwind-up e manuale automatico senza colpi, è illustrato nel paragrafo seguente.

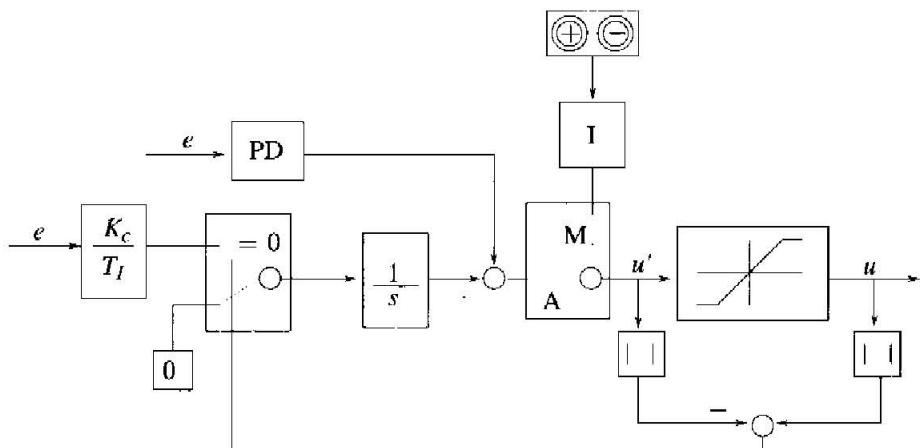


Figura 7.25 Regolatore PID con integrazione condizionata e comando manuale.

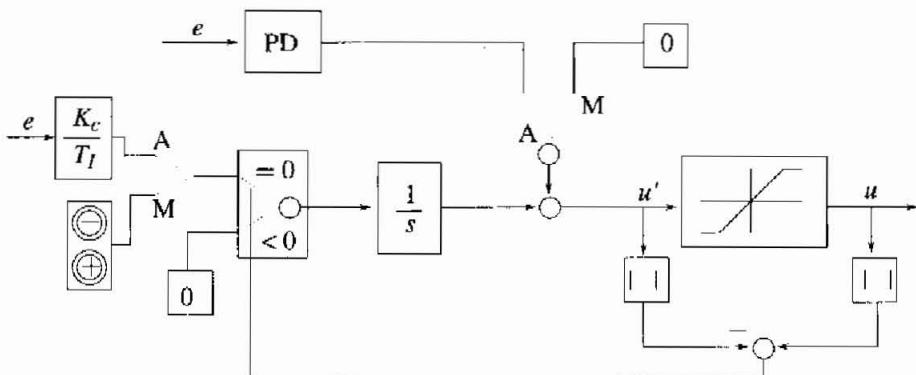


Figura 7.26 Regolatore PID con integrazione condizionata e comando manuale (realizzazione compatta).

7.6 Realizzazione digitale

7.6.1 Equivalenti discreti dei regolatori PID

Per realizzare le azioni PID con un sistema di elaborazione digitale, è necessario ottenerne equivalenti discreti. Questo può essere fatto secondo vari metodi. Alcuni consistono nell'applicazione di formule semplici di calcolo numerico: la formula di *discretizzazione in avanti (forward difference)* o formula esplicita di Eulero, la *discretizzazione all'indietro (backward difference)* o formula implicita di Eulero, il metodo del *trapezio* (o di *Tustin*). Un altro metodo, che fornisce l'equivalente discreto di un sistema dinamico lineare, è quello dello ZOH, che fornisce il valore esatto dell'uscita agli istanti di campionamento se l'ingresso è costante nel periodo di campionamento. La formula esplicita di Eulero può dare un equivalente discreto instabile di un sistema continuo asintoticamente stabile, se il periodo di campionamento h non è sufficientemente breve in rapporto alla più piccola costante di tempo del sistema. Non è quindi adatta per la discretizzazione del termine derivativo filtrato, in cui la costante di tempo del filtro T_D/N è, per progetto, solitamente piccola rispetto alla costante di tempo dominante del sistema ad anello chiuso. La formula implicita e quella del trapezio, così come il metodo dello ZOH, non soffrono di questo inconveniente. La formula del trapezio, la più accurata delle tre a parità di periodo di campionamento, ha l'inconveniente di dar luogo a *ringing*, cioè a un'uscita che rimbalza sopra e sotto il valore di equilibrio da un istante di campionamento al successivo, se h si avvicina alla costante di tempo del filtro. Per questi motivi, nei prodotti commerciali, usati per il controllo di processi i più disparati, si usa prevalentemente la formula implicita, che ha anche il pregio della semplicità.

Ricaviamo ora l'equivalente discreto del PID, nella forma parallela con filtro sulla derivata, secondo la formula implicita, rimandando ai testi in bibliografia per altre formule o metodi. La struttura dell'equazione a tempo discreto è la stessa per tutti i metodi citati, ciò che cambia sono i coefficienti. Per facilitare la lettura consideriamo separatamente le tre azioni P, I e D.

Azione proporzionale L'equivalente discreto dell'azione proporzionale $u_P(t) = K_C e(t)$ si ricava semplicemente scrivendo la stessa agli istanti di campionamento: $u_P(kh) = K_C e(kh)$, essendo kh l'istante di tempo del k -esimo campionamento.

Azione integrale Scritta in forma differenziale, l'azione integrale è data da:

$$\frac{d}{dt} u_I(t) = \frac{K_C}{T_I} e(t)$$

Applicando la formula implicita di Eulero si ricava:

$$u_I(kh) = u_I(kh - h) + K_C \frac{h}{T_I} e(kh)$$

Si noti che per il calcolo al primo istante di campionamento è necessario conoscere $u_I(0)$.

Azione derivativa filtrata L'azione derivativa filtrata (7.1) è descritta dalla seguente equazione differenziale:

$$\frac{T_D}{N} \frac{du_D(t)}{dt} + u_D(t) = K_C T_D \frac{de(t)}{dt}$$

Applicando la formula implicita si ottiene:

$$\frac{T_D}{Nh} (u_D(kh) - u_D(kh - h)) = -u_D(kh) + K_C \frac{T_D}{h} (e(kh) - e(kh - h))$$

che, con semplici passaggi, fornisce:

$$u_D(kh) = \frac{T_D}{Nh + T_D} u_D(kh - h) + K_C \frac{NT_D}{Nh + T_D} (e(kh) - e(kh - h))$$

Per il calcolo al primo istante di campionamento occorre determinare $u_D(0)$ ed $e(0)$. L'equivalente discreto del PID secondo la formula implicita è dato dalla somma degli equivalenti delle tre azioni. Detta $u(kh)$ l'uscita del regolatore all'istante kh , si ha:

$$u(kh) = u_P(kh) + u_I(kh) + u_D(kh)$$

Convenzione sulle notazioni A causa dei tempi di elaborazione e calcolo, le notazioni $e(kh)$ e $u(kh)$ indicano sequenze di numeri che sono calcolati in istanti diversi nell'ambito di un periodo di campionamento. La convenzione adottata sopra è illustrata in Figura 7.27. All'istante di campionamento kh un orologio (*clock*) dà il via all'acquisizione degli ingressi, cui segue il calcolo dell'errore

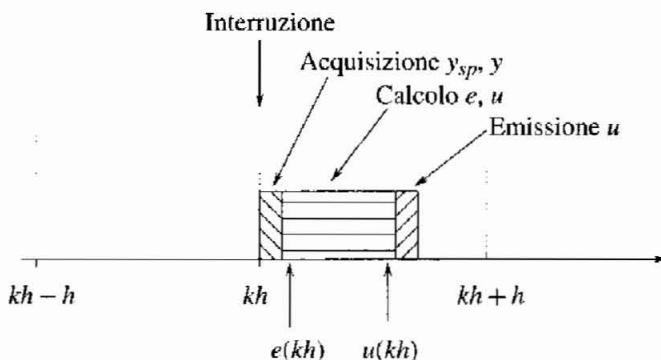


Figura 7.27 Acquisizione, calcolo, emissione nel periodo di campionamento.

$e(kh)$. Si esegue quindi l'algoritmo di controllo ottenendo la variabile di controllo, denominata $u(kh)$ anche se è emessa a un istante di tempo compreso tra kh e $kh + h$. Per mantenere una maggiore corrispondenza con l'espressione a tempo discreto dell'algoritmo si può ritardare l'emissione della variabile di controllo fino all'arrivo dell'interruzione per il campionamento successivo $kh+h$. In questo caso la variabile di controllo sarebbe correttamente denotata con $u(kh+h)$. Il maggior ritardo nell'emissione della variabile di controllo è un punto a sfavore di questo secondo approccio. È difficile stabilire, in generale, quale sia la scelta migliore ma le differenze sfumano al diminuire del periodo h .

7.6.2 Pseudocodice di un regolatore PID

Un possibile pseudocodice, per il calcolo dell'equivalente discreto del PID appena ricavato, e coerente con la convenzione adottata, è descritto nel seguito. L'algoritmo consiste in due parti, sempre presenti in un sistema di controllo in tempo reale: l'inizializzazione e il codice di calcolo ricorsivo. La prima è eseguita una sola volta all'accensione del regolatore, il secondo a ogni periodo di campionamento, e presenta criticità rispetto ai tempi di calcolo e all'affidabilità di funzionamento, per cui dev'essere codificato e verificato con metodo e cura particolari.

Inizializzazione % Assegnamento e calcolo dei coefficienti costanti

$$a_1 = K_C h / T_I$$

$$b_1 = T_D / (Nh + T_D)$$

$$b_2 = K_C N b_1$$

% Inizializzazione dello stato

% Si suppone che y_{sp} sia in una memoria interna al regolatore

Lettura di y_{sp} e acquisizione e conversione A/D di y

$$e_{old} = y_{sp} - y$$

$$u_I = u_0 - K_C e_{old}$$

$$u_D = 0$$

% u_0 corrisponde al valore attuale della variabile di controllo,
% supposto disponibile

Pseudocodice ricorsivo (il simbolo “=” indica assegnamento e i simboli di variabili e parametri sono da intendersi come nomi di variabili programmate)

1. Attesa attivazione dall’orologio (*clock interrupt*)
2. Acquisizione e conversione A/D di y_{sp} , y
3. $e = y_{sp} - y$
4. $u_I = u_I + a_I e$
5. $u_D = b_1 u_D + b_2 (e - e_{old})$
6. $u = K_C e + u_I + u_D$
7. Emissione di u e conversione D/A
8. $e_{old} = e$
9. Ritorno a 1

Regolatore PID completo Lo pseudocodice deve essere completato con le istruzioni per prevenire il wind-up e per commutazioni A/M e M/A senza colpi. Uno pseudocodice (per la sola routine di controllo) che blocca l’integrazione quando l’uscita è in saturazione e utilizza due integratori per i comandi manuale e automatico come in Figura 7.25, è descritto di seguito. Le scelte programmate sono, come spesso accade, frutto di compromesso tra leggibilità ed efficienza del codice. I due integratori, nella codifica corrispondono alle due variabili u e u_I . Si assume che la variabile AUTO valga true quando è selezionato il funzionamento in automatico, false in caso contrario, e che δu_m sia l’incremento con segno dell’uscita, in un periodo di campionamento, quando l’operatore tiene premuto un tasto aumenta/diminisci. L’incremento δu_m e i limiti di saturazione inferiore e superiore u_l e u_h dell’uscita devono essere assegnati nell’inizializzazione.

Pseudocodice ricorsivo

1. Attesa attivazione dall’orologio (*clock interrupt*)
2. Acquisizione e conversione A/D di y_{sp} , y
3. $e = y_{sp} - y$
4. $u_D = b_1 u_D + b_2 (e - e_{old})$
5. if AUTO then $u = K_C e + u_I + u_D$ else $u = u + \delta u_m$ endif
6. if $u > u_h$ then $u = u_h$
 elseif $u < u_l$ then $u = u_l$
 elseif AUTO then $u_I = u_I + a_I e$
 else $u_I = u - K_C e - u_D$
 endif
7. Emissione di u e conversione D/A
8. $e_{old} = e$
9. Ritorno a 1

Si noti che l'aggiornamento dell'integratore è ritardato di un passo (scelta discutibile se il periodo di campionamento è lungo e il contributo dell'azione integrale rilevante).

L'algoritmo si complicherebbe leggermente se si volesse tenere conto di un segnale logico esterno, associato alla saturazione dell'attuatore o di un regolatore a valle nella catena gerarchica. Si rimanda per aspetti di maggiore dettaglio alla letteratura specializzata (si tratta peraltro di argomenti poco discussi in letteratura e dove ogni costruttore implementa soluzioni personalizzate, evitando di renderle note).

Problemi numerici Problemi numerici si hanno come conseguenza della rappresentazione quantizzata (arrotondata) dei parametri e delle variabili nel microprocessore, di arrotondamenti, di "overflow" e "underflow" nelle operazioni aritmetiche, della quantizzazione nei convertitori A/D e D/A.

Le rappresentazioni dei numeri più comunemente utilizzate nella realizzazione di algoritmi di controllo sono le seguenti:

- 16 bit, virgola fissa, semplice precisione;
- 32 bit, virgola fissa, doppia precisione, oppure, virgola mobile, 24 bit per la mantissa e 8 per l'esponente;
- 64 bit, virgola mobile, doppia precisione, 56 bit per la mantissa e 8 per l'esponente.

Le rappresentazioni in virgola fissa, che pure danno più problemi numerici, trovano la loro giustificazione in ragioni di carattere economico. I regolatori industriali usano microprocessori molto economici (il costo è di qualche dollaro americano) il cui hardware prevede solo operazioni in virgola fissa. La rappresentazione in virgola fissa richiede un maggiore sforzo in fase di programmazione per l'esigenza di normalizzare (scalare) tutte le variabili.

I problemi associati alla quantizzazione si manifestano nelle operazioni di somma (o sottrazione). Con una precisione di rappresentazione corrispondente a n cifre decimali ($\varepsilon = n = 7$ per 24 bit), la somma o la sottrazione di due numeri che differiscono di $n+1$ ordini di grandezza risultano errate. Questo fatto si risente nel calcolo dell'azione integrale, dove un incremento $K_C h e_k / T$ minore dell'errore di quantizzazione è ignorato. Per esempio, per una rappresentazione a 16 bit con errore di quantizzazione di 1/65536, $K_C = 1$, $h = 0.1$, $T_I = 1000$ s, è ignorato un errore $e_k \leq 10000/65536$, che corrisponde a circa il 15% del fondo scala. L'integratore quindi potrebbe lasciare, a transitorio esaurito, un errore rilevante, anziché nullo.

La rappresentazione in virgola mobile a 32 bit è usata comunemente anche per complessi calcoli scientifici. Gli errori di arrotondamento associati alle moltiplicazioni sono ridotti con i coprocessori matematici, che le eseguono su un numero elevato di bit (per esempio 80) arrotondando il risultato al momento della memorizzazione. Microprocessori di questo livello si utilizzano in applicazioni speciali o in qualche DCS (si veda il Capitolo 8).

7.6.3 Scelta della frequenza di campionamento

La scelta della frequenza di campionamento deve derivare da un buon compromesso tra esigenze diverse e contrapposte. Considerazioni relative al costo del sistema spingono a sceglierla bassa, affinché la potenza di calcolo necessaria per eseguire gli algoritmi di controllo sia minima, e a scegliere i convertitori A/D e D/A più economici. Considerazioni relative alle prestazioni del sistema di controllo stabiliscono però per essa un limite inferiore assoluto. Gli elementi da tenere in conto sono:

- la capacità del sistema di controllo di inseguire efficacemente il riferimento, esprimibile in termini sia di banda passante, sia di tempo di salita o di assestamento della risposta allo scalino;
- la capacità di compensare efficacemente i disturbi agenti sul processo, misurata dall'ampiezza degli errori nella risposta ai disturbi più rilevanti;
- la capacità di filtrare adeguatamente i rumori associati ai segnali provenienti dai sensori.

Inseguimento del riferimento La condizione che il sistema di controllo in anello chiuso debba inseguire il riferimento fino alla banda passante f_c ($\omega_c/2\pi$) impone un limite inferiore assoluto alla frequenza di campionamento. Si consideri lo schema a blocchi di Figura 7.28. Affinché sia possibile ricostruire y_{sp} in tutte le sue componenti fino a f_c , il campionamento, per il teorema di Shannon, deve avvenire a frequenza almeno doppia di f_c . Allo stesso risultato si giunge se si considera di dover acquisire senza perdita d'informazione le componenti di y in banda passante.

Il limite imposto dal teorema del campionamento è tuttavia teorico e non adeguato nelle applicazioni di controllo perché:

- il ricostruttore di Shannon non è causale, cioè prevede di utilizzare anche campioni temporalmente successivi all'istante di ricostruzione del segnale analogico. Per ricostruire con buona precisione un segnale con un filtro causale, com'è un sistema di controllo, occorrono campioni a frequenza ben superiore a quella prevista dal ricostruttore di Shannon;
- è necessario contenere la "granularità" della variabile di controllo. Variazioni a rampa del setpoint sono trasferite dal campionatore come una successione di

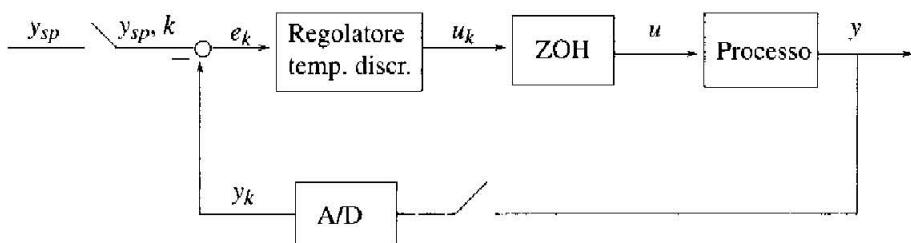


Figura 7.28 Schema a blocchi di un sistema di controllo digitale.

scalini, applicati agli istanti di campionamento. Se questi hanno un'ampiezza, che è proporzionale al periodo di campionamento, non sufficientemente piccola, possono provocare brusche variazioni della variabile di controllo, con eccezione di dinamiche non modellate e, a lungo andare, danneggiamento degli attuatori. Il problema è particolarmente critico se il regolatore è derivativo;

- all'interno di un periodo di campionamento, il processo evolve in anello aperto, con la variabile di controllo costante. Campionare a frequenza più elevata consente di limitare possibili pendolazioni della variabile controllata associate a modi fuori banda;
- il ritardo nella risposta a variazioni del setpoint deve essere sufficientemente piccolo.

Il peso di ciascuno di questi elementi è diverso in ogni specifica applicazione. Alcuni testi danno la seguente indicazione di massima:

$$4f_c \leq f_s \leq 20f_c$$

Approssimando il sistema di controllo come un sistema del primo ordine con polo dominante a ω_c , la scelta $\omega_s = 10\omega_c$ porta a campionare $\tau/h = 10/2\pi \cong 1.6$ volte ogni costante di tempo $\tau = 1/\omega_c$, quindi circa 7-8 volte in tutto il transitorio, con variazione dell'uscita di circa il 40% al primo passo.

Un po' più restrittiva è un'altra indicazione: $h = t_r/10$, con t_r tempo di salita. Prendendo $t_r = 3\tau$ si ha $f_s = 10/3\tau$, che corrisponde approssimativamente a $f_s = 20f_c$.

Un altro calcolo che si può fare è relativo allo sfasamento introdotto da campionamento e mantenimento (ZOH). Si può dimostrare (si vedano i testi di controllo digitale citati in bibliografia) che esso è equivalente a un ritardo puro di valore $h/2$. Lo sfasamento ϕ , introdotto da tale ritardo alla pulsazione di taglio ω_c , con $f_s = 20f_c$ è $\phi = \omega_c h/2 = 2\pi f_c / (20f_c) = 2\pi/20$ radianti, quindi nient'affatto trascurabile. Si noti che questo sfasamento non comprende quello dovuto al ritardo di calcolo, dipendente dalla reale implementazione dell'algoritmo di controllo, come già accennato. Sembrano più opportune allora altre indicazioni, che suggeriscono frequenze di campionamento più elevate:

$$10f_c \leq f_s \leq 40f_c$$

È opportuno segnalare che frequenze molto alte possono dare luogo a problemi numerici. Un primo possibile problema è quello già segnalato dell'incremento dell'integratore, che può diventare numericamente troppo piccolo sino ad andare perso. Un secondo è dato da una diminuzione della risoluzione di variabili ottenute per derivazione numerica. Si voglia ad esempio ricavare la velocità di un asse a partire da una misura di posizione calcolando il rapporto incrementale. Se $1/2^n$ è la risoluzione del convertitore A/D, la risoluzione sulla misura di velocità è pari a $1/2^n h$, quindi direttamente proporzionale a f_s .

Compensazione dei disturbi Il periodo di campionamento rappresenta il valore limite del ritardo di reazione di un sistema di controllo digitale a un disturbo di carico agente sul processo. È necessario che tale ritardo non comporti errori di regolazione rilevanti. La banda passante non è sempre un buon indicatore di quale sia il ritardo massimo accettabile, come dimostra il caso dello scambiatore di calore a flusso imposto (Capitolo 2): la pericolosità del disturbo di carico (potenza termica assorbita) è massima al carico minimo, quando la banda del sistema di controllo è minima, perché è più lenta la dinamica del processo, mentre il guadagno tra potenza termica e temperatura è massimo. È importante che il sistema di controllo reagisca con la massima prontezza a un aumento della potenza assorbita, in particolare con un'azione di compensazione in andata, se fattibile.

Filtro antialiasing Il progetto del prefiltro, o filtro antialiasing, deve tenere conto di due esigenze antitetiche. Da un lato infatti esso deve fornire sufficiente attenuazione già alla frequenza di Nyquist; dall'altro, essendo inserito in un anello di controllo, non deve introdurre sfasamenti troppo marcati alla pulsazione critica, che causerebbero riduzione del margine di stabilità e delle prestazioni del sistema di controllo. Questa seconda esigenza si comprende immediatamente se si pensa a un progetto del regolatore in analogico con il criterio di Bode, che mette in evidenza l'influenza che la funzione di trasferimento del filtro ha sul margine di fase, e quindi sulla stabilità del sistema di controllo.

Si potrebbero soddisfare entrambe le esigenze progettando il filtro in accordo alle specifiche seguenti:

- attenuazione di 20 dB alla pulsazione di Nyquist ω_N : $|G_f(j\omega_N)| = 0.1$, essendo G_f la funzione di trasferimento del filtro; $|G_f(j0)| = 1$;
- sfasamento dell'ordine di 5° alla pulsazione critica: $\arg(G_f(j\omega_c)) \cong 5^\circ$.

L'attenuazione di 20 dB dà sufficienti garanzie nelle applicazioni tipiche industriali, ed è abbastanza irrilevante lo sfasamento addizionale di 5° . Ottenere queste prestazioni con i filtri che usualmente si adottano nel controllo di processo (Capitolo 4) comporta però il campionamento a frequenze molto elevate. Si consideri l'esempio seguente, con

$$G_f(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_f}$$

Imponendo l'attenuazione di 20 dB alla pulsazione di Nyquist si ottiene: $\omega_N \cong 10\omega_f$, mentre imponendo lo sfasamento di 5° alla pulsazione critica si ricava $\omega_f \cong 10\omega_c$. La relazione tra frequenza di campionamento e frequenza critica è allora:

$$f_s \cong 200 f_c$$

cioè un valore parecchio più alto di quelli prima indicati. Spesso, perciò, si accettano compromessi nei confronti delle specifiche precedenti. A fronte della perdita di margine di fase si possono ridurre leggermente le prestazioni del sistema di controllo, oppure si può accettare un'attenuazione inferiore a ω_N , soprattutto se i

rumori sono poco rilevanti e tali da non essere riportati dall'aliasing nella banda passante del sistema di controllo.

7.7 Altre funzioni

7.7.1 Elaborazioni sui segnali di misura

A parte le operazioni di isolamento e amplificazione, il filtraggio analogico e la conversione A/D, le variabili analogiche acquisite dal processo per la regolazione possono richiedere elaborazioni particolari. Quelle più comuni messe a disposizione dai regolatori commerciali sono le seguenti:

- filtro digitale del primo ordine, utilizzabile in condizioni di sovraccampionamento per ridurre le conseguenze del rumore in termini di movimento degli attuatori. Il filtro dev'essere utilizzato con cautela, perché riduce il margine di fase del sistema di controllo;
- estrazione di radice, $x_R = \sqrt{x}$, utilizzata solitamente per ricavare una portata a partire da una misura di pressione differenziale Δp ;
- spezzata a n segmenti, per esempio 10, che trova frequente applicazione nella linearizzazione dei segnali forniti da sensori di misura.

7.7.2 Allarmi e autodiagnostica

Nel progetto di un sistema di controllo automatico un problema fondamentale è garantire che nel funzionamento in automatico il sistema operi in piena sicurezza, nei limiti e modi previsti. Gli algoritmi PID devono essere completati con azioni ed elaborazioni logiche per verificare in linea che tutto funzioni correttamente. Autoverifiche dell'integrità di varie parti del sistema di controllo si possono eseguire anche senza introdurre grosse complicazioni, tramite:

- la memoria, mediante "checksum";
- i convertitori D/A e A/D con collegamenti incrociati;
- il microprocessore, mediante un circuito elettronico esterno (*watch-dog*);
- la catena di regolazione, mediante verifica degli errori di regolazione che, in assenza di malfunzionamenti o rotture, non devono superare soglie assegnate o subire variazioni troppo brusche, mediante verifica del campo dei segnali provenienti dai sensori, mediante verifica del funzionamento dell'attuatore (per alcuni tipi, come i riscaldatori elettrici, dei quali si rileva il passaggio o meno di corrente, *loop break alarm*).

Se almeno una verifica dà esito negativo, è emesso un messaggio di allarme e la regolazione è commutata immediatamente in manuale. Nella progettazione di un processo il progettista individua un campo di valori che la variabile controllata può assumere nel normale funzionamento. Il superamento dei limiti di questo campo, detti *limiti di allarme basso e alto*, è considerato indicare la comparsa di un evento anomalo, che richiede l'intervento dell'operatore per essere rimosso. Il regolatore,

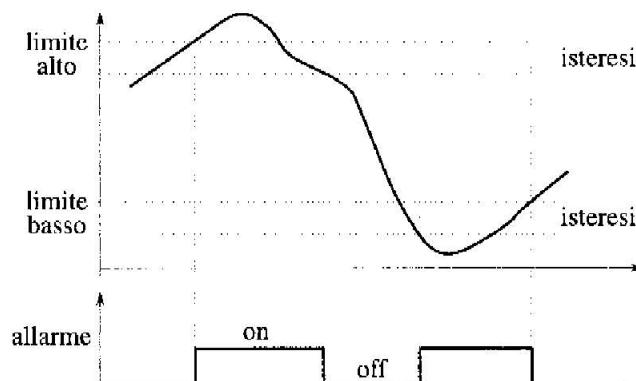


Figura 7.29 Generazione di allarmi per superamento di soglie.

In ogni periodo di campionamento, deve verificare che la variabile controllata si mantenga entro i limiti di allarme. La scoperta di un allarme comporta, di regola, l'informazione dell'operatore che conduce l'impianto, che potrà poi decidere se e come intervenire. Ai limiti di allarme è associata un'isteresi (Figura 7.29).

7.7.3 Interfaccia verso l'operatore

La parte anteriore (*frontalino*) dei regolatori è dotata di tasti multifunzione e di display a LED e, nei prodotti di classe più elevata, a bargraph (Figura 7.30) e a cristalli liquidi. I display mostrano i valori assunti da SV (setpoint), PV (process variable o variabile controllata), MV (variabile manipolata o di controllo), il funzionamento manuale o automatico, e le condizioni normali o di allarme. Pochi tasti consentono di selezionare il modo di funzionamento, automatico o manuale, aumentare o diminuire il setpoint (in automatico) o la variabile manipolata (in manuale), assegnare i parametri della legge di controllo, configurare il regolatore.

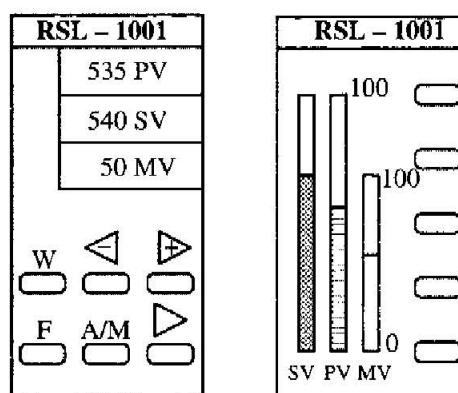


Figura 7.30 Esempio di interfaccia operatore di un regolatore industriale.

Configurare un regolatore significa, di minimo, selezionare il tipo di segnale di ingresso (tipo di termoresistenza, tipo di termocoppia, corrente $4 \div 20$ mA, tensione $0 \div 10$ V ecc.), il campo scala, tipo di setpoint (per esempio, interno o esterno), il tipo di uscita (continua, a relay a 2 o 3 stati ecc.). I prodotti migliori consentono di scegliere la configurazione completamente dal frontalino, oppure da remoto mediante personal computer dotato di apposito software. Altri prodotti, più semplici ed economici, devono essere per alcuni aspetti predisposti in fabbrica.

7.7.4 Funzioni ausiliarie

Le funzioni ausiliarie comprendono funzioni di interfaccia e comunicazione verso un sistema di supervisione, verso altri regolatori, o verso un sistema DCS (*Distributed Control System*). L'esigenza, di minimo, è di consentire il trasferimento dei parametri di configurazione e del setpoint, in un senso, e dei dati di processo, nell'altro. Per questo i regolatori sono dotati di interfaccia seriale (RS232-C, RS422, RS485) e del relativo software di gestione. Più regolatori sono collegati a un unico computer, dotato di software di supervisione (SCADA), per mezzo di concentratori. Lo SCADA ha la possibilità di interrogare uno alla volta i regolatori e di trasmettere loro comandi operativi (protocollo *master/slave*).

I regolatori più potenti e avanzati sono dotati di interfaccia di collegamento seriale veloce (bus di campo o *fieldbus*) per protocolli "peer-to-peer". Più regolatori connessi in questo modo costituiscono sistemi di controllo distribuito di notevole potenzialità, alternativi ai classici DCS (si veda il Capitolo 10) per impianti di piccole dimensioni.

7.7.5 Classificazione dei prodotti commerciali

È universalmente accettato uno standard per la dimensione frontale dei regolatori commerciali. Questo ne consente l'intercambiabilità meccanica e il facile inserimento nei quadri delle sale controllo di dimensioni standard. Per problemi di spazio è importante che la dimensione frontale sia il più possibile contenuta, a pari funzionalità del regolatore.

Pur se la standardizzazione riguarda le sole dimensioni, e non le prestazioni e le funzionalità, essa corrisponde approssimativamente anche a una classificazione delle potenzialità e funzionalità. Peraltro, grazie ai progressi delle tecnologie microelettroniche, i nuovi prodotti aggiungono nuove funzionalità a parità di dimensioni. Lo standard dimensionale è definito dalla norma DIN (*Deutsche Industrie Normen*) 43700. Le principali taglie da essa previste sono note come 1/2 DIN, 1/4 DIN, 1/8 DIN e 1/16 DIN e in esse rientra il maggior numero di regolatori in commercio. Le corrispondenti misure del frontale, in millimetri, sono riportate in Tabella 7.4.

Tabella 7.4 Dimensioni del frontalino dei regolatori secondo la norma DIN 43700.

	Base	Altezza
1/2 DIN	72	144
1/4 DIN	96	96
1/8 DIN	48 o 96	96 o 48
1/16 DIN	48	48

I regolatori di taglia 1/2 DIN sono detti “*regolatori di processo*” e hanno grande potenza e flessibilità. Molti sono *multiloop*, cioè possono realizzare fino a 4 e anche 8 regolazioni indipendenti. Gli algoritmi di controllo sono i classici P, I, PI, PD, PID e a relay, ma sono consentiti e supportati schemi avanzati come cascata, andata, predittore di Smith. In alcuni casi l’utente può programmare propri algoritmi e strutture di controllo utilizzando un ambiente esterno di programmazione (su personal computer), con una libreria di blocchi elementari e un editor grafico dedicato.

I regolatori più diffusi in assoluto sono, si legge nelle riviste specializzate, di taglio 1/8 DIN e sono prodotti da oltre cento costruttori nel mondo. Sono adatti all’impiego diretto “locale” sulle macchine, piuttosto che in sala controllo, quindi sono predisposti per il controllo di “più basso livello”, cioè per interfacciarsi direttamente a sensori e attuatori (anziché ad altri regolatori). Comprendono i *termoregolatori*, predisposti per acquisire direttamente i segnali forniti da tutti i più diffusi sensori di temperatura (termoresistenza Pt 100, termocoppie J, L, K, S, R, T, U, E) e per regolare in fase sia di riscaldamento sia di raffreddamento, quando il processo abbia attuatori per i due casi. I regolatori 1/8 DIN hanno uscite per il pilotaggio di diversi tipi di attuatori, con comando analogico, in tensione o corrente, oppure discontinuo, a relay singolo o doppio interbloccato, per il comando di servomotori, o con contatto a stato solido. Sono inoltre dotati di autotuning e in alcuni casi di algoritmi adattativi.

Di costo inferiore sono i regolatori 1/16 DIN, impiegati, per esempio, nel controllo di temperatura di forni o di macchine operatrici di vario tipo. Pur essendo di ridotte dimensioni, che costringono, per esempio, a limitare molto il numero di morsetti e quindi di segnali interfacciabili, sono solitamente dotati di tutte le funzioni di controllo PID e relay, di autotuning, e di interfaccia seriale per configurazione e controllo remoto e collegamento con un supervisore. Solitamente lavorano solo in automatico, in modo strettamente legato alla macchina su cui sono installati e tarando automaticamente i parametri già in fase di avviamento.

I regolatori impiegati direttamente “in campo”, sulle macchine in fabbrica o nell’impianto, sono protetti dagli agenti fisico-chimici esterni, fino al livello IP 65, e dai disturbi elettromagnetici, dovendo spesso operare in vicinanza di grosse sorgenti di radiazioni elettromagnetiche, come motori elettrici e resistori di potenza.

7.8 Problemi

P7.1 Applicando ad un processo un relay ideale in retroazione si sono ottenuti gli andamenti della variabile di controllo u e di quella controllata y riportati in Figura 7.31. Trovare approssimativamente dal grafico un punto della risposta in frequenza del processo. Valutare approssimativamente il ritardo puro del processo. Approssimare la funzione di trasferimento del processo con quella di un sistema del primo ordine più ritardo.

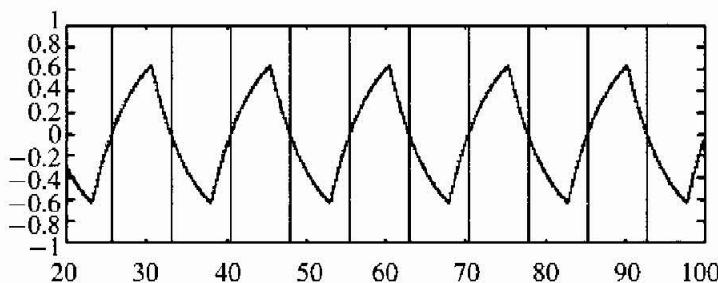


Figura 7.31 Variabile di controllo e variabile controllata.

P7.2 A partire dai dati di Figura 7.32 (su cui sono rappresentati un tratto del diagramma di Nyquist di un processo descritto da $G(s)$ e l'inversa cambiata di segno della funzione descrittiva di un relay con isteresi), progettare un regolatore PI in modo che la funzione di trasferimento d'anello $L(s) = PI(s)G(s)$, sotto ipotesi opportune, abbia margine di fase $\varphi_m \geq 45^\circ$ e margine di guadagno $g_m \geq 2$.

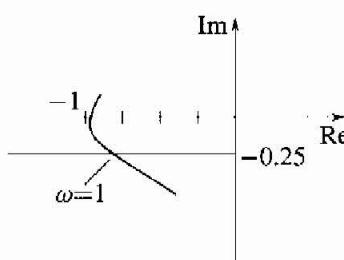


Figura 7.32 Diagramma di Nyquist e funzione descrittiva.

P7.3 Progettare un regolatore PID per un processo di funzione di trasferimento $H(s) = e^{-45s}$ imponendo un margine di fase di 45° .

P7.4 Sia $R(s)$ un regolatore PI e $G(s) = 10/(1 + 100s)$. Progettare $R(s)$ con la cancellazione zero-polo, in modo da ottenere una pulsazione critica $\omega_c = 1$ rad/s. Indicare approssimativamente in quanto tempo si esauriscono:

1. la risposta a uno scalino sul setpoint;
2. la risposta a uno scalino sul disturbo di carico.

P7.5 Scrivere due funzioni di trasferimento di due processi per i quali non è applicabile il primo metodo di Ziegler e Nichols, o metodo della risposta allo scalino, spiegando brevemente.

P7.6 Disegnare l'uscita a tempo proporzionale (frequenza di aggiornamento 1 Hz) di un regolatore integrale avente $K_c = 1$, $T_I = 1$, inizializzato a zero e con errore costante e unitario, nell'intervallo da $t = 0$ a $t = 10$ s, se i due valori dell'uscita sono rispettivamente 0 e 10, e il periodo di modulazione di durata è unitario.

P7.7 Si vuole controllare la portata di un fluido mediante una valvola di regolazione. Si supponga di operare nell'intorno di un punto di equilibrio (si possano utilizzare modelli linearizzati) e che la dinamica dell'attuatore della valvola sia trascurabile (cioè un servoposizionatore ideale realizzi $x = \bar{x}$, con \bar{x} uscita del regolatore). Si discuta quale tipo di regolatore della famiglia PID è opportuno utilizzare.

Strutture di controllo

8.1 Introduzione

I regolatori PID (si veda il capitolo 7) sono i componenti fondamentali per la realizzazione di sistemi di controllo anche molto complessi. Sono utilizzati comunemente nella classica configurazione retroazionata per il controllo di ogni tipo di variabile. Spesso, tuttavia, sono connessi tra loro e con altri componenti, quali filtri e blocchi non lineari (limitatori, selettori, moltiplicatori ecc.), a costituire schemi di controllo complessi e gerarchicamente organizzati, nei quali non è difficile riconoscere strutture basilari ben definite. Tra queste le principali sono il controllo in cascata, il controllo in andata (*feedforward*) o ad anello aperto, il predittore di Smith. Sono di notevole interesse in quanto possono consentire rilevanti miglioramenti delle prestazioni del sistema di controllo a fronte di costi e sforzi realizzativi relativamente modesti.

8.2 Controllo in cascata

Il controllo in cascata si usa per migliorare la risposta al setpoint, e soprattutto al disturbo di carico, quando il classico anello di controllo in retroazione non consente di ottenere prestazioni soddisfacenti. Tipicamente questo accade quando la funzione di trasferimento del processo $G(s) = Y(s)/U(s)$ non è a fase minima. Come mostrato in Figura 8.1, il controllo in cascata prevede l'utilizzo di una misura addizionale, la variabile ausiliaria w , e di un regolatore R_2 per chiudere un secondo anello di regolazione (*interno* o *secondario*), il cui setpoint è generato dal regolatore della variabile controllata y . L'anello di regolazione di y è detto *esterno* o *primario*. La funzione di trasferimento $G(s)$ è fattorizzata nel prodotto delle funzioni di trasferimento $G_1(s)$ e $G_2(s)$, dove $G_2(s)$ ha caratteristiche dinamiche più favorevoli, in relazione alla possibilità di chiudere anelli di controllo ad ampia banda, rispetto a $G_1(s)$.

L'utilità e l'efficacia del controllo in cascata dipendono, oltre che dalle proprietà della $G(s)$, dalla possibilità di disporre di una variabile ausiliaria di caratteristiche opportune. In sostanza, questa deve essere tale che l'anello interno abbia

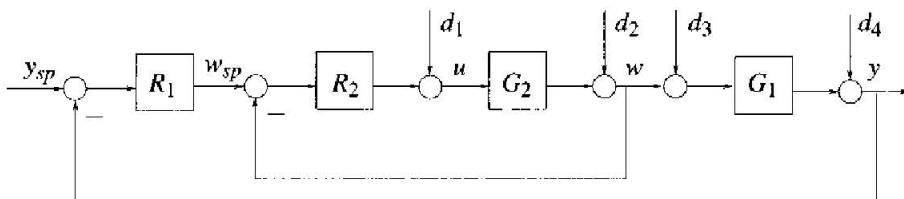


Figura 8.1 Controllo in cascata.

una banda di ampiezza ω_{c2} alcune volte maggiore di quella, ω_c , ottenibile con un anello di retroazione chiuso esclusivamente sulla variabile controllata y (Figura 7.1). Inoltre il controllo in cascata è efficace nel contrastare l'effetto di disturbi di carico rilevanti sull'anello interno (d_1 e d_2 in Figura 8.1). L'analisi seguente conferma e precisa queste affermazioni.

Si consideri l'espressione della trasformata di Laplace della variabile controllata y in funzione della trasformata del setpoint y_{sp} e dei disturbi d_i scritta omettendo, per semplicità di notazione, la dipendenza dalla variabile complessa s :

$$Y = \left[R_1 F_2 G_1 Y_{sp} + \frac{G_1}{1 + R_2 G_2} (D_2 + G_2 D_1) + G_1 D_3 + D_4 \right] \frac{1}{1 + R_1 F_2 G_1}$$

con $F_2(s) = R_2(s)G_2(s)/(1+R_2(s)G_2(s))$ e quindi $1 - F_2(s) = 1/(1+R_2(s)G_2(s))$.

Nel caso si utilizzasse lo schema di controllo in retroazione con un unico regolatore R si otterebbe invece:

$$Y = [RG_2 G_1 Y_{sp} + D_1 G_2 G_1 + (D_2 + D_3) G_1 + D_4] \frac{1}{1 + RG_2 G_1}$$

Si supponga di progettare $R(s)$ per ottenere la stessa risposta al riferimento y_{sp} nei due casi, vale a dire di imporre $R_1(s)F_2(s)G_1(s) = R(s)G_2(s)G_1(s)$. Con questa scelta le risposte a y_{sp} e a d_3 e d_4 risultano uguali, mentre le risposte ai disturbi agenti sull'anello interno d_1 e d_2 risultano, nel caso di controllo in cascata, moltiplicate per il fattore $(1 - F_2)$, che è prossimo allo zero per le frequenze comprese nella banda passante ω_{c2} dell'anello interno. Per lo stesso fattore è moltiplicata l'influenza sull'uscita di tutte le cause di disturbo, dirette o indirette, associate al sottoprocesso interno, quali non linearità o variazioni di guadagno. Si comprende il risultato anche intuitivamente: per l'intervallo di frequenze in cui $F_2 \approx 1$, e quindi $w \approx w_{sp}$, il processo visto da R_1 è G_1 per cui né il progetto di R_1 né il comportamento della y sono influenzati da ciò che riguarda G_2 .

L'anello addizionale di w apporta quindi un contributo di compensazione dei disturbi che insistono su di esso in misura proporzionale al guadagno d'anello $R_2 G_2$ fino alla pulsazione ω_{c2} . Tale contributo è particolarmente significativo nella banda $\omega_c < \omega < \omega_{c2}$ in cui non ha efficacia la retroazione della variabile controllata y .

Si possono quindi suggerire alcune indicazioni per la scelta della variabile ausiliaria misurabile w . Affinché si possa ottenere $\omega_{c2} \gg \omega_c$, w deve essere tale da lasciare il più possibile la dinamica indesiderata di G , tipicamente quella che ne determina la fase non minima, in G_1 . Allo stesso tempo, se w è affetta da disturbi e non linearità rilevanti per il problema di controllo, questi insistono sull'anello interno, e quindi possono essere efficacemente contrastati. Poiché questi sono obiettivi potenzialmente contrastanti, non sempre è possibile trovare una buona soluzione. Per la misura di w occorre un sensore affidabile e di caratteristiche dinamiche compatibili con la banda ω_{c2} ma non necessariamente accurato, dato che i suoi errori possono, in buona misura, essere corretti dal regolatore esterno. In molti casi reali una conveniente variabile ausiliaria si trova tra quelle già acquisite per esigenze di monitoraggio e supervisione, per cui si può realizzare il controllo in cascata a costi marginali. Alcuni regolatori industriali di fascia alta sono predisposti per l'implementazione del controllo in cascata, come illustrato nel Capitolo 7. Secondo un'indicazione empirica generale, il controllo in cascata è molto efficace se la banda dell'anello interno è da 5 a 10 volte più ampia di quella dell'anello esterno, mentre andare oltre le 10 volte può non essere opportuno, a fronte degli sforzi addizionali di controllo.

Un'osservazione finale riguarda la condizione $R_1 F_2 G_1 = R G_2 G_1$. In realtà, in misura dipendente dalle proprietà di G_1 e G_2 è verosimile che il controllo in cascata consenta di imporre $|R_1 F_2 G_1| > |R G_2 G_1|, \forall \omega$. Se questo accade è vantaggioso anche per quanto concerne la risposta al setpoint.

8.2.1 Progetto

Il progetto, o la messa a punto sperimentale, di un controllo in cascata si esegue in due passi: si progetta prima l'anello interno con quello esterno aperto, quindi quello esterno con quello interno chiuso. Se la banda dell'anello interno è 5 ÷ 10 volte più ampia di quella ottenibile per l'anello esterno, nel progetto di R_1 si può assumere $F_2 \cong 1$, e quindi la dinamica da considerare è espressa dalla sola $G_1(s)$. La scelta delle leggi di controllo per R_1 e R_2 si esegue con i criteri soliti, ma qualche commento merita la scelta di R_2 . Può non essere importante l'introduzione di un integratore in R_2 perché il valore dell'errore $e_w = w_{sp} - w$ a regime può non essere rilevante. La necessità di avere un'ampia banda dell'anello secondario può suggerire quindi di utilizzare un regolatore di tipo P o PD. Di fatto, conviene usare l'integratore quando non pone limitazioni importanti alla banda e alla stabilità dell'anello, ed è utile annullare a transitorio esaurito l'errore e_w a fronte di disturbi d_1 e d_2 costanti. Il termine derivativo può essere impiegato in uno dei due regolatori, curando che non intervengano brusche variazioni sul setpoint. È indicato in anelli interni secondari di temperatura, dove può essere tarato per compensare la dinamica del sensore, di solito non trascurabile. In ogni caso è preferibile inserirlo solo sulla linea di retroazione e con la condizione che i rumori di misura non siano elevati.

8.2.2 Applicazioni tipiche

Il controllo in cascata è utilizzato molto diffusamente nel controllo di processo e nei controlli automatici in genere. Portate e temperature sono le variabili ausiliarie più usate nel controllo di processo, mentre corrente e velocità lo sono nel controllo del moto.

Anello secondario di temperatura Misure di temperatura si utilizzano frequentemente per la chiusura di anelli secondari in cascata proprio in problemi di controllo di temperatura. Si consideri lo scambiatore di calore a flusso imposto e fluido monofase di Figura 2.9. Si debba regolare la temperatura T_l del fluido all'uscita della tubazione a valle della zona di scambio termico, agendo sulla sua portata; si supponga dapprima di utilizzare la sola misura di T_l . La funzione di trasferimento tra la portata w e la temperatura di uscita T_l è

$$G(s) = \frac{K_p e^{-s\tau}}{1 + sT_l} \quad (8.1)$$

Se si introduce una costante di tempo addizionale T_2 per tenere conto della dinamica del sensore di temperatura, con un regolatore PID scolastico, scritto nella forma:

$$\text{PID}(s) = \frac{K(1 + sT_{z1})(1 + sT_{z2})}{s}$$

e scegliendo $T_{z1} = T_l$, $T_{z2} = T_2$, si ottiene la funzione d'anello

$$L(s) = \frac{KK_p}{s} e^{-s\tau}.$$

Richiedendo un margine di fase di 45° , si ottiene una pulsazione di taglio $\omega_c = \pi/(4\tau)$ con $K = \pi/(4\tau K_p)$, che può essere del tutto insufficiente, se il ritardo τ è rilevante e le variazioni del disturbo Q rapide e ampie.

Se la misura della temperatura T_0 immediatamente all'uscita della zona di scambio termico è disponibile, il problema può essere risolto efficacemente con il controllo in cascata, secondo lo schema di Figura 8.2.

Misurare T_0 consente di scomporre la funzione di trasferimento $G(s)$ (eq. 8.1) nel prodotto di due funzioni:

$$G_2(s) = \frac{K_p}{1 + sT_l} \quad (8.2)$$

e $G_1(s) = e^{-s\tau}$.

La $G_2(s)$ è a fase minima e, anche tenendo conto della dinamica del sensore, espressa dalla costante di tempo T_2 , consente di chiudere un anello con un regolatore PD o PID senza evidenziarne limiti sulla banda ω_{c2} . I disturbi Q e T_i , entrambi insistenti sull'anello interno, sono quindi compensati in modo efficace,

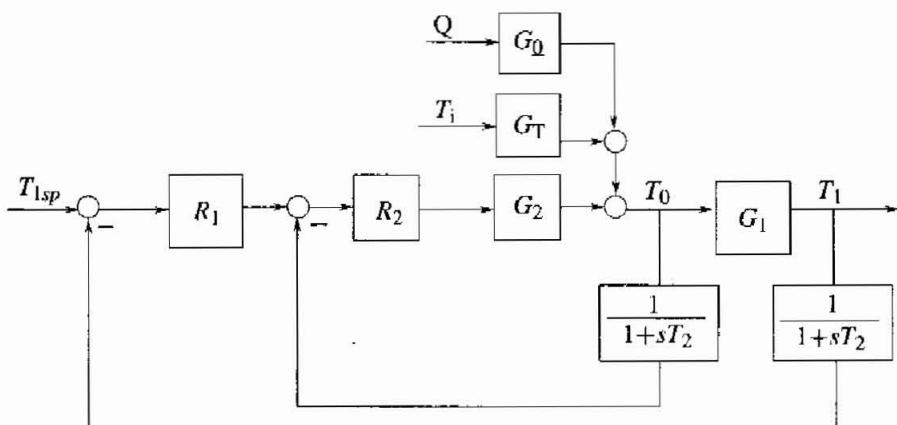


Figura 8.2 Controllo in cascata dello scambiatore di calore.

rispetto a T_0 , con i soli limiti dovuti agli attuatori e a dinamiche non modellate. La compensazione rispetto a T_0 si riflette anche nei confronti di T_i , le due essendo legate dal solo ritardo τ . Scegliendo il regolatore R_1 di tipo PI, cancellando il polo introdotto dal sensore ($-1/T_2$) con lo zero del PI e assumendo unitaria la risposta dell'anello interno, con un margine di fase di 45° si ottiene una banda dell'anello esterno $\omega_{c1} = \pi/(4\tau)$, coincidente con quella del singolo anello di regolazione. L'integratore è in grado di annullare l'errore a transitorio esaurito su T_i per ingressi costanti, compreso quello dovuto, per esempio, a dispersioni di calore nella tubazione a valle di T_0 .

Anello secondario di portata La portata di un fluido è la variabile che direttamente agisce sul livello in un serbatoio, sulla concentrazione di un prodotto chimico, sulla temperatura di reagenti in un reattore, sulla pressione di un gas in un serbatoio, sulla temperatura di un fluido in una tubazione. Essa però non è la reale variabile di controllo, essendo modulata con l'intervento di valvole di regolazione e pompe. È quindi naturale realizzare regolazioni di livello, concentrazione, pressione, temperatura, con anelli di portata in cascata. Nel controllo di caldaie di medie e grandi dimensioni si hanno diversi esempi tra cui le regolazioni di:

- livello del corpo cilindrico, con anello secondario di portata acqua alimento, (si veda la regolazione a tre elementi del livello, nel seguito del capitolo) modulata mediante apposita valvola;
- pressione nel corpo cilindrico, con anelli secondari di portata combustibile e portata aria, modulate agendo sulle valvole del combustibile e sulle serrande aria, rispettivamente;
- temperatura del vapore surriscaldato, con anello secondario di portata acqua di attemperamento, modulata agendo sulla valvola relativa.

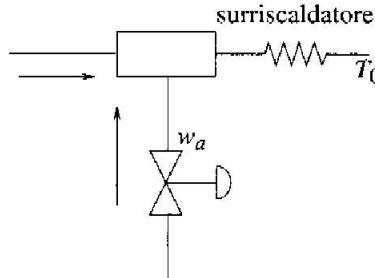


Figura 8.3 Schema del processo di attemperamento.

L'anello di portata, solitamente a banda larga, aiuta a ridurre gli effetti di non linearità dell'attuatore della valvola e dei disturbi di forza sullo stelo e sull'otturatore, dovuti ad attriti e alla pressione del fluido.

Analizziamo a scopo esemplificativo il controllo di temperatura del vapore surriscaldato.

Negli impianti di produzione di energia elettrica il vapore prodotto dalla potenza termica sviluppata in camera di combustione è inviato a uno scambiatore a più stadi (surriscaldatore) dove, grazie alla potenza termica fornita dai fumi, è surriscaldato fino alla temperatura prevista per l'invio alla turbina di alta pressione. La regolazione fine della temperatura in uscita dall'ultimo stadio del surriscaldatore è effettuata iniettando acqua, detta "di attemperamento", nella corrente di vapore. Una piccola portata d'acqua è sufficiente ad abbassare la temperatura del vapore di alcune decine di gradi. Variando la portata attorno al suo valore nominale, si può aumentare o diminuire la temperatura del vapore in uscita dallo scambiatore. L'acqua deve essere iniettata in ingresso all'ultimo stadio dello scambiatore (Figura 8.3) per assicurarne la completa evaporazione prima dell'invio in turbina, perché la presenza di gocce danneggierebbe rapidamente le pale della turbina. Per questa ragione è presente una dinamica significativa tra portata d'acqua di attemperamento w_a e temperatura del vapore in uscita dal surriscaldatore T_0 .

La relativa funzione di trasferimento può essere approssimata con:

$$G_1(s) = \frac{K_p e^{-s\tau}}{1 + sT}$$

dove K_p e τ sono in buona approssimazione inversamente proporzionali alla portata di vapore, e quindi dipendono dal punto di lavoro e linearizzazione. Fortemente non lineare è anche la relazione tra la forza di spinta dell'attuatore pneumatico sullo stelo, la posizione dell'otturatore e quindi la portata. Uno schema a blocchi di questo processo è riportato in Figura 8.4. Si evidenzia la dipendenza della corsa dell'otturatore dalla spinta dell'attuatore, dalle forze esercitate dall'acqua sull'otturatore, dagli attriti statici sulle guide dello stelo e sul premistoppa. La dinamica del second'ordine tiene conto dell'inerzia delle parti in movimento e degli attriti viscosi. La portata poi dipende oltre che dalla corsa, dal salto di pressione tra monte e valle, secondo la caratteristica installata del circuito dell'acqua.

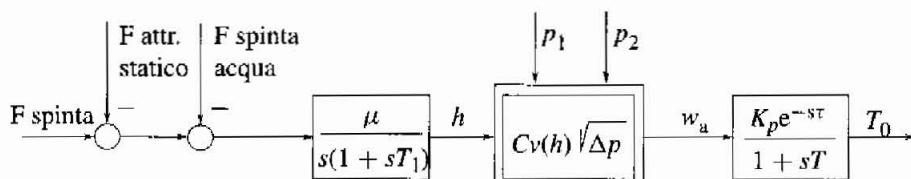


Figura 8.4 Relazione tra forza di spinta e portata.

È difficile ottenere prestazioni soddisfacenti nel controllo di temperatura utilizzando la sola misura di T_0 , a causa della fase non minima introdotta dal ritardo e delle forti variazioni del guadagno complessivo del processo al variare della portata di vapore. Non si riescono quindi a compensare adeguatamente i disturbi che agiscono sulla portata e sulla temperatura nelle varie condizioni di carico. Si può migliorare notevolmente la compensazione con un anello in cascata di portata, che può essere a banda sicuramente più larga: occorrono un sensore di portata e il relativo regolatore R_2 . La presenza dell'anello esterno, a banda relativamente più larga, migliora la capacità di inseguire il riferimento.

Scelta della variabile ausiliaria Non è sempre così evidente quale sia la variabile ausiliaria più opportuna. Un esempio semplice e illustrativo della problematica è il seguente: si tratta di riscaldare un fluido in uno scambiatore direttamente investito da fiume come in Figura 8.5.

L'anello classico di controllo in retroazione prevede di regolare la temperatura del fluido in uscita agendo direttamente sulla valvola di modulazione del combustibile. Si possono migliorare le prestazioni introducendo un anello interno di portata combustibile. In alternativa, si può utilizzare un anello interno di temperatura fumi in uscita dallo scambiatore (o al camino). Questa seconda solu-

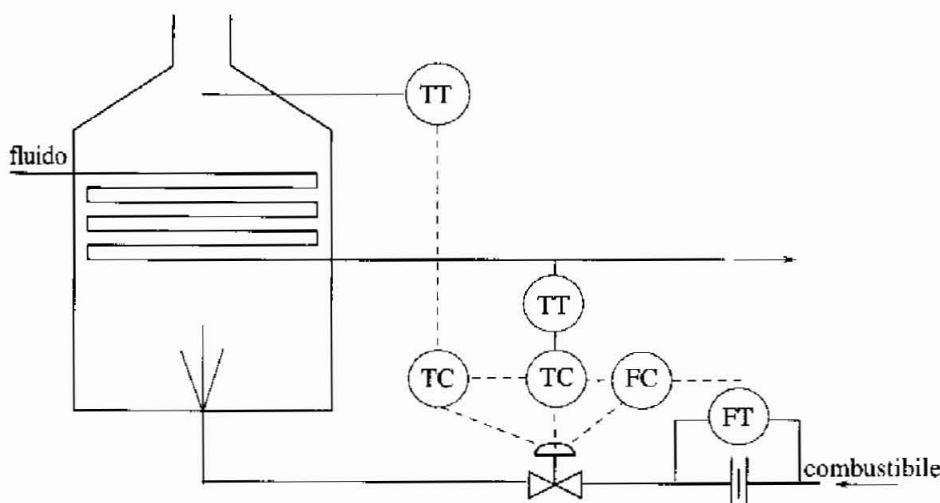


Figura 8.5 Possibili scelte della variabile controllata.

zione potrebbe essere più conveniente nel caso di variazioni frequenti del potere calorifico del combustibile, per cui la portata di combustibile non sarebbe più un buon indicatore della potenza termica immessa in camera di combustione. D'altra parte, l'anello chiuso sulla temperatura fumi non potrebbe essere così a larga banda come quello sulla portata, a causa della dinamica della temperatura fumi e del relativo sensore. Si tratta quindi, caso per caso, di scegliere la variabile considerando da un lato la sua dinamica, dall'altro la sensibilità nei confronti dei disturbi più importanti agenti sul processo.

8.3 Controllo in andata (feedforward)

Ci sono casi in cui il controllo in retroazione non consente di mantenere l'errore di regolazione entro i limiti richiesti. Questo può accadere tipicamente in presenza di disturbi soggetti a variazioni molto ampie e rapide, per la natura stessa del controllo in retroazione, che interviene solo dopo la comparsa di un errore. Se il disturbo è misurabile si può allora introdurre un'azione di controllo in andata, dipendente da tale misura e volta alla minimizzazione dell'effetto del disturbo. Questa operazione prende il nome di compensazione del disturbo. L'azione in andata è complementare a quella in retroazione; da un lato è predittiva, cioè interviene al manifestarsi della causa (il disturbo) e non del suo effetto (l'errore), dall'altro la sua implementazione richiede un modello del processo, quindi è più sensibile a errori di modellizzazione. Rientra nel controllo in andata anche l'introduzione di un'azione diretta dal setpoint alla variabile di controllo. Con entrambe le azioni, il controllo in andata potrebbe apparire come un'alternativa al controllo in retroazione ma così non è: in pratica raramente si usa da solo.

In Figura 8.6 è mostrato uno schema a blocchi di un processo descritto dalla funzione di trasferimento $G(s)$ e affetto da un disturbo d che agisce sull'uscita attraverso la funzione $V(s)$ e su cui intervengono, oltre al regolatore in retroazione $R(s)$, le due azioni in andata di compensazione del disturbo $R_d(s)$ e di anticipo dal setpoint $R_c(s)$.

Il progetto di $R_d(s)$ e $R_c(s)$ è discusso nel seguito.

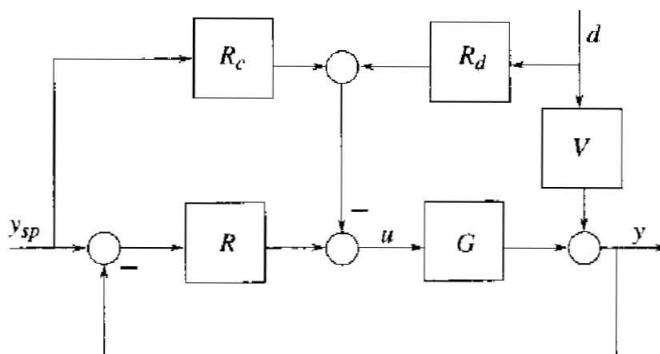


Figura 8.6 Controllo in andata.

8.3.1 Compensazione del disturbo

La trasformata della risposta al disturbo è:

$$Y(s) = \frac{V(s) - R_d(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)} D(s)$$

Prendendo $R_d(s) = V(s)/G(s)$ l'effetto del disturbo su y è annullato. Un disturbo misurabile può quindi essere compensato con un'azione in andata se si conosce il modello del processo. Tuttavia $R_d(s)$ deve essere realizzabile e stabile. Un caso evidente di non realizzabilità si ha quando è presente un ritardo puro in G e non in V : $R_d(s)$ dovrebbe contenere un "predittore" puro ($e^{s\tau}$, se τ è il ritardo) ovviamente non realizzabile. Di solito è necessario ricorrere ad approssimazioni di $R_d(s)$: nel ricavarle si deve considerare che l'azione in andata, per essere utile, deve agire soprattutto dove la retroazione è inefficiente, vale a dire oltre la banda dell'anello di controllo. La compensazione del disturbo dà buoni risultati nel caso in cui le dinamiche di $V(s)$ e $G(s)$ non siano molto diverse. In questo caso si può usare per $R_d(s)$ anche un semplice guadagno e si parla di compensazione statica. Nei regolatori PID commerciali è sovente predisposta una funzione di trasferimento $R_d(s)$ del primo ordine, con parametri aggiustabili dall'utente.

Per comprendere pienamente i vantaggi associati alla compensazione del disturbo, e in particolare alla sua semplice approssimazione di bassa frequenza, può essere necessario considerare anche le non linearità del processo. Si esamini ancora l'esempio dello scambiatore di calore a flusso imposto: la situazione più critica si ha per basse portate, essendo in questa condizione da un lato massimi i ritardi del processo e, dall'altro, massimo il guadagno tra potenza termica assorbita e temperatura. Un'azione di anticipo che fornisca una pronta variazione di portata in corrispondenza di una rapida crescita della potenza termica assorbita non solo riduce di per sé l'errore ma anche, velocizzando la risposta del processo, determina un più rapido intervento della retroazione.

8.3.2 Azione diretta (anticipo) dal setpoint

Considerando entrambe le azioni, sulle linee di andata e di retroazione, la risposta al setpoint è:

$$Y(s) = \frac{R(s)G(s) + R_c(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)} Y_{sp}(s)$$

Scegliendo l'azione di anticipo $R_c(s) = 1/G(s)$ si ottiene $Y(s) = Y_{sp}(s)$, vale a dire il perfetto inseguimento del setpoint. $R_c(s)$ così definita è di solito una funzione di trasferimento non realizzabile perché la $G(s)$ ha più poli che zeri, per cui si pone il problema di come approssimarla. Si deve anche considerare che nel percorso tra setpoint e variabile di controllo, $R_c(s)$ e $R(s)$ sono in parallelo e devono quindi essere progettate congiuntamente.

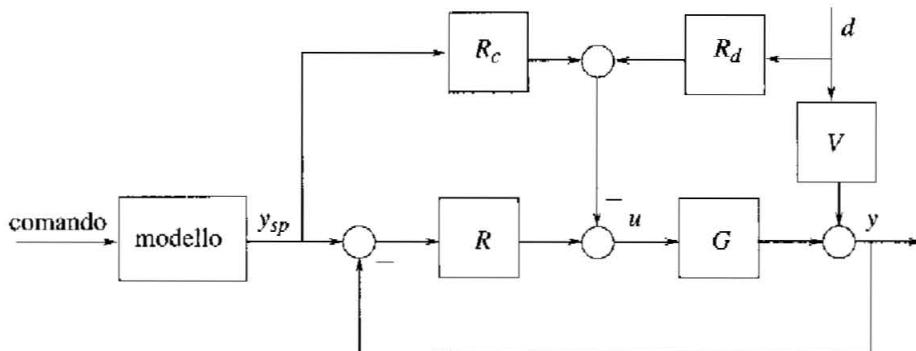


Figura 8.7 Inseguimento del modello.

Inseguimento del modello Mediante l'azione di anticipo dal setpoint, idealmente si vorrebbe imporre $Y(s)/Y_{sp}(s) = 1$. Si tratta di un obiettivo irrealizzabile e che comunque assume significato solo nell'ambito dell'analisi lineare. Se in y_{sp} si introducessero variazioni ampie e brusche, l'uscita non potrebbe seguirle per la naturale limitazione dell'azione di controllo. L'azione di anticipo è utile ed efficace se utilizzata congiuntamente alla generazione di andamenti del setpoint che il sistema di controllo è effettivamente in grado di seguire, e che dovrebbe seguire accuratamente. Quest'osservazione porta all'introduzione del cosiddetto metodo a "inseguimento del modello" (*model following*), in cui, come in Figura 8.7, il set-point è generato attraverso un modello che esprime il comportamento desiderato, e realizzabile, del processo. Il modello è, per esempio, un sistema del primo o del secondo ordine.

È da notare che il *modello*, e le funzioni $R_c(s)$ e $R(s)$, definiscono, nel loro complesso, la funzione di trasferimento tra setpoint e variabile di controllo, essendo $-R(s)$ quella tra misura e variabile di controllo. L'utilità o meno dell'azione di anticipo $R_c(s)$ dipende pertanto anche dalla struttura di $R(s)$. Nel complesso l'architettura di Figura 8.7 rappresenta uno schema generale di regolatore *a due vie* (o *a due gradi di libertà*) di cui un caso particolare, il regolatore standard ISA con i suoi pesi sul setpoint, è stato discusso nel capitolo 7.

Esempi Un esempio molto diffuso di compensazione del disturbo, in combinazione con il controllo in cascata, si ha nel controllo di livello nel corpo cilindrico dei generatori di vapore. È la cosiddetta regolazione a tre elementi del livello, schematizzata nelle Figura 8.8 (diagrammi P&I) e 8.9 (schema a blocchi).

Il processo può essere modellizzato, alle piccole variazioni attorno al livello di riferimento l_{sp} , con l'equazione:

$$\rho A \frac{dl}{dt} = w_w - w_v \quad (8.3)$$

essendo w_v la portata vapore uscente, w_w la portata di acqua alimento, l il livello dell'acqua nel corpo cilindrico e A la sezione orizzontale del serbatoio alla quota

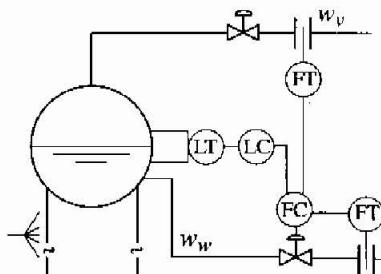


Figura 8.8 Diagramma P&I della regolazione a 3 elementi del livello.

l_{sp} (si veda il capitolo 2). Si può quindi annullare l'effetto di w_v su l se si impone costantemente $w_w = w_v$. Poiché la variabile di controllo è una posizione valvola, anziché w_w si può introdurre un anello secondario di portata e sommare w_v al suo setpoint. Se l'anello ha una banda adeguata, sarà assicurato un sostanziale bilancio tra w_w e w_v , per cui il disturbo sul livello sarà minimo e potrà essere ben compensato dall'anello primario, che potrà limitarsi a correggere il setpoint di portata nella misura necessaria per annullare l'errore $l_{sp} - l$. L'anticipo, la retroazione di portata e la retroazione di livello sono i tre elementi che danno il nome allo schema.

Per comprendere la difficoltà del problema di controllo del livello nel corpo cilindrico occorre considerare un fenomeno non descritto dall'equazione (8.3). La risposta reale allo scalino di portata acqua-alimento non è infatti una rampa ma presenta nel tratto iniziale un andamento di segno opposto a quello cui tenderà successivamente a causa della condensazione delle bolle di vapore presenti nel liquido dovuta all'iniezione di acqua sottoraffreddata. Un comportamento di questo tipo è descritto nel dominio delle trasformate da uno zero a parte reale positiva, cui corrisponde una fase non minima e quindi una limitazione delle prestazioni del sistema di controllo.

Un secondo esempio è schematizzato in Figura 8.10 e concerne uno scambiatore di calore, in cui un liquido di portata w_w è riscaldato mediante vapore, di portata w_v , in controcorrente. La temperatura T_{ww} del liquido in uscita è regolata con uno schema di controllo in cascata con anello interno di portata di vapore.

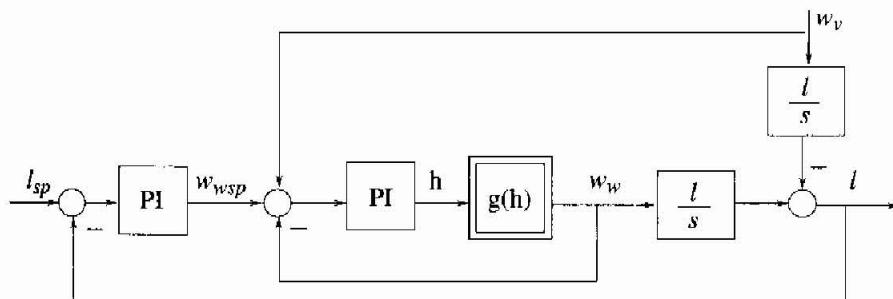


Figura 8.9 Schema a blocchi della regolazione a 3 elementi del livello.

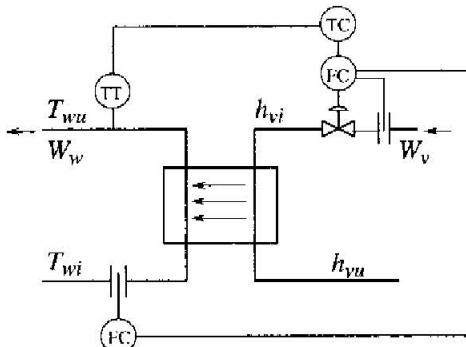


Figura 8.10 Compensazione del disturbo in un problema di regolazione di temperatura.

Un disturbo rilevante per questa regolazione è la portata w_w . In condizioni di regime vale la relazione:

$$w_{wc} (T_{wu} - T_{wi}) = w_v (h_{vu} - h_{vl})$$

con h_{vu} e h_{vl} entalpie del vapore, rispettivamente entrante e uscente, e c calore specifico del liquido, che esprime l'uguaglianza tra la potenza termica assorbita dal liquido e quella ceduta dal vapore. Imponendo il setpoint w_{vsp} dell'anello interno di portata vapore uguale alla portata d'acqua:

$$w_{vsp} = w_w$$

a meno dell'errore di regolazione di portata vapore risulterà $w_v \approx w_w$ e quindi si conserverà sostanzialmente invariata la soluzione di regime (nell'ipotesi che siano trascurabili le variazioni dei coefficienti di scambio con le portate), quindi anche la T_{wu} , e sarà ridotto l'errore da compensare con la retroazione. Si noti che l'anticipo non è efficace contro gli altri disturbi T_{wl} e h_{vl} .

8.4 Predittore di Smith

Si è già accennato alle limitazioni imposte da un ritardo puro nel processo alle prestazioni ottenibili con un controllo in retroazione. Il predittore di Smith può consentire di migliorare notevolmente le prestazioni nel caso di ritardi rilevanti, a condizione di disporre di un modello sufficientemente preciso del processo. Consideriamo un sistema affetto da ritardo puro avente funzione di trasferimento:

$$G(s) = G'(s) e^{-sr}$$

con $G'(s)$ razionale. Ai fini della retroazione, il predittore di Smith utilizza, al posto della variabile regolata y , una variabile z la cui trasformata di Laplace è data da (Figura 8.11):

$$Z(s) = G'(s) (1 - e^{-sr}) U(s)$$

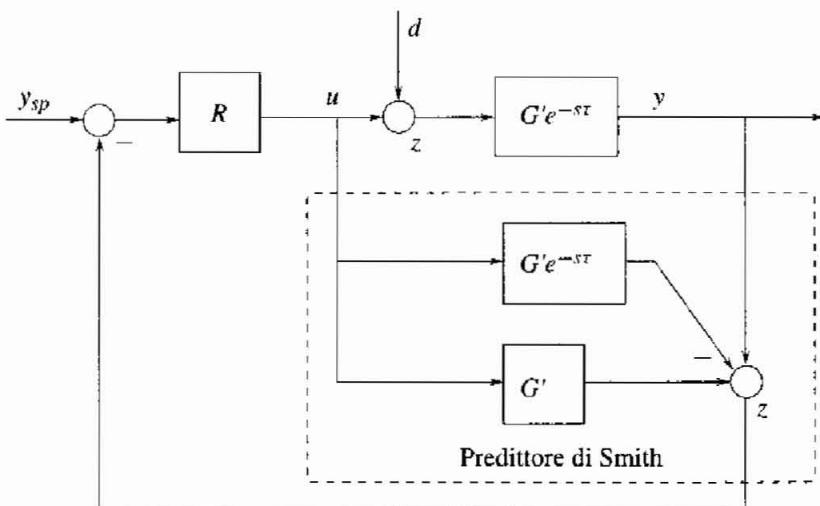


Figura 8.11 Predittore di Smith.

Le prestazioni ottenibili sono quindi condizionate alla disponibilità di un modello del processo, utilizzato per il calcolo di z , sufficientemente preciso. Se il modello è esatto si ottiene lo schema a blocchi equivalente di Figura 8.12, in cui si evidenzia che il ritardo è stato portato all'esterno dell'anello di retroazione.

Ciò consente di ottenere una banda passante più ampia e quindi un migliore inseguimento del setpoint. Risulta infatti:

$$\frac{Y(s)}{Y_{sp}(s)} = \frac{U(s)}{Y_{sp}(s)} \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{R(s)G'(s)e^{-st}}{1 + R(s)G'(s)} \quad (8.4)$$

e se $G'(s)$ è a fase minima e di basso ordine, con un regolatore della famiglia PID si può ottenere una funzione di trasferimento (o guadagno) d'anello di modulo elevato in un campo di frequenze ampio, confrontato con il caso in cui il ritardo è presente nell'anello, che assicura una più ampia banda passante e quindi una migliore capacità di inseguire il setpoint.

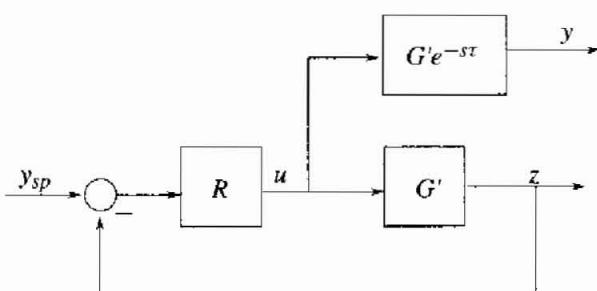


Figura 8.12 Schema a blocchi equivalente per u e y con predittore di Smith.

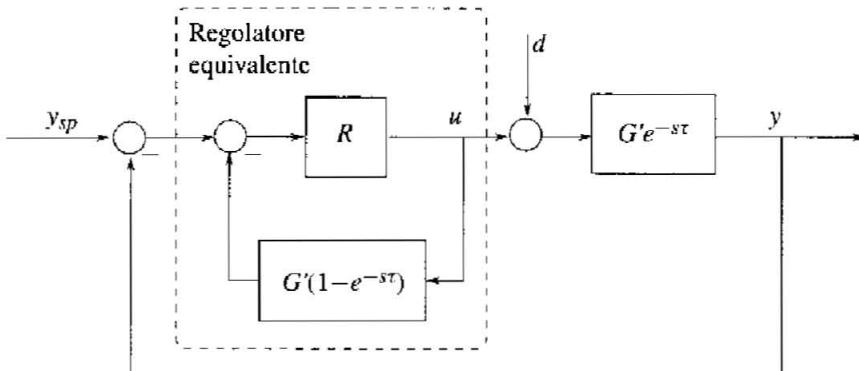


Figura 8.13 Regolatore equivalente con predittore di Smith.

Più difficile è invece valutare l'influenza del predittore sulla risposta al disturbo di carico d . La funzione di trasferimento tra questo e l'uscita nel sistema di controllo di Figura 8.11 è:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G(s) (1 + R(s)G'(s) (1 - e^{-s\tau}))}{1 + R(s)G'(s)} \quad (8.5)$$

Le (8.4) e (8.5) evidenziano anche che il ritardo rimane sia nella risposta al set-point che in quella al disturbo di carico e non può essere eliminato con alcun schema di controllo

Un secondo schema equivalente a quello di Figura 8.11 è disegnato in Figura 8.13, e mette in evidenza il regolatore in retroazione equivalente

$$R'(s) = \frac{R(s)}{1 + R(s)G'(s) (1 - e^{-s\tau})}.$$

Ponendo $R(s) = N_R(s)/D_R(s)$ e $G'(s) = N_G(s)/D_G(s)$ si ottiene

$$R'(s) = \frac{N_R(s)D_G(s)}{D_R(s)D_G(s) + N_R(s)N_G(s) (1 - e^{-s\tau})}$$

che evidenzia una cancellazione dei poli di $G'(s)$ con alcuni zeri (quelli corrispondenti al denominatore di $G'(s)$) del regolatore. Per questo motivo la stabilità assintotica di $G'(s)$ è una condizione necessaria per l'applicabilità del predittore di Smith.

Lo schema del predittore è predisposto, o programmabile dall'utente, in alcuni regolatori commerciali di fascia alta. Le difficoltà principali nel suo utilizzo sono legate alla necessità di disporre di un buon modello del processo e del ritardo. Se il processo è ben modellato, i benefici derivanti dall'impiego del predittore possono essere apprezzabili. È tuttavia necessario procedere con cautela essendo difficile prevedere le conseguenze di errori di modello e di stima del ritardo.

Esempio Si consideri ancora l'esempio dello scambiatore a flusso imposto, utilizzato nella Sezione 8.2.2. Si è visto che, retroazionando con un regolatore PID la sola T_1 e richiedendo un margine di fase di 45° , si può ottenere una pulsazione di taglio $\omega_{c2} = \pi/(4\tau)$.

Adottando il predittore di Smith con:

$$G'(s) = G_2(s) \frac{1}{1 + sT_2} = \frac{K_p}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)},$$

ottenuta con riferimento all'equazione (8.2), facendo corrispondere alla variabile y di Figura 8.11 la misura di T_1 e utilizzando il regolatore PID come illustrato nella Sezione 8.2.2, si ottiene la funzione d'anello $L_p = KK_p/s$ che, di per sé, non evidenzia alcun limite alla banda passante ottenibile. Tenendo conto delle inevitabili saturazioni della variabile di controllo e di dinamiche non modellate, si può scegliere, per esempio, una pulsazione di taglio $\omega_c = 5/T_1$, ossia pari a 5 volte la pulsazione di taglio della dinamica dominante del processo.

Se il processo dovesse funzionare a un regime caratterizzato da un diverso valore di portata \bar{w} , il modello cambierebbe, in particolare in T_1 e τ , che sono inversamente proporzionali a \bar{w} . Per il buon funzionamento del predittore, sarebbe necessario farne dipendere i parametri da w . Gli errori di modellazione possono degradare anche notevolmente le prestazioni di questa struttura di controllo. Si può facilmente verificare in simulazione che, per un processo del primo ordine con ritardo, le prestazioni si degradano notevolmente già per errori nella stima del ritardo di circa il 20%, mentre errori dell'ordine del 30% possono rendere instabile il sistema di controllo. Si notino le differenze con il controllo in cascata, molto meno sensibile alle medesime variazioni parametriche grazie alla misura addizionale.

8.5 Elementi non lineari

8.5.1 Limitatori

Sui setpoint degli anelli di controllo si applicano usualmente limiti sia al campo di variazione sia alla velocità di variazione. I limiti possono essere motivati da esigenze inerenti il processo o di salvaguardia dell'impianto, spesso tuttavia riflettano limitazioni proprie degli attuatori. Fare lavorare al limite, o far *saturare*, come si dice in gergo, inutilmente gli attuatori può causare problemi di varia natura: si pensi, per esempio, al fenomeno del *wind-up* degli integratori. Le saturazioni possono riguardare l'ampiezza della variabile di controllo ma anche la sua derivata temporale e, in taluni casi, la derivata seconda. Due esempi di limitatori di uso comune sono riportati in Figura 8.14. Il limitatore di ampiezza (Figura 8.14a) è descritto dall'equazione $y = \text{sat}(c)$, con

$$\text{sat}(c) = \begin{cases} -a & \text{se } c < -a \\ c & \text{se } -a \leq c \leq a \\ a & \text{se } c > a \end{cases}$$

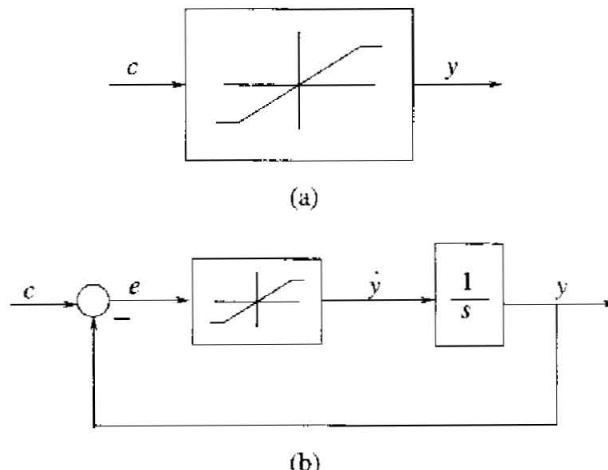


Figura 8.14 Limitatore di ampiezza (a) e di velocità (b).

Il limitatore di velocità (*rate limiter*) (Figura 8.14b) è descritto da

$$\frac{dy}{dt} = \text{sat}(c - y)$$

8.5.2 Controllo con selettore

Il controllo con selettore (*selector control*), detto anche *override control*, si usa quando nel controllo di una variabile si devono soddisfare vincoli relativi a una o più altre variabili. Un esempio è mostrato in Figura 8.15: si vuole controllare la variabile y al suo setpoint y_{sp} , dovendo però soddisfare il vincolo che la variabile v non superi il valore limite v_{\max} . Utilizzando il blocco selettore (di minimo nell'esempio), l'unico attuatore disponibile è adoperato per il normale controllo della variabile y fintanto che v rimane inferiore al limite, mentre è utilizzato per far tornare v sotto v_{\max} quando il limite viene superato.

Lo schema tuttavia è indicativo e non evidenzia alcuni aspetti che devono essere invece tenuti in conto in ogni specifica realizzazione. Poiché i due regolatori operano in modo alternativo, la loro taratura non presenta difficoltà addizionali rispetto al caso di anello singolo. Occorre fare attenzione ad evitare salti della variabile controllata in corrispondenza della commutazione dei regolatori ed evitare problemi di *wind-up* per il regolatore, se integrale, la cui uscita non è abilitata.

8.5.3 Controllo di rapporto

Il controllo di rapporto è un altro esempio di sistema di controllo in retroazione con più anelli. Come nel controllo in cascata c'è un anello che genera il riferimento per l'altro; questa volta però i due non sono annidati ma in serie. Si usa, in

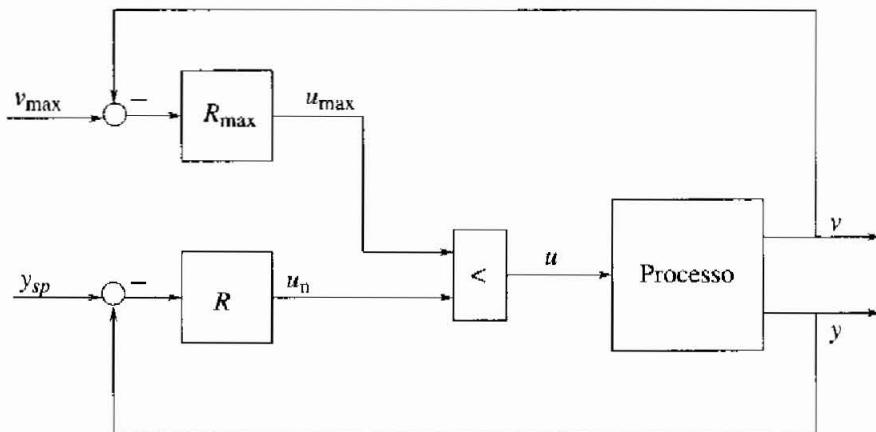


Figura 8.15 Esempio di *override control*.

particolare, nei processi in cui è necessario miscelare due o più portate, o quantità, di fluidi o polveri, in un rapporto assegnato. Ciò accade comunemente nei processi chimici, in cui un prodotto si ottiene da altri secondo precisi rapporti stechiometrici, e quindi le portate dei reagenti che entrano in un reattore devono essere mantenute in un ben determinato rapporto. Un caso particolare ma diffusamente applicato è quello del controllo della combustione, dove è necessario mantenere un rapporto prestabilito tra le portate di combustibile e aria, al fine di avere una combustione completa e un rendimento termico elevato.

La struttura del controllo di rapporto così definito è dunque quella di Figura 8.16. K esprime il rapporto desiderato tra le due portate w_A e w_B ; a sua volta w_A può essere una portata controllata con uno schema a retroazione, oppure semplicemente una variabile esogena misurata. Un esempio del primo tipo si ha nella miscelazione di due reagenti, uno dei quali, il componente A , può a sua volta essere asservito a un'altra regolazione (Figura 8.17a). Un esempio del secondo tipo è invece la diluizione di un componente A con una portata di diluente B proporzionale a quella di A (Figura 8.17b).

Il controllo di rapporto è realizzato anche con la struttura di Figura 8.18, in cui si calcola, e quindi si può visualizzare con continuità, il valore del rapporto w_A/w_B . Tuttavia, la divisione introdotta nell'anello rappresenta un guadagno variabile, inversamente proporzionale a w_A che, nel caso in cui questa sia soggetta ad ampie variazioni, non è privo di conseguenze per il progetto e le prestazioni del regolatore.

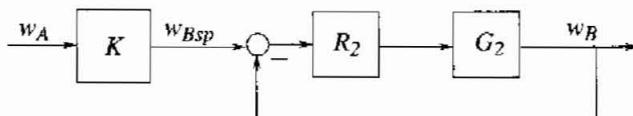


Figura 8.16 Controllo di rapporto.

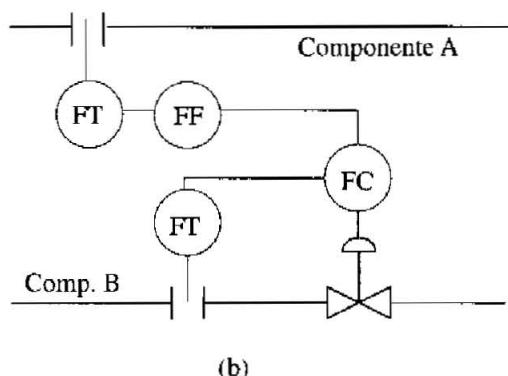
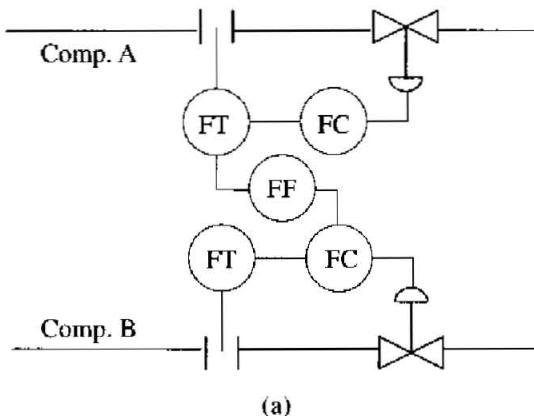


Figura 8.17 Controllo di rapporto di miscelazione (a) e diluizione (b).

Esempio: controllo della combustione Il controllo della combustione è un esempio di applicazione combinata del controllo di rapporto e del controllo con selettore. È un caso di particolare interesse per il grande numero di realizzazioni e per l'impatto che ha in termini d'inquinamento ed efficienza energetica. Esso presenta problemi peculiari, legati alla necessità di assicurare che l'注射 di fluido ai bruciatori avvenga solo in presenza di fiamma, per evitare rischi di esplosione.

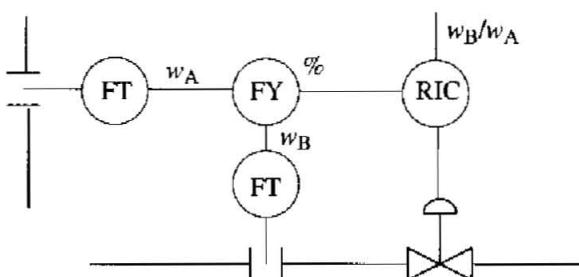


Figura 8.18 Controllo di rapporto con calcolo interno all'anello.

Inoltre, il sistema di controllo deve assicurare che la portata di combustibile non sia superiore, nel dovuto rapporto, a quella dell'aria comburente disponibile, per evitare possibili accumuli di incombusto in camera di combustione. Nelle caldaie di grandi dimensioni, queste e altre funzioni di sicurezza sono realizzate dal Sistema Automatico di comando dei Bruciatori (SAB).

La combustione è una reazione chimica esotermica che avviene (principalmente) tra il carbonio contenuto nel combustibile e l'ossigeno contenuto nell'aria comburente. I rapporti stechiometrici tra i reagenti determinano la portata d'aria teorica necessaria per la combustione di una portata unitaria di combustibile. La portata d'aria effettiva deve però essere maggiore di quella teorica, affinché la combustione avvenga in modo completo ma l'eccesso d'aria deve comunque essere il più possibile contenuto. Esso infatti provoca una diminuzione della temperatura della fiamma, con una conseguente diminuzione del rendimento nel trasferimento dell'energia generata dalla combustione all'ambiente predisposto a riceverla, trasferimento che avviene principalmente per irraggiamento e quindi dipende dalla quarta potenza della temperatura. L'eccesso d'aria deve essere di alcuni punti percentuali: per il gas naturale un valore tipico è il 5%, che diventa il 6% per il gasolio e il 10% per il carbone. Si prende come indicatore di buona combustione, o di corretto eccesso d'aria, la misura della percentuale di ossigeno ($\%O_2$) o, in alternativa, la percentuale di ossido di carbonio (%CO). Disponendo di una di tali misure, si può andare a correggere il rapporto aria/combustibile nominale realizzando un anello di regolazione esterno a quelli di regolazione di portata combustibile e portata aria.

Lo schema a blocchi di Figura 8.19 è illustrativo di un sistema di controllo della combustione. È presente anche il regolatore di correzione del rapporto aria/combustibile basato sulla misura della percentuale di ossigeno. L'ingresso al sistema di controllo della combustione è la richiesta di caldaia, RC , che è proporzionale alla potenza termica generata dalla caldaia e quindi alla portata di combustibile. Il segnale RC è prodotto, in questo caso, da un regolatore di pressione del vapore in caldaia, che dipende dalla potenza termica generata. I blocchi non lineari sono selettori di massimo e minimo: il selettore di minimo

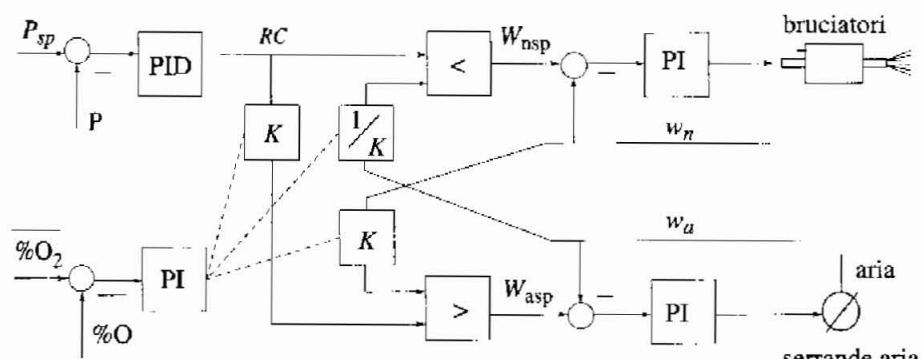


Figura 8.19 Controllo della combustione.

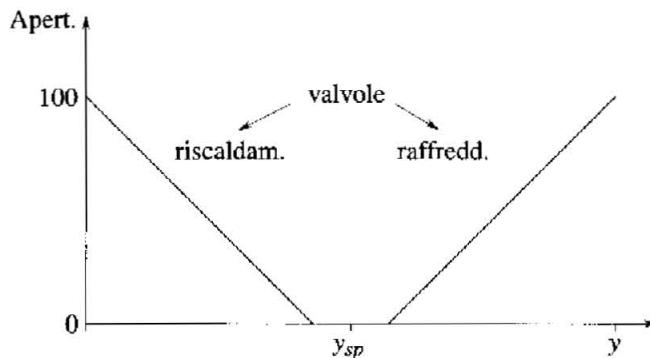


Figura 8.20 Comando agli attuatori di riscaldamento e raffreddamento.

serve ad assicurare che il setpoint di portata combustibile non sia mai superiore a quella che l'attuale portata d'aria può consentire di bruciare, quello di massimo assicura invece che il setpoint di portata d'aria non sia mai inferiore al valore necessario per la combustione della portata di combustibile attualmente inviata ai bruciatori. K rappresenta il rapporto stechiometrico tra le portate di aria e combustibile.

8.5.4 Controllo split-range

Nel controllo cosiddetto *split-range* si dispone di più attuatori per un'unica variabile controllata. Un esempio comune è quello della regolazione di temperatura in ambienti abitati, effettuata con riscaldatori, se la temperatura è inferiore al riferimento, oppure con refrigeratori, in caso contrario. In Figura 8.20 è riportata la relazione statica tra uscita u del regolatore di temperatura e i comandi agli attuatori (valvole), rispettivamente di riscaldamento quando $u < 0$, e di raffreddamento nella situazione opposta. È presente una banda morta per evitare inutili interventi in un senso, poi compensati con interventi in senso opposto.

Un secondo esempio è relativo al controllo di portata. Nel caso la portata di un fluido, ai diversi carichi di funzionamento del processo, possa avere escursioni notevoli, può essere opportuno suddividerla in più tubazioni in parallelo, ciascuna dotata di valvola di regolazione. Si regola quindi la portata con una sola valvola per volta, o due per migliorare la continuità, con le altre completamente aperte oppure chiuse (funzionamento detto in *partial arc*). Il comando del regolatore deve modulare l'apertura di una o due valvole mentre tutte le altre saranno in parte (da nessuna a tutte) aperte e in parte chiuse, a seconda della portata voluta. Si può, per questo, utilizzare una funzione come quella di Figura 8.21, relativa a 8 valvole in parallelo, dove si è supposto per l'uscita del regolatore un campo di valori compreso tra 0 e 10 V, e h rappresenta la corsa relativa, o meglio il setpoint del relativo servoposizionatore, di ogni valvola.

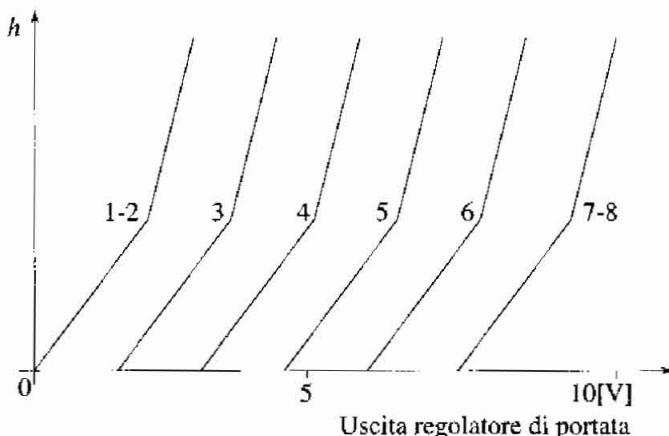


Figura 8.21 Comandi split-range di 8 valvole in parallelo (*partial arc*).

8.6 Controllo multivariabile

Si sono considerati finora soltanto problemi di controllo riconducibili a sottoproblemi con una variabile di controllo e una variabile controllata (*Single Input Single Output*, SISO). Nella realtà, tuttavia, nei sistemi multivariabili è di solito presente un qualche grado di accoppiamento tra più ingressi e più uscite: non tenerne conto, associando quindi a ogni variabile controllata una variabile di controllo secondo una valutazione del grado d'influenza (guadagno) di questa su quella, e trattare così per ogni coppia di variabili un problema di controllo indipendente, è una semplificazione che può determinare un degrado delle prestazioni del sistema di controllo, in misura dipendente dall'intensità delle interazioni trascurate. Date però le difficoltà che si incontrano per tenerne conto in modo esplicito, spesso l'interazione non viene presa in considerazione, accettando una riduzione delle prestazioni. Un sistema lineare multivariabile a due ingressi e due uscite interagenti può essere schematizzato come in Figura 8.22. Se le funzioni di trasferimento $G_{12}(s)$ e $G_{21}(s)$ sono trascurabili, il problema di controllo può essere ridotto a due problemi SISO indipendenti, i termini di interazione rappresentando dei disturbi mutui non troppo rilevanti e compensati bene dalle retroazioni. In caso contrario, la presenza di $G_{12}(s)$ e/o $G_{21}(s)$ può penalizzare anche notevolmente le prestazioni del sistema di controllo complessivo. In particolare, può far diventare instabile l'intero sistema, pur nel caso di stabilità dei due anelli di controllo di y_1 (con u_1) e di y_2 (con u_2) quando l'altro è aperto.

Come illustrato dalla Figura 8.23, la chiusura dei due anelli comporta la creazione di un terzo anello (linea in grassetto) che può causare l'instabilità del sistema complessivo. Si consideri la funzione di trasferimento $Y_1(s)/U_1(s)$ nei due casi di anello 2 aperto e chiuso, rispettivamente. Nel primo caso $Y_1(s)/U_{1a.a.}(s) = G_{11}(s)$, nel secondo

$$\frac{Y_1(s)}{U_{1a.c.}(s)} = G_{11}(s) - \frac{G_{21}(s)R_2(s)G_{12}(s)}{1 + R_2(s)G_{22}(s)}$$

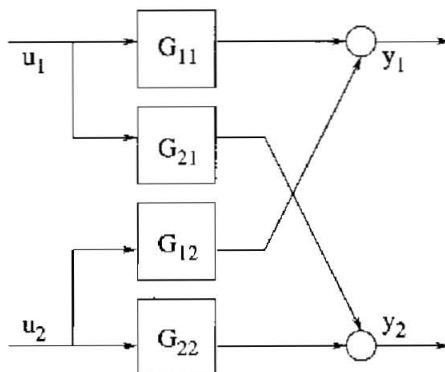


Figura 8.22 Sistema multivariabile accoppiato.

Si comprende quindi come la chiusura dell'anello 2 possa rendere instabile l'anello 1 progettato con l'anello 2 aperto.

Il modo corretto di affrontare un problema di controllo multivariabile è di fare riferimento alle relative metodologie della teoria del controllo. È in ogni caso utile un'indagine preliminare intesa a valutare se sia necessario trattare il problema come multivariabile o, invece, se l'approccio per anelli indipendenti possa essere lo stesso soddisfacente. A questo fine si può ricorrere al metodo del *Relative Gain Array*. Esso calcola una matrice RG ($n \times n$, se n è il numero degli ingressi e delle uscite) i cui elementi

$$RG_{ij} = \frac{y_i}{u_{j,a.a.}} / \frac{y_i}{u_{j,a.c.}}$$

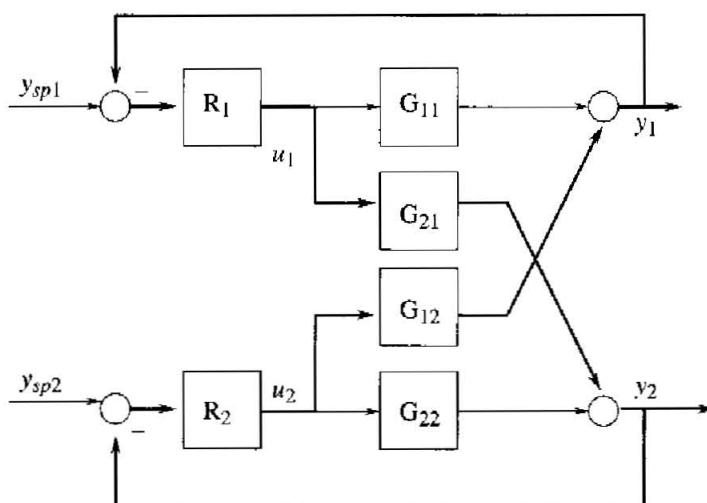


Figura 8.23 Anello addizionale dovuto agli accoppiamenti.

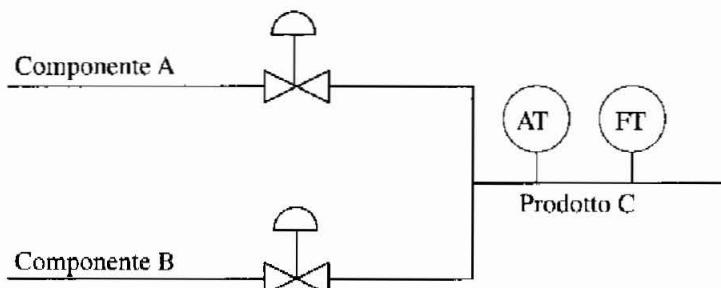


Figura 8.24 Miscelazione di due componenti.

esprimono il rapporto dei guadagni statici tra l'ingresso j e l'uscita i , calcolati con gli altri anelli rispettivamente aperti (cioè assumendo costanti le altre variabili manipolabili) e chiusi (costanti, questa volta, le variabili controllate). L'analisi degli elementi della matrice permette non solo di comprendere il "grado di interazione" ma anche, non meno importante, quale variabile d'ingresso scegliere per regolare ogni variabile di uscita (problema dell'accoppiamento o *pairing* delle variabili).

La conclusione principale, che sarà illustrata nell'esempio seguente, è che una variabile di controllo ed una variabile controllata sono tanto meglio accoppiate quanto più il corrispondente guadagno relativo è vicino all'unità.

Esempio Un esempio molto semplice di processo multivariabile è costituito da un miscelatore di due componenti chimici A e B per formare un prodotto C (Figura 8.24). Supponiamo per semplicità, e nell'ipotesi che siano presenti due anelli di regolazione di portata, che le variabili manipolabili siano direttamente le portate dei due componenti w_A e w_B , e quindi $u = [w_A \ w_B]'$. Si vogliono regolare sia la portata w del prodotto C sia la sua concentrazione x espressa in p.u. (per unità) di A , per cui $y = [w \ x]'$. È chiaro che entrambi gli ingressi agiscono su entrambe le uscite e può quindi non esserci ragione per decidere di regolare la portata di prodotto con l'uno e la concentrazione con l'altro, o viceversa.

Nell'ipotesi che siano trascurabili gli accumuli di massa, il processo è descritto dal seguente modello algebrico non lineare:

$$\begin{cases} w = w_A + w_B \\ x = \frac{w_A}{w_A + w_B} \end{cases}$$

Per ottenere la matrice RG si linearizza il modello:

$$\begin{aligned} \Delta w &= \Delta w_A + \Delta w_B \\ \Delta x &= \frac{w_B}{(w_A + w_B)^2} \Delta w_A - \frac{w_A}{(w_A + w_B)^2} \Delta w_B \end{aligned} \quad (8.6)$$

Si può allora ricavare immediatamente:

$$\frac{\Delta w}{\Delta w_{A \text{a.a.}}} = 1$$

Per ottenere $\Delta w / \Delta w_{A.a.c.}$ assumiamo che sia, a regime, $\Delta x = 0$ (costante la seconda variabile controllata), cosa che potrà essere assicurata da un'opportuna scelta del regolatore R_2 . Dalla seconda delle (8.6), si ottiene allora

$$\Delta w_{B.a.c.} = \frac{w_B}{w_A} \Delta w_{A.a.c.}$$

c, sostituendo nella prima:

$$\Delta w = \Delta w_{A.a.c.} + \frac{w_B}{w_A} \Delta w_{A.a.c.}$$

e quindi:

$$\frac{\Delta w}{\Delta w_{A.a.c.}} = \frac{1}{x}$$

per cui:

$$\frac{\frac{\Delta w}{\Delta w_{A.a.c.}}}{\frac{\Delta w}{\Delta w_{A.a.c.}}} = x$$

Il calcolo dell'intera matrice RG è, a questo punto, immediato, per due sue proprietà, secondo cui la somma degli elementi di ogni riga e di ogni colonna è pari all'unità:

$$RG = \begin{bmatrix} x & 1-x \\ 1-x & x \end{bmatrix}$$

Il massimo grado di accoppiamento è indicato da $x = 0.5$, mentre, per esempio, $x = 0.9$ indica che w dipende principalmente da w_A . In questo caso è naturale scegliere w_A per controllare w . Viceversa per $x = 0.1$.

Si intuisce che questo problema di controllo ha una soluzione efficace. Si tratta di agire sulla differenza $w_A - w_B$ per variare la concentrazione e sulla somma $w_A + w_B$ per variare la portata. Per esempio, per aumentare la portata si dovranno modulare in apertura entrambe le valvole, per aumentare la concentrazione x si dovrà aprire la valvola relativa ad A e contemporaneamente chiudere quella relativa a B . Nella pratica industriale si utilizza una *valvola a tre vie* (Figura 8.25) che consente di modulare la differenza delle portate dei due componenti, mentre la portata totale è modulata con una normale valvola di regolazione in serie Figura 8.26.

8.6.1 Controllo non interagente

Un modo generale per affrontare il problema degli accoppiamenti è di realizzare il disaccoppiamento nel controllore. Introducendo blocchi di funzioni di trasferimento opportune, si evidenziano nuove variabili di ingresso che agiscono ognuna

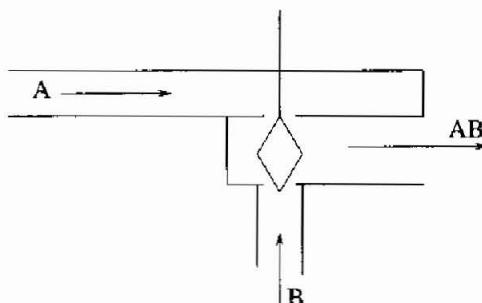


Figura 8.25 Valvola a tre vie di miscelazione.

su una singola uscita. Il problema di controllo viene quindi ridotto a sottoproblemi di controllo SISO indipendenti. L'idea è illustrata dalla Figura 8.27.

Introducendo una coppia di funzioni di trasferimento $D_{12}(s)$ e $D_{21}(s)$ tali che:

$$\begin{aligned} D_{21}(s)G_{22}(s) + G_{21}(s) &= 0 \\ D_{12}(s)G_{11}(s) + G_{12}(s) &= 0 \end{aligned}$$

e quindi

$$\begin{aligned} D_{21}(s) &= -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} \\ D_{12}(s) &= -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \end{aligned}$$

si evidenziano due variabili u'_1 e u'_2 rispetto alle quali il sistema è disaccoppiato. Risulta infatti:

$$\begin{aligned} y_1(s) &= (G_{11}(s) + D_{21}(s)G_{12}(s)) u'_1(s) \\ y_2(s) &= (G_{22}(s) + D_{12}(s)G_{21}(s)) u'_2(s) \end{aligned}$$

Per le funzioni $D_{12}(s)$ e $D_{21}(s)$ si pongono gli stessi problemi di realizzazione visti a proposito dei blocchi $R_d(s)$ di compensazione dei disturbi di carico (Sezione 8.3.1). Per l'esempio del miscelatore risulta $D_{12}(s) = -1$ e $D_{21}(s) = w_B/w_A$.

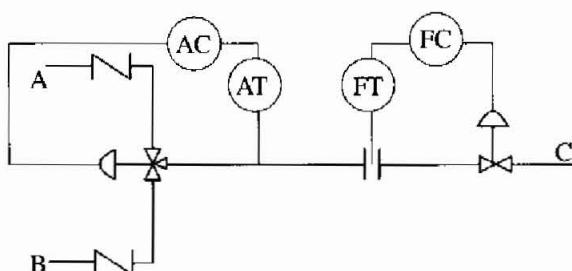


Figura 8.26 Disaccoppiamento con valvola a tre vie.

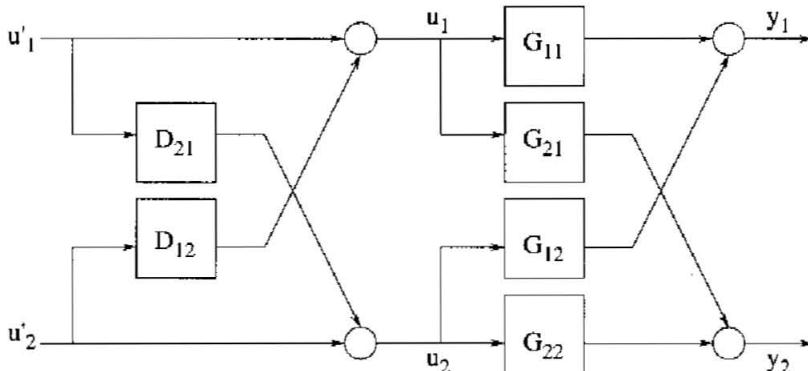


Figura 8.27 Sistema disaccoppiato o non interagente.

8.7 Problemi

P8.1 Dato un processo di funzione di trasferimento:

$$G(s) = \frac{e^{-20s}}{(1+s)(1+10s)}$$

individuare due funzioni di trasferimento $G_1(s)$ e $G_2(s)$ adatte per la realizzazione di un efficace schema di controllo in cascata, in cui sia possibile ottenere una pulsazione di taglio dell'anello interno $\omega_{c2} \geq 1/10$. Supponendo di utilizzare per l'anello esterno un regolatore integrale si valuti la banda (frequenza di taglio) massima ottenibile.

P8.2 Sviluppare l'esempio di applicazione del predittore di Smith proposta nella Sezione 8.4 con uno strumento di analisi e simulazione dei sistemi (ad esempio Matlab / Simulink). Calcolare la banda dell'anello e tracciare i diagrammi di Bode del guadagno d'anello e della funzione di trasferimento ad anello chiuso $Y(s)/Y_{sp}(s)$. Studiare anche la risposta al disturbo di carico. Confrontare con il caso dell'anello di controllo standard. Verificare la robustezza del predittore rispetto ad errori di modello e di stima del ritardo.

P8.3 Si consideri il sistema 2×2 descritto dalla matrice di trasferimento $G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}$. Considerando i soli guadagni statici $G_{ii}(0)$ si verifichi che la ma-

trice dei guadagni relativi assume la seguente espressione $RG = \begin{bmatrix} \lambda & 1-\lambda \\ 1-\lambda & \lambda \end{bmatrix}$,

$$\text{con } \lambda = \frac{G_{11}(0)G_{22}(0)}{G_{11}(0)G_{22}(0) - G_{12}(0)G_{21}(0)}$$

Controllo del moto

Il presente capitolo è dedicato al controllo del moto, inteso come l'insieme delle tecniche che consentono di governare in modo rapido, affidabile e preciso il movimento di parti meccaniche. Innumerevoli sono le applicazioni in cui si presentano problemi di controllo del moto: sistemi per produrre (robot, macchine utensili, centri di lavoro), macchine automatiche, macchine tessili, sistemi di puntamento, sistemi fly-by-wire e drive-by-wire, sistemi avionici, prodotti informatici e di entertainment, sono solo alcuni esempi in cui il controllo del moto è elemento essenziale. Nonostante l'eterogeneità dei campi applicativi, le tecniche e gli strumenti adottati per il controllo del moto sono comuni, il che consente di esporre una trattazione unificata dell'argomento.

Il capitolo si apre con la presentazione delle metodologie più comuni per la pianificazione del moto, ovvero per la definizione delle modalità con cui le variabili associate ai gradi di libertà della struttura meccanica in movimento debbano evolvere nel tempo. Successivamente si discuterà la funzione degli organi di trasmissione e le problematiche conseguenti alla presenza di fenomeni, quali l'attrito e la deformabilità, che fanno discostare il comportamento di una trasmissione reale dal suo comportamento ideale.

Il nucleo del capitolo è costituito dalla discussione delle metodologie per il controllo del moto in servomeccanismi azionati da motori elettrici a magneti permanenti. Si presenteranno le soluzioni di controllo comunemente adottate nella pratica industriale, proponendone criteri di progetto razionali, in particolare in presenza di cedevolezza nell'accoppiamento tra motore e carico. Si discuteranno anche i limiti di prestazione della soluzione di controllo tradizionale e i potenziali vantaggi (e svantaggi) di soluzioni di controllo più avanzate.

Infine nell'ultima parte si tratta il progetto dei sistemi di controllo del moto con attuatori idraulici.

9.1 Pianificazione del moto

9.1.1 Generalità

Si consideri un organo meccanico a singolo grado di libertà, per il quale il moto sia quindi descrivibile per mezzo di una sola variabile, funzione del tempo. Con la

pianificazione del moto si intende stabilire la modalità con cui si vuole che evolva nel tempo il movimento dell'organo meccanico, da una posizione iniziale a una posizione finale. Ci si pone in particolare il problema di ricavare l'espressione di un'adeguata legge di moto (o traiettoria), che presenti una dipendenza dal tempo della posizione tale da dar luogo a derivate (velocità, accelerazione e jerk¹) compatibili con il corretto funzionamento dell'organo meccanico.

Un'accurata pianificazione del moto è di estrema importanza nell'economia generale di un sistema di controllo del moto in quanto garantisce che la traiettoria pianificata possa essere riprodotta dall'organo in movimento senza incorrere nei limiti fisici dell'attuatore del moto. La progressiva sostituzione nelle macchine automatiche dei cinematismi meccanici (cosiddette *camme meccaniche*) con attuatori elettrici (cosiddette *camme elettriche*) distribuiti all'interno della macchina, rende il problema della corretta pianificazione del moto e, come si vedrà più avanti, del progetto di un sistema di controllo in grado di riprodurre la traiettoria pianificata, di importanza paragonabile alle tecniche di disegno delle camme meccaniche, ben note ad ogni progettista meccanico.

Nell'affrontare il problema della pianificazione del moto si può operare una prima distinzione tra il moto *punto-punto*, in cui si stabiliscono solamente il punto iniziale e finale della traiettoria ed eventualmente il tempo di transizione o altri parametri atti a definire la traiettoria, ed il moto su *percorso assegnato*, in cui si specificano anche dei valori intermedi di posizione che devono essere raggiunti in determinati istanti di tempo. In ogni caso, alcune linee guida nella definizione della traiettoria possono essere la bassa complessità computazionale, la continuità della posizione e delle sue derivate prime, la massimizzazione della regolarità della curvatura della traiettoria.

Come già accennato, la pianificazione della traiettoria può essere vincolata al rispetto di limiti che possono essere espressi in termini di valori massimi di velocità o accelerazione dell'organo in moto o di forza/coppia del relativo attuatore. Qualora la traiettoria pianificata non rispetti uno o più dei suddetti limiti, è possibile, mediante un procedimento noto come *scalatura* della traiettoria, apportare le modifiche necessarie a rientrare nei limiti stessi.

Quanto esposto nel presente capitolo farà riferimento esclusivamente alla pianificazione del moto descritto da una singola variabile scalare. Se il sistema presenta più gradi di libertà, come nei sistemi articolati (robot, macchine utensili, ecc.) la pianificazione del moto può essere replicata per ciascuno dei giunti (o assi) di cui si compone il sistema meccanico. In alternativa la traiettoria può essere assegnata nello spazio operativo, ossia nel comune spazio Cartesiano, nel quale sono definibili posizione e orientamento di un corpo rispetto ad un opportuno sistema di riferimento. In questo caso si tratta di definire preliminarmente il percorso, o cammino geometrico, inteso come luogo dei punti dello spazio che devono essere percorsi dal punto del quale si pianifica la posizione² (tipicamente

¹ Si definisce *jerk* la derivata dell'accelerazione.

² La pianificazione dell'orientamento richiede alcune considerazioni aggiuntive per le quali si rimanda a testi specializzati.

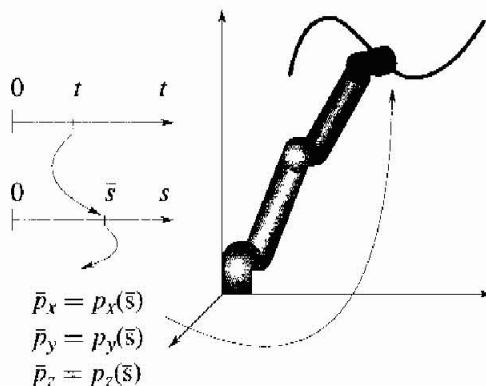


Figura 9.1 Pianificazione del moto nello spazio operativo.

posto al termine della catena di corpi costituita dal sistema articolato) durante il suo movimento. Il cammino geometrico può essere poi parametrizzato rispetto ad una variabile scalare (di solito si utilizza l'ascissa curvilinea). A questa variabile scalare si può infine attribuire la dipendenza dal tempo (legge oraria) con una delle tecniche che saranno esposte nel seguito del presente capitolo. La Figura 9.1 riassume i passi del procedimento.

Da quanto esposto appare evidente che la trattazione che seguirà è direttamente utilizzabile anche per la pianificazione del moto di sistemi meccanici articolati.

9.1.2 Moto punto-punto

Traiettorie polinomiali Il caso più semplice di pianificazione della traiettoria per moto punto-punto si presenta quando sono specificate alcune condizioni iniziali e finali sulla posizione, sulla velocità ed eventualmente anche su accelerazione e jerk, nonché il tempo di percorrenza. Per generare la traiettoria della variabile scalare q si possono utilizzare semplici funzioni polinomiali:

$$q(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_n t^n$$

Più elevato è il grado n del polinomio, più elevato è il numero di condizioni che possono essere soddisfatte nei punti estremi della traiettoria. Se per esempio sono specificate le seguenti condizioni:

- un istante iniziale t_i e un istante finale t_f
- posizione q_i e velocità \dot{q}_i iniziali
- posizione q_f e velocità \dot{q}_f finali

sarà sufficiente un polinomio di grado tre (cubica), convenientemente espresso come segue:

$$q(t) = a_0 + a_1(t - t_i) + a_2(t - t_i)^2 + a_3(t - t_i)^3$$

Imponendo le condizioni precedentemente elencate ai punti estremi si ottiene facilmente:

$$\begin{aligned} a_0 &= q_i \\ a_1 &= \dot{q}_i \\ a_2 &= \frac{-3(q_i - q_f) - (2\dot{q}_i + \ddot{q}_f)T}{T^2} \\ a_3 &= \frac{2(q_i - q_f) + (\dot{q}_i + \ddot{q}_f)T}{T^3} \end{aligned}$$

dove $T = t_f - t_i$ è il tempo di posizionamento.

Si consideri, a titolo di esempio, una traiettoria cubica definita dai dati³ di Tabella 9.1:

Tabella 9.1 Specifiche per traiettoria cubica.

t_i	t_f	q_i	q_f	\dot{q}_i	\ddot{q}_f
0	1	10	30	0	0

Il risultato in termini di posizione, velocità e accelerazione generate è riportato in Figura 9.2.

Come è evidente dai grafici di Figura 9.2, l'accelerazione generata da un profilo cubico è discontinua negli istanti iniziale e finale. Per imporre condizioni anche sull'accelerazione agli estremi della traiettoria, occorre passare a polinomi di grado cinque:

$$q(t) = a_0 + a_1(t - t_i) + a_2(t - t_i)^2 + a_3(t - t_i)^3 + a_4(t - t_i)^4 + a_5(t - t_i)^5$$

Imponendo, oltre alle condizioni precedentemente imposte, anche i valori di accelerazione \ddot{q}_i e \ddot{q}_f rispettivamente agli istanti iniziale e finale, si ottiene un sistema di sei equazioni in sei incognite. Risolvendo il sistema si ottiene:

$$\begin{aligned} a_0 &= q_i \\ a_1 &= \dot{q}_i \\ a_2 &= \frac{1}{2}\ddot{q}_i \\ a_3 &= \frac{20(q_f - q_i) - (8\dot{q}_f + 12\dot{q}_i)T - (3\ddot{q}_f - \ddot{q}_i)T^2}{2T^3} \\ a_4 &= \frac{30(q_i - q_f) + (14\dot{q}_f + 16\dot{q}_i)T + (3\ddot{q}_f - 2\ddot{q}_i)T^2}{2T^4} \\ a_5 &= \frac{12(q_f - q_i) - 6(\dot{q}_f + \dot{q}_i)T - (\ddot{q}_f - \ddot{q}_i)T^2}{2T^5} \end{aligned}$$

³Gli esempi illustrati nel presente paragrafo sono tratti dal testo: C. Melchiorri, "Traiettorie per azionamenti elettrici", Progetto Leonardo, Bologna, 2000.

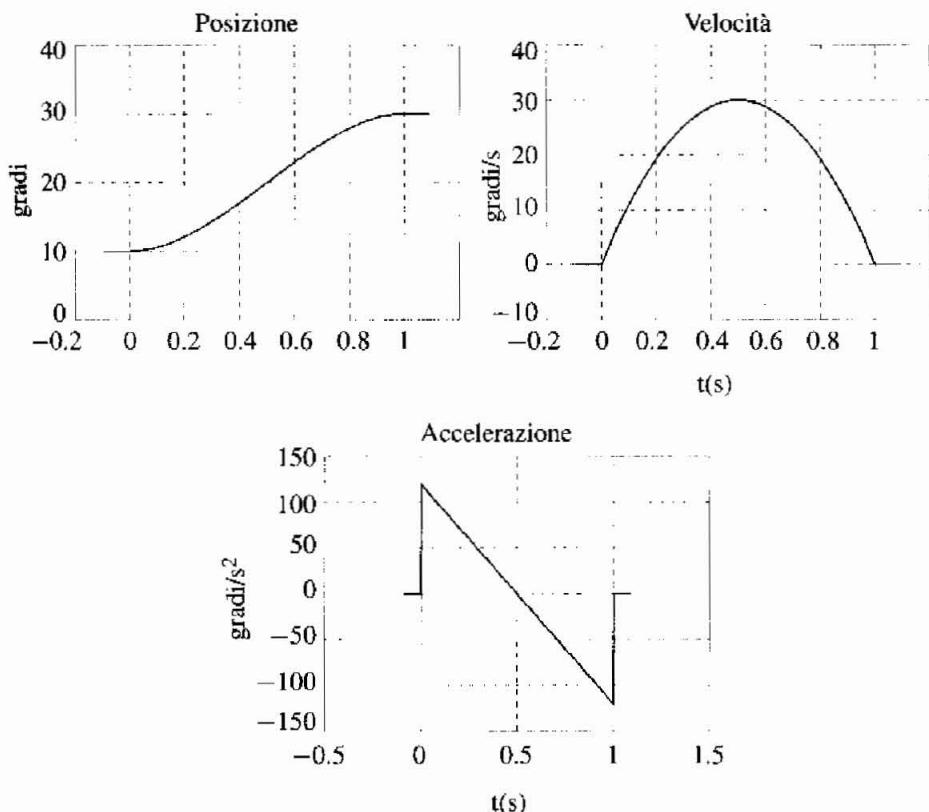


Figura 9.2 Traiettoria cubica con i dati di Tabella 9.1.

Adottando gli stessi valori di posizione e velocità ai punti estremi riportati in Tabella 9.1, e imponendo nulla l'accelerazione in tali punti, si ottengono i profili riportati in Figura 9.3, che evidenziano la continuità dell'accelerazione nei punti estremi.

Traiettorie armoniche e cicloidali Un'alternativa ai profili polinomiali, di ampio utilizzo nella pianificazione del moto per attuatori elettrici, è costituita dalle traiettorie con dipendenza sinusoidale dal tempo. Distinguiamo in particolare la traiettoria *armonica*, definita dal seguente profilo di posizione (formulato in modo da ottenere velocità nulla nei punti estremi):

$$q(t) = \frac{q_f - q_i}{2} \left(1 - \cos \left(\frac{\pi (t - t_i)}{t_f - t_i} \right) \right) + q_i$$

e la traiettoria *cicloidale*, che sovrappone alla dipendenza armonica dal tempo una dipendenza lineare:

$$q(t) = (q_f - q_i) \left(\frac{t - t_i}{t_f - t_i} - \frac{1}{2\pi} \sin \left(\frac{2\pi (t - t_i)}{t_f - t_i} \right) \right) + q_i$$

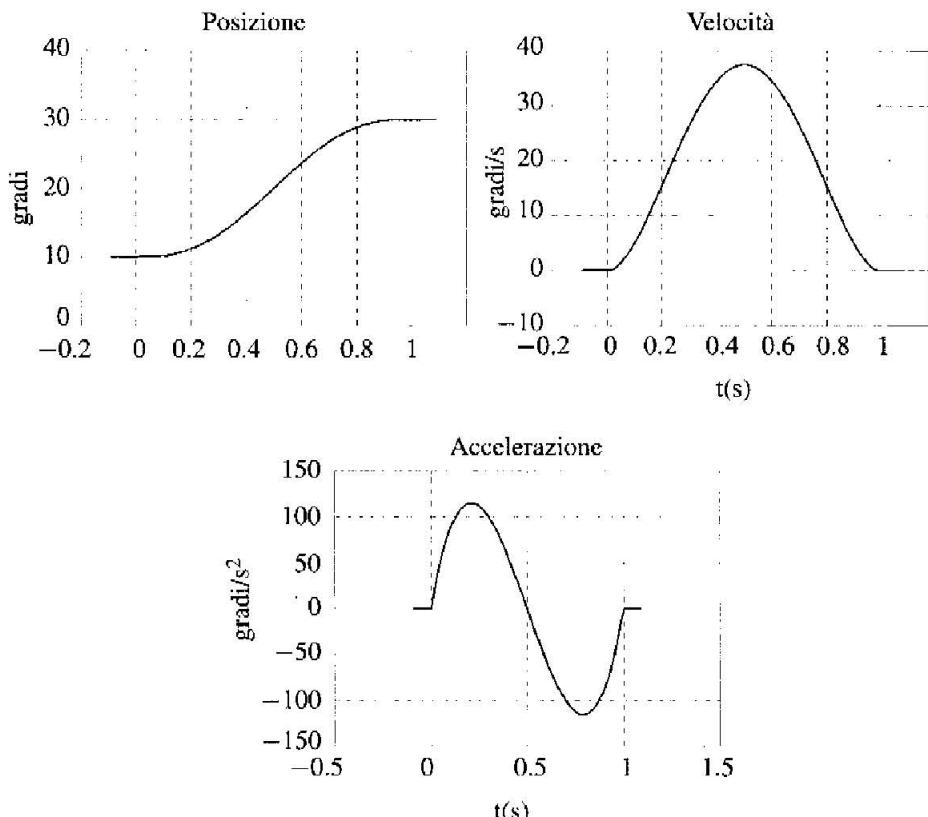


Figura 9.3 Traiettoria polinomiale di grado cinque con i dati di Tabella 9.1.

Entrambi i profili presentano derivate di ogni ordine continue in tutti i punti interni alla traiettoria, ma mentre la traiettoria armonica ha accelerazione discontinua nei punti estremi, la traiettoria cicloidale non presenta questo inconveniente. Con i dati riportati in Tabella 9.2, si ottengono i profili di posizione, velocità, accelerazione e jerk illustrati nelle Figure 9.4 e 9.5, rispettivamente per i profili armonico e cicloidale.

Tabella 9.2 Specifiche per traiettoria armonica e cicloidale.

t_i	t_f	q_i	q_f
0	8	0	10

Traiettorie a profilo di velocità trapezoidale Nella pratica industriale, ed in particolare nella robotica, ha largo utilizzo un profilo di posizione lineare, raccordato all'inizio e alla fine della traiettoria con tratti parabolici. Il profilo di velocità che ne consegue ha un andamento di tipo *trapezoidale*, come mostrato in Figura 9.6.

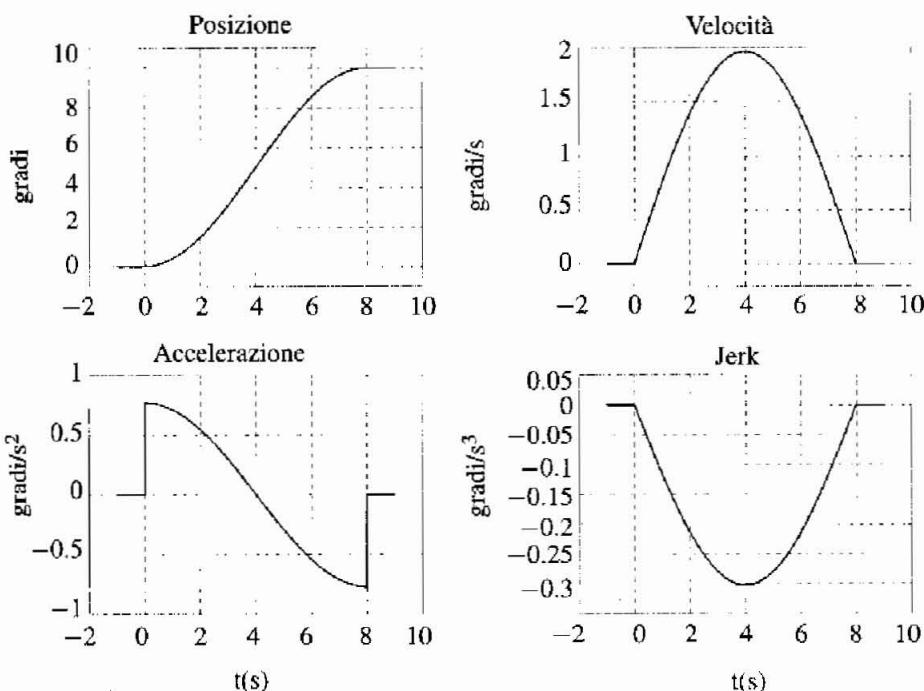


Figura 9.4 Traiettoria armonica con i dati di Tabella 9.2.

La traiettoria risulta quindi suddivisa in tre parti:

1. Accelerazione costante, velocità a rampa, posizione a parabola;
2. Accelerazione nulla, velocità costante, posizione lineare;
3. Decelerazione costante, velocità a rampa, posizione a parabola.

Se la durata t_a della fase di accelerazione (fase 1) è posta uguale alla durata della fase di decelerazione (fase 3), si ottiene una traiettoria simmetrica rispetto all'istante medio. Definendo \dot{q}_v il valore di velocità costante della fase 2, le equazioni in termini di posizione nei tre tratti sono le seguenti:

$$q(t) = \begin{cases} q_i + \frac{\dot{q}_v}{2t_a}(t-t_i)^2 & t_i \leq t < t_i + t_a \\ q_i + \dot{q}_v(t-t_i-\frac{t_a}{2}) & t_i + t_a \leq t < t_f - t_a \\ q_f - \frac{\dot{q}_v}{2t_a}(t_f-t)^2 & t_f - t_a \leq t \leq t_f \end{cases}$$

Con i dati riportati in Tabella 9.3, si ottengono i profili di posizione, velocità e accelerazione della Figura 9.7.

Come risulta evidente, assegnati tempo iniziale e finale e distanza totale da percorrere, i parametri caratteristici della traiettoria non possono essere scelti indipendentemente tra loro, ma devono sottostare a dei vincoli che garantiscono che nell'intervallo di tempo assegnato venga effettivamente coperta la distanza

Tabella 9.3 Specifiche per traiettoria a profilo di velocità trapezoidale.

t_i	t_f	t_a	q_i	q_f	\dot{q}_v
0	4	1	0	10	10

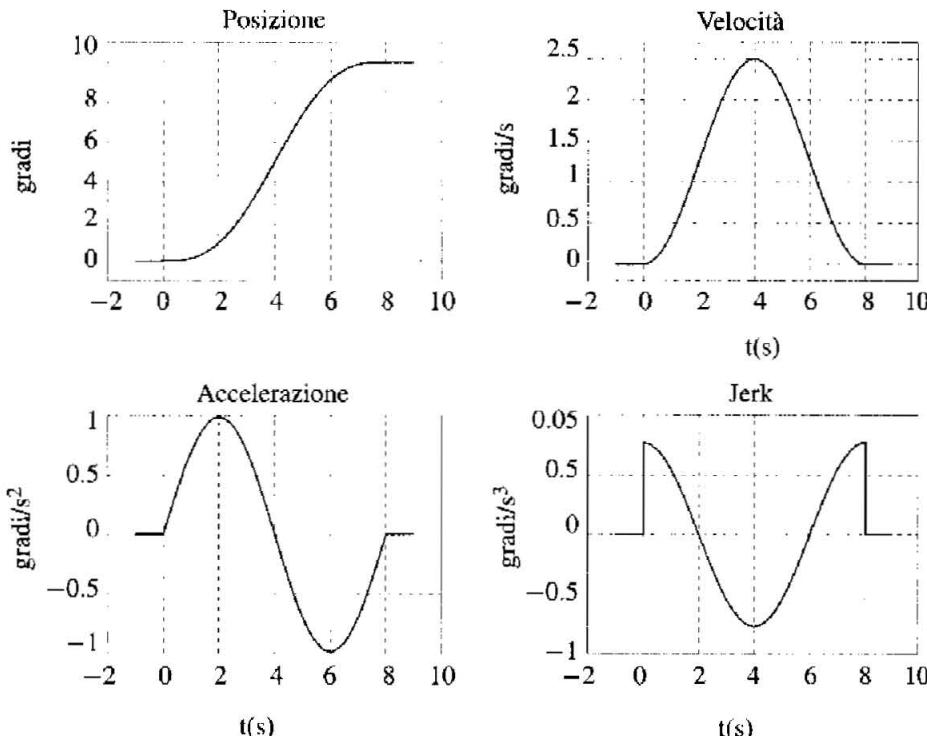
prescritta. Definite le seguenti variabili:

$$\begin{aligned} q_a &= q(t_i + t_a) \\ q_m &= (q_i + q_f)/2 \\ t_m &= (t_f - t_i)/2 \end{aligned}$$

non è difficile rendersi conto che, facendo riferimento alla velocità all'istante $t_i + t_a$ (termine della fase di accelerazione), vale la seguente relazione:

$$\ddot{q}t_a = \frac{q_m - q_a}{t_m - t_a}$$

in cui \ddot{q} costituisce il valore dell'accelerazione nella fase 1. Inoltre la distanza percorsa al termine della fase di accelerazione è facilmente calcolabile come

**Figura 9.5 Traiettoria cicloidale con i dati di Tabella 9.2.**

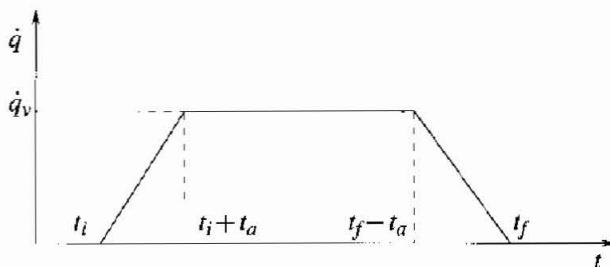


Figura 9.6 Trapezio di velocità.

segue:

$$q_a = q_i + \frac{1}{2} \ddot{q} t_a^2$$

Elaborando le precedenti equazioni, si ottiene un legame tra l'accelerazione e il tempo di accelerazione:

$$\ddot{q} t_a^2 - \ddot{q} (t_f - t_i) t_a + (q_f - q_i) = 0$$

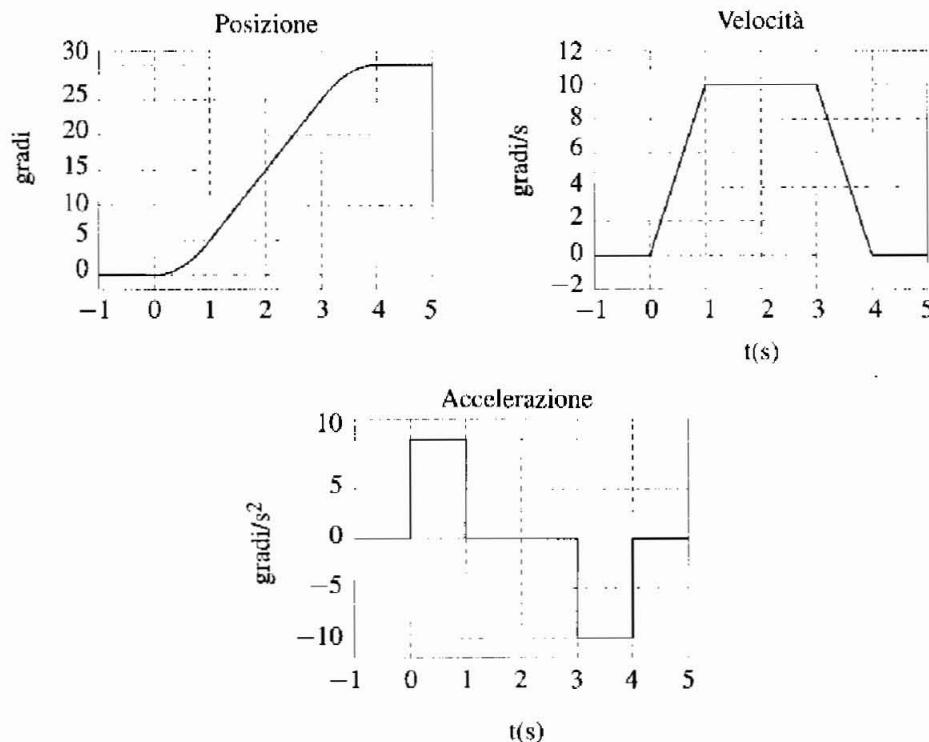


Figura 9.7 Traiettoria a profilo di velocità trapezoidale con i dati di Tabella 9.3.

Un ulteriore vincolo è dato dalla seguente relazione:

$$\dot{q}_v = \frac{q_f - q_i}{t_f - t_i - t_a}$$

Utilizzando le precedenti relazioni, possiamo concludere che, dati la distanza da percorrere $h = q_f - q_i$ e il tempo di percorrenza $T = t_f - t_i$, la traiettoria a profilo di velocità trapezoidale può essere generata assegnando uno dei parametri caratteristici e ricavando di conseguenza gli altri due, secondo lo schema:

1. Se si impone $t_a \leq T/2$:

$$\begin{aligned}\dot{q}_v &= \frac{h}{T - t_a} \\ \ddot{q} &= \frac{\dot{q}_v}{t_a}\end{aligned}$$

2. Se si impone \dot{q}_v :

$$\begin{aligned}t_a &= \frac{T\dot{q}_v - h}{\dot{q}_v} \\ \ddot{q} &= \frac{\dot{q}_v}{t_a}\end{aligned}$$

3. Se si impone \ddot{q} :

$$\begin{aligned}t_a &= \frac{\ddot{q}T - \sqrt{\ddot{q}^2T^2 - 4\ddot{q}h}}{2\ddot{q}} \\ \dot{q}_v &= \ddot{q}t_a\end{aligned}$$

Si osservi che negli ultimi due casi, la velocità \dot{q}_v e l'accelerazione \ddot{q} , rispettivamente, devono essere superiori a dei valori minimi facilmente calcolabili dalle espressioni sopra riportate.

Finora il tempo di posizionamento (ossia la durata complessiva della traiettoria) è stato assunto come dato del problema. In alternativa si può pianificare la traiettoria imponendo il conseguimento di prescritti valori massimi di velocità \dot{q}_{\max} e accelerazione \ddot{q}_{\max} . In tal caso il tempo di accelerazione si calcola semplicemente come:

$$t_a = \frac{\dot{q}_{\max}}{\ddot{q}_{\max}}$$

mentre la distanza percorsa è:

$$h = \dot{q}_{\max}(T - t_a).$$

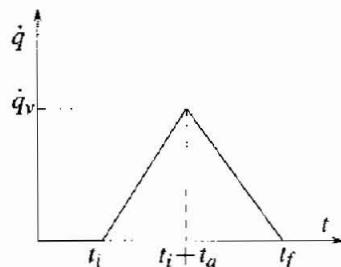


Figura 9.8 Triangolo di velocità.

Eliminando t_a dalle precedenti equazioni si ottiene la durata della traiettoria:

$$T = \frac{h}{\ddot{q}_{\max}} + \frac{\dot{q}_{\max}}{\ddot{q}_{\max}}.$$

Si osservi che, dovendo comunque risultare $t_a \leq (T/2)$, la traiettoria così pianificata è effettivamente realizzabile se:

$$h \geq \frac{\dot{q}_{\max}^2}{\ddot{q}_{\max}}.$$

Se questa condizione non è verificata, cioè se:

$$h < \frac{\dot{q}_{\max}^2}{\ddot{q}_{\max}}$$

per minimizzare il tempo di posizionamento occorre progettare una traiettoria a profilo di velocità triangolare simmetrico (Figura 9.8), imponendo il massimo valore di accelerazione nel primo tratto e di decelerazione nel secondo. Per ottenere questo risultato occorrerà calcolare il tempo di accelerazione come:

$$t_a = \sqrt{\frac{h}{\ddot{q}_{\max}}}.$$

da cui il tempo di posizionamento:

$$T = 2t_a = 2\sqrt{\frac{h}{\ddot{q}_{\max}}}.$$

Si osservi che in questo caso il valore di velocità massimo raggiunto è pari a:

$$\dot{q}_v = \ddot{q}_{\max} t_a = \frac{h}{t_a} = 2 \frac{h}{T}$$

ed è inferiore al valore massimo di velocità \dot{q}_{\max} teoricamente raggiungibile.

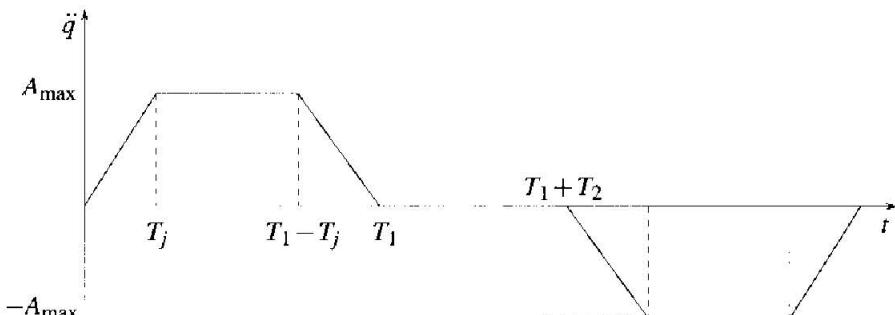


Figura 9.9 Profilo di accelerazione a jerk limitato.

La traiettoria a profilo di velocità trapezoidale (o triangolare) presenta andamento discontinuo dell'accelerazione. Come già accennato con riferimento alle precedenti tipologie di traiettoria, questa circostanza può avere ripercussioni fortemente negative, in quanto fonte di sollecitazioni al sistema meccanico e quindi potenziale origine di vibrazioni. Per ovviare a questo problema si può modificare la pianificazione della traiettoria, conferendo continuità al profilo di accelerazione. Un profilo molto utilizzato a tale scopo (si veda la Figura 9.9) prevede un andamento trapezoidale dell'accelerazione nella fase iniziale e finale della traiettoria. In questo modo il jerk, seppure discontinuo, assume valori limitati.

9.1.3 Messa in scala di traiettorie

Una volta pianificata una traiettoria da un punto iniziale a un punto finale, è di norma necessario verificare che i valori massimi assunti da velocità e accelerazione (e talvolta anche jerk) siano inferiori ai limiti fisici raggiungibili dall'organo in moto. Se inoltre è noto il modello dinamico di tale organo, può essere anche opportuno valutare se la coppia o forza richieste all'attuatore per imporre la traiettoria prescritta siano compatibili con i suoi limiti fisici. Qualora una di queste verifiche desse esito negativo, si può seguire una procedura che va sotto il nome di messa in scala della traiettoria: la pianificazione della traiettoria viene modificata al fine di rientrare nei limiti violati. Si opera la seguente distinzione:

1. **Messa in scala cinematica:** si modifica la traiettoria in modo da rispettare i vincoli sui valori massimi di velocità, accelerazione ed eventualmente jerk;
2. **Messa in scala dinamica:** si modifica la traiettoria in modo da rispettare i vincoli sui valori massimi di coppia o forza degli attuatori.

Nel seguito si farà cenno alle tecniche di scalatura cinematica, precisando che il problema si pone in particolare per quelle traiettorie per le quali i valori massimi di velocità e accelerazione non sono imposti nella pianificazione (come avviene nella traiettoria a profilo di velocità trapezoidale).

Si consideri dunque una traiettoria $q(t)$ di escursione totale $h = q_f - q_i$ e di durata totale $T = t_f - t_i$. È sempre possibile esprimere la traiettoria nella

seguente forma *normalizzata*:

$$q(t) = q_i + h\sigma(\tau)$$

dove $\sigma(\tau) \in [0, 1]$ è un parametro normalizzato, a sua volta funzione di un tempo normalizzato $\tau \in [0, 1]$ così definito:

$$\tau = \frac{t - t_i}{T}$$

Applicando le formule di derivazione di funzioni composte, non è difficile esprimere le derivate successive di q in termini delle derivate di σ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dq(t)}{dt} = \frac{h}{T} \sigma'(\tau) \\ \frac{d^2q(t)}{dt^2} = \frac{h}{T^2} \sigma''(\tau) \\ \vdots \\ \frac{d^nq(t)}{dt^n} = \frac{h}{T^n} \sigma^{(n)}(\tau) \end{array} \right.$$

Dalle precedenti equazioni si deduce che i valori massimi delle derivate di q si hanno in corrispondenza (ossia negli stessi istanti) dei valori massimi delle derivate di σ . Ne consegue che aumentando opportunamente la durata totale T della traiettoria sarà possibile rispettare i vincoli espressi sulle derivate di q . Com'era prevedibile, quindi, il soddisfacimento dei vincoli si consegna grazie ad un allungamento del tempo di posizionamento.

A titolo di esempio, si illustra la procedura con riferimento a una traiettoria cicloidale. La traiettoria può essere espressa in funzione del parametro normalizzato:

$$\sigma(\tau) = \tau - \frac{\sin(2\pi\tau)}{2\pi}$$

Esprimendo le derivate di σ rispetto a τ e calcolandone i valori massimi si ottiene:

$$\sigma'_{\max} = \sigma'(0.5) = 2 \quad \sigma''_{\max} = \sigma''(0.25) = 2\pi \quad \sigma'''_{\max} = \sigma'''(0) = 4\pi^2$$

Ne consegue che i valori massimi assunti da velocità, accelerazione e jerk sono i seguenti:

$$\dot{q}_{\max} = 2\frac{h}{T} \quad \ddot{q}_{\max} = 2\pi\frac{h}{T^2} \quad j_{\max} = 4\pi^2\frac{h}{T^3}$$

Pertanto, se su ciascuno di questi valori massimi è espresso un limite, occorrerà scegliere la durata T della traiettoria sulla base della seguente diseguaglianza:

$$T \geq \max \left\{ \frac{2h}{\dot{q}_{\max}}, \sqrt{\frac{2\pi h}{\ddot{q}_{\max}}}, \sqrt[3]{\frac{4\pi^2 h}{j_{\max}}} \right\}$$

9.1.4 Moto su percorso assegnato

Polinomi interpolanti Si consideri il problema di generazione di una traiettoria che negli istanti di tempo t_i ($i = 1, \dots, n$) assuma i valori q_i . Un modo piuttosto ovvio di risolvere il problema consiste nell'utilizzare un polinomio di grado $n - 1$ che interpoli i suddetti punti. Definiti i vettori \mathbf{q} e \mathbf{a} e la matrice (di Vandermonde) \mathbf{T} , si imposta l'equazione:

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_{n-1} \\ q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & t_1 & \cdots & t_1^{n-1} \\ 1 & t_2 & \cdots & t_2^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & t_{n-1} & \cdots & t_{n-1}^{n-1} \\ 1 & t_n & \cdots & t_n^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_{n-2} \\ a_{n-1} \end{bmatrix} = \mathbf{T}\mathbf{a}$$

da cui si ricavano i coefficienti del polinomio:

$$\mathbf{a} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{q}.$$

Si può dimostrare che la matrice \mathbf{T} è sempre invertibile, purché $t_i > t_{i-1}, \forall i$. Con i dati riportati in Tabella 9.4, si ottengono per esempio i profili di posizione, velocità e accelerazione mostrati in Figura 9.10.

Tabella 9.4 Punti di passaggio per traiettoria polinomiale.

$t_1 = 0$	$t_2 = 2$	$t_3 = 4$	$t_4 = 8$	$t_5 = 10$
$q_1 = 10$	$q_2 = 20$	$q_3 = 0$	$q_4 = 30$	$q_5 = 40$

Seppure questa soluzione presenti il vantaggio di avere derivate continue di ogni ordine in tutti i punti interni della traiettoria (ma non agli estremi) in realtà il metodo è inefficiente dal punto di vista numerico. Al crescere del numero n dei punti da interpolare (e quindi del grado del polinomio interpolante), aumenta il numero di condizionamento della matrice \mathbf{T} , il che rende il problema dell'inversione della matrice mal condizionato numericamente. Inoltre il metodo presenta scarsa flessibilità: la variazione di un punto intermedio comporta il ricalcolo di tutti i coefficienti del polinomio così come l'aggiunta di un nuovo punto da interpolare. Infine la soluzione mostra in generale delle oscillazioni indesiderate, come mostra la parte finale della traiettoria riportata in Figura 9.10.

Sequenze di polinomi Un'alternativa all'uso di un singolo polinomio di grado elevato ($n - 1$) consiste nell'uso di $(n - 1)$ polinomi, uno in ciascuno degli intervalli delimitati dagli istanti associati ai punti da interpolare, di ordine inferiore. Tipicamente si scelgono polinomi di ordine tre. Se quindi si riprendono i dati della Tabella 9.4 e si impongono arbitrariamente dei valori di velocità nei punti da interpolare, in ciascuno degli $n - 1$ intervalli di cui si compone la traiettoria si può impostare un problema di calcolo dei coefficienti di una cubica. Risolvendo questi problemi si ottengono gli andamenti di Figura 9.11.

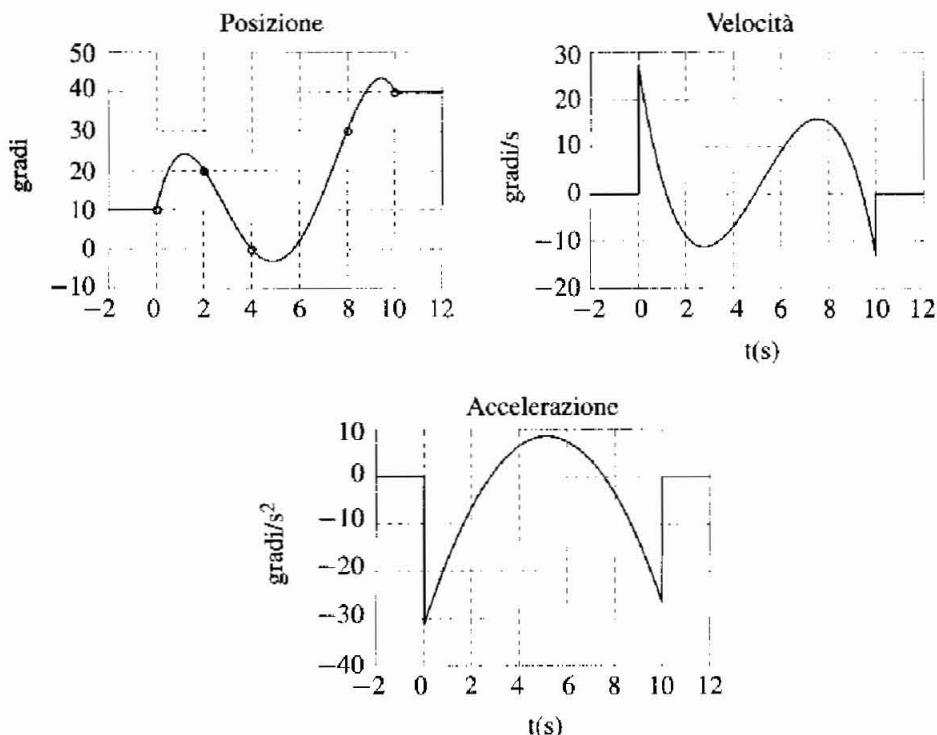


Figura 9.10 Traiettoria polinomiale interpolante i dati di Tabella 9.4.

È d'altra parte evidente che specificare le velocità nei punti intermedi può essere complicato o innaturale. Si può ovviare a questo problema imponendo velocità nulle nei punti estremi e calcolando le velocità da imporre nei punti intermedi sulla base dei rapporti incrementali nei tratti immediatamente precedente e successivo al punto in cui si sta attribuendo la velocità. Si può utilizzare a tale proposito la formula (per $k = 2, \dots, n-1$):

$$\dot{q}_k = \begin{cases} 0 & \operatorname{sgn}(v_k) \neq \operatorname{sgn}(v_{k+1}) \\ \frac{v_k + v_{k+1}}{2} & \operatorname{sgn}(v_k) = \operatorname{sgn}(v_{k+1}) \end{cases}$$

essendo:

$$v_k = \frac{q_k - q_{k-1}}{t_k - t_{k-1}}$$

Con i dati della Tabella 9.4, calcolando le velocità nei punti intermedi come descritto, si ottengono gli andamenti riportati in Figura 9.12.

Spline La traiettoria mostrata in Figura 9.12 presenta discontinuità nell'accelerazione. Per ovviare a questo problema, mantenendo interpolanti cubiche, si

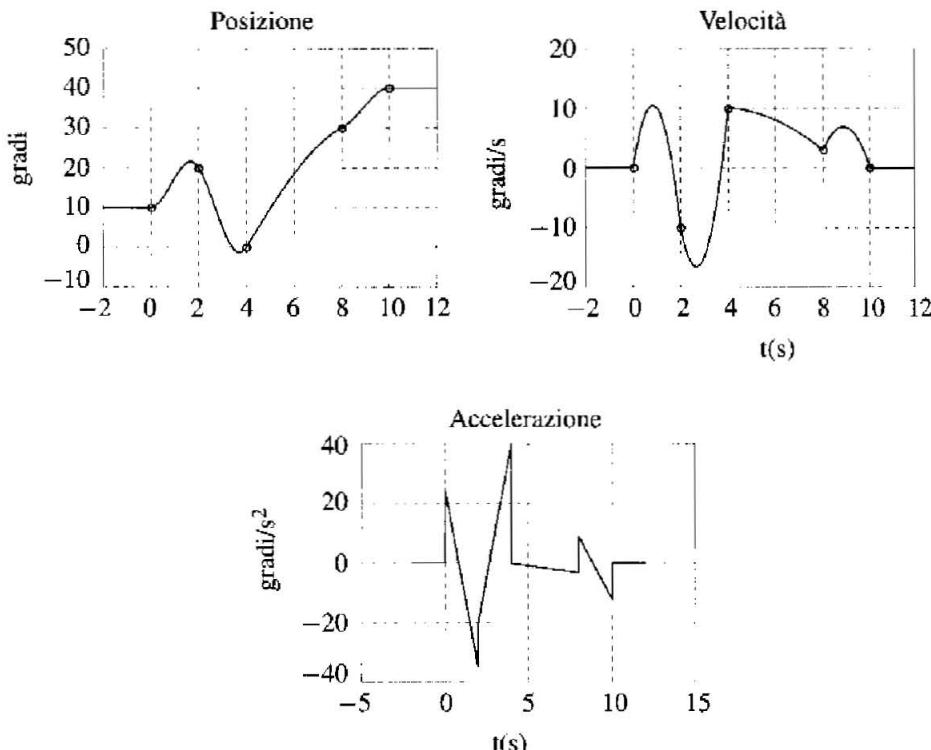


Figura 9.11 Interpolazione di punti mediante cubiche.

deve rinunciare a impostare specifici valori di velocità nei punti intermedi (siano essi preassegnati o calcolati con il metodo prima esposto), limitandosi ad impostare continuità nei tratti contigui di posizione, velocità, e accelerazione. La traiettoria che si ottiene con questo procedimento prende il nome di *spline* (smooth path line) ed è la traiettoria a curvatura minima, a parità di condizioni di continuità sulle derivate.

Per impostare il problema del calcolo della spline, si osservi preliminarmente che con n punti da interpolare si devono determinare $n - 1$ polinomi di terzo grado, ciascuno dei quali caratterizzato quindi da quattro coefficienti. Il numero totale di coefficienti da calcolare è dunque pari a $4(n - 1)$. D'altra parte le condizioni da impostare sono:

- $2(n - 1)$ condizioni di passaggio per punti (ogni cubica deve interpolare i punti alle sue estremità);
- $n - 2$ condizioni sulla continuità delle velocità nei punti intermedi;
- $n - 2$ condizioni sulla continuità delle accelerazioni nei punti intermedi;

Si hanno quindi:

$$4(n - 1) - 2(n - 1) - 2(n - 2) = 2$$

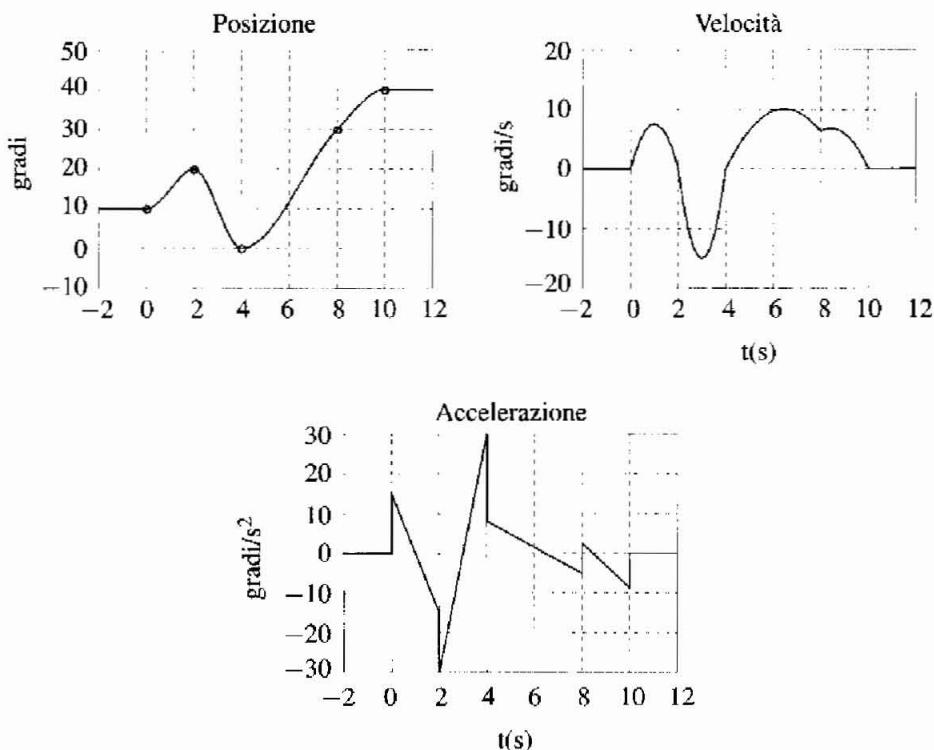


Figura 9.12 Interpolazione di punti mediante cubiche con calcolo delle velocità nei punti intermedi.

gradi di libertà residui. Una modalità (non unica) per sfruttare questi gradi di libertà consiste nell'assegnare opportuni valori iniziali e finali (tipicamente nulli) della velocità.

Fatta questa premessa, il problema si pone in questi termini. Determinare una funzione:

$$q(t) = \{q_k(t), t \in [t_k, t_{k+1}], k = 1, \dots, n-1\}$$

dove:

$$\begin{aligned} q_k(\tau) &= a_{k0} + a_{k1}\tau + a_{k2}\tau^2 + a_{k3}\tau^3, \\ \tau &\in [0, T_k] (\tau = t - t_k, T_k = t_{k+1} - t_k) \end{aligned}$$

con le condizioni:

$$\begin{aligned} q_k(0) &= q_k, q_k(T_k) = q_{k+1} & k = 1, \dots, n-1 \\ \dot{q}_k(T_k) &= \dot{q}_{k+1}(0) = v_{k+1} & k = 1, \dots, n-2 \\ \ddot{q}_k(T_k) &= \ddot{q}_{k+1}(0) & k = 1, \dots, n-2 \\ \dot{q}_1(0) &= v_1, \dot{q}_{n-1}(T_{n-1}) = v_n \end{aligned}$$

dove le quantità $v_k, k = 2, \dots, n - 1$ non sono specificate. Il problema consiste nel determinare i coefficienti a_{ki} .

Si assumano inizialmente note le velocità $v_k, k = 2, \dots, n - 1$ nei punti intermedi. In questo modo per ogni polinomio si hanno quattro condizioni al contorno su posizione e velocità, che danno origine al sistema:

$$\begin{cases} q_k(0) = a_{k0} = q_k \\ q_k(0) = a_{k1} = v_k \\ q_k(T_k) = a_{k0} + a_{k1}T_k + a_{k2}T_k^2 + a_{k3}T_k^3 = q_{k+1} \\ q_k'(T_k) = a_{k1} + 2a_{k2}T_k + 3a_{k3}T_k^2 = v_{k+1} \end{cases}$$

risolvendo il quale si ottiene:

$$\begin{cases} a_{k0} = q_k \\ a_{k1} = v_k \\ a_{k2} = \frac{1}{T_k} \left[\frac{3(q_{k+1} - q_k)}{T_k} - 2v_k - v_{k+1} \right] \\ a_{k3} = \frac{1}{T_k^2} \left[\frac{2(q_k - q_{k+1})}{T_k} + v_k + v_{k+1} \right] \end{cases}$$

Le velocità nei punti intermedi vanno però calcolate. Imponiamo a questo scopo la continuità delle accelerazioni nei punti intermedi:

$$\ddot{q}_k(T_k) = 2a_{k2} + 6a_{k3}T_k = 2a_{k+1,2} = \ddot{q}_{k+1}(0), k = 1, \dots, n - 2$$

Sostituendo in questa equazione le espressioni precedentemente calcolate per i termini $a_{k2}, a_{k3}, a_{k+1,2}$ e moltiplicando per $(T_k T_{k+1})/2$ si ottiene:

$$\frac{T_{k+1}v_k + 2(T_{k+1} + T_k)v_{k+1} + T_kv_{k+2}}{T_k T_{k+1}} = \frac{3}{T_k T_{k+1}} [T_k^2(q_{k+2} - q_{k+1}) + T_{k+1}^2(q_{k+1} - q_k)]$$

L'equazione può essere riscritta in forma matriciale come segue:

$$\begin{bmatrix} T_2 & 2(T_1 + T_2) & T_1 & & \\ 0 & T_3 & 2(T_2 + T_3) & T_2 & \\ & & & \vdots & \\ & & & & \\ \vdots & & & & \\ T_{n-2} & 2(T_{n-3} + T_{n-2}) & T_{n-3} & 0 & \\ & T_{n-1} & 2(T_{n-2} + T_{n-1}) & T_{n-2} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_{n-1} \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{n-3} \\ c_{n-2} \end{bmatrix}$$

dove le costanti c_k dipendono solo dalle posizioni intermedie e dalle durate dei tratti intermedi, entrambe grandezze note. Tenendo conto che le velocità v_1 e v_n sono note (specificate come dati iniziali), si possono eliminare le relative colonne, ottenendo:

$$\left[\begin{array}{ccc|c} 2(T_1 + T_2) & T_1 & & v_2 \\ T_3 & 2(T_2 + T_3) & T_2 & \vdots \\ & & & \\ \vdots & & & \\ T_{n-2} & 2(T_{n-3} + T_{n-2}) & T_{n-3} & v_{n-1} \\ T_{n-1} & 2(T_{n-2} + T_{n-1}) & & \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \\ \\ \\ \\ \frac{3}{T_1 T_2} [T_1^2 (q_3 - q_2) + T_2^2 (q_2 - q_1)] - T_2 v_1 \\ \frac{3}{T_2 T_3} [T_2^2 (q_4 - q_3) + T_3^2 (q_3 - q_2)] \\ \vdots \\ \frac{3}{T_{n-3} T_{n-2}} [T_{n-3}^2 (q_{n-1} - q_{n-2}) + T_{n-2}^2 (q_{n-2} - q_{n-3})] \\ \frac{3}{T_{n-2} T_{n-1}} [T_{n-2}^2 (q_n - q_{n-1}) + T_{n-1}^2 (q_{n-1} - q_{n-2})] - T_{n-2} v_n \end{array} \right]$$

ovvero un'equazione del tipo $\mathbf{Av} = \mathbf{c}$. La matrice \mathbf{A} è sempre invertibile per $T_k > 0$. Inoltre la sua struttura diagonale ne rende possibile l'inversione con algoritmi numerici efficienti. Una volta nota l'inversa della matrice \mathbf{A} si calcola il vettore \mathbf{v} come:

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{c}$$

il che risolve completamente il problema. È possibile anche determinare le spline con un algoritmo alternativo (ma del tutto equivalente) che ricava invece dalle velocità le accelerazioni nei punti intermedi.

Con i dati della Tabella 9.4 si ottiene l'interpolante spline riportata in Figura 9.13. Si osservi la regolarità del profilo di posizione (si confronti in particolare con il profilo di Figura 9.10) e la continuità di quello di accelerazione.

9.2 Organi di trasmissione del moto

9.2.1 Funzione dell'organo di trasmissione

Osservando da un lato le caratteristiche coppia-velocità dei motori a magneti permanenti, e dall'altro la coppia e la velocità tipicamente richieste per la movimentazione di un giunto robotico, si comprende la necessità di inserire tra motore e

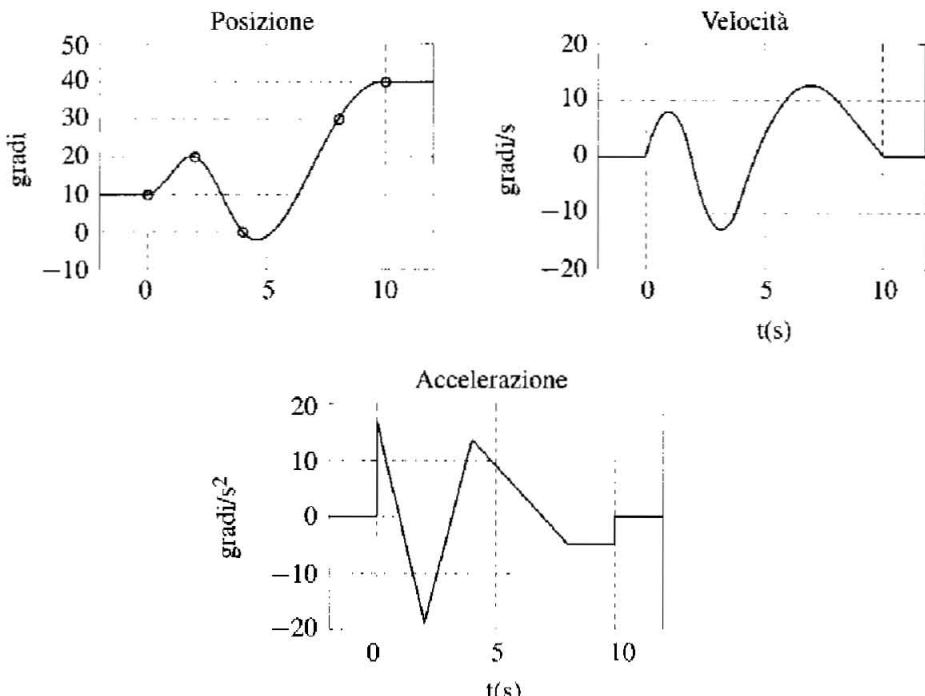


Figura 9.13 Interpolazione di punti mediante spline.

carico un elemento detto *riduttore* (di velocità), avente la funzione di amplificare la coppia effettivamente applicata al carico, riducendo nel contempo la velocità dello stesso fattore. Fattori tipici di riduzione di velocità vanno da 1/150 a 1/50. A titolo di esempio si forniscono i seguenti valori, relativi a un giunto robotico di media taglia:

$$\tau_{ll} = 200 \div 300 \text{ Nm} \quad \tau_m = 2 \div 3 \text{ Nm} \\ \dot{q}_l \cong 3 \text{ rad/s} \quad \dot{q}_m \cong 3000 \text{ giri/min} \cong 300 \text{ rad/s}$$

dove τ_m e τ_{ll} rappresentano rispettivamente la coppia sviluppata all'albero motore e la coppia in uscita dalla trasmissione ed applicata al carico, mentre q_m , q_l rappresentano rispettivamente l'angolo motore e l'angolo di carico.

Per comprendere il principio della trasmissione consideriamo il semplice esempio schematizzato in Figura 9.14, in cui il movimento viene trasmesso dal motore al carico mediante una coppia di ingranaggi: un ingranaggio è solidale al motore, l'altro al carico.

Consideriamo inizialmente il legame statico imposto fra una coppia motrice τ_m , applicata all'albero motore, e una coppia resistente τ_l , applicata al carico. Eliminiamo pertanto il vincolo imposto dall'ingranaggio nel punto di contatto mettendo in evidenza la corrispondente reazione vincolare f (Figura 9.14). In condizioni statiche si avrà, dal lato motore:

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

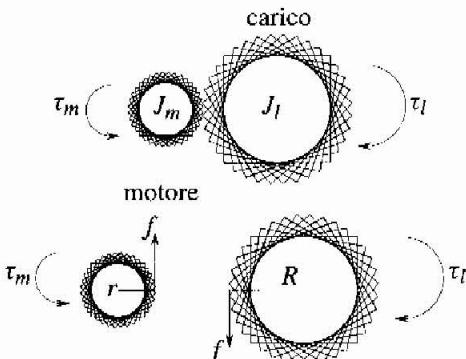


Figura 9.14 Trasmissione ad ingranaggi.

mentre dal lato carico si avrà:

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

avendo indicato con r e R rispettivamente i raggi dell'ingranaggio solidale al rotore e al carico ($R > r$) e con τ_{lm} e τ_{ll} le coppie in ingresso e in uscita dalla trasmissione. Si è assunto positivo il senso antiorario di rotazione. Eliminando la reazione vincolare f e definendo il rapporto di trasmissione n come:

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

si ottiene:

$$\tau_{ll} = n\tau_{lm}$$

In condizioni statiche quindi, grazie all'impiego degli ingranaggi, è possibile bilanciare una coppia τ_l applicata al carico mediante una coppia $\tau_m = \tau_l/n$ applicata al motore, in valore assoluto $|n|$ volte inferiore. Uguagliando le velocità del punto di contatto di entrambi gli ingranaggi

$$r\dot{q}_m = -R\dot{q}_l$$

è inoltre possibile ricavare la relazione fra la velocità del motore e la velocità del carico:

$$\dot{q}_l = \frac{1}{n}\dot{q}_m \quad (9.1)$$

La velocità del carico è quindi ridotta di $|n|$ in valore assoluto rispetto alla velocità del motore.

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

$$\begin{aligned} J_m \ddot{q}_m &= \tau_m + rf \\ J_l \ddot{q}_l &= Rf - \tau_l \end{aligned}$$

dove J_m e J_l rappresentano rispettivamente i momenti di inerzia del motore e del carico. Eliminando ancora la reazione vincolare f e utilizzando la relazione (9.1) si ottiene:

$$\left(J_m + \frac{J_l}{n^2} \right) \ddot{\theta}_m = \tau_m - \frac{\tau_l}{n}$$

L'intero sistema motore-riduttore-carico può quindi essere modellato come un unico motore, avente momento d'inerzia pari alla somma del momento d'inerzia del motore e del momento d'inerzia del carico *ridotto* all'asse del motore, ottenuto dividendo il momento d'inerzia del carico per il quadrato del rapporto di trasmissione.

Si noti tuttavia che sia il modello statico che quello dinamico sono stati ricavati nell'ipotesi di ingranaggi perfettamente rigidi, cioè in cui un solo angolo θ_m o θ_l , definisce la posizione di tutti i punti dell'ingranaggio. Si tratta di un'ipotesi spesso accettabile ed utile ma una modellazione più accurata deve tenere conto delle deformazioni torsionali degli ingranaggi e degli alberi ad essi collegati, come vedremo in seguito.

In definitiva quindi un riduttore reale introduce diversi fenomeni indesiderati, tra i quali:

- attrito statico e dinamico;
- giochi;
- elasticità torsionale.

Tutti e tre i fenomeni contribuiscono a degradare le prestazioni del sistema di controllo di posizione e il primo è anche causa di dissipazione di energia. Ciascuno di questi tre fenomeni sarà introdotto nei prossimi paragrafi, dopo che saranno state descritte, a scopo esemplificativo, le caratteristiche di un tipo di riduttore frequentemente utilizzato nei robot e nelle macchine utensili: l'Harmonic Drive.

9.2.2 Harmonic Drive

I riduttori Harmonic Drive (H-D) sono molto utilizzati per le doti favorevoli di compattezza e leggerezza, anche se presentano come contropartita una certa elasticità torsionale. Sono costituiti da tre parti (si veda la Figura 9.15).

All'esterno si trova una corona rigida circolare, detta *circular spline*, dentata sul diametro interno. Con essa ingrana una corona flessibile: la *flex spline*, dentata esternamente. La corona flessibile è mantenuta in forma ellittica dal cuscinetto a sfera, anch'esso ellittico, montato sul generatore di deformazione detto *wave generator*. Quest'ultimo è pure un elemento rotante ed ellittico, calettato sull'asse del motore.

La corona flessibile ha due denti meno di quella rigida. Se il generatore di deformazione ruota (mantenendo ferma ad esempio la corona esterna), i punti di contatto fra la corona interna e quella esterna si spostano insieme ad esso. Quando l'albero motore avrà compiuto un giro completo in un senso, la corona flessibile

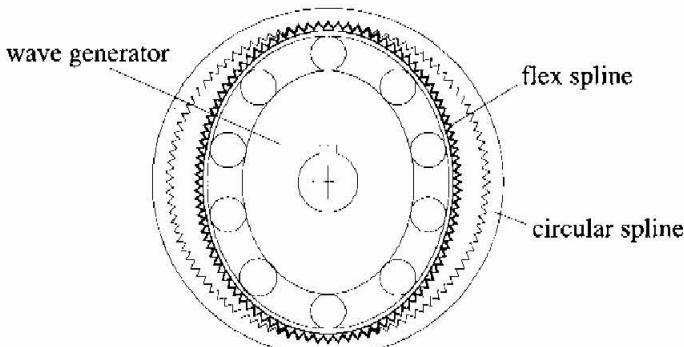


Figura 9.15 Harmonic drive.

si sarà spostata di due denti in senso opposto, rispetto a quella rigida. Se d è il numero totale di denti della corona flessibile, la sua rotazione rispetto a quella rigida sarà stata di $2 \cdot 360^\circ/d$. Il rapporto di trasmissione n è perciò dato da ($|n| > 1$):

$$n = -\frac{\frac{360^\circ}{2}}{\frac{360^\circ}{d}} = -\frac{d}{2}$$

Per ottenere il moto relativo tra due elementi meccanici, la corona rigida viene montata solidalmente a uno dei due e la corona flessibile all'altro. Gli Harmonic Drive sono stati ideati con l'obiettivo principale di ridurre il *gioco*, cioè la zona morta nella caratteristica angolo motore/angolo di carico, schematizzabile come in Figura 9.16, e dovuta prevalentemente all'utilizzo di ingranaggi nei riduttori di tipo più tradizionale.

La forte attenuazione degli effetti di gioco ottenuta negli Harmonic Drive è dovuta principalmente al fatto che i denti della corona flessibile a contatto in un dato istante con quelli della corona rigida non sono due, come per una normale coppia di ruote dentate, ma dal 15% al 30% del totale. Contribuiscono quindi ai giochi (che secondo la documentazione tecnica possono arrivare a 0.15° lato carico) principalmente il cuscinetto a sfere e lo scorrimento relativo

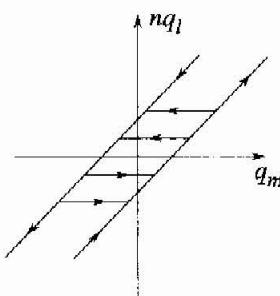


Figura 9.16 Rappresentazione del gioco della trasmissione.

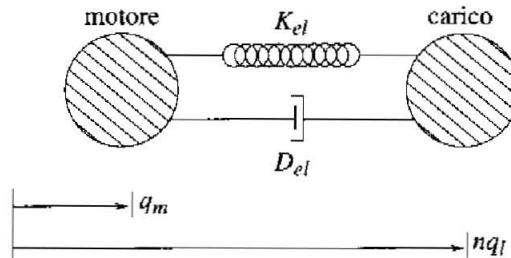


Figura 9.17 Elasticità torsionale.

tra questo ed il generatore d'onda. Si noti che un gioco di 0.15° , per un braccio di un metro di lunghezza corrisponde a un errore di posizionamento di circa 2.6 mm.

9.2.3 Elasticità torsionale

Sottoposto a coppia il riduttore subisce un effetto di torsione e si deforma, introducendo uno scorrimento tra l'angolo motore q_m e l'angolo di carico q_l . L'effetto dell'elasticità torsionale può quindi essere percepito intuitivamente come dovuto a una "molla" e schematizzato come in Figura 9.17, ove si è assunto $n = 1$ e ove si sono interpretate le grandezze angolari q_m e q_l come grandezze lineari.

Tenendo conto nel calcolo della coppia trasmessa anche di un termine di smorzamento, il modello matematico risulta pertanto essere il seguente:

$$\tau_{ll} = n\tau_{lm} = n [K_{el} (q_m - nq_l) + D_{el} (\dot{q}_m - n\dot{q}_l)]$$

Il coefficiente K_{el} è detto *coefficiente di elasticità* ed esprime il legame tra la coppia trasmessa e lo scorrimento angolare in condizioni stazionarie, supposto lineare. In realtà la caratteristica deformazione/coppia, come riportata nella documentazione tecnica dei riduttori, è del tipo illustrato in Figura 9.18.

Non è quindi lineare se non per piccole variazioni e presenta un fenomeno di isteresi: applicando una coppia all'elemento elastico e successivamente ripor-tando la coppia a zero, permane una deformazione residua. Questo fenomeno

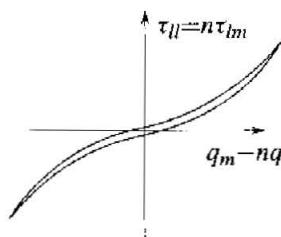


Figura 9.18 Caratteristica deformazione-coppia dell'Harmonic Drive.

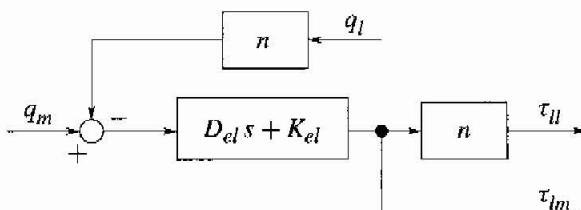


Figura 9.19 Schema a blocchi del modello della trasmissione.

non viene di solito considerato nel modello per ragioni di semplicità. Il termine di smorzamento D_{el} non è associabile ad un preciso fenomeno fisico, è necessario tuttavia introdurlo per modellare lo smorzamento naturale delle oscillazioni torsionali. Lo schema a blocchi del modello della trasmissione è riportato in Figura 9.19 (trascurando il gioco).

È inoltre importante osservare che le inaccuratezze realizzative determinano componenti indesiderate nella coppia trasmessa. Tali componenti sono funzioni periodiche della posizione e determinano un ripple di velocità (variazione periodica della velocità) caratterizzato da uno spettro con componenti a precisi valori di frequenza.

9.2.4 L'attrito

L'attrito si manifesta tra le superfici di due corpi a contatto, opponendosi al loro movimento relativo. Sebbene in alcune applicazioni esso venga sfruttato vantaggiosamente (come ad esempio nei freni), in altre, come i servomeccanismi, rappresenta spesso un problema. Come si vedrà nel seguito, l'attrito consiste di più componenti, tuttavia spesso si considera solo l'attrito viscoso, che esprime la coppia di attrito proporzionale alla velocità relativa fra le superfici in scorrimento relativo:

$$\tau_a = D_m \dot{q}_m$$

Può essere comodo considerare solo questo termine che, essendo lineare, non introduce complicazioni sul piano analitico. Esso tuttavia non è sufficiente per spiegare il comportamento di un servomeccanismo cui siano richieste elevate prestazioni nel controllo di posizione, per cui è necessaria una modellazione ben più accurata.

Dagli studi di Leonardo da Vinci ad oggi sono stati proposti vari modelli di attrito di tipo "fenomenologico", non derivati cioè da un'accurata indagine fisica delle cause prime del fenomeno, quanto piuttosto volti a dare una descrizione quantitativa del fenomeno. Tale approccio è principalmente giustificato dall'estrema complessità e varietà dei fenomeni fisici su scala microscopica che generano le forze di attrito e che ne ostacolano una modellazione basata su principi primi. Nel seguito si presenta una breve rassegna di tali modelli, evidenziandone l'evoluzione da una descrizione di tipo statico ad una di tipo dinamico.

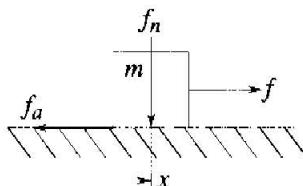


Figura 9.20 Caso elementare.

Il modello classico Si consideri il caso elementare di un corpo di massa m posto su una superficie scabra, trascinato da un forza f (Figura 9.20). Al moto del corpo si oppone la forza di attrito f_a , generata al contatto fra il corpo e la superficie:

$$m \frac{dv}{dt} = f - f_a$$

dove $v = dx/dt$ è la velocità relativa fra il corpo e la superficie.

Il modello classico dell'attrito, che risale a Coulomb e ancor prima a Leonardo da Vinci, è descritto dalla caratteristica statica di Figura 9.21, che definisce la forza di attrito f_a in funzione della velocità relativa v .

Tale caratteristica però descrive compiutamente la forza di attrito soltanto per $v \neq 0$, attraverso l'espressione:

$$f_a = f_c \operatorname{sgn}(v)$$

dove f_c è la forza di attrito di Coulomb, mentre per $v = 0$ la caratteristica afferma semplicemente che $|f_a| \leq f_c$. Sempre il modello classico afferma che la forza di attrito di Coulomb è proporzionale, tramite un coefficiente μ , alla forza normale f_n . Un'interpretazione corretta del modello impone che per $v = 0$ il moto relativo non inizi finché la forza esterna applicata f non supera la forza f_c . Risulta

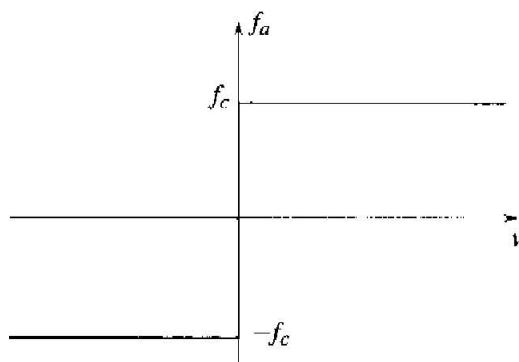


Figura 9.21 Modello classico dell'attrito.

quindi:

$$f_a = f \quad \text{per} \quad \begin{cases} |f| \leq f_c \\ v = 0 \end{cases} \quad (9.2)$$

Inoltre, il moto si arresterà istantaneamente ($dv/dt = 0$) ogniqualvolta risulti $v = 0$ e $|f| \leq f_c$. L'utilizzo del modello classico nella simulazione numerica risulta assai critico, principalmente per la necessità di individuare accuratamente l'istante di annullamento della velocità, in cui il modello manifesta una drastica discontinuità. In passato si è pensato di affrontare il problema definendo un intorno dello zero, di ampiezza 2ϵ , entro il quale considerate nulla la velocità, considerando cioè la condizione $|v| \leq \epsilon$ in luogo di $v = 0$. Il modello così modificato, proposto da Karnopp, risulta però altamente inefficiente dal punto di vista numerico, qualora si imponga un'accuratezza elevata scegliendo piccoli valori di ϵ . Soluzioni più accurate ed efficienti si possono ottenere impiegando i moderni solutori di equazioni differenziali, che mettono a disposizione efficaci algoritmi di individuazione di "zero crossing". Grazie a tali algoritmi è possibile individuare con estrema precisione l'istante di annullamento di una variabile (nel caso dell'attrito si tratta ovviamente della velocità v), consentendo una trattazione accurata dei fenomeni discontinui.

Il problema principale del modello classico però consiste nel fatto che non si tratta di un modello fisico, quanto piuttosto di un'astrazione derivante da una descrizione fenomenologica. La principale contraddizione consiste nel fatto che la forza di attrito in natura è generata dal contatto fra due superfici e non può dipendere dal sistema di forze esterne esercitate sui corpi in movimento relativo (nell'esempio dalla forza f). Inoltre, ciò che macroscopicamente appare come un inizio o un'interruzione brusca del movimento è in realtà la conseguenza di dinamiche rapidissime, che regolano la variazione della forza di attrito in funzione della sola velocità relativa. La caratteristica statica di Figura 9.21 è quindi soltanto la rappresentazione di un comportamento asintotico della forza di attrito, per di più incompleta, qualora non si consideri l'equazione (9.2).

Il modello di Dahl In condizioni che macroscopicamente appaiono di arresto del moto relativo, la forza di attrito in realtà manifesta una dipendenza da microscopici scorrimenti, osservabili mediante strumenti ad elevata risoluzione. Un primo modello in grado di stabilire una relazione fra la forza di attrito e gli scorrimenti relativi è stato proposto da Dahl, ed è basato sulla classica curva sforzo-deformazione della meccanica dei solidi:

$$\frac{df_a}{dx} = \sigma_0 \left(1 - \frac{f_a}{f_c} \operatorname{sgn}(v) \right)^\alpha \quad (9.3)$$

dove σ_0 è un coefficiente di rigidezza e $\alpha > 0$ è un parametro che determina la forma della curva sforzo-deformazione. Dalla (9.3) è possibile ricavare facilmente

un modello dinamico:

$$\frac{df_a}{dt} = \sigma_0 \left(1 - \frac{f_a}{f_c} \operatorname{sgn}(v) \right)^\alpha v$$

che per $\alpha = 1$ si riduce a:

$$\begin{aligned} \frac{dz}{dt} &= v - |v| \frac{\sigma_0 z}{f_c} \\ f_a &= \sigma_0 z \end{aligned} \quad (9.4)$$

avendo introdotto la variabile di stato z .

Il modello di Dahl descrive propriamente il regime di *presliding*, o di attrito *statico*, in cui la forza di attrito è funzione dei microscorrimeni fino ad un valore limite, o valore di *break-away* (effetto Dahl). In tale regime si può visualizzare il contatto fra le due superfici come realizzato da *giunzioni*, che si generano in corrispondenza delle asperità delle superfici e si deformano in modo elastico (Figura 9.22). Quando la forza attiva applicata eccede il limite di attrito statico le giunzioni si rompono ed inizia il regime di *sliding* (moto relativo).

Il modello LuGre L'attrito torna ad essere funzione della velocità relativa nel regime di sliding, in cui l'effetto della lubrificazione gioca un ruolo fondamentale. La lubrificazione agisce essenzialmente creando un film fluido fra le due superfici a contatto. A velocità molto basse si verifica ancora un contatto solido-solido, per cui la forza di attrito non differisce significativamente dalla forza di attrito statico. All'aumentare della velocità la forza di attrito inizialmente diminuisce: è l'effetto Stribeck che può essere parametrizzato nel modo seguente:

$$\begin{aligned} f_a &= \operatorname{sgn}(v) h(v) \\ h(v) &= f_s + (f_s - f_c) \exp[-(|v| / v_s)^{\delta_s}] \end{aligned}$$

dove f_s è la forza di attrito statico, v_s è la velocità di Stribeck e δ_s è un parametro di valore opportuno.

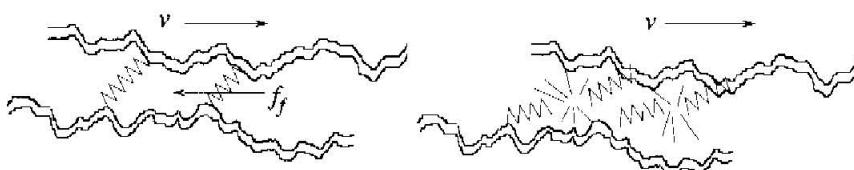


Figura 9.22 Effetto Dahl.

Un'integrazione dell'effetto Stribeck nel modello di Dahl è stata proposta nel cosiddetto modello LuGre⁴:

$$\begin{aligned}\frac{dz}{dt} &= v - |v| \frac{\sigma_0 z}{h(v)} \\ h(v) &= f_c + (f_s - f_c) \exp[-(v/v_s)^2] \\ f_a &= \sigma_0 z + \sigma_1 \frac{dz}{dt} + \sigma_2 v\end{aligned}\quad (9.5)$$

Nel modello è stato introdotto un termine di attrito viscoso, proporzionale alla velocità v tramite il coefficiente σ_2 , ed un termine di attrito micro-viscoso, proporzionale alla derivata della variabile di stato z tramite il coefficiente σ_1 . Si noti che a velocità molto basse risulta $h(v) \approx f_s$, quindi la dinamica della variabile di stato z definita dal modello (9.5) è simile a quella definita dal modello (9.4), con f_c al posto di f_s . A velocità più elevate l'attrito risulta funzione della sola velocità v , secondo la caratteristica riportata in Figura 9.23a.

È importante sottolineare che per valori elevati del parametro σ_0 la dinamica della forza di attrito è molto rapida e tende ad adagiarsi sulla caratteristica asintotica di Figura 9.23b. Di fatto è necessario simulare lunghi transitori per poter appena distinguere qualche differenza fra il modello LuGre ed il modello asintotico discontinuo di Figura 9.23b (correttamente ed accuratamente simulato).

Si osservi infine che quanto discusso in questo paragrafo con riferimento ad una geometria di tipo traslazionale (velocità lineari e forze) si può direttamente applicare a situazioni di contatto in cui la geometria sia di tipo rotazionale (e quindi i modelli siano espressi in termini di velocità angolari e coppie).

9.2.5 Modello del carico

Il carico è rappresentato semplicemente mediante il suo momento d'inerzia J_l e, limitandosi a considerare l'attrito viscoso, dal coefficiente D_l . Si può quindi scrivere l'equazione:

$$J_l \ddot{q}_l + D_l \dot{q}_l = \tau_{ll} - \tau_{le}$$

dal momento che la coppia applicata al carico è la differenza tra quella agente su di esso attraverso la trasmissione, cioè τ_{ll} , ed una eventuale coppia esterna τ_{le} quale, ad esempio, quella dovuta alla gravità. Lo schema a blocchi per il carico è dunque quello riportato in Figura 9.24.

9.2.6 Dimensionamento

Saturazioni di tensioni e correnti Una notevole influenza sul controllo del moto è esercitata dalla presenza di due diversi tipi di limitazioni o *saturazioni*. La

⁴Il nome è un acronimo di Lund e Grenoble, sedi delle università cui sono affiliati i ricercatori che hanno proposto il modello.

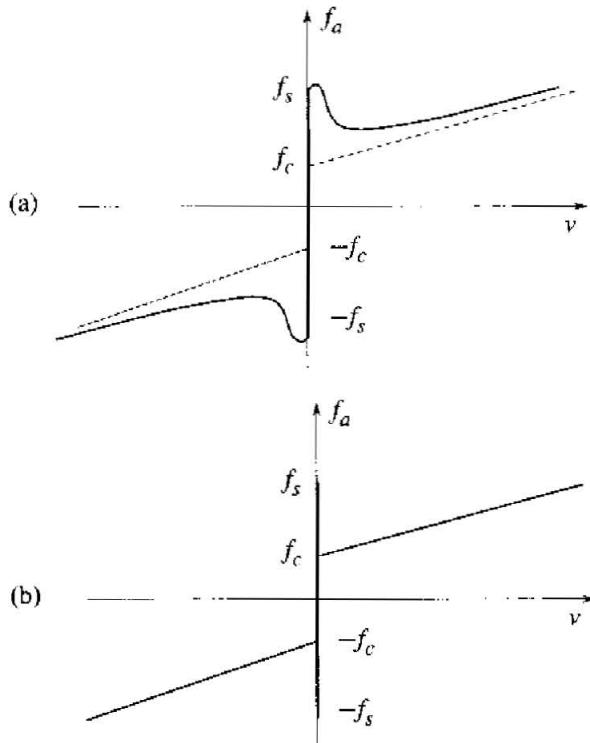


Figura 9.23 Caratteristica di Stribeck e caratteristica asintotica.

prima riguarda la tensione, che non può ovviamente superare la tensione dell'alimentatore V_{CC} , la seconda riguarda la corrente I negli avvolgimenti del motore, che è limitata per la salvaguardia dell'elettronica dell'amplificatore stesso e degli avvolgimenti.

Alla limitazione sulla tensione corrisponde una limitazione sulla velocità massima del motore. Ad esempio, considerando per semplicità il motore a spazzole in condizioni stazionarie e nel caso più favorevole in cui $\tau_{le} = 0$, si ha dalla (6.12)

$$\omega_{\max} = \frac{V_{CC} - R\tau_c/K_t}{K_e + RD_m/K_t}$$

Alla limitazione sulla corrente corrisponde una limitazione sulla coppia motri-

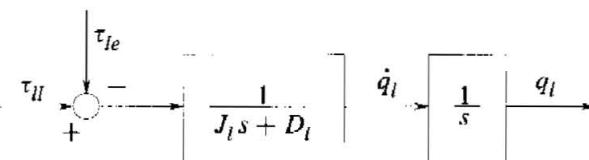


Figura 9.24 Schema a blocchi del modello del carico.

ce e quindi sull'accelerazione angolare del giunto. Infatti, facendo riferimento al modello dinamico relativo alla parte meccanica

$$J\dot{\omega} + D_m\omega + \tau_c = K_t I$$

se la corrente è limitata al valore I_{\max} , l'accelerazione non può superare il valore

$$\dot{\omega}_{\max} \cong (K_t I_{\max} - \tau_c) / J$$

allo spunto.

Accelerazioni elevate sono necessarie soprattutto allo spunto e all'arresto. Per utilizzare al massimo le potenzialità dei motori, al fine di generare alte coppie di spunto, si realizza a volte un circuito limitatore di corrente, con un limite più ampio nei primi istanti di moto (ad esempio 200 ÷ 600 ms). Si usa applicare la limitazione sul prodotto $I\Delta t$, effettuato su una finestra mobile di durata pari appunto a 200 ÷ 600 ms. Al fine di salvaguardare gli avvolgimenti è inoltre importante mantenerne la temperatura sotto soglie indicate dai costruttori. A questo scopo si può effettuare una valutazione del termine $I^2\Delta t$, proporzionale alla potenza termica sviluppata per effetto Joule negli avvolgimenti e quindi, attraverso la loro resistenza termica, alla temperatura. Viste le costanti di tempo termiche dei motori questa valutazione deve essere fatta su tempi dell'ordine di diversi minuti.

Scelta di motore e riduttore Il problema della selezione di motore e riduttore adatti per attuare movimenti variabili con elevate accelerazioni di meccanismi (carichi) complessi coinvolge aspetti tecnici ma anche fattori come il costo, il peso, il volume. È ragionevole procedere trovando prima un insieme di motori e riduttori ammissibili sul piano tecnico, cioè in grado di attuare i movimenti desiderati, e quindi, tra questi, scegliere la coppia ottimale rispetto ad altri fattori. Quest'ultimo punto è spesso deciso da elementi specifici di ogni singola applicazione, mentre considerazioni più generali si possono fare riguardo al primo punto.

Il problema può essere impostato nel modo seguente. Si assume siano note, in funzione del tempo, la velocità angolare $\omega_l(t)$, l'accelerazione $\dot{\omega}_l(t)$ e la coppia massima richiesta dal carico $\tau_L(t) = J_l\ddot{\omega}_l(t) + \tau_l(t)$, somma del termine inerziale e della coppia esterna, incluso l'attrito. Tali funzioni si possono determinare mediante simulazione in funzione dei parametri del carico e dei movimenti desiderati. I valori di picco di $\omega_l(t)$, $\dot{\omega}_l(t)$ e $\tau_L(t)$ siano rispettivamente ω_l^{\max} , $\dot{\omega}_l^{\max}$ e τ_L^{\max} . I parametri del motore da prendere in considerazione sono la velocità massima ω_m^{\max} , la coppia massima τ_m^{\max} e il momento d'inerzia J_m , mentre il riduttore si caratterizza per il rapporto di riduzione n .

Affinché una coppia motore-riduttore sia ammissibile, devono essere contemporaneamente soddisfatte le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned}\omega_m^{\max} &\geq n\omega_l^{\max} \\ n\tau_m^{\max} &\geq \tau_L^{\max} + J_m n^2 \dot{\omega}_l^{\max}\end{aligned}$$

Scelto allora un motore il rapporto di riduzione deve soddisfare la

$$\frac{\tau_L^{\max} + J_m n^2 \dot{\omega}_l^{\max}}{\tau_m^{\max}} \leq n \leq \frac{\omega_m^{\max}}{\omega_l^{\max}}$$

Si può procedere in modo iterativo: si sceglie un motore e se sono disponibili in commercio riduttori con rapporto di riduzione che soddisfa questa relazione si hanno soluzioni ammissibili con quel motore, altrimenti occorre provare con motori di parametri diversi. Solitamente molteplici coppie motore-riduttore risultano ammissibili. Per la scelta definitiva si può tenere conto di altri criteri o vincoli.

Un criterio spesso utilizzato per la scelta della coppia motore riduttore è quello detto del "pareggio" delle inerzie ("inertia matching"). Trascurando gli attriti e l'eventuale coppia esterna lato carico, si ha:

$$\tau_m = J_m \dot{\omega}_m + J_l \frac{\dot{\omega}_l}{n} = n J_m \dot{\omega}_l + J_l \frac{\dot{\omega}_l}{n}$$

Il rapporto tra accelerazione del carico e coppia motrice è quindi:

$$\frac{\dot{\omega}_l}{\tau_m} = \frac{1}{n J_m + \frac{J_l}{n}}$$

Questo rapporto è massimizzato, rispetto al rapporto di trasmissione n , quando il momento d'inerzia del motore e quello del carico riportato all'asse motore sono uguali (inertia matching):

$$n^2 J_m = J_l$$

da cui

$$n = \sqrt{\frac{J_l}{J_m}}$$

La verifica finale della scelta motore/riduttore ottimale andrebbe condotta con l'ausilio della simulazione. Per questa via è possibile anche eseguire un calcolo accurato della potenza termica che deve dissipare il motore e quindi verificare che la temperatura media statorica non superi il limite oltre il quale si avrebbe perdita di isolamento negli avvolgimenti, che normalmente è 155°C. A questo scopo la potenza termica può essere calcolata come

$$W = \frac{1}{T} \int_0^T R I^2(t) dt$$

con la quale, utilizzando la resistenza termica Θ del motore, si può risalire alla temperatura media statorica T_s :

$$T_s = T_a + \Theta W$$

dove T_a indica la temperatura ambiente.

9.3 Controllo di posizione e velocità

9.3.1 Introduzione

Nei suoi tratti essenziali, un servomeccanismo si compone, come già accennato in precedenza, di un motore connesso al carico per mezzo di un organo di trasmissione (Figura 9.25).

Il problema del controllo di posizione consiste nel governare il moto del carico, modulando opportunamente la coppia erogata dal motore. Nonostante l'apparente semplicità del problema, nelle applicazioni più spinte, come la robotica e le macchine utensili, spesso non si ottengono risultati del tutto soddisfacenti. L'elasticità torsionale, i giochi e gli attriti nel riduttore di velocità, i disturbi pulsanti di coppia del motore, i disturbi di misura dei sensori di posizione, ma anche i vincoli sulla variabile di controllo relativi alla tensione d'alimentazione e alla corrente, sono i fattori che maggiormente limitano la velocità di risposta e provocano imprecisioni, oscillazioni e rumorosità che degradano la qualità del movimento.

Dal punto di vista del controllo si distinguono due situazioni, significativamente diverse in relazione alle misure disponibili. Nella prima si misura la sola posizione dell'albero motore e da questa si ricava una stima di quella del carico tenendo conto del rapporto di trasmissione. È la soluzione più frequente (adottata per esempio nella robotica): consente di semplificare il progetto meccanico e di contenere i costi ma riduce l'accuratezza di posizionamento. Nella seconda situazione invece, tipica di alcune macchine utensili, dove le esigenze di accuratezza sono maggiori, si aggiunge alla misura di posizione motore una misura diretta della posizione del carico, a valle cioè del riduttore di velocità.

Nel seguito, dopo aver chiarito il ruolo della dinamica elettrica nel problema del controllo del moto, ci si avvarrà inizialmente dell'ipotesi di rigidità del giunto di trasmissione. Sulla base di questa ipotesi si discuterà come progettare il sistema

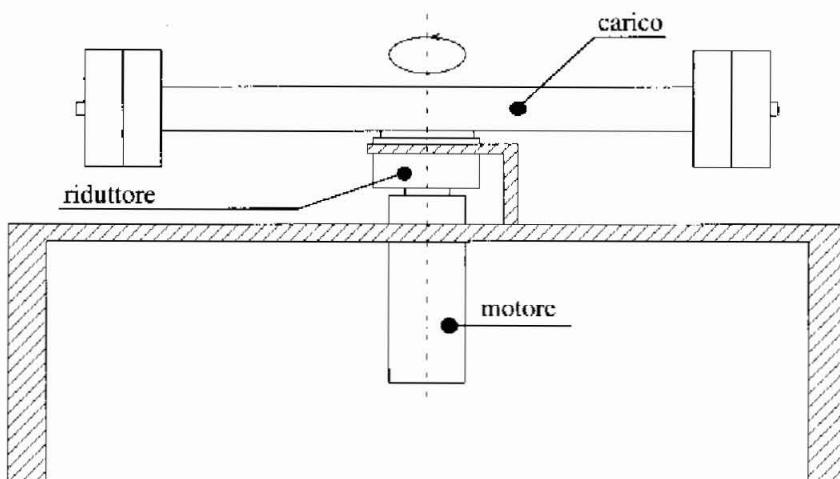


Figura 9.25 Schematizzazione di un servomeccanismo.

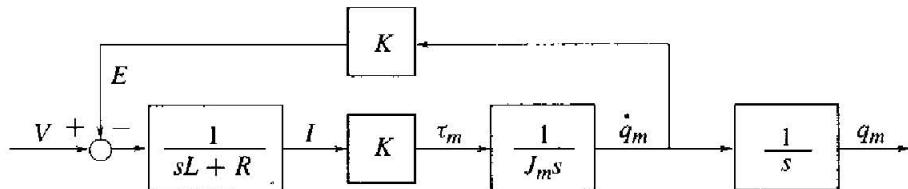


Figura 9.26 Accoppiamento tra dinamica meccanica e elettrica.

di controllo di posizione e velocità, opportunamente strutturato in due anelli di controllo in cascata. Maggiore realismo si ottiene introducendo nel modello gli effetti di deformabilità del giunto. Questi effetti generano delle limitazioni nelle prestazioni raggiungibili dal sistema di controllo del moto, sia nel caso in cui siano disponibili misure solo lato motore sia, e soprattutto, nel caso in cui siano disponibili misure sia a monte sia a valle dell'elasticità. Si farà infine qualche cenno a schemi di controllo avanzati.

9.3.2 Ruolo della dinamica elettrica

Si consideri lo schema blocchi di Figura 9.26 in cui si rappresenta la dinamica di un motore, comprensiva sia degli effetti meccanici (limitatamente a quelli inerziali) sia di quelli elettrici.

È evidente come la forza controelettromotrice E accoppi la dinamica elettrica e quella meccanica e che questo accoppiamento non possa essere trascurato qualora si imposti il problema di controllo di posizione e velocità chiudendo un anello di controllo direttamente sulla tensione V . Tuttavia, come è stato ampiamente descritto nel Paragrafo 6.4, i motori a magneti permanenti sono dotati di sistemi per il controllo di corrente. Questo comporta anzitutto che lo schema a blocchi di Figura 9.26 si possa completare come in Figura 9.27, e che, progettando il controllore di corrente in modo da conseguire una banda molto ampia per l'anello di corrente, si possa di fatto trascurare la dinamica elettrica nella discussione del problema di controllo del moto e ritenere l'effetto accoppiante della forza controelettromotrice di fatto compensato all'interno dell'anello di corrente.

Si potrà quindi introdurre una relazione approssimata per esprimere la coppia motrice:

$$\tau_m(t) = K I(t) \approx K \bar{I}(t)$$

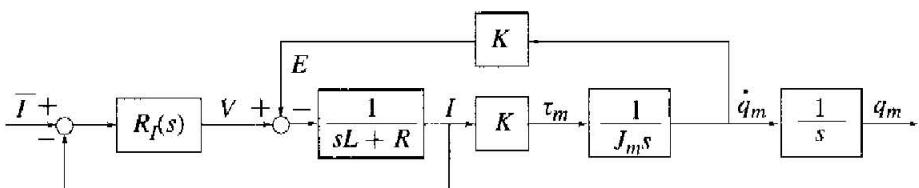


Figura 9.27 Motore controllato in corrente.

il che consente di assumere, ai fini del progetto del controllore di posizione e velocità, la coppia motrice τ_m come variabile di controllo.

9.3.3 L'approssimazione rigida

Un primo modo di affrontare il problema di controllo del moto consiste nell'assumere l'insieme di motore, trasmissione e carico, come un sistema meccanico rigido, ovvero in cui tutti i corpi si muovono solidalmente l'uno con l'altro. Trascurando gli effetti di attrito non lineare (Coulomb), le equazioni che reggono la dinamica del sistema in questo caso sono le seguenti:

$$\begin{aligned} J_m \ddot{q}_m + D_m \dot{q}_m &= \tau_m - \tau_{lm} \\ J_l \ddot{q}_l + D_l \dot{q}_l &= n \tau_{lm} - \tau_{le} \\ q_m &= n q_l \end{aligned} \quad (9.6)$$

in cui le prime due equazioni esprimono l'equilibrio dinamico rispettivamente sul motore e sul carico, mentre la terza costituisce il vincolo di accoppiamento rigido tra i due corpi in moto.

Eliminando dalle precedenti equazioni q_l e τ_{lm} si ottiene:

$$(J_m + J_{lr}) \ddot{q}_m + (D_m + D_{lr}) \dot{q}_m = \tau_m - \tau_{lr} \quad (9.7)$$

dove $J_{lr} = J_l/n^2$, $D_{lr} = D_l/n^2$ e $\tau_{lr} = \tau_{le}/n$. Poiché risulterebbe problematico realizzare un esperimento per identificare separatamente i parametri del modello D_m e D_l , assumeremo nel seguito D_l (e quindi anche D_{lr}) uguale a zero.

Il modello (9.7) si può descrivere in termini di funzioni di trasferimento come in Figura 9.28, dove:

$$G_v(s) = \frac{1}{D_m + s(J_m + J_{lr})} \quad (9.8)$$

Il coefficiente di attrito viscoso D_m è un parametro di norma molto incerto. Basare il progetto del sistema di controllo sul suo valore può conferire scarsa robustezza al risultato finale. Inoltre il suo ruolo, come elemento di dissipazione, gioca a favore della stabilizzazione del sistema. Ponendoci allora nella situazione più sfavorevole, potremmo ipotizzare nullo il coefficiente D_m , sicché la funzione di trasferimento (9.8) diventa:

$$G_v(s) = \frac{\mu}{s} \quad (9.9)$$

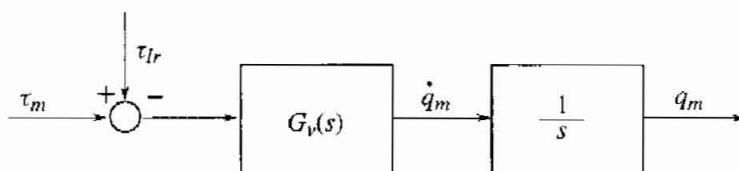


Figura 9.28 Servomeccanismo rigido.

con:

$$\mu = \frac{1}{J_m + J_{lr}}$$

9.3.4 Controllo P/PI di posizione e velocità

Controllo in cascata I controlli di posizione con motori a corrente continua si realizzavano in passato con l'impiego di un sensore di velocità (dinamo tachimetrica) e di un sensore di posizione. La funzione della dinamo era quella di fornire una retroazione per la chiusura di un anello di velocità a larga banda. Con la misura di posizione si chiudeva un anello esterno di controllo di posizione. Utilizzando il modello lineare rigido, e la retroazione tachimetrica, lo schema di controllo assume quindi l'aspetto di Figura 9.29

Come tutti gli schemi di controllo in cascata, anche questa soluzione di controllo si basa sulla separazione in frequenza degli anelli: l'anello più interno, deputato al controllo di velocità, si tara su una banda ampia, in modo da assicurare una pronta risposta al riferimento ed un'adeguata reiezione del disturbo. Successivamente si progetta l'anello più esterno (di posizione) con una banda passante considerevolmente più piccola. Si osservi che in realtà gli anelli di controllo innestati sono tre, dal momento che internamente all'anello di velocità viene chiuso l'anello di corrente su una banda ancora più ampia. Tuttavia, come già accennato, di questo anello si possono trascurare gli effetti dinamici.

Progetto del regolatore di velocità Un regolatore PI costituisce una buona scelta per l'anello di velocità, in quanto l'azione integrale garantisce errore statico nullo anche in presenza di disturbi costanti a regime (come per esempio le coppie gravitazionali agenti sui bracci di un manipolatore robotico). La funzione di trasferimento del regolatore è la seguente:

$$R_{PI}(s) = K_{pv} \left(1 + \frac{1}{sT_{iv}} \right) = K_{pv} \frac{1 + sT_{iv}}{sT_{iv}} \quad (9.10)$$

che, messa in cascata con l'espressione semplificata (9.9), dà luogo alla funzione di trasferimento d'anello:

$$L_v(s) = R_{PI}(s) G_v(s) = K_{pv} \frac{1 + sT_{iv}}{sT_{iv}} \frac{\mu}{s}$$

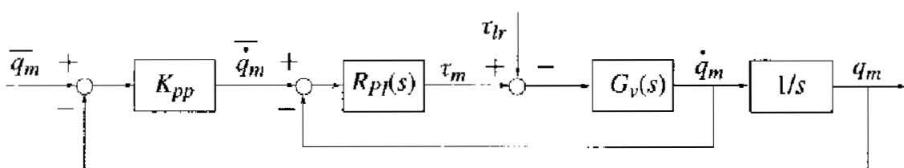


Figura 9.29 Controllo in cascata P/PI.

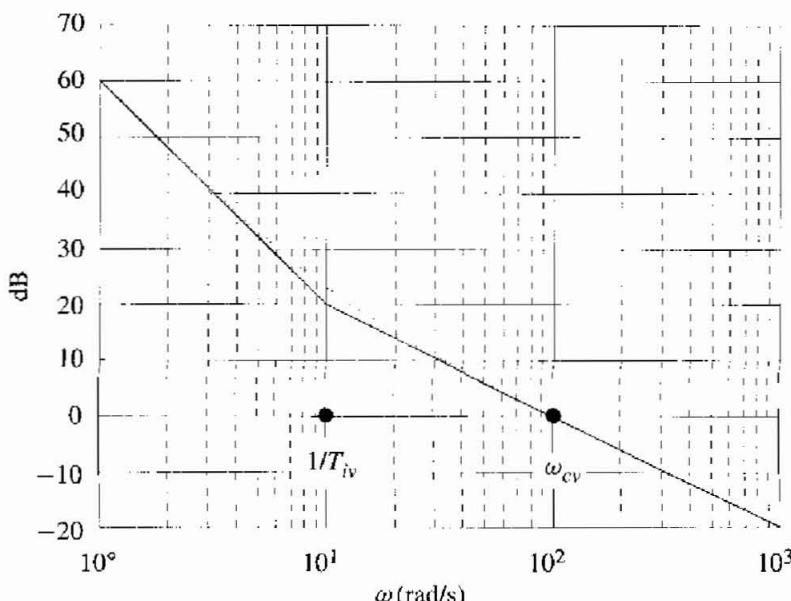


Figura 9.30 Diagramma di Bode del modulo di L_v nel caso di servomeccanismo rigido.

Se T_{iv} è sufficientemente grande, ossia se lo zero del regolatore PI è sufficientemente in bassa frequenza, la pulsazione critica è ben approssimata prendendo l'approssimazione in alta frequenza di L_v :

$$L_v(s) = \frac{\omega_{cv}}{s}$$

con:

$$\omega_{cv} = K_{pv}\mu \quad (9.11)$$

Assegnato quindi l'estremo superiore ω_{cv} della banda passante dell'anello di velocità, il guadagno proporzionale del regolatore si trova immediatamente dalla (9.11). Per quanto riguarda invece la scelta del tempo integrale, con riferimento alla Figura 9.30, che riporta l'andamento tipico del diagramma di Bode (effettivo e asintotico) del modulo di L_v , è opportuno posizionare lo zero del PI da una decade a mezza decade più in bassa frequenza rispetto alla pulsazione critica ω_{cv} , il che comporta, come criterio di progetto:

$$T_{iv} = (3 \div 10)/\omega_{cv}$$

Progetto del regolatore di posizione Una volta chiuso l'anello di velocità, si può procedere al progetto dell'anello di controllo più esterno, di posizione. Si può fare riferimento alla Figura 9.31, in cui F_v costituisce la funzione di trasferimento d'anello chiuso di velocità. Grazie alla presenza dell'azione integrale tra

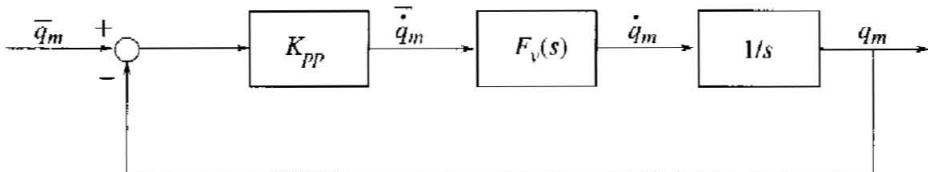


Figura 9.31 Anello di posizione con regolatore proporzionale.

velocità e posizione, e tenuto conto che l'effetto a regime dei disturbi di coppia è già compensato all'interno dell'anello di velocità, sarà sufficiente un regolatore proporzionale per la chiusura dell'anello di posizione.

Assunta per F_v un'approssimazione del primo ordine (a polo dominante), con pulsazione del polo pari alla banda passante ω_{cv} dell'anello di velocità:

$$F_v(s) \approx \frac{1}{1 + s/\omega_{cv}}$$

l'espressione della funzione di trasferimento d'anello, per l'anello di posizione, è la seguente:

$$L_p(s) = K_{pp} F_v(s) \frac{1}{s} = \frac{K_{pp}}{s(1 + s/\omega_{cv})}$$

Come mostra il diagramma di Bode di Figura 9.32, sarà sufficiente scegliere un valore di banda passante ω_{cp} per l'anello di posizione decisamente inferiore a

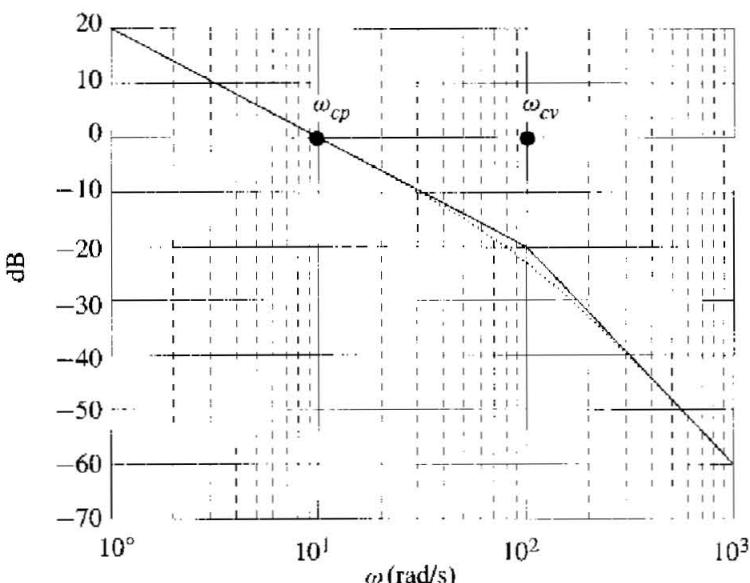


Figura 9.32 Diagramma di Bode del modulo di L_p nel caso di servomeccanismo rigido.

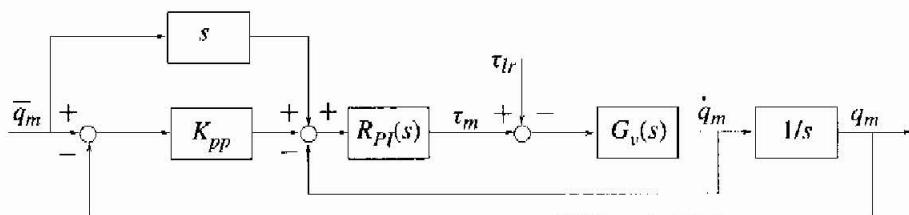


Figura 9.33 Controllo in cascata con anticipo di velocità.

quello, ω_{cv} , dell'anello di velocità per ottenere con ottima approssimazione:

$$\omega_{cp} = K_{pp}$$

il che fornisce immediatamente il criterio di progetto del guadagno del controllore proporzionale.

Anticipo di velocità La risposta al riferimento dello schema di controllo in cascata può essere migliorata introducendo un'azione derivativa di *anticipo* come mostrato in Figura 9.33.

Nel caso ideale di anello di velocità infinitamente veloce, non è difficile rendersi conto che l'anticipo di velocità, supponendo anche l'azione derivativa idealmente realizzata, renderebbe unitaria la funzione di trasferimento dal riferimento di posizione alla posizione controllata. In realtà l'azione di anticipo comporta una maggiore velocità di risposta, ma anche la manifestazione di una sovraelongazione nel caso di variazione a scalino del riferimento. La sovraelongazione, che sarebbe piuttosto ampia a fronte di uno scalino, risulta di fatto molto contenuta se il riferimento viene generato secondo l'usuale profilo trapezoidale di velocità.

Equivalentza con un controllore PID Lo schema di controllo P/PI prevede due misure distinte (di posizione e velocità). In realtà oggi si realizzano schemi di controllo digitale che utilizzano solamente il sensore di posizione, ricavando la stima della velocità mediante derivazione numerica. Lo schema di controllo, comprensivo di anticipo di velocità, si modifica quindi come in Figura 9.34.

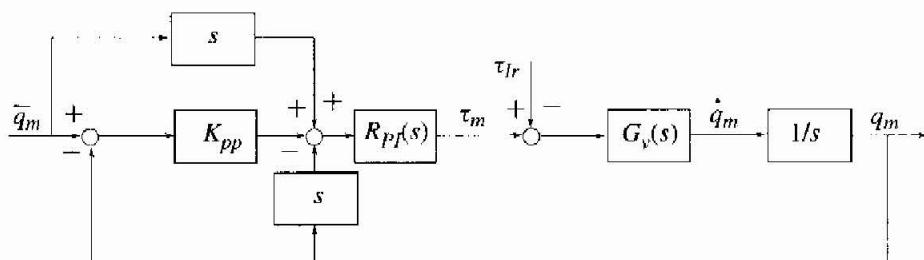


Figura 9.34 Controllo in cascata con anticipo di velocità e derivazione numerica della posizione.

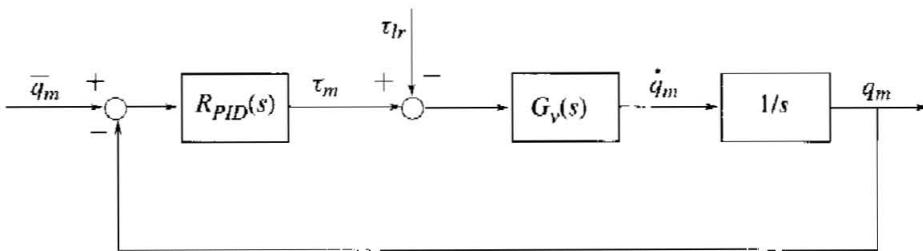


Figura 9.35 Controllo PID.

A questo punto si riconosce che lo schema di controllo è del tutto equivalente a quello di Figura 9.35, in cui è presente solamente un controllore PID sull'errore di posizione.

Confrontando le Figure 9.34 e 9.35, si ottiene:

$$\begin{aligned}\tau_m(s) &= R_{PID}(s)(s\bar{q}_m(s) - sq_m(s) + K_{pp}(\bar{q}_m(s) - q_m(s))) = \\ &= K_{pv} \left(1 + \frac{1}{sT_{iv}}\right)(s + K_{pp})(\bar{q}_m(s) - q_m(s)) \\ &= R_{PID}(s)(\bar{q}_m(s) - q_m(s))\end{aligned}$$

Esprimendo la funzione di trasferimento del PID in termini del guadagno proporzionale K_p , del tempo integrale T_i e del tempo derivativo T_d :

$$R_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d\right)$$

si ottengono le formule per il passaggio dalla formulazione P/PI (con anticipo di velocità) alla formulazione PID:

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

Si osservi che la trasformazione inversa (consistente nel ricavare una formulazione di tipo P/PI per un regolatore PID dato) è possibile solo se il PID presenta zeri reali.

Come ultima osservazione, notiamo che un regolatore PID classico, con i suoi tre parametri liberi, consente di assegnare arbitrariamente i poli di un sistema del second'ordine (come il servomeccanismo rigido). In altri termini è in grado di pilotare a zero con dinamiche arbitrarie lo stato del sistema o, equivalentemente, gli effetti di disturbi di coppia impulsivi. Se si scelgono i parametri in modo da assegnare i poli, tuttavia, la risposta al riferimento risulta di conseguenza completamente definita poiché risultano assegnati anche gli zeri della relativa funzione di trasferimento. Per inseguire il riferimento con buona precisione e senza eccessiva sovraelongazione, può essere necessario poter assegnare arbitrariamente anche gli zeri della funzione di trasferimento tra il riferimento e la posizione o,

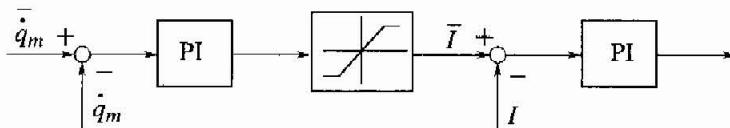


Figura 9.36 PI con saturazione incorporata.

in altri termini, progettare in modo indipendente la linea di andata da quella in retroazione.

Questo si può ottenere adottando una forma più generale del PID, come il PID ISA descritto nel Capitolo 7, al quale si rimanda per i relativi criteri di progetto.

Pilotaggio in corrente e saturazioni Pilotare il motore con comando in corrente (generatore o regolatore di corrente) è vantaggioso, oltre che in termini di prestazioni dinamiche del servoposizionatore, anche perché consente una gestione più semplice dei limiti e delle saturazioni delle correnti e delle problematiche associate al possibile “wind-up” del regolatore di velocità. Se si adotta lo schema di Figura 9.36, si può limitare con buona sicurezza la corrente, data la larga banda e la buona risposta (smorzata in ogni condizione) dell’anello di corrente e si può facilmente gestire il wind-up del regolatore PI di velocità introducendo nel regolatore stesso i valori dei limiti di corrente, senza la necessità di riportare al regolatore misure di corrente o tensione.

Il wind-up dei regolatori di velocità, e anche di corrente, può essere causato anche dalla seconda variabile che fisicamente può saturare, cioè dalla tensione di alimentazione del motore. Volendo gestire nel modo più corretto il wind-up dell’integratore del regolatore di velocità occorrerebbe inviare ad esso un segnale logico di saturazione della tensione. Tuttavia la semplice soluzione sopra indicata, con saturazione dell’uscita del regolatore, riduce notevolmente, se non elimina completamente, la criticità del problema.

Controllo PID: cicli limite dovuti all’attrito È stato verificato sperimentalmente che impiegando regolatori PID si possono manifestare a causa dell’attrito cicli limite in quattro fasi: moto in un senso, arresto, moto in senso opposto, arresto. Si veda a tale proposito la Figura 9.37, in cui i suddetti cicli vengono ottenuti sia con il modello continuo sia con quello discontinuo. Questo tipo di moto ciclico è detto *hunting* nella letteratura anglosassone, per distinguerlo dai cicli detti di *stick-slip*, caratterizzati invece da due fasi: moto in un senso ed arresto.

I cicli di stick-slip si ottengono ad esempio trainando su una superficie scabra, mediante un veicolo che si muove a velocità costante, una massa connessa al veicolo da una molla. Entrambi questi fenomeni sono predetti sia dal modello continuo dell’attrito sia da quello discontinuo.

Non sono state definite relazioni che esprimano esplicitamente condizioni per la nascita dei cicli hunting in funzione dei parametri del regolatore, dell’attrito e dell’inerzia, e neppure relazioni tra questi parametri ed ampiezza e periodo dei cicli. L’argomento è tuttora oggetto di ricerca.

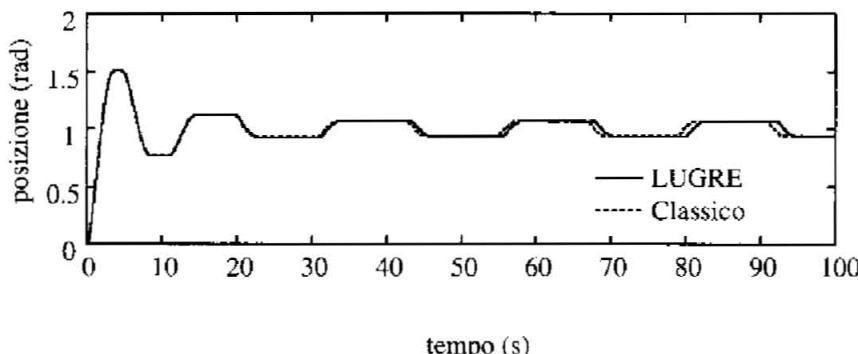


Figura 9.37 Esempi di cicli limite dovuti all'attrito.

Nelle applicazioni il problema non è tuttavia così critico: i cicli limite di ampiezza e periodo rilevanti si manifestano raramente, e la loro ampiezza può essere ridotta aumentando la banda dell'ancello di controllo.

9.3.5 Il modello elastico

Formulazione del modello Il modello rigido non mette in evidenza alcun limite alla banda passante degli anelli di controllo, se non quelli dovuti alla realizzazione digitale del controllore, peraltro molto alti in virtù dei tempi di campionamento sempre più ridotti garantiti dall'hardware di controllo commercialmente disponibile. In pratica, tuttavia, incrementi indiscriminati dei guadagni dei controllori causano vibrazioni della struttura meccanica e rumore acustico. Il modello rigido non è in grado di rendere ragione di questi fenomeni ed è quindi inadeguato a stabilire le limitazioni alle prestazioni dinamiche conseguibili. La più semplice evoluzione modellistica consiste nel rimuovere l'ipotesi di collegamento rigido tra motore e carico, e prevedere una trasmissione di coppia generata da un elemento elastico tra i due corpi. Le equazioni del modello rigido (9.6) si modificano quindi come segue:

$$\begin{aligned} J_m \ddot{q}_m + D_m \dot{q}_m &= \tau_m - \tau_{lm} \\ J_l \ddot{q}_l &= n \tau_{lm} - \tau_{le} \\ \tau_{lm} &= K_{el} (q_m - n q_l) + D_{el} (\dot{q}_m - n \dot{q}_l) \end{aligned}$$

dove l'attrito viscoso lato carico (D_l) non è stato incluso nel modello per le ragioni già espresse in precedenza. A queste equazioni corrisponde lo schema a blocchi di Figura 9.38.

Elaborando lo schema a blocchi, nell'ipotesi che la coppia esterna lato carico τ_{le} sia nulla, si ottiene lo schema a blocchi di Figura 9.39. Lo schema mette in evidenza come al sistema possano essere attribuite due uscite, la posizione lato motore e la posizione lato carico (riportata all'asse motore moltiplicando per il

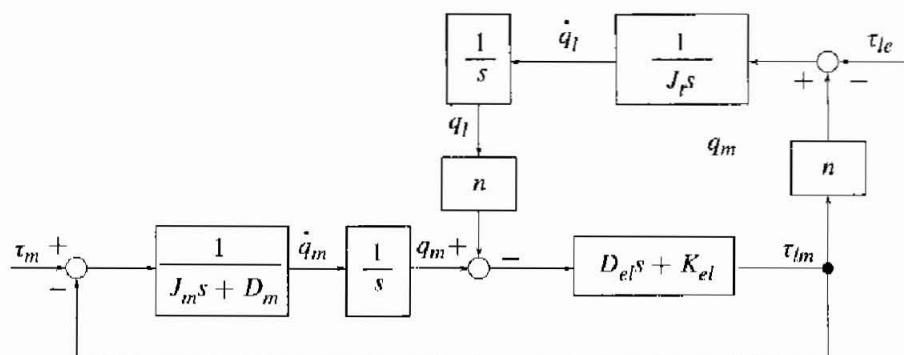


Figura 9.38 Servomeccanismo elastico.

rapporto di trasmissione n) le quali, in virtù dell'accoppiamento elastico, non sono più coincidenti.

Le funzioni di trasferimento G_{vm} (da coppia motrice a velocità lato motore) e G_{vl} (da coppia motrice a velocità lato carico) assumono le seguenti espressioni:

$$G_{vm}(s) = \frac{J_{lr} s^2 + D_{el} s + K_{el}}{J_{lr} J_m s^3 + (J D_{el} + J_{lr} D_m) s^2 + (J K_{el} + D_m D_{el}) s + D_m K_{el}}$$

$$G_{vl}(s) = \frac{D_{el} s + K_{el}}{J_{lr} J_m s^3 + (J D_{el} + J_{lr} D_m) s^2 + (J K_{el} + D_m D_{el}) s + D_m K_{el}} \quad (9.12)$$

dove $J_{lr} = J_l/n^2$, $J = J_{lr} + J_m$.

Parametri notevoli Non esiste una fattorizzazione semplice del denominatore di $G_{vm}(s)$ e $G_{vl}(s)$. Risulta perciò difficile studiare le relazioni che intercorrono tra i valori dei parametri e la posizione dei poli della funzione di trasferimento, senza ricorrere a delle approssimazioni. Attribuendo ai parametri insiemi di valori tipici di servomeccanismi industriali, si trova che il polinomio ha una radice semplice e due radici complesse coniugate. Se si considera poi $D_m = 0$, la radice semplice si sposta nell'origine e le funzioni di trasferimento (9.12) diventano più semplici da analizzare.

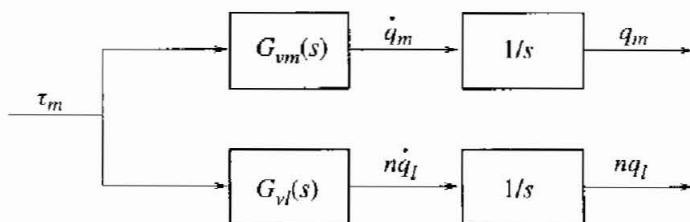
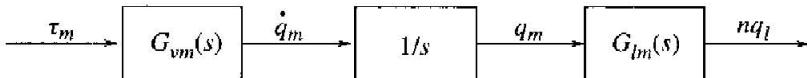


Figura 9.39 Elaborazione dello schema a blocchi di Figura 9.38 (per $\tau_l = 0$).

**Figura 9.40** Elaborazione dello schema a blocchi di Figura 9.39 (per $\tau_l = 0$).

Infatti, introdotte la pulsazione naturale ω_p e lo smorzamento ξ_p :

$$\omega_p = \sqrt{\frac{JK_{el}}{J_{lr}J_m}} \quad (9.13)$$

$$\xi_p = \frac{1}{2}D_{el}\sqrt{\frac{J}{J_{lr}J_mK_{el}}} \quad (9.14)$$

e la pulsazione naturale ω_z e lo smorzamento ξ_z :

$$\omega_z = \sqrt{\frac{n^2K_{el}}{J_l}} \quad (9.15)$$

$$\xi_z = \frac{1}{2}D_{el}\sqrt{\frac{n^2}{J_lK_{el}}} \quad (9.16)$$

le funzioni di trasferimento (9.12) si possono riscrivere come:

$$G_{vm}(s) = \frac{\mu}{s} \frac{1 + 2\frac{\xi_z s}{\omega_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2}}{1 + 2\frac{\xi_p s}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (9.17)$$

$$G_{vl}(s) = \frac{\mu}{s} \frac{1 + 2\frac{\xi_z s}{\omega_z}}{1 + 2\frac{\xi_p s}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (9.18)$$

dove $\mu = 1/J$ è il guadagno già introdotto per la funzione di trasferimento del caso rigido.

Nel seguito sarà utile riformulare formalmente lo schema a blocchi di Figura 9.39 come in Figura 9.40, dove si è introdotta la funzione di trasferimento:

$$G_{lm}(s) = \frac{1 + 2\frac{\xi_z s}{\omega_z}}{1 + 2\frac{\xi_p s}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (9.19)$$

Questa schematizzazione formale dà anche lo spunto per un'interpretazione delle due pulsazioni ω_p e ω_z precedentemente introdotte. ω_p è infatti la pulsazione a cui vibra liberamente il sistema a due masse (Figura 9.41), se perturbato rispetto a una condizione di equilibrio. Questa pulsazione è detta *pulsazione naturale* (o *natural frequency* nella terminologia inglese). Per converso, se si immagina

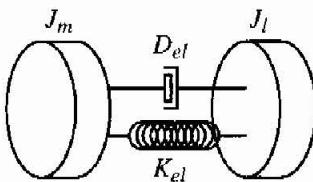


Figura 9.41 Sistema vibrante alla pulsazione ω_p .

di bloccare meccanicamente il motore, il sistema costituito dal carico accoppiato elasticamente al rotore bloccato vibra alla pulsazione ω_z (Figura 9.42). Per questo motivo ω_z è detta pulsazione a *rotore bloccato* (o *locked frequency*).

Un parametro di notevole importanza nel dimensionamento del servomeccanismo è il *rapporto di inerzia*, definito come il rapporto tra l'inerzia lato carico (riflessa all'albero motore) e l'inerzia del motore:

$$\rho = \frac{J_l}{n^2 J_m} = \frac{J_{lr}}{J_m}$$

Si ricorda che la condizione di dimensionamento del riduttore di *inertia matching* corrisponde a selezionare un rapporto di inerzia unitario. Elaborando opportunamente le espressioni delle pulsazioni (9.13) e (9.15) e degli smorzamenti (9.14) e (9.16) si ottiene facilmente:

$$\frac{\omega_p}{\omega_z} = \frac{\xi_p}{\xi_z} = \sqrt{1 + \rho} > 1$$

Pertanto, come mostra la Figura 9.43, i poli sono caratterizzati da una pulsazione maggiore rispetto agli zeri e anche da uno smorzamento più elevato.

Per quanto riguarda invece la risposta in frequenza, facendo riferimento all'espressione (9.17) di $G_{vm}(s)$, assunto $\rho = 1$ e $\xi_z = 0.1$, il diagramma di Bode del modulo della risposta in frequenza, tracciato in funzione di una pulsazione normalizzata rispetto a ω_z , assume l'andamento riportato in Figura 9.44, dove al variare del guadagno μ (e quindi della somma dei momenti di inerzia lato motore e lato carico) il diagramma trasla in direzione verticale. Si osserva che il diagramma presenta una "valle", denominata *antirisonanza*, in corrispondenza della

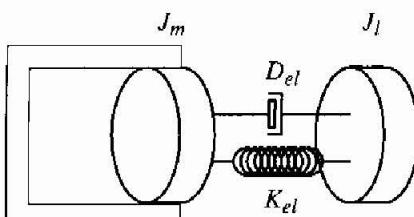


Figura 9.42 Sistema vibrante alla pulsazione ω_z .

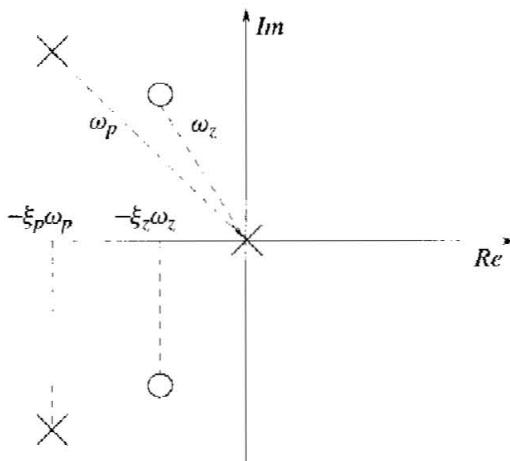


Figura 9.43 Disposizione di poli e zeri nel piano complesso.

pulsazione degli zeri ω_z e un “picco”, denominato *risonanza*, in corrispondenza della pulsazione dei poli. Coerentemente con quanto discusso in precedenza, l’antirisonanza precede, sulla scala delle pulsazioni, la risonanza.

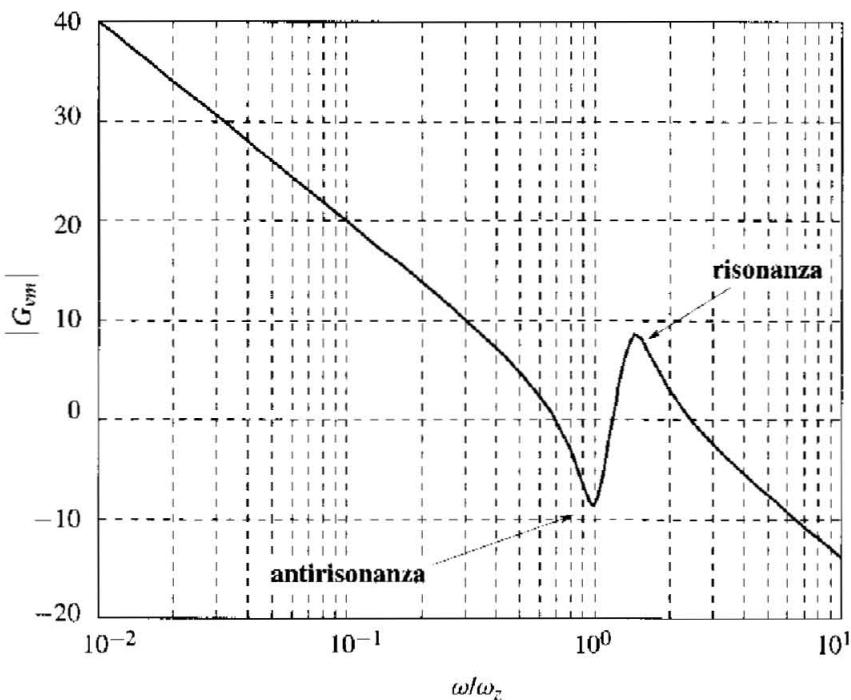


Figura 9.44 Modulo della risposta in frequenza di G_{vm} .

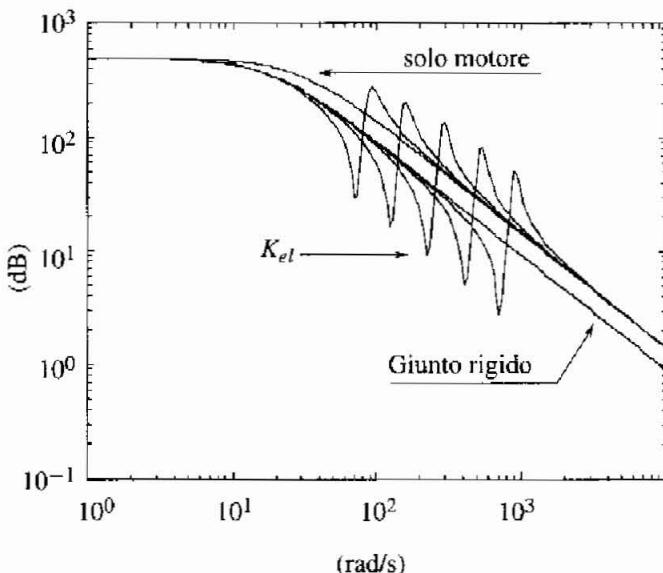


Figura 9.45 Modulo di $G_{vm}(j\omega)$ al variare di K_{el} .

Dipendenza dai parametri Può essere utile analizzare la dipendenza delle caratteristiche dinamiche del modello elastico (poli e zeri delle funzioni di trasferimento) dai parametri fisici del sistema. In Figura 9.45 si può vedere come varia il diagramma di Bode della funzione di trasferimento al variare di K_{el} , variando contemporaneamente D_{el} in modo che lo smorzamento resti costante. In Figura 9.46 è invece fatto variare solo D_{el} , mantenendo costante il valore degli altri parametri⁵ (le due figure, come la successiva Figura 9.47, sono state tracciate considerando $D_m \neq 0$).

Si nota che all'aumentare di K_{el} , cioè della rigidezza dell'asse, le frequenze di risonanza ω_r ed antirisonanza ω_z si spostano in alta frequenza. Si nota inoltre dalla Figura 9.45 che, indipendentemente dalla posizione e dallo smorzamento dei poli e degli zeri, a frequenza più bassa dell'antirisonanza la funzione di trasferimento si può approssimare con quella del modello rigido, mentre a frequenza più alta della risonanza, si può approssimare con quella del solo motore.

In Figura 9.47 è inoltre illustrata la dipendenza della risposta in frequenza da ρ , ottenuta facendo variare J_m a J_l costante. Si noti in particolare la diminuzione della pulsazione naturale degli zeri all'aumentare del rapporto di inerzia.

La dipendenza della funzione di trasferimento da ρ è particolarmente importante quando tale parametro varia durante il movimento, come nel caso dei robot.

⁵I valori dei parametri utilizzati per le figure di questo paragrafo sono tipici di un azionamento di media taglia.

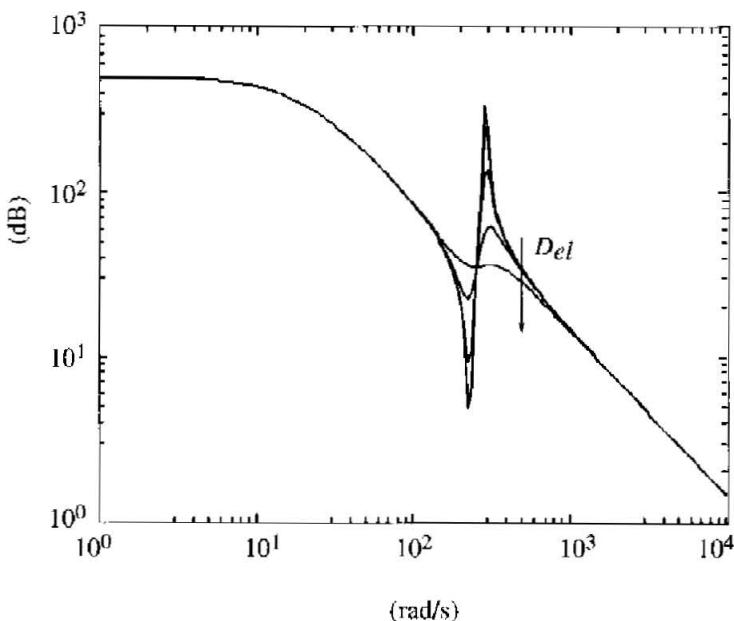


Figura 9.46 Modulo di $G_{vm}(j\omega)$ al variare di D_{el} .

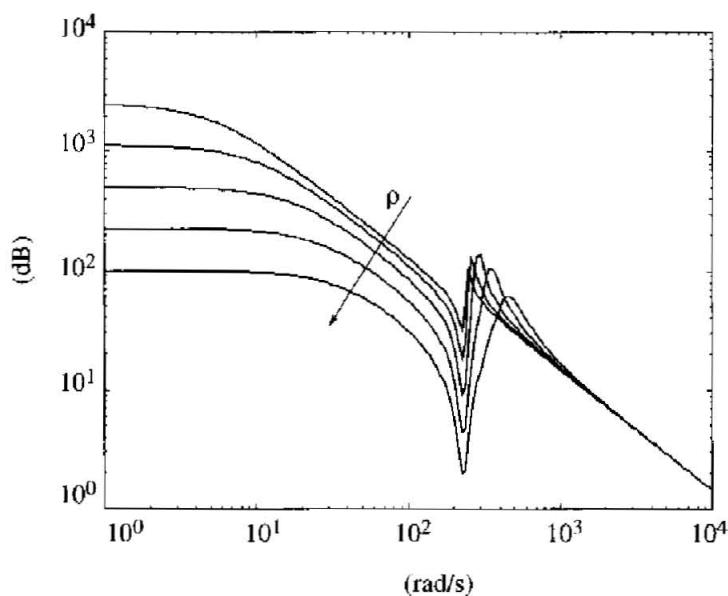


Figura 9.47 Modulo di $G_{vm}(j\omega)$ al variare di ρ (a J_l costante).

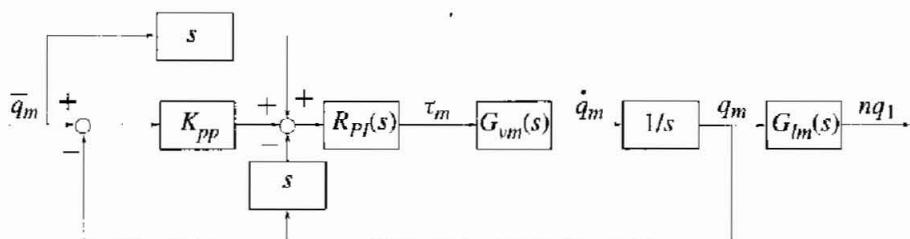


Figura 9.48 Controllo P/PI con misure solo lato motore.

9.3.6 Controllo con misure solo lato motore

Il primo scenario che prendiamo in considerazione, relativamente alla disponibilità di misure per la chiusura degli anelli di posizione e velocità, è quello, tipico della robotica industriale, in cui sia presente solo un dispositivo di misura della posizione dell'albero motore. Supponendo che la velocità sia ottenuta per derivazione numerica del segnale di posizione, lo schema a blocchi cui fare riferimento è quello di Figura 9.48, dove la funzione di trasferimento $G_{lm}(s)$ è stata introdotta per mettere in evidenza, nello stesso schema a blocchi, la posizione del motore e del carico, mentre si è assunta nulla la coppia esterna lato carico τ_{le} .

Come nel caso di servomeccanismo rigido, esamineremo dapprima i criteri di progetto del controllore di velocità, per poi passare al progetto del regolatore di posizione esterno.

Progetto del regolatore di velocità Adottando la stessa espressione (9.10) per il regolatore PI dell'anello di velocità introdotta con riferimento al caso di controllo del servomeccanismo rigido, la funzione d'anello, ottenuta per moltiplicazione con la funzione di trasferimento $G_{vm}(s)$ espressa dalla (9.17), è la seguente:

$$L_v(s) = R_{PI}(s) G_{vm}(s) = \frac{K_{pv}\mu}{s} \frac{1 + 2\frac{\xi_z s}{\omega_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2}}{s T_{iv}} \frac{1 + 2\frac{\xi_p s}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$$

Introduciamo a questo punto un parametro di progetto normalizzato, espresso dal rapporto:

$$\tilde{\omega}_{cv} = \frac{K_{pv}\mu}{\omega_z}$$

Questo rapporto esprime la pulsazione critica di progetto, valutata secondo la (9.11) sul modello rigido, normalizzata rispetto alla pulsazione di antirisonanza ω_z . Più elevato è questo rapporto, più il controllore, se progettato secondo i criteri seguiti con riferimento al modello di accoppiamento rigido, interferisce con la dinamica risonante del sistema. Nel seguito faremo riferimento, nel progetto del regolatore PI, a questo parametro: i suoi valori, essendo normalizzati, sono significativi (al contrario dei valori del guadagno proporzionale K_{pv}) e conferiscono generalità alla discussione. Per quanto riguarda invece la scelta del tempo

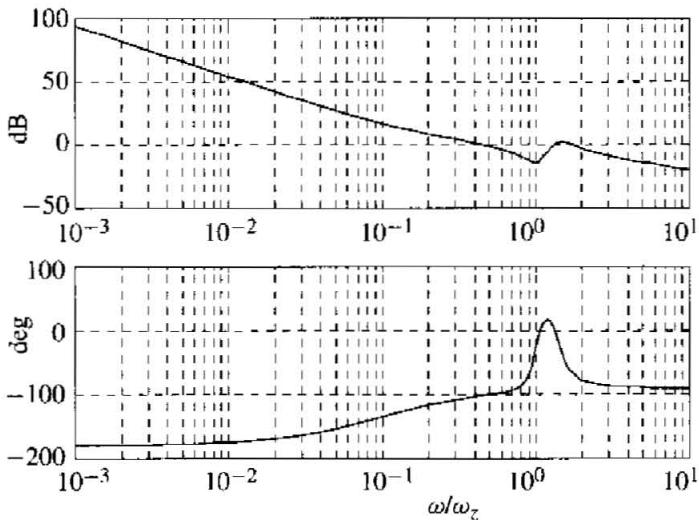


Figura 9.49 Diagrammi di Bode di L_v con $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$.

integrale T_{iv} , supponiamo di collocare lo zero del PI una decade prima della pulsazione ω_z . Si può, a questo fine, introdurre l'ulteriore parametro adimensionale $\tau_{iv} = T_{iv}\omega_z = 10$.

Adottando per i parametri adimensionali ρ e ξ_z rispettivamente i valori 1 (condizione di inertia matching) e 0.1, si possono tracciare i diagrammi di Bode della risposta in frequenza di L_v , riportati (sempre in funzione della pulsazione normalizzata a ω_z) nelle Figure 9.49 e 9.50 rispettivamente per $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$ e $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$.

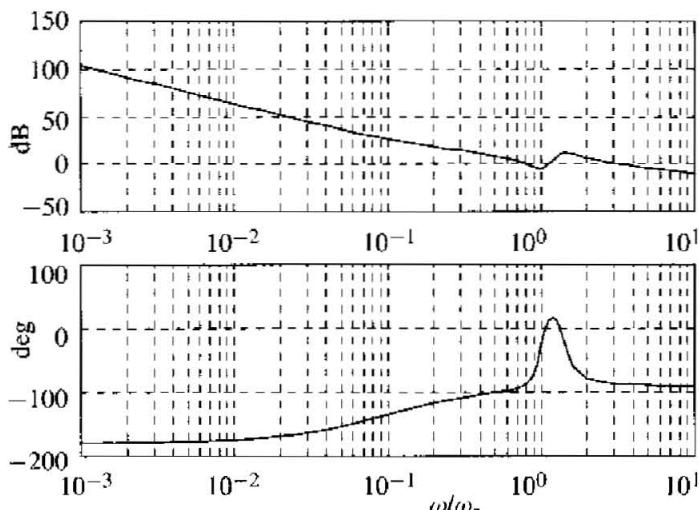


Figura 9.50 Diagrammi di Bode di L_v con $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$.

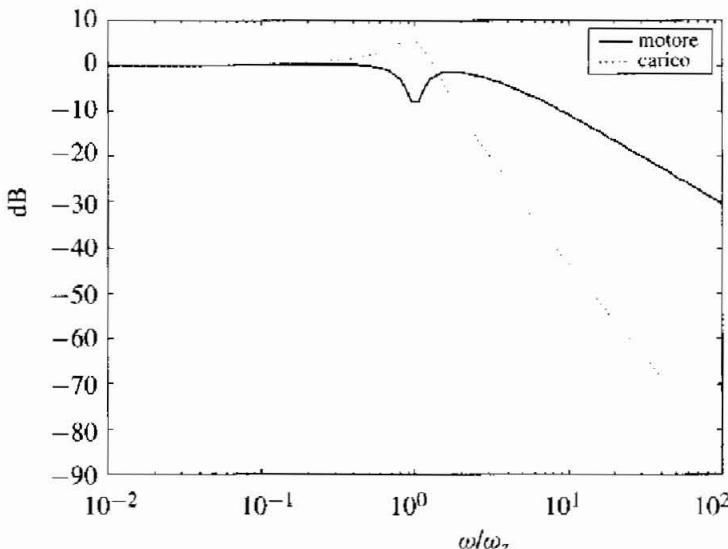


Figura 9.51 Diagrammi di Bode del modulo in anello chiuso con $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$.

In entrambi i casi il margine di fase è molto elevato. Il criterio di Bode non è quindi utile per discriminare le due situazioni, né per individuare limiti alla banda dell'anello di controllo. Come è stato più volte sottolineato in precedenza, tuttavia, sebbene l'unica misura disponibile sia la posizione (e quindi la velocità) lato motore, gli obiettivi di controllo vengono espressi con riferimento al moto del carico. La Figura 9.51 mostra il diagramma del modulo della risposta in frequenza in anello chiuso ottenuto tarando il regolatore con $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$, prendendo come uscita la velocità lato motore e la velocità lato carico (come al solito moltiplicata per il rapporto di trasmissione per riportarla a grandezze confrontabili lato motore). La risposta in frequenza lato carico esibisce un picco di risonanza che il criterio di Bode non aiuta a cogliere.

Per comprendere meglio l'effetto di incrementi del guadagno del regolatore di velocità sulle prestazioni del sistema, e per ricavare conseguentemente un criterio di progetto, è utile tracciare il luogo delle radici dell'anello di velocità al variare di K_{pv} (o, equivalentemente, di $\tilde{\omega}_{cv}$). Il luogo è tracciato, per gli stessi valori dei parametri adimensionali ρ , ξ_z e τ_{tv} prima citati, in Figura 9.52, dove gli assi sono stati normalizzati⁶ a ω_z . Si osserva che i poli complessi descrivono un luogo che li porta dapprima (cioè per piccoli valori di $\tilde{\omega}_{cv}$) ad aumentare lo smorzamento e quindi a diminuirlo. Per valori elevati del guadagno d'anello, i poli del sistema in anello chiuso tendono agli zeri della funzione di trasferimento $G_{nm}(s)$ che, come già ricordato, sono meno smorzati dei poli in anello aperto da cui originano i rami. Questa circostanza di per sé non rappresenta un problema per le risposte lato

⁶In altre parole, gli zeri complessi in questo, e nei successivi luoghi delle radici, appaiono a distanza unitaria dall'origine del piano complesso.

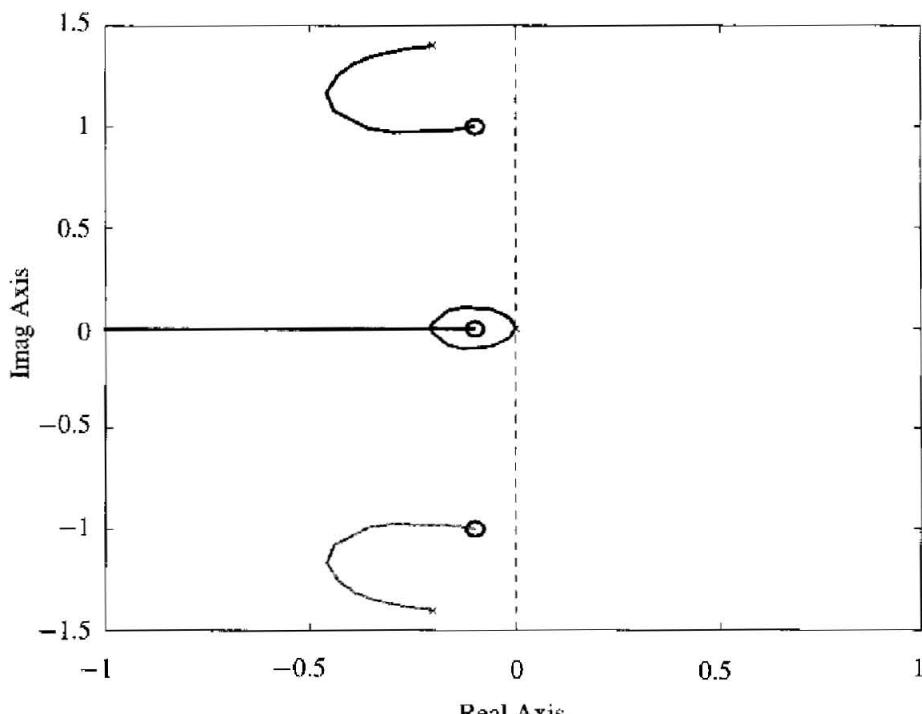


Figura 9.52 Luogo delle radici dell'anello di velocità.

motore, anzi la quasi-cancellazione tra poli e zeri complessi fa sì che la risposta non esibisca la relativa dinamica risonante. Di fatto la risposta del motore non può che migliorare all'aumentare del guadagno d'anello. Viceversa, nella funzione di trasferimento lato carico $G_{vl}(s)$, come mostra la (9.18), non sono presenti gli zeri complessi. Questo comporta che, per valori elevati del guadagno d'anello, il sistema oscilla alla pulsazione ω_z , ossia alla pulsazione a rotore bloccato. Si può quindi affermare che l'aumento indiscriminato della banda passante dell'anello di velocità rende sostanzialmente il moto del carico indipendente dal motore: il moto del motore è controllato sempre meglio, ma il carico subisce oscillazioni incontrollate e poco smorzate.

Il luogo delle radici di Figura 9.52 suggerisce come criterio di progetto ragionevole la scelta del guadagno del controllore di velocità in modo tale da massimizzare lo smorzamento dei poli in anello chiuso. Questo di norma avviene per valori di $\tilde{\omega}_{cv} \approx 0.7 \div 0.8$. In definitiva, quindi, un possibile criterio di progetto del regolatore di velocità in presenza di dinamica risonante poco smorzata consiste nel selezionare la banda passante nominale dell'anello di controllo ($\omega_{cv} = K_p v \mu$) approssimativamente pari al 70% \div 80% della pulsazione ω_z di antirisonanza.

Progetto del regolatore di posizione Una volta progettato il controllore di velocità si può passare al progetto del controllore di posizione che, come già

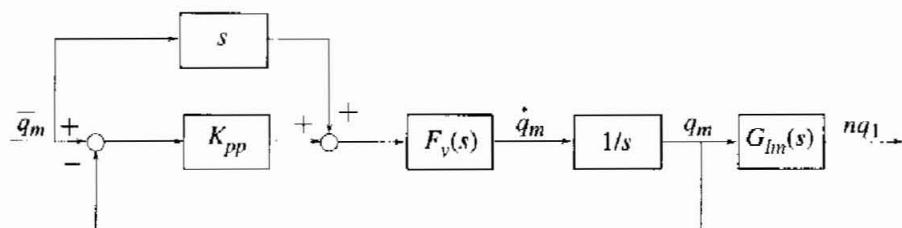


Figura 9.53 Schema a blocchi del sistema di controllo di posizione.

discusso nel caso di accoppiamento rigido, è costituito semplicemente da un guadagno K_{pp} . Lo schema a blocchi cui riferirsi per il progetto del controllore è riportato in Figura 9.53.

La funzione di trasferimento d'anello è:

$$L_p(s) = K_{pp} \frac{F_v(s)}{s}$$

dove $F_v(s)$ è la funzione di trasferimento in anello chiuso dell'anello di velocità.

Anche in questo caso possiamo introdurre un parametro di progetto normalizzato, definito come:

$$\tilde{\omega}_{cp} = \frac{\omega_{cp}}{\omega_z} = \frac{K_{pp}}{\omega_z}$$

Il parametro esprime la banda passante nominale valutata sul sistema rigido ($\omega_{cp} = K_{pp}$), normalizzata rispetto alla pulsazione di antirisonanza ω_z . Le Figure 9.54

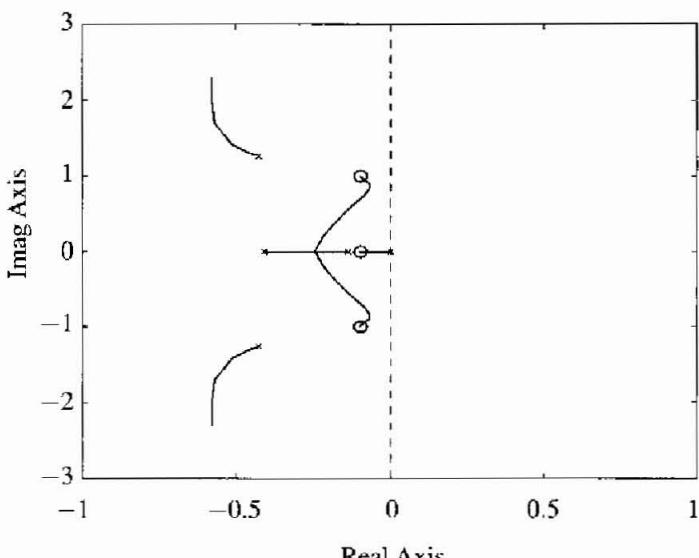


Figura 9.54 Luogo delle radici dell'anello di posizione con anello di velocità chiuso con $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$.

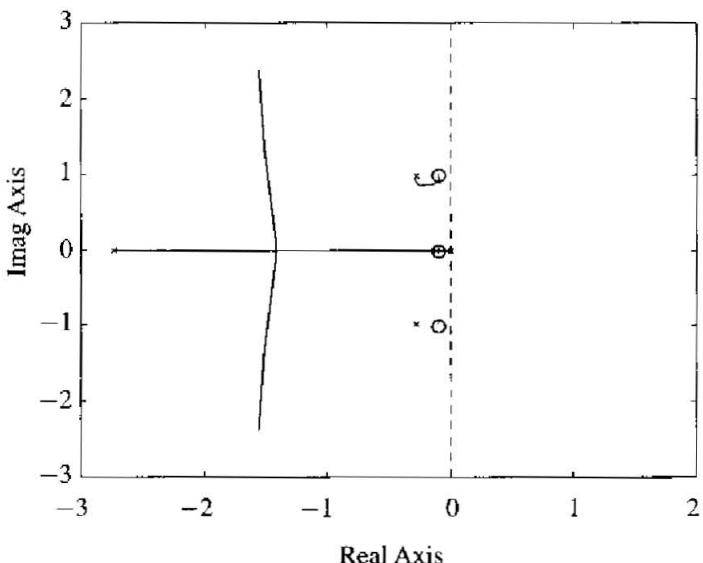


Figura 9.55 Luogo delle radici dell'anello di posizione con anello di velocità chiuso con $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$.

e 9.55 mostrano i luoghi delle radici al variare di K_{pp} o, equivalentemente, di $\tilde{\omega}_{cp}$, per due tarature differenti dell'anello di velocità, la prima (Figura 9.54) corrispondente a $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$, la seconda (Figura 9.55) corrispondente a $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$. Si osserva che l'aumento della banda dell'anello di velocità comporta anche una complicazione nel progetto di posizione, in quanto la forma del luogo delle radici diventa più sfavorevole, con i poli complessi che diminuiscono lo smorzamento fino a tendere agli zeri complessi. In ogni caso la taratura del controllore di posizione può essere condotta con l'obiettivo di conferire un buon smorzamento ai poli dominanti.

Simulazione Simuliamo la risposta di un servomeccanismo caratterizzato dagli stessi parametri adimensionali adottati nell'analisi ($\rho = 1$, $\xi_z = 0.1$ e $\tau_{iv} = 10$), e da una pulsazione di antirisonanza pari a⁷ $\omega_z = 200$ rad/s. Consideriamo due tarature differenti del regolatore di velocità, la prima piuttosto conservativa (corrispondente a $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$) la seconda molto più "aggressiva" (corrispondente a $\tilde{\omega}_{cv} = 2.5$). In entrambi i casi tariamo il controllore di posizione in modo da ottenere $\tilde{\omega}_{cp} = 0.1$, ovvero una banda nominale dell'anello di posizione estesa fino a una decade prima di ω_z . Le simulazioni prevedono che all'istante $t = 0$ si applichi uno scalino di ampiezza unitaria al riferimento di posizione, e all'istante $t = 0.5$ uno scalino alla coppia esterna lato carico.

⁷Si osservi che, avendo espresso tutti i parametri in forma normalizzata rispetto a ω_z , il valore effettivo della pulsazione è irrilevante: valori differenti comportano solo una riscalatura nel tempo dei transitori.

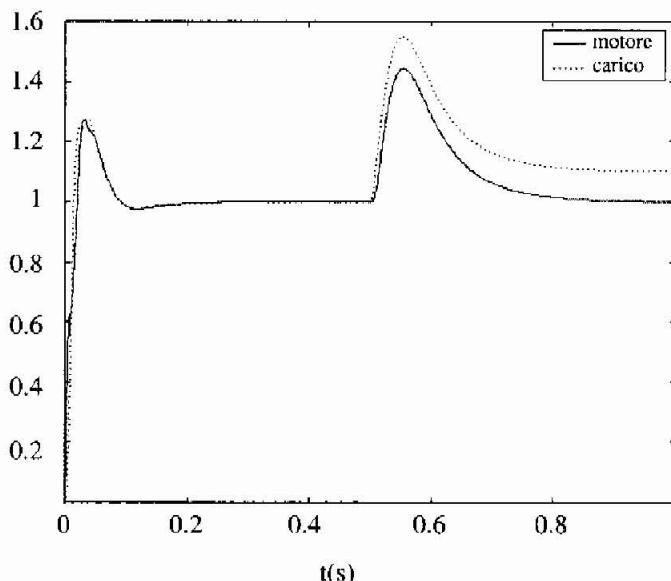


Figura 9.56 Simulazione con $\bar{\omega}_{cv} = 0.5$ ($t = 0$: scalino sul riferimento; $t = 0.5$: scalino sul disturbo di coppia).

I risultati sono mostrati nelle Figure 9.56 e 9.57. Nel caso di taratura conservativa dell'anello di velocità, i transitori di posizione del motore e del carico sono sostanzialmente sovrapponibili: limitando la banda si forza di fatto il sistema a

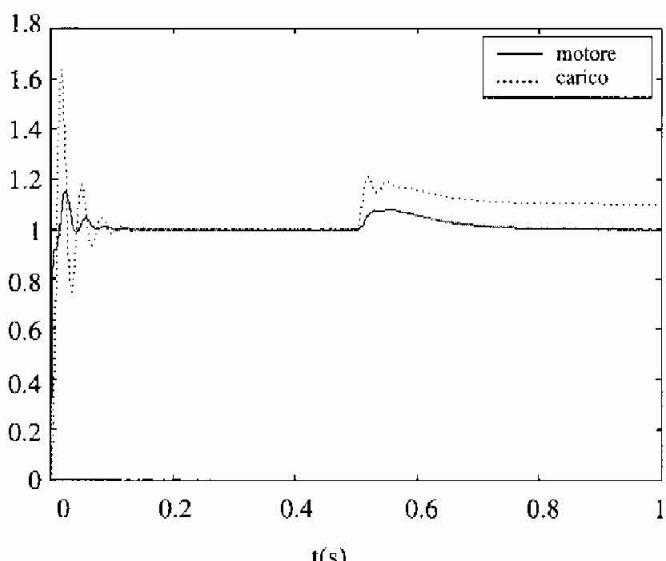


Figura 9.57 Simulazione con $\bar{\omega}_{cv} = 2.5$ ($t = 0$: scalino sul riferimento; $t = 0.5$: scalino sul disturbo di coppia).

evolvere come se l'accoppiamento fosse rigido. La sola differenza che si manifesta tra moto del motore e moto del carico riguarda la condizione di regime che si instaura a seguito dell'imposizione dello scalino di coppia lato carico. Poiché il sistema di controllo garantisce l'annullamento dell'errore statico sulla posizione motore, quest'ultima si riporta al valore assunto prima dell'applicazione del disturbo, mentre la posizione del carico assume un valore tale da dar luogo, una volta moltiplicata la differenza tra posizione carico e posizione motore per la costante elastica della trasmissione, ad una coppia che equilibra quella esterna applicata.

La simulazione del transitorio con il progetto più aggressivo del regolatore di velocità mette in evidenza quanto prima discusso circa le prestazioni del sistema per valori molto elevati del guadagno d'anello di velocità: mentre infatti, nella risposta al gradino sul riferimento, il motore mostra un transitorio praticamente privo di sovraelongazione e estremamente rapido, il carico manifesta una sovraelongazione del 60% e oscillazioni poco smorzate. Si osservi d'altra parte, come del resto era prevedibile, che la reiezione al disturbo di coppia migliora sensibilmente.

Limiti di prestazione Si è visto che all'aumentare della banda dell'anello di controllo della velocità degradano le prestazioni del sistema di controllo lato carico. Ci proponiamo ora di quantificare questo degrado, individuando un parametro di merito della qualità del moto del carico e mettendolo in relazione con la banda passante dell'anello di velocità. Consideriamo a tale proposito la funzione di trasferimento dal riferimento di posizione del motore alla posizione del carico (come di consueto riportata all'asse motore):

$$F_{lm}(s) = \frac{nq_l(s)}{\bar{q}_m(s)}$$

Adottando gli stessi valori dei parametri adimensionali utilizzati per le simulazioni, è possibile tracciare il diagramma di Bode del modulo della risposta in frequenza di $F_{lm}(s)$, espresso in funzione della pulsazione normalizzata rispetto a ω_z , al variare del parametro di progetto $\tilde{\omega}_{cv}$. Il risultato è riportato in Figura 9.58. Si osserva che il picco di risonanza aumenta all'aumentare di $\tilde{\omega}_{cv}$. Ricordando che il picco di risonanza è associato ai transitori oscillanti, possiamo identificare nel valore massimo del modulo della risposta in frequenza⁸ di $F_{lm}(s)$, che denomineremo QL_∞ , il parametro di merito cercato.

A questo punto possiamo riportare su un grafico l'andamento di QL_∞ rispetto a $\tilde{\omega}_{cv}$, come nella Figura 9.59, che riporta anche l'andamento di QL_∞ calcolato sulla base di una correlazione ottenuta per successive semplificazioni della sua espressione analitica. La correlazione è la seguente:

$$QL_\infty \equiv \|F_{lm}(s)\|_\infty \approx \frac{1}{2\hat{\xi}}$$

⁸Si tratta della cosiddetta norma H_∞ della funzione di trasferimento

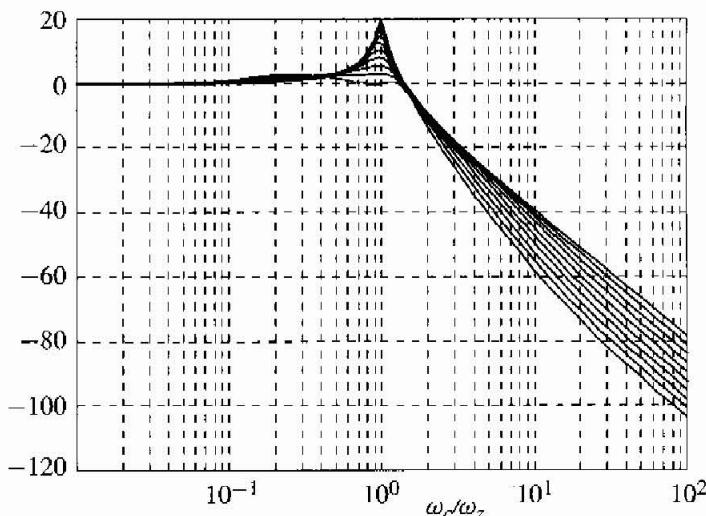


Figura 9.58 Diagramma del modulo di F_{lm} al variare di $\tilde{\omega}_{cv}$.

con:

$$\hat{\xi} = \xi_z + \frac{1}{2\tilde{\omega}_{cv}} \frac{\rho}{1+\rho}$$

Questa correlazione, la cui accuratezza è mostrata dal confronto di Figura 9.59, può rivelarsi di notevole utilità nel progetto del servomeccanismo. Ad esempio, fissando un valore prestabilito massimo del picco di risonanza QL_∞ , è possibile

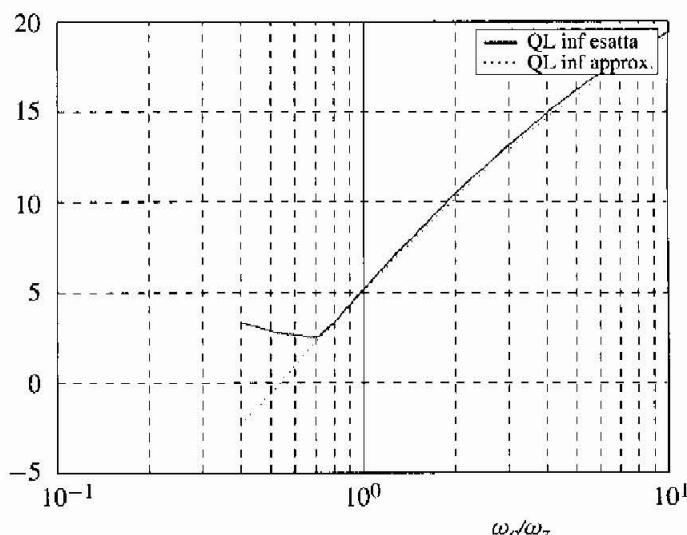


Figura 9.59 Picco di risonanza di F_{lm} al variare di $\tilde{\omega}_{cv}$.

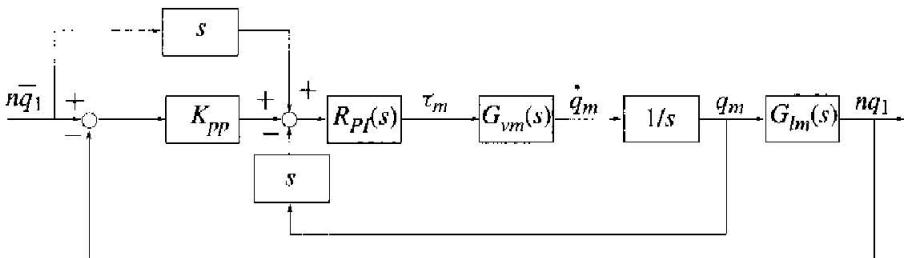


Figura 9.60 Controllo P/PI con misure di posizione lato carico.

ricavare dalla correlazione un insieme dei parametri che consentono di soddisfare il requisito imposto. Questa operazione può consistere semplicemente nell'assegnare un opportuno valore al guadagno del controllore, se il sistema meccanico è dato e non modificabile. In sede di progetto, tuttavia, relazioni di questo tipo possono influenzare le scelte anche dei parametri meccanici (ρ , ξ_z , ω_z , inglobato nel parametro normalizzato $\bar{\omega}_{cv}$) al fine di migliorare le prestazioni del sistema in anello chiuso. Il progetto congiunto della meccanica e dell'elettronica di controllo è la filosofia alla base del progetto *meccatronico* del sistema.

9.3.7 Controllo con misure lato carico

Nelle applicazioni in cui sia richiesta un'accuratezza di posizionamento elevata, e non siano quindi accettabili gli errori associati ai giochi ed all'elasticità delle trasmissioni, è necessario misurare direttamente la posizione del carico con un sensore di risoluzione adeguata. Questa situazione si presenta comunemente nelle macchine utensili dove, ad esempio, si utilizzano trasmissioni a vite a ricircolazione di sfere e righe ottiche per la misura della posizione di un carrello o del mandrino. L'architettura tipica dei sistemi di controllo per le macchine utensili prevede due unità separate: una, il controllo d'asse, che effettua il controllo di corrente nei motori brushless e l'anello di velocità motore, e l'altra, inclusa nel controllo numerico (CNC: Computer Numerical Control), che effettua il controllo di posizione ("loop di spazio", in gergo) utilizzando la misura di posizione del carico. Le due unità operano generalmente a frequenza diversa: qualche decina o centinaio di microsecondi il controllo d'asse, alcuni millisecondi il CNC. Analizziamo nel seguito quest'architettura di controllo sul piano funzionale, non considerando gli aspetti relativi all'implementazione digitale, alle differenti frequenze di campionamento sui due anelli e alla presenza di giochi nelle trasmissioni.

Lo schema a blocchi cui fare riferimento è riportato in Figura 9.60.

Progetto del regolatore di posizione Nulla cambia rispetto allo schema precedente per quanto riguarda il progetto del regolatore di velocità. Viceversa si modifica l'espressione della funzione di trasferimento d'anello per il controllo di

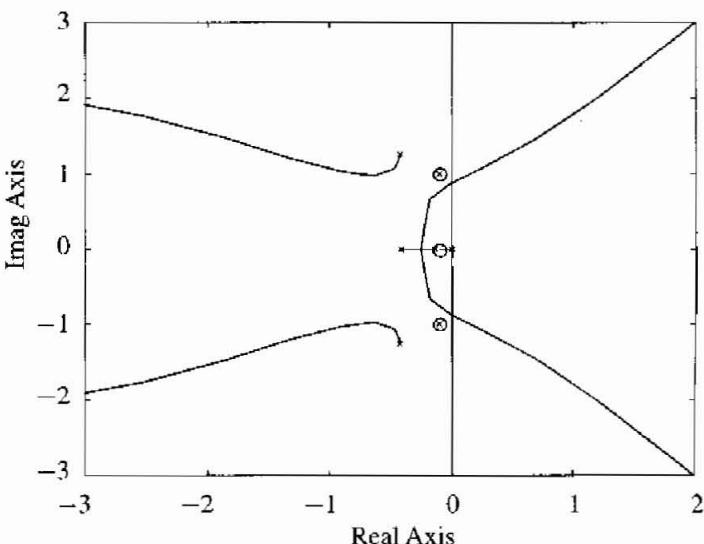


Figura 9.61 Luogo delle radici dell'anello di posizione con anello di velocità chiuso con $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$.

posizione, che ora è la seguente:

$$L_p(s) = K_{pp} \frac{F_v(s)}{s} G_{lm}(s)$$

dove $F_v(s)$ è, come nel caso precedente, la funzione di trasferimento in anello chiuso dell'anello di velocità, mentre $G_{lm}(s)$ è la funzione di trasferimento, definita dalla (9.19).

Le Figure 9.61 e 9.62 mostrano i luoghi delle radici al variare di K_{pp} o, equivalentemente, di $\tilde{\omega}_{cp}$, per due tarature differenti dell'anello di velocità, la prima (Figura 9.61) corrispondente a $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$, la seconda (Figura 9.62) corrispondente a $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$. In entrambi i casi si osserva che all'aumentare del guadagno del controllore proporzionale, due rami del luogo invadono il semipiano destro, rendendo il sistema in anello chiuso instabile. Pertanto, mentre il sistema di controllo basato sulla lettura della sola posizione motore è sempre asintoticamente stabile, quello che fa uso della retroazione della misura lato carico è solo condizionatamente stabile. La maggiore criticità del problema di controllo è del resto tipica dei sistemi non *co-locati* nei quali cioè il punto dove avviene l'attuazione del moto ed il punto in cui avviene la misura non sono dallo stesso lato rispetto ad un elemento cedevole.

Inoltre all'aumentare della banda dell'anello di velocità, si riduce il valore limite del guadagno del regolatore proporzionale di posizione al di sopra del quale il sistema diventa instabile. Con i valori dei parametri adimensionali utilizzati per tracciare i luoghi, si può verificare che ad un valore $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$ corrisponde un valore limite $\tilde{\omega}_{cp} \approx 1$, mentre ad un valore $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$ corrisponde un valore limite $\tilde{\omega}_{cp} \approx 0.5$.

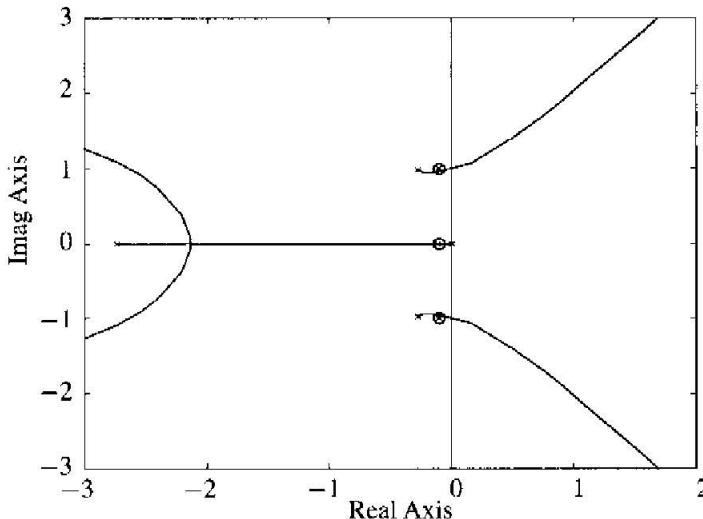


Figura 9.62 Luogo delle radici dell'anello di posizione con anello di velocità chiuso con $\tilde{\omega}_{cv} = 1.5$.

Simulazione Anche in questo caso simuliamo la risposta di un servomeccanismo caratterizzato dagli stessi parametri del caso precedente. Consideriamo nuovamente due tarature differenti del regolatore di velocità, $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$ e $\tilde{\omega}_{cv} = 2.5$. In entrambi i casi tariamo il controllore di posizione in modo da ottenere $\tilde{\omega}_{cp} = 0.1$.

I risultati, mostrati nelle Figure 9.63 e 9.64, non evidenziano marcate differenze rispetto a quelli ottenuti chiudendo l'anello di posizione lato motore. Si

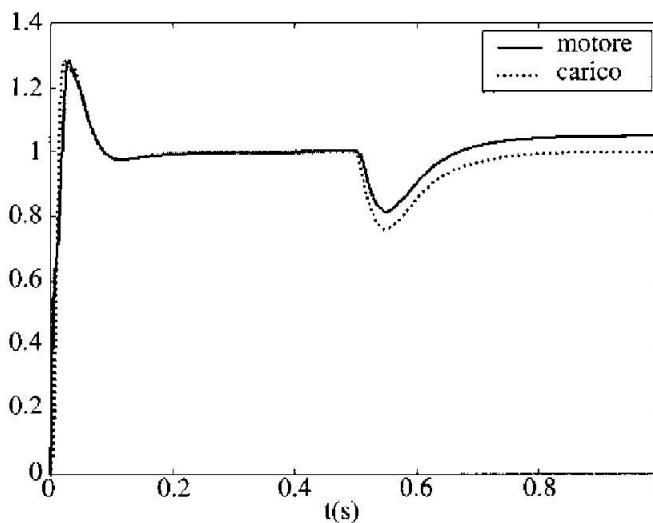


Figura 9.63 Simulazione con $\tilde{\omega}_{cv} = 0.5$ ($t = 0$: scalino sul riferimento; $t = 0.5$: scalino sul disturbo di coppia).

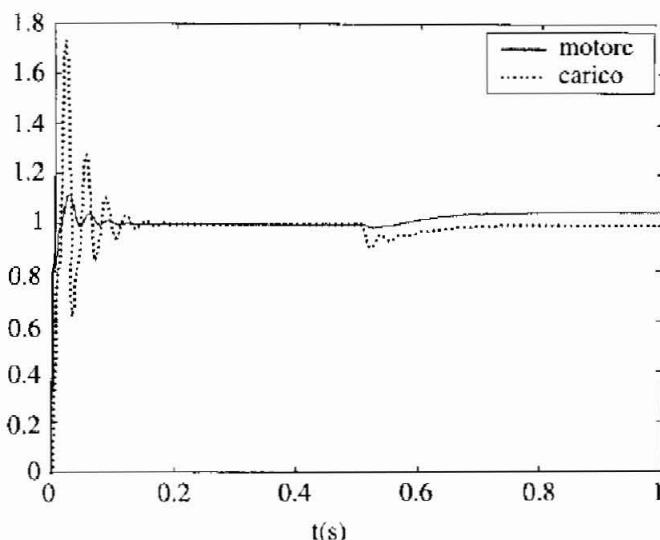


Figura 9.64 Simulazione con $\tilde{\omega}_{cv} = 2.5$ ($t = 0$: scalino sul riferimento; $t = 0.5$: scalino sul disturbo di coppia).

osserva, nel diagramma di Figura 9.64, un ulteriore peggioramento nel moto della coordinata lato carico, che ora mostra una sovraelongazione massima pari al 70%. Si osserva inoltre, in entrambi i diagrammi, che la condizione di regime raggiunta a seguito dell'applicazione del gradino di coppia di disturbo prevede questa volta che la posizione lato carico ritorni al valore originario. Questa circostanza, che si spiega osservando che il sistema di controllo garantisce errore statico nullo lato carico, costituisce di per sé una motivazione valida per l'adozione di questo schema di controllo (e quindi per l'impiego del doppio sensore) in quelle situazioni in cui la precisione ottenibile nel posizionamento del carico è cruciale per la buona riuscita dell'operazione, come avviene per esempio in molte macchine utensili.

Limiti di prestazione Anche nel caso di retroazione della posizione del carico si può quantificare il degrado di prestazioni ricorrendo alla medesima metodologia seguita nel paragrafo precedente. Consideriamo dunque la funzione di trasferimento dal riferimento di posizione (in questo caso del carico) alla posizione del carico (riportata all'asse motore):

$$F_{ll}(s) = \frac{nq_l(s)}{n\bar{q}_l(s)}$$

Adottando sempre gli stessi valori dei parametri adimensionali utilizzati precedentemente, tracciamo in Figura 9.65 il diagramma di Bode del modulo della risposta in frequenza di $F_{ll}(s)$, espresso in funzione della pulsazione normalizzata rispetto a ω_z , al variare del parametro di progetto $\tilde{\omega}_{cv}$. Si osserva che il picco di risonanza aumenta, all'aumentare di $\tilde{\omega}_{cv}$, in modo più marcato rispetto al caso precedente.

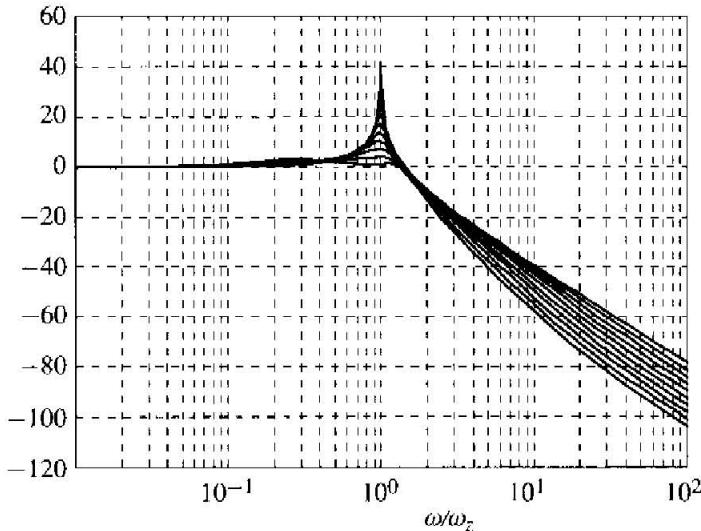


Figura 9.65 Diagramma del modulo di F_H al variare di $\tilde{\omega}_{cv}$.

In Figura 9.66, è riportato l'andamento di QL_∞ rispetto a $\tilde{\omega}_{cv}$ calcolato numericamente e confrontato con il valore calcolato sulla base di una correlazione ottenuta per successive semplificazioni dell'espressione analitica. La correlazione è la seguente:

$$QL_\infty \equiv \|F_H(s)\|_\infty \approx \frac{1}{2\hat{\xi}}$$

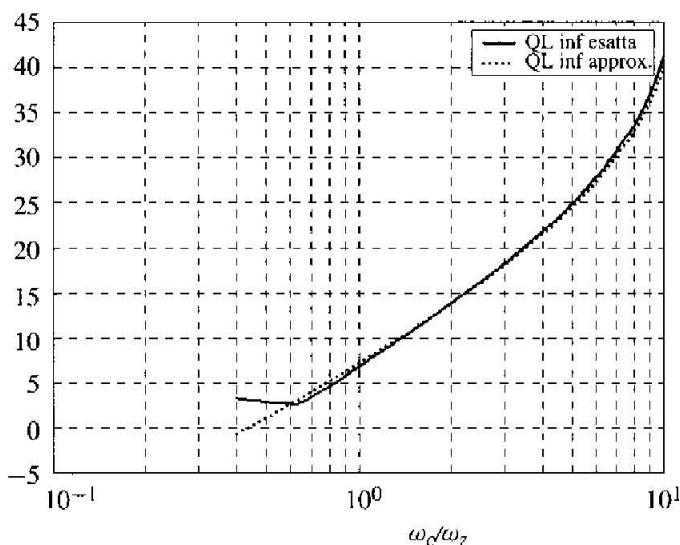


Figura 9.66 Picco di risonanza di F_l al variare di $\tilde{\omega}_{cv}$.

con:

$$\hat{\xi} = \frac{\xi_z + \frac{1}{2\tilde{\omega}_{cp}} \frac{\rho}{1+\rho} - 0.5\tilde{\omega}_{cp}}{1 + \frac{\tilde{\omega}_{cp}}{\tilde{\omega}_{cp}} \frac{1}{1+\rho}}$$

Come già sottolineato, si osserva che il degrado di prestazioni è più marcato rispetto a quanto ottenuto con retroazione della sola posizione motore, a conferma di una maggiore criticità in termini di prestazioni dinamiche del progetto nel caso di sistema non co-locato rispetto al caso co-locato. Anche questa correlazione, seppure più complessa rispetto a quella ricavata nel caso precedente, può essere di utilità nel progetto meccatronico del dispositivo.

9.3.8 Schemi avanzati di controllo

Filtro notch In alcuni azionamenti commerciali che adottano la struttura di controllo in cascata P/PI, è predisposto un filtro "notch" i cui parametri devono essere impostati dall'utente. Il filtro non è, di solito, accompagnato da precise indicazioni d'uso ed è posto all'interno dell'anello di velocità oppure in ingresso ad esso.

Un filtro notch ha un diagramma di Bode con una "gola" (notch) in corrispondenza di una pulsazione specificata. È quindi descritto dalla funzione di trasferimento:

$$G_{nf}(s) = \frac{s^2 + 2\xi_n \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi_d \omega_n s + \omega_n^2}$$

in cui ξ_n e ξ_d rappresentano smorzamenti, piccolo il primo ed elevato il secondo, e ω_n rappresenta la pulsazione centrale della gola. La Figura 9.67 raffigura il diagramma di Bode del modulo del filtro.

Il filtro notch è utilizzato nei sistemi di controllo per evitare l'eccitazione di modi oscillatori del processo attraverso la variabile di controllo. Posizionando gli zeri del filtro in corrispondenza dei modi oscillatori (poli complessi) si cancella il relativo contributo nella risposta al segnale di riferimento. Tali modi non vengono però modificati dalla retroazione (rimangono cioè autovalori del sistema in anello chiuso), con la conseguenza che si possono manifestare se eccitati attraverso disturbi di carico, come i disturbi di coppia nel caso dei meccanismi. Ciò costituisce un'importante limitazione dell'efficacia del filtro notch. Altre limitazioni risiedono nel fatto che la frequenza di risonanza sulla quale sintonizzare gli zeri del filtro deve essere nota con precisione. Inoltre la realizzazione digitale dei regolatori comporta inevitabilmente una distorsione della risposta in frequenza rispetto al progetto analogico, che potrebbe comportare errori nell'azione di cancellazione operata dal filtro. Esistono ad ogni modo dei metodi per ovviare a questo problema (*frequency pre-warping*).

Nei manuali d'uso degli azionamenti commerciali si suggerisce di utilizzare il filtro notch in presenza di picchi rilevanti nello spettro del segnale misurato (posizione lato motore e/o carico) in corrispondenza di una frequenza elevata

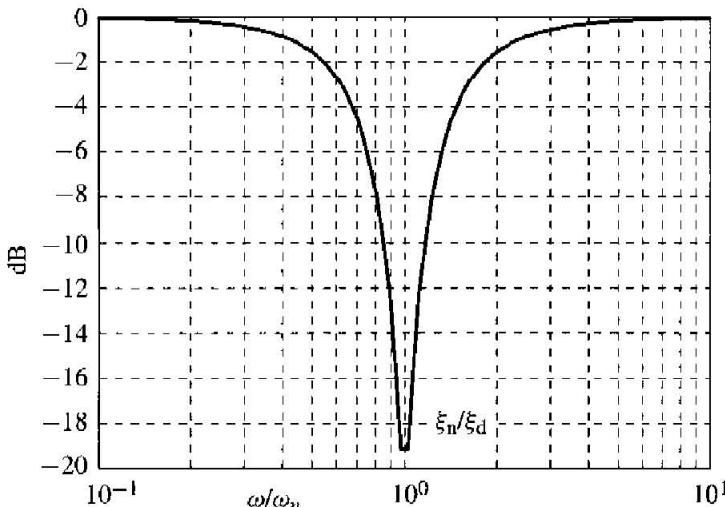


Figura 9.67 Diagramma di Bode del modulo di un filtro notch.

(fuori dalla banda dell'anello di controllo) e non variabile nel tempo. Tipicamente queste righe spettrali si manifestano con fischi chiaramente udibili durante il funzionamento del servomeccanismo.

Il filtro notch può comunque dare dei benefici anche se sintonizzato in corrispondenza della prima frequenza di risonanza del servomeccanismo, purché venga collocato all'esterno dell'anello di velocità, come mostrato in Figura 9.68.

Nelle Figure 9.69 e 9.70 si confrontano i luoghi delle radici dell'anello di controllo di posizione, tracciati al variare del guadagno del controllore di posizione, nel caso di retroazione della sola posizione motore, in assenza ed in presenza del filtro notch collocato come in Figura 9.68. I guadagni dei regolatori PI di velocità e P di posizione sono i medesimi nei due casi e corrispondono a $\tilde{\omega}_{cv} = 1$ e $\tilde{\omega}_{cp} = 0.1$. Si osserva che i poli in anello chiuso, in presenza del filtro notch, sono collocati in posizione più favorevole. Il confronto delle simulazioni, mostrato in Figura 9.71 in termini di posizione del carico, mostra un sensibile miglioramento nel transitorio di posizionamento.

Risultati ancora migliori si ottengono nel caso di retroazione della posizione lato carico, sempre collocando il filtro notch all'esterno dell'anello di velocità. Nelle Figure 9.72 e 9.73 si confrontano i luoghi delle radici dell'anello di controllo di posizione in assenza ed in presenza del filtro notch. Si osserva anche in que-

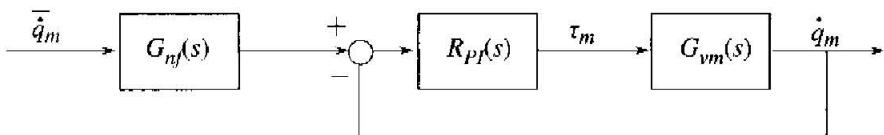


Figura 9.68 Filtro notch collocato all'esterno dell'anello di velocità.

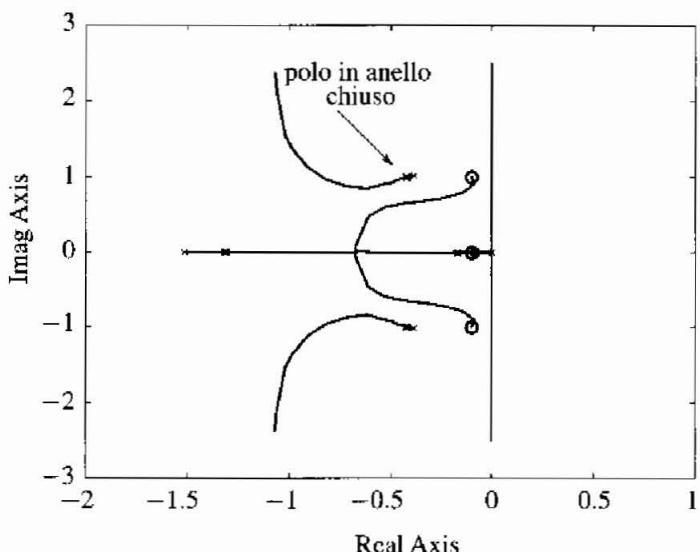


Figura 9.69 Luogo delle radici dell'anello di posizione (retroazione lato motore) in assenza del filtro notch.

sto caso che i poli in anello chiuso, in presenza del filtro notch, sono collocati in posizione più favorevole. Il confronto delle simulazioni, mostrato in Figura 9.74 conferma il miglioramento nel transitorio di posizionamento del carico.

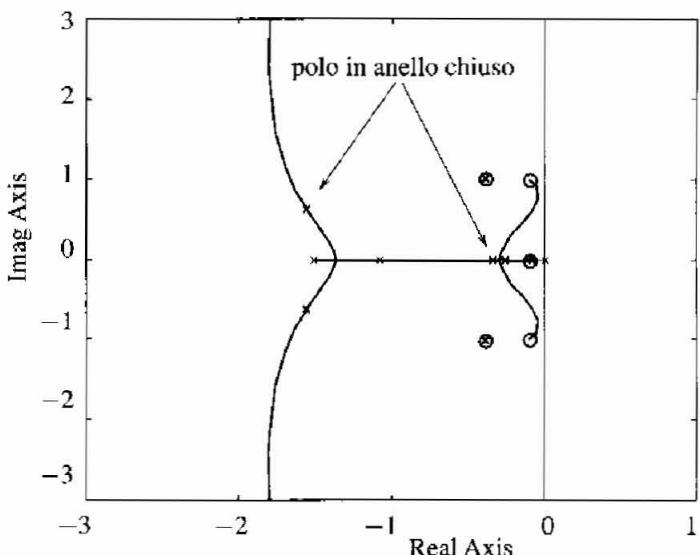


Figura 9.70 Luogo delle radici dell'anello di posizione (retroazione lato motore) in presenza del filtro notch.

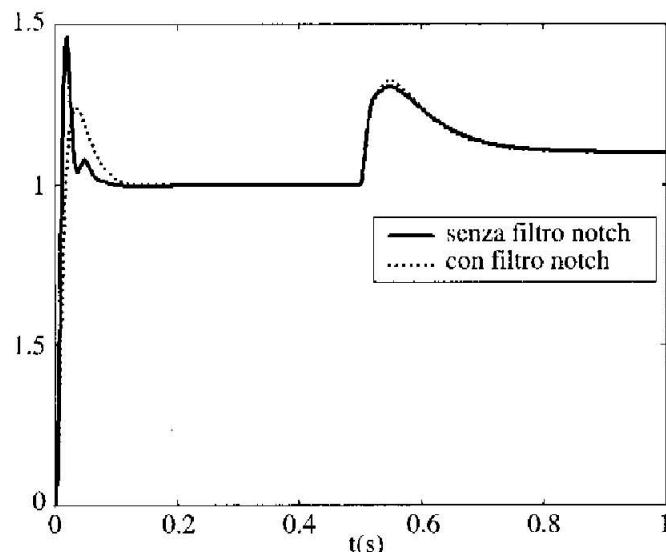


Figura 9.71 Simulazione del controllo P/PI (retroazione lato motore) in presenza e in assenza del filtro notch ($t = 0$: scalino sul riferimento; $t = 0.5$: scalino sul disturbo di coppia).

Osservatore del disturbo di coppia L'osservatore del disturbo di coppia (nel seguito denominato TDO: Torque Disturbance Observer) è un metodo talvolta utilizzato nei sistemi di controllo del moto, in particolare nei casi in cui alla coppia nominale prodotta dal motore si sovrapponga un disturbo. Il metodo consiste nello

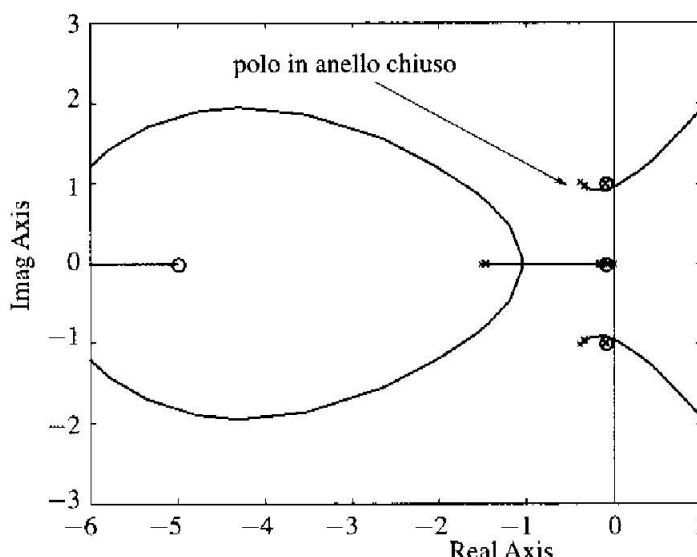


Figura 9.72 Luogo delle radici dell'anello di posizione (retroazione lato carico) in assenza del filtro notch.

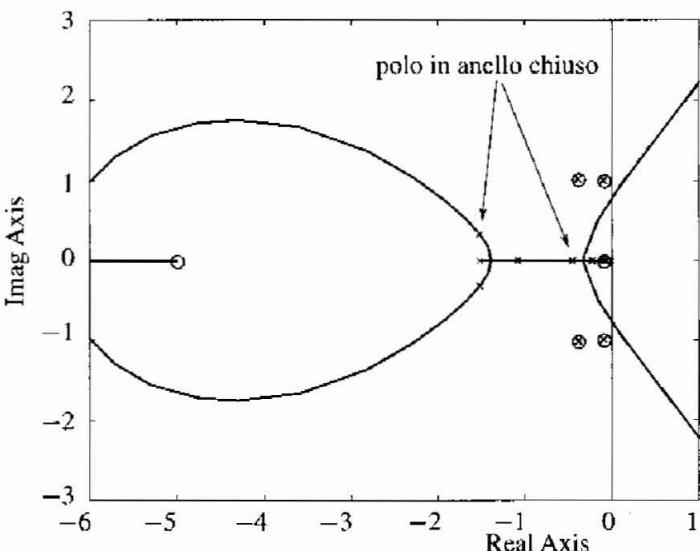


Figura 9.73 Luogo delle radici dell'anello di posizione (retroazione lato carico) in presenza del filtro notch.

stimare la coppia di disturbo in ingresso alla funzione di trasferimento del motore, compensandola con una retroazione sul comando.

Consideriamo dapprima un generico sistema con ingresso u , disturbo di carico d e uscita y (Figura 9.75). Ci proponiamo di progettare un sistema che,

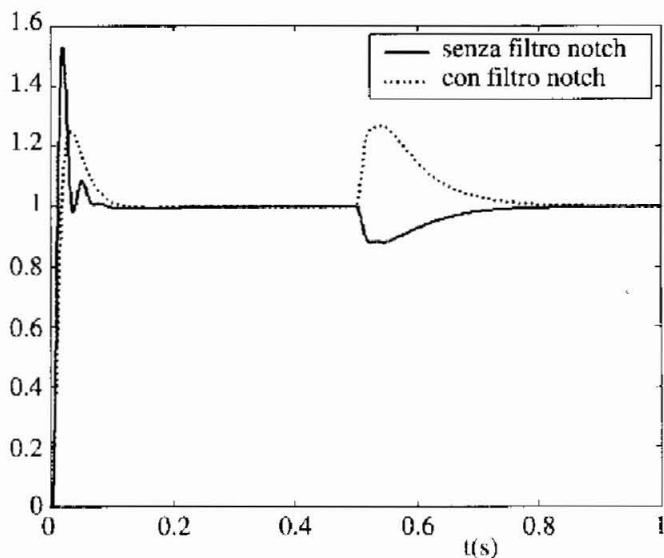


Figura 9.74 Simulazione del controllo P/PI (retroazione lato carico) in presenza e in assenza del filtro notch ($t = 0$: scalino sul riferimento; $t = 0.5$: scalino sul disturbo di coppia).

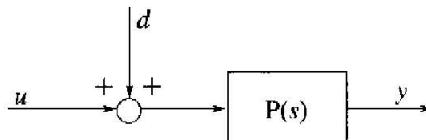


Figura 9.75 Sistema dinamico con disturbo di carico.

sulla base delle misure di y e dai valori assunti da u , determini una stima del disturbo.

Si consideri a questo scopo lo schema di Figura 9.76. In questo schema $P_n(s)$ è un modello nominale del sistema sotto controllo, di funzione di trasferimento $P(s)$, mentre $Q(s)$ è la funzione di trasferimento di un filtro passabasso, a guadagno unitario, con grado relativo⁹ sufficientemente elevato da rendere realizzabile la funzione di trasferimento $Q(s)P_n^{-1}(s)$.

Analizzando lo schema a blocchi, si trova che la stima del disturbo elaborata dall'osservatore del disturbo è la seguente:

$$\begin{aligned}\hat{d}(s) &= Q(s)u(s) - P_n^{-1}(s)Q(s)y(s) = \\ &= Q(s)u(s) - P_n^{-1}(s)Q(s)P(s)(d(s) + u(s)) = \\ &= Q(s)(1 - P_n^{-1}(s)P(s))u(s) - Q(s)P_n^{-1}(s)P(s)d(s)\end{aligned}$$

mentre l'uscita del sistema, a osservatore inserito, assume la seguente espressione:

$$y(s) = \frac{P(s)(1 - Q(s))}{1 - Q(s) + P_n^{-1}(s)P(s)Q(s)}d(s) + \frac{P(s)}{1 - Q(s) + P_n^{-1}(s)P(s)Q(s)}u^*(s)$$

Nel caso in cui il modello nominale costituisca una buona approssimazione della dinamica del sistema vero ($P_n(s) \approx P(s)$), le precedenti equazioni si riducono a:

$$\hat{d}(s) \approx -Q(s)d(s)$$

e

$$y(s) = P(s)(1 - Q(s))d(s) + P(s)u^*(s)$$

Si conclude quindi che, nella banda passante¹⁰ del filtro $Q(s)$, il disturbo è stimato correttamente e l'uscita y è virtualmente esente dal disturbo.

Consideriamo ora un motore, di cui modelliamo solo la dinamica meccanica, caratterizzato dalla funzione di trasferimento tra coppia e velocità:

$$P(s) = \frac{1}{J_ms + D_m} \quad (9.20)$$

⁹ Il grado relativo di una funzione di trasferimento è la differenza tra il numero dei suoi poli e il numero dei suoi zeri.

¹⁰ Ovvero nell'insieme di pulsazioni per cui $|Q(j\omega)| \approx 1$.

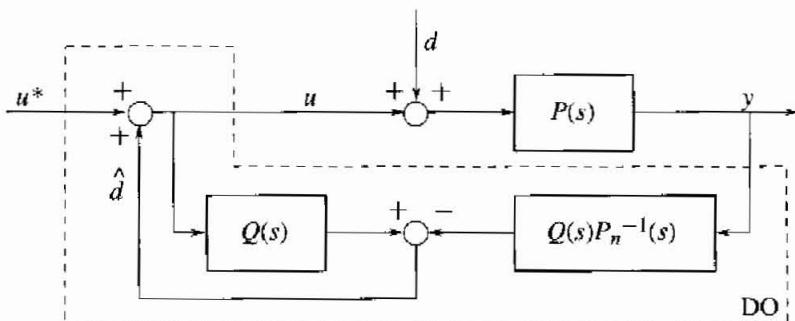


Figura 9.76 Osservatore del disturbo.

Supponendo che il modello nominale coincida con il modello vero ($P_n(s) = P(s)$) e adottando un filtro del primo ordine:

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

lo schema a blocchi di Figura 9.76 si riduce allo schema in Figura 9.77. Nello schema si suppone di misurare la velocità del motore. Il disturbo è costituito da un'eventuale coppia esogena, indicata con τ_c , e dovuta ad attrito o ripple di coppia, e dalla coppia trasmessa dal carico τ_{lm} . Lo schema a blocchi di Figura 9.77 può essere ricondotto a quello di Figura 9.78 in cui nel TDO si fa uso di un solo sistema dinamico del primo ordine.

Elaborando lo schema a blocchi si ottiene:

$$Q_m(s) = \frac{1}{J_ms^2 + D_ms} [\tau_m^*(s) - G_f(s)(\tau_c(s) + \tau_{lm}(s))]$$

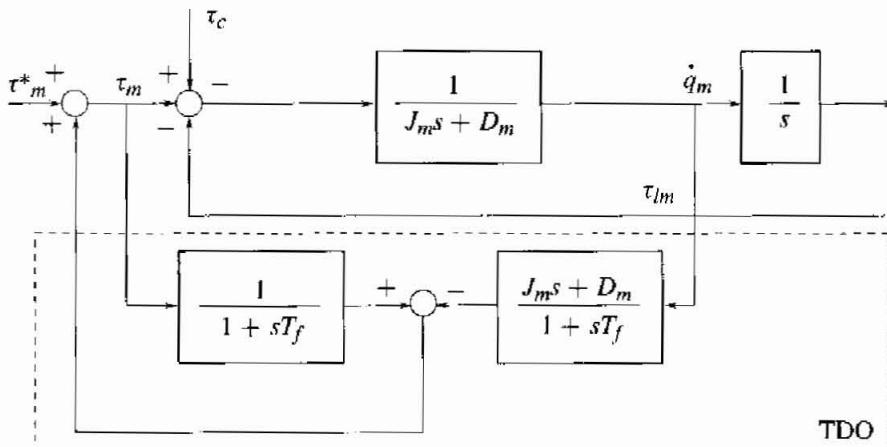


Figura 9.77 Osservatore del disturbo di coppia.

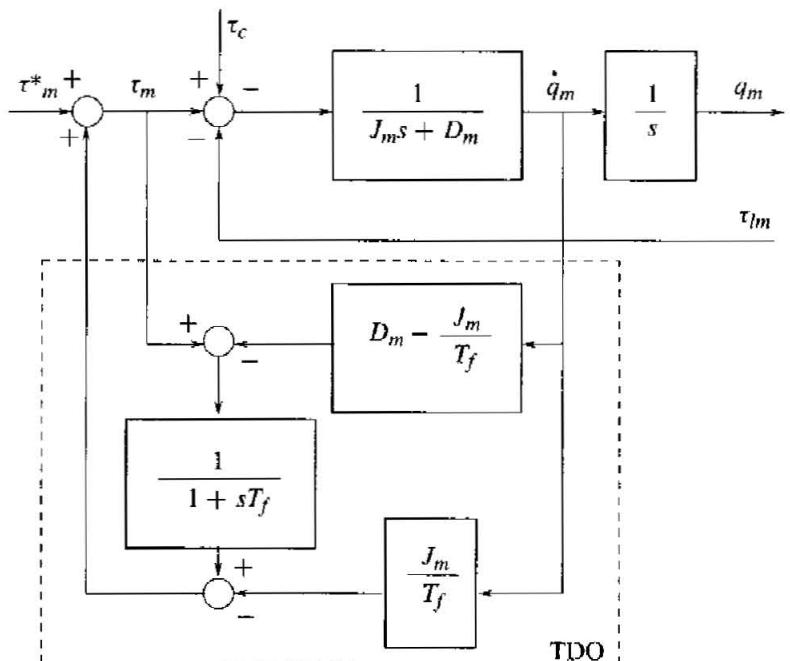


Figura 9.78 Rielaborazione dell'osservatore del disturbo di coppia.

dove:

$$G_f(s) = \frac{sT_f}{1+sT_f}$$

è la funzione di trasferimento di un filtro passa-alto. Il disturbo di coppia viene quindi filtrato efficacemente, su una banda tanto più ampia quanto più piccola è la costante di tempo T_f .

Può essere ora di interesse analizzare le conseguenze dell'applicazione del TDO, concepito avendo come riferimento la funzione di trasferimento (9.20) del motore, quando al motore sia connesso un carico per mezzo di un giunto di trasmissione affetto da flessibilità. Facendo riferimento allo schema a blocchi di Figura 9.79, si ricavano le espressioni delle trasformate delle posizioni motore e carico:

$$\begin{aligned} Q_m(s) &= \frac{J_{lr}s^2 + D_{el}s + K_{el}}{H_f(s)} [\tau_m^*(s) - G_f(s)\tau_c(s)] \\ nQ_l(s) &= \frac{D_{el}s + K_{el}}{H_f(s)} [\tau_m^*(s) - G_f(s)\tau_c(s)] \end{aligned} \quad (9.21)$$

dove:

$$H_f(s) = (J_{lr}s^2 + D_{el}s + K_{el})(J_ms^2 + D_ms) + G_f(s)(D_{el}s + K_{el})J_ms^2$$

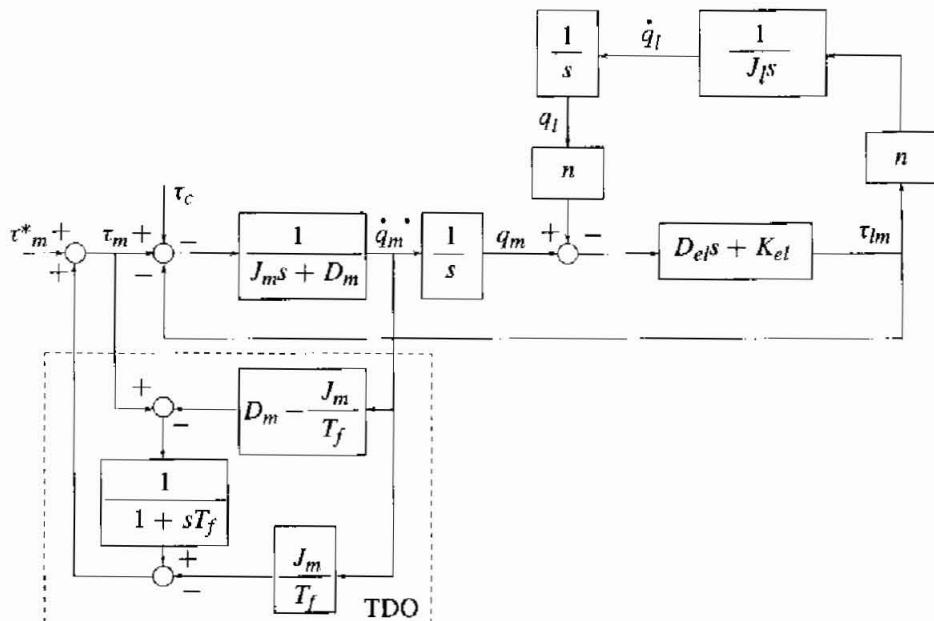


Figura 9.79 Osservatore del disturbo di coppia applicato a sistema flessibile.

Valutando le (9.21) nel caso limite $T_f \approx 0$, si ottengono le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} Q_m(s) &\approx \frac{1}{J_m s^2 + D_m s} \tau_m^*(s) \\ n Q_l(s) &\approx \frac{K_{el} + s D_{el}}{J_{lr} s^2 + D_{el} s + K_{el}} Q_m(s) \end{aligned}$$

Queste espressioni mostrano che, mentre il disturbo di coppia è completamente compensato e il motore può essere controllato dal nuovo ingresso τ_m^* come se fosse scollegato dal carico, il carico stesso assume il comportamento dinamico che avrebbe se il rotore fosse bloccato, ossia oscilla alla cosiddetta *locked frequency*. La Figura 9.80 in cui si confronta il transitorio di posizionamento del carico per un servomeccanismo elastico con e senza TDO, conferma i risultati dell'analisi.

L'osservatore del disturbo di coppia concepito per accoppiamento rigido tra motore e carico deve quindi essere usato con attenzione nel caso di accoppiamento affetto da elasticità: di fatto l'osservatore tratta la coppia trasmessa all'albero di trasmissione (τ_{lm}) come un disturbo da rigettare, precludendo in questo modo ogni possibilità di controllare il carico agendo sul motore.

Controllo nello spazio degli stati con retroazione sull'uscita Concretamente, il problema delle oscillazioni del carico è superabile posizionando opportunamente i poli del sistema ad anello chiuso. Si tratta di rimuovere i modi oscillatori poco smorzati presenti in anello aperto sostituendoli con altri ben smorzati. Come è noto, l'assegnamento dei poli del sistema in anello chiuso può essere

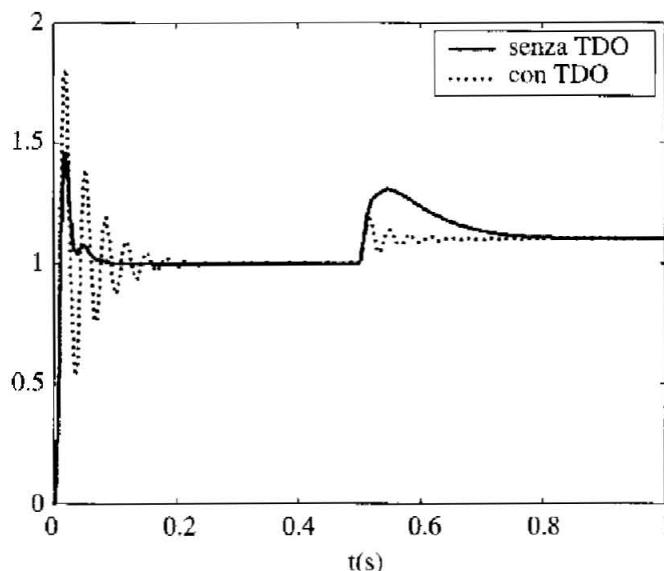


Figura 9.80 Simulazione del controllo P/PI (retroazione lato motore) in presenza e in assenza del TDO ($t = 0$: scalino sul riferimento; $t = 0.5$: scalino sul disturbo di coppia).

realizzato sia con tecniche concepite nello spazio di stato, sia con tecniche proprie del dominio della trasformata di Laplace (metodi polinomiali). Nel seguito faremo riferimento alla prima tecnica.

Si consideri dunque il modello del servomeccanismo elastico espresso nello spazio di stato, nella forma:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \\ y &= \mathbf{cx}\end{aligned}\quad (9.22)$$

dove l'ingresso è la coppia motrice ($u = \tau_m$), l'uscita è la posizione motore ($y = q_m$) mentre il vettore delle variabili di stato è espresso da:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} q_m \\ \dot{q}_m \\ nq_l \\ n\dot{q}_l \end{bmatrix}$$

Le matrici che compaiono nelle (9.22) assumono le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_{el}}{J_m} & -\frac{D_m+D_{el}}{J_m} & \frac{K_{el}}{J_m} & \frac{D_{el}}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_{el}}{J_{lr}} & \frac{D_{el}}{J_{lr}} & -\frac{K_{el}}{J_{lr}} & -\frac{D_{el}}{J_{lr}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{c} &= [1 \ 0 \ 0 \ 0]\end{aligned}$$

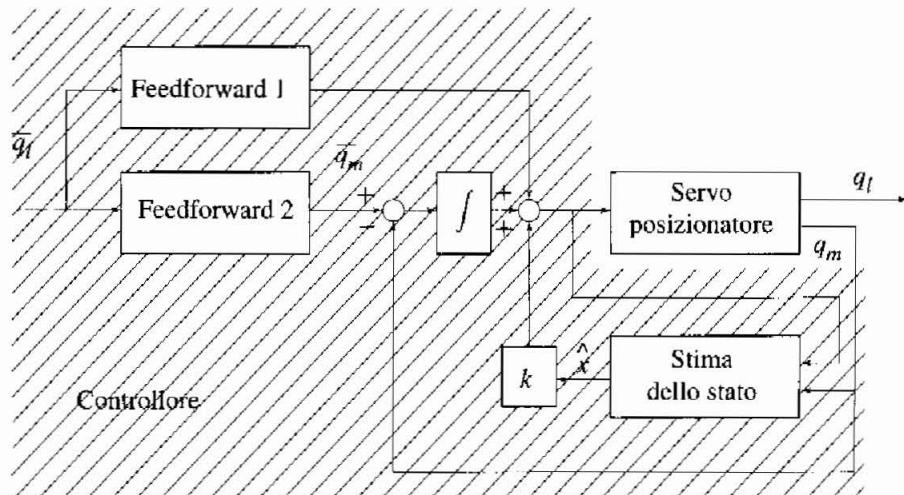


Figura 9.81 Controllo nello spazio di stato: schema funzionale.

È facile verificare che il sistema è sempre completamente raggiungibile dall'ingresso u e completamente osservabile dall'uscita y .

Lo schema di controllo che ci si propone di discutere nel seguito è riportato in Figura 9.81. Nello schema di controllo si distinguono quattro componenti, ciascuno dei quali deve essere progettato seguendo opportuni criteri:

1. Una legge di controllo del tipo $u = \mathbf{kx}$, che assegna gli autovalori del sistema in anello chiuso in prestabilite posizioni del piano complesso;
2. Un osservatore o simatore dello stato, ovvero un sistema dinamico in grado di generare un vettore $\hat{\mathbf{x}}$, approssimazione del vettore di stato reale (non misurabile in tutte le sue componenti);
3. Un'azione integrale introdotta per conferire precisione statica al sistema di controllo anche in presenza di disturbi di coppia;
4. Due elementi in *feedforward* (anello aperto) intesi a conferire precisione dinamica nell'inseguimento delle variazioni del riferimento di posizione.

La scelta degli elementi della matrice \mathbf{k} e del guadagno dell'azione integrale procede in modo contestuale. Introdotto infatti lo stato x_i dell'integratore, la dinamica del sistema sotto controllo e dell'integratore è retta dalle equazioni:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \\ \dot{x}_i &= \bar{y} - y = -\mathbf{cx} + \bar{y}\end{aligned}$$

Introducendo lo stato allargato del sistema:

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ x_i \end{bmatrix}$$

possiamo riscrivere in forma compatta le equazioni del sistema:

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{Fz} + \mathbf{g}_u \mathbf{u} + \mathbf{g}_v \bar{y} \quad (9.23)$$

avendo posto:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{c} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_y = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Come è noto, grazie al principio di separazione, si potrà procedere all'assegnamento degli autovalori del sistema in anello chiuso come se lo stato del sistema fosse completamente accessibile, trattando separatamente il problema della sua stima. L'assegnamento arbitrario degli autovalori del sistema allargato (9.23) è peraltro possibile se e solo se la coppia $(\mathbf{F}, \mathbf{g}_u)$ è raggiungibile: si può dimostrare che questo è verificato se il sistema sotto controllo è raggiungibile e osservabile e se la funzione di trasferimento tra l'ingresso e l'uscita non ha zeri nell'origine del piano complesso, tutte ipotesi soddisfatte nel caso in esame. Si potrà quindi progettare una legge di controllo:

$$u = \tilde{\mathbf{k}}z$$

con $\tilde{\mathbf{k}} = [\mathbf{k} \ k_i]$.

Seppure in linea di principio gli autovalori possano essere posizionati del tutto arbitrariamente nel piano complesso, in realtà la robustezza¹¹ del progetto dipende fortemente dalla scelta. In generale si può affermare che una misura di robustezza del sistema in anello chiuso sia il numero di condizionamento della matrice formata dagli autovettori associati agli autovalori in anello chiuso. Più ortogonali sono tali autovettori, minore è il numero di condizionamento della matrice, più robusto è il sistema in anello chiuso.

Per quanto riguarda il progetto dell'osservatore dello stato, si tratta di realizzare¹² un sistema dinamico descritto dalle seguenti equazioni:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{x}}} &= A\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{b}u + \mathbf{l}(\hat{y} - y) \\ \hat{y} &= \mathbf{c}\hat{\mathbf{x}}\end{aligned}$$

Il progetto consiste nel selezionare il vettore di guadagni \mathbf{l} in modo tale che la dinamica dell'errore di stima dello stato $\varepsilon = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$, retta dall'equazione:

$$\dot{\varepsilon} = (\mathbf{A} + \mathbf{l}\mathbf{c})\varepsilon$$

abbia autovalori in prescritte posizioni del piano complesso. In generale, più grande è il modulo degli autovalori della matrice $\mathbf{A} + \mathbf{l}\mathbf{c}$, più veloce è la ricostruzione dello stato del sistema ma più sensibile è la stima ai rumori di misura sull'uscita.

¹¹ Per robustezza in questo contesto si intende la proprietà per cui anche in presenza di differenze tra i parametri effettivi del sistema e quelli adottati nel modello su cui si progetta il controllore, gli autovalori in anello chiuso non si discostano significativamente dalle posizioni del piano complesso assegnate nel progetto.

¹² In tecnologia digitale questo vuol dire semplicemente codificare un opportuno algoritmo.

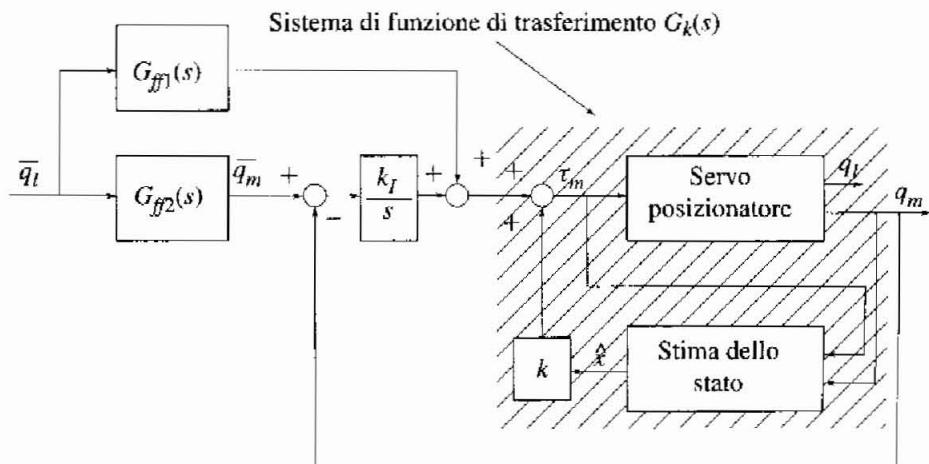


Figura 9.82 Controllo nello spazio di stato: schema a blocchi.

Per quanto riguarda infine il progetto delle componenti in feedforward, si può fare riferimento allo schema a blocchi di Figura 9.82. Nello schema si è messo in evidenza un sottosistema, costituito dal sistema sotto controllo sul quale è chiusa la retroazione sulla stima dello stato. Questo sottosistema presenta, tra il suo ingresso e la sua uscita, la funzione di trasferimento:

$$G_k(s) = \mathbf{c} (\mathbf{sI}_4 - (\mathbf{A} + \mathbf{b}\mathbf{k}))^{-1} \mathbf{b} = \frac{B_m(s)}{\chi_{A+bk}(s)} \quad (9.24)$$

dove $\chi_{A+bk}(s)$ indica il polinomio caratteristico della matrice $\mathbf{A} + \mathbf{b}\mathbf{k}$ mentre $B_m(s)$ è il polinomio a numeratore della funzione di trasferimento da ingresso a uscita del sistema sotto controllo ovvero il polinomio a numeratore di $G_{vm}(s)$ nella (9.17). Si noti che nell'espressione di $G_k(s)$ non compare la dinamica dell'errore di stima dello stato, che non partecipa alla dinamica ingresso-uscita del sottosistema, non essendo raggiungibile dall'ingresso.

A questo punto si pone:

$$\begin{aligned} G_{ff1}(s) &= G_k^{-1}(s) G_{lm}^{-1}(s) F(s) \\ G_{ff2}(s) &= G_{lm}^{-1}(s) F(s) \end{aligned}$$

dove $G_{lm}(s)$, la cui espressione è data dalla (9.19), è la funzione di trasferimento che moltiplicata per la trasformata della posizione motore dà la trasformata della posizione del carico. Con questa scelta delle funzioni di trasferimento degli elementi in feedforward, l'analisi dello schema a blocchi conduce al seguente risultato notevole:

$$\frac{Q_l(s)}{\bar{Q}_l(s)} = F(s)$$

Pertanto $F(s)$ è idealmente la funzione di trasferimento dal riferimento di posizione del carico alla posizione del carico stesso. Scegliendo opportunamente la funzione di trasferimento $F(s)$ sarà quindi possibile attribuire la dinamica desiderata nell'inseguimento del riferimento di posizione. Affinché le funzioni di trasferimento $G_{ff1}(s)$ e $G_{ff2}(s)$ siano proprie occorrerà che il grado relativo di $F(s)$ sia almeno pari a tre.

Nel valutare i vantaggi di una soluzione di controllo concepita nello spazio di stato, come quella ora descritta, rispetto alla soluzione di controllo industriale (P/PI) discussa in precedenza, non si può prescindere dalle difficoltà progettuali che questo genere di soluzioni fanno emergere. Si osservi infatti che, in luogo dei tre parametri che occorre selezionare per la soluzione P/PI, nel controllo nello spazio di stato, così come presentato, occorre scegliere i cinque autovalori della dinamica in anello chiuso del sistema con stato allargato, i quattro autovalori della dinamica dell'errore di stima e almeno tre parametri che definiscono il modello di riferimento $F(s)$, per un totale di almeno dodici parametri. Si aggiunga a questa considerazione il fatto che il regolatore progettato è riconducibile ad un regolatore classico la cui stabilità non è però in alcun modo garantita dal progetto, e che questo può avere conseguenze rilevanti in caso di saturazioni degli organi di controllo e per l'insorgenza di cicli limite dovuti all'attrito, e si avrà un quadro più preciso delle ragioni per cui soluzioni di controllo cosiddetto "moderno", eleganti dal punto di vista formale, stentino a trovare diffusione nella pratica industriale, dove l'affidabilità e la semplicità di taratura costituiscono elementi di primaria importanza nel valutare i sistemi di controllo.

Input shaping Tutti i metodi di controllo visti finora prevedono una retroazione della variabile controllata, caratterizzandosi quindi come metodi in anello chiuso. Il metodo che verrà discusso ora (metodo dell'input shaping) è invece un metodo in anello aperto: consiste nel modificare l'ingresso al sistema sotto controllo in modo tale da annullare l'effetto di una o più risonanze presenti nel sistema stesso.

Il metodo prende le mosse da alcune osservazioni sulla risposta all'impulso di un sistema risonante. Si consideri quindi un sistema di funzione di trasferimento:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

La risposta a un impulso di ampiezza k_i che interviene all'istante t_i assume la seguente espressione:

$$y_i(t) = B_i e^{-\xi\omega_n(t-t_i)} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t_i)), \quad t \geq t_i$$

con:

$$B_i = k_i \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}}$$

Il periodo (o, meglio, pseudoperiodo, essendo le oscillazioni smorzate) delle oscillazioni vale:

$$\Delta T = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}}$$

Si supponga ora di eccitare il sistema con due impulsi agli istanti t_1 e t_2 ($t_2 > t_1$). La risposta del sistema, a partire dall'istante t_2 è la somma delle due risposte all'impulso:

$$\begin{aligned} y(t) &= B_1 e^{-\xi \omega_n (t-t_1)} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t_1)) \\ &+ B_2 e^{-\xi \omega_n (t-t_2)} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t_2)), \quad t \geq t_2 \end{aligned}$$

Imponiamo che la risposta y sia nulla a partire dall'istante t_2 . Sviluppando l'espressione di y si ottengono le due condizioni:

$$\begin{aligned} k_1 e^{\xi \omega_n t_1} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_1) + k_2 e^{\xi \omega_n t_2} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_2) &= 0 \\ k_1 e^{\xi \omega_n t_1} \cos(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_1) + k_2 e^{\xi \omega_n t_2} \cos(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_2) &= 0 \end{aligned}$$

Si tratta di un sistema di due equazioni nelle quattro incognite k_1 , k_2 , t_1 e t_2 . Per risolvere il sistema possiamo impostare, senza perdita di generalità, essendo il sistema tempo invariante, $t_1 = 0$. Inoltre si può stabilire una condizione di normalizzazione sull'ampiezza degli impulsi: $k_1 + k_2 = 1$. La soluzione del sistema è la seguente:

$$t_1 = 0, \quad t_2 = \frac{\Delta T}{2}, \quad k_1 = \frac{1}{1+\alpha}, \quad k_2 = \frac{\alpha}{1+\alpha}$$

dove:

$$\alpha = e^{-\xi \pi / \sqrt{1-\xi^2}}$$

Per ottenere uscita nulla, occorre dunque che il secondo impulso parta in ritardo rispetto al primo di un intervallo pari a un semiperiodo, come illustrato in Figura 9.83. Si osservi inoltre che, nel caso limite di sistema a smorzamento nullo ($\xi = 0$), risulta $\alpha = 1$ per cui le ampiezze dei due impulsi sono identiche. In ogni caso i due impulsi sono entrambi positivi.

È evidente che il risultato ottenuto dipende in modo rilevante da un'accurata conoscenza dei parametri del sistema oggetto di studio. Se per esempio applichiamo gli impulsi, così come calcolati sopra, ad un sistema in cui ω_n è noto con un errore del 10% e ξ con un errore del 20% si ottiene il risultato di Figura 9.84, che mostra un sensibile peggioramento.

Risultati migliori, in termini di riduzione delle oscillazioni dell'uscita anche in presenza di incertezze sui valori dei parametri, si conseguono applicando al

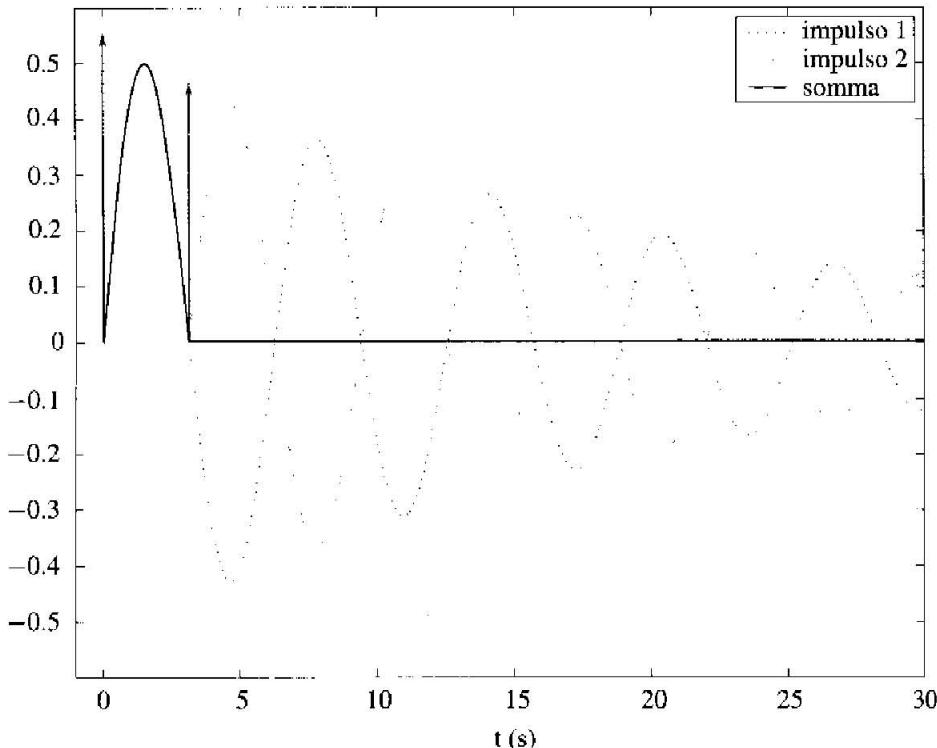


Figura 9.83 Applicazione di due impulsi: caso nominale.

sistema tre impulsi di opportune ampiezze e opportunamente intervallati. Si supponga quindi di eccitare il sistema con tre impulsi, che intervengono agli istanti t_1 , t_2 e t_3 , ($t_3 > t_2 > t_1$). La risposta del sistema, a partire dall'istante t_3 , è la somma delle tre risposte all'impulso:

$$y(t) = \sum_{i=1}^3 B_i e^{-\xi \omega_n (t-t_i)} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t_i)), \quad t \geq t_3$$

Per impostare l'annullamento di y a partire dall'istante t_3 si dovranno impostare le due condizioni:

$$\sum_{i=1}^3 k_i e^{\xi \omega_n t_i} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_i) = 0$$

$$\sum_{i=1}^3 k_i e^{\xi \omega_n t_i} \cos(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_i) = 0$$

Siamo quindi pervenuti a un sistema di due equazioni nelle sei incognite k_1 , k_2 , k_3 , t_1 , t_2 e t_3 . Possiamo, come nell'analisi precedente, impostare $t_1 = 0$ e una

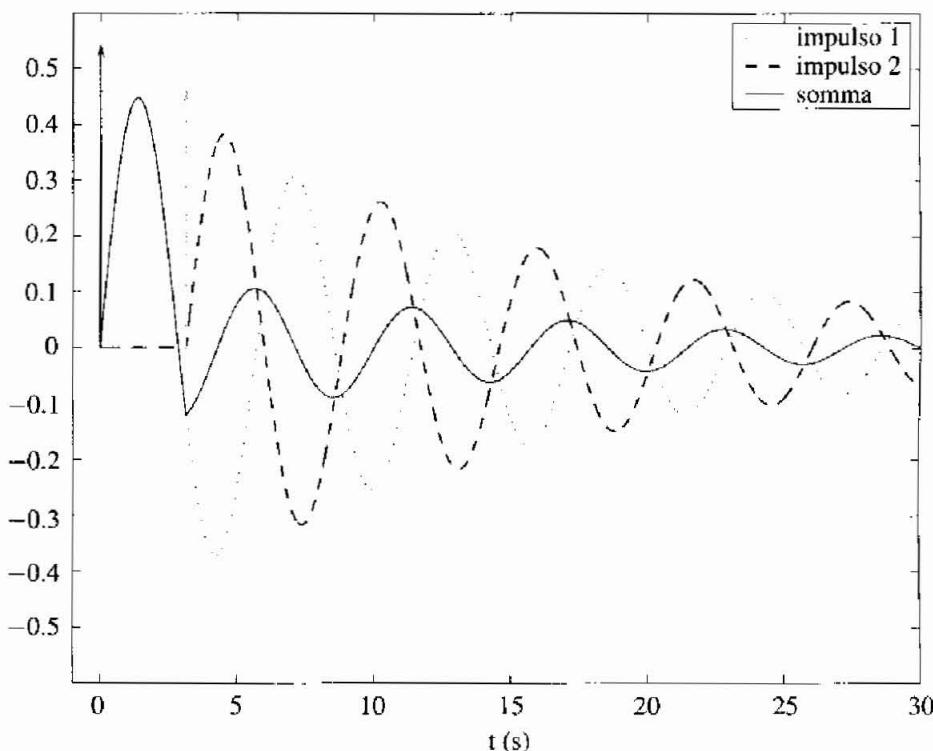


Figura 9.84 Applicazione di due impulsi: caso non nominale.

condizione di normalizzazione sulle ampiezze degli impulsi ($k_1 + k_2 + k_3 = 1$). Le restanti due equazioni di posso ottenere imponendo che, a partire dall'istante t_3 sia nulla non solo y (come già imposto) ma anche la sua derivata prima. Le nuove equazioni che si ottengono sono le seguenti:

$$\sum_{i=1}^3 k_i t_i e^{\xi \omega_n t_i} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_i) = 0$$

$$\sum_{i=1}^3 k_i t_i e^{\xi \omega_n t_i} \cos(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t_i) = 0$$

A questo punto, risolvendo il sistema risultante, si ottiene:

$$t_1 = 0, \quad t_2 = \frac{\Delta T}{2}, \quad t_3 = \Delta T$$

$$k_1 = \frac{1}{1+2\alpha+\alpha^2}, \quad k_2 = \frac{2\alpha}{1+2\alpha+\alpha^2}, \quad k_3 = \frac{\alpha^2}{1+2\alpha+\alpha^2}$$

Perché l'uscita sia nulla a seguito dell'impostazione dei tre impulsi, occorre dunque che il secondo impulso parta in ritardo rispetto al primo di un intervallo pari a

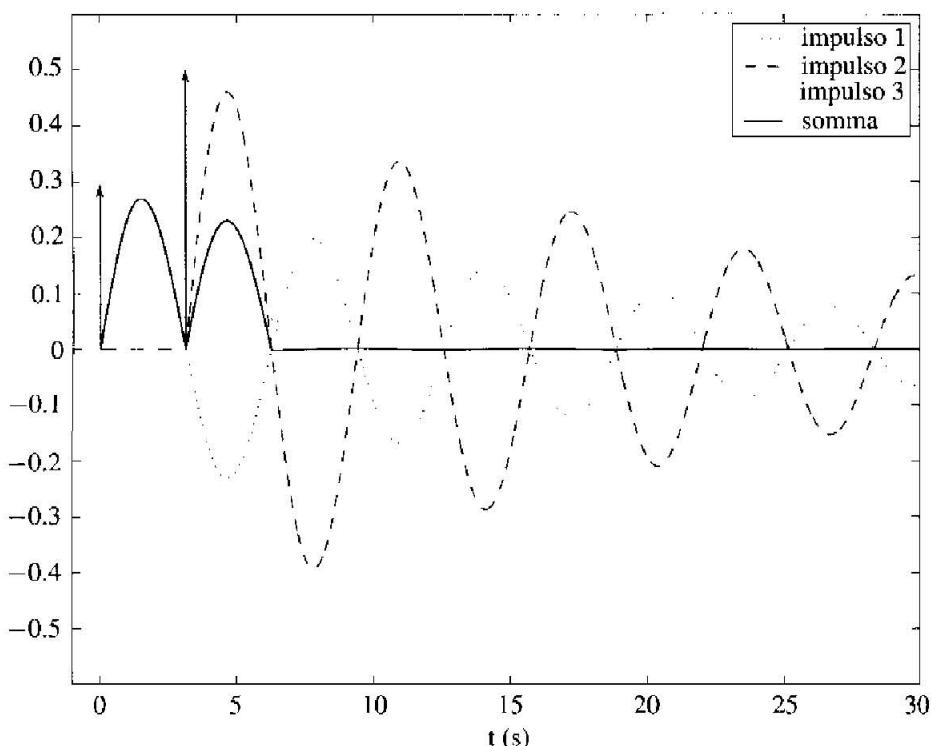


Figura 9.85 Applicazione di tre impulsi: caso nominale.

un semiperiodo, ed il terzo ritardato di un altro semiperiodo, come illustrato in Figura 9.85. Si osservi anche in questo caso che, nel caso limite di sistema a smorzamento nullo ($\xi = 0$), per cui risulta $\alpha = 1$, l'ampiezza del secondo impulso è doppia rispetto alle ampiezze del primo e del terzo impulso, tra loro uguali. In ogni caso i tre impulsi sono tutti positivi.

Ipotizzando anche in questo caso un'incertezza del 10% su ω_n e del 20% su ξ si ottiene il risultato di Figura 9.86, decisamente migliore di quello di Figura 9.84. L'applicazione del terzo impulso conferisce quindi, in una certa misura, robustezza al metodo.

Dalle precedenti considerazioni sulla risposta agli impulsi del sistema risonante scaturisce il metodo dell'input shaping. Il metodo consiste nel modificare l'ingresso da applicare al sistema, in modo da eliminare le oscillazioni. Sia $u(t)$ l'ingresso originario del sistema. Denominiamo $w(t)$ il treno di tre impulsi determinato con le considerazioni precedenti:

$$w(t) = k_1 \delta(t) + k_2 \delta(t - \Delta T/2) + k_3 \delta(t - \Delta T)$$

Sia inoltre $h(t)$ la risposta del sistema di funzione di trasferimento $G(s)$ al treno di impulsi w :

$$h(t) = y_1(t) + y_2(t) + y_3(t)$$

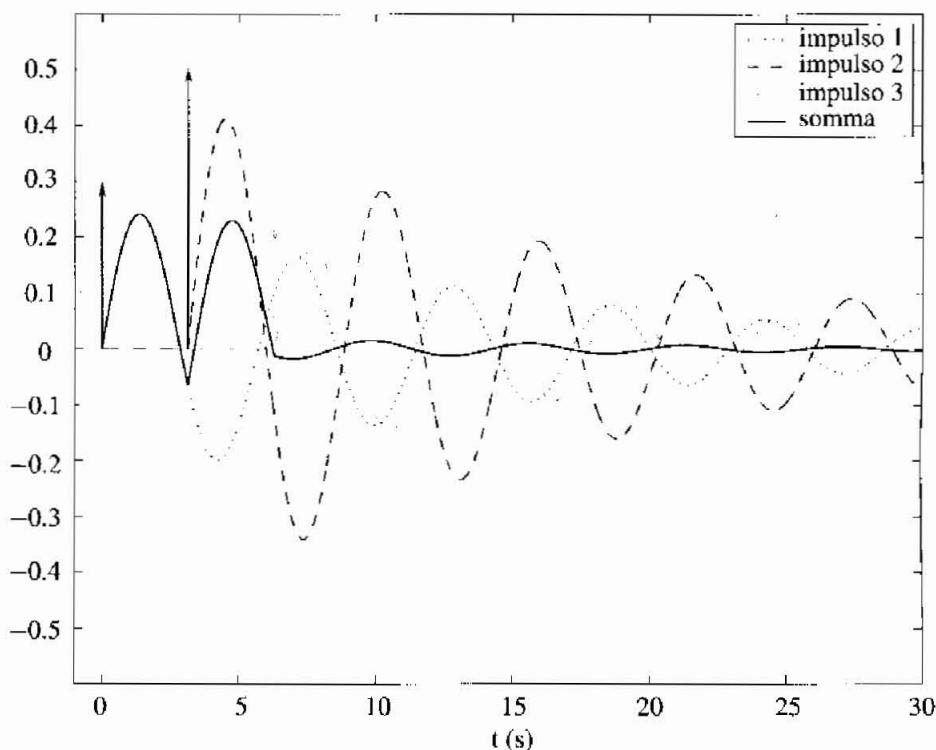


Figura 9.86 Applicazione di tre impulsi: caso non nominale.

Per quanto dimostrato in precedenza, nel caso nominale si ha:

$$h(t) = 0, \quad t > \Delta T$$

Come è noto, la risposta di un sistema dinamico a un generico ingresso si può sempre interpretare come convoluzione dell'ingresso con la risposta all'impulso del sistema. Eseguendo la convoluzione dell'ingresso, anziché con la risposta all'impulso del sistema, con la risposta h al treno di impulsi w , si ottiene una risposta che, a partire dall'istante ΔT , è priva di oscillazioni. Ricordando ora che la trasformata di Laplace della convoluzione di due segnali è il prodotto delle trasformate di Laplace dei singoli segnali, otteniamo (indicando con $L(\cdot)$ l'operatore trasformata di Laplace):

$$\begin{aligned} Y(s) &= L[h(t) * u(t)] = H(s)U(s) = G(s)W(s)U(s) \\ &= G(s) \left(k_1 + k_2 e^{-s\Delta T/2} + k_3 e^{-s\Delta T} \right) U(s) \end{aligned}$$

Il metodo quindi consiste nel prefiltrare il segnale di ingresso con un sistema dinamico descritto dallo schema a blocchi di Figura 9.87.

A titolo di esempio si consideri l'applicazione del metodo ad un sistema caratterizzato dai parametri $\omega_n = 1$ e $\xi = 0.05$. In Figura 9.88 si confrontano

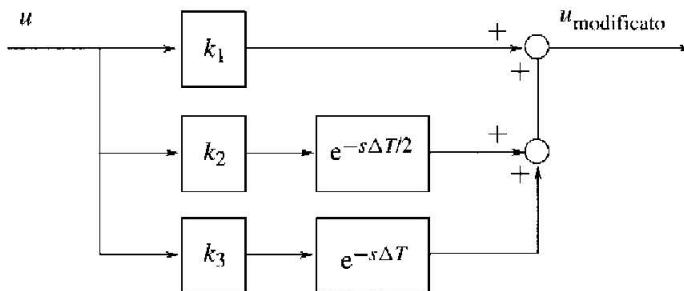


Figura 9.87 Filtro di input shaping.

l'ingresso originario (per ipotesi un profilo di tipo rettangolare) e l'ingresso modificato dal filtro di input shaping. Si nota che l'effetto del filtro è di "scalinare" l'ingresso, ossia di suddividere le variazioni dell'ingresso in tre parti (la somma delle quali dà la variazione totale). Coerentemente con quanto discusso in precedenza e con il fatto che lo smorzamento del sistema oggetto dell'esempio è molto piccolo, la seconda variazione è approssimativamente pari al doppio della prima e della terza, tra loro uguali.

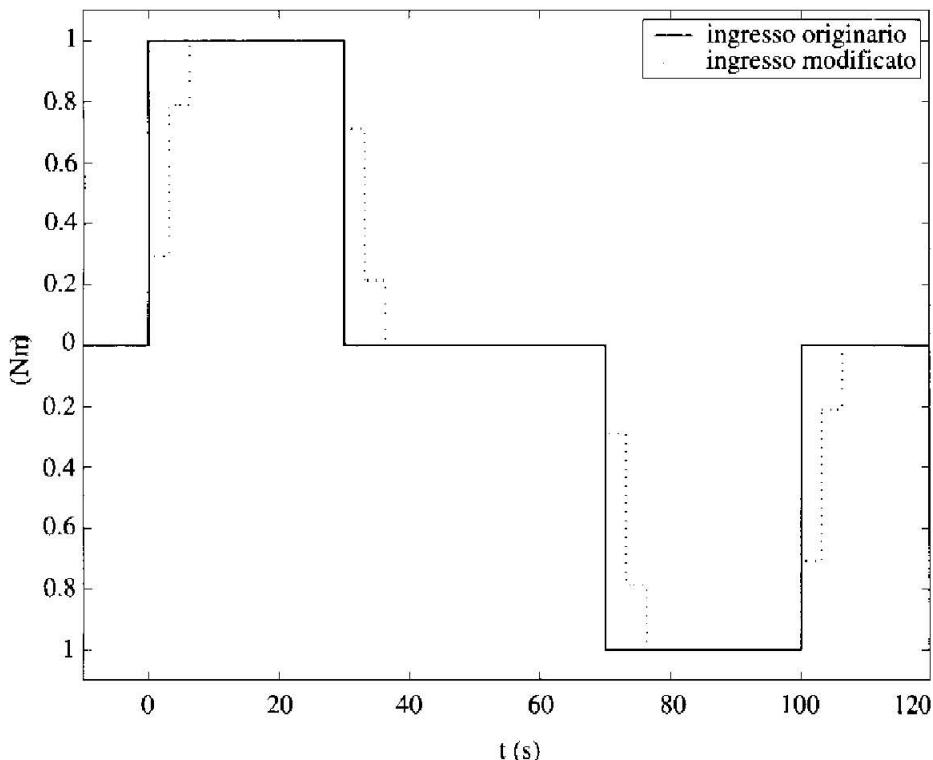


Figura 9.88 Ingresso in presenza e in assenza del filtro di input shaping.

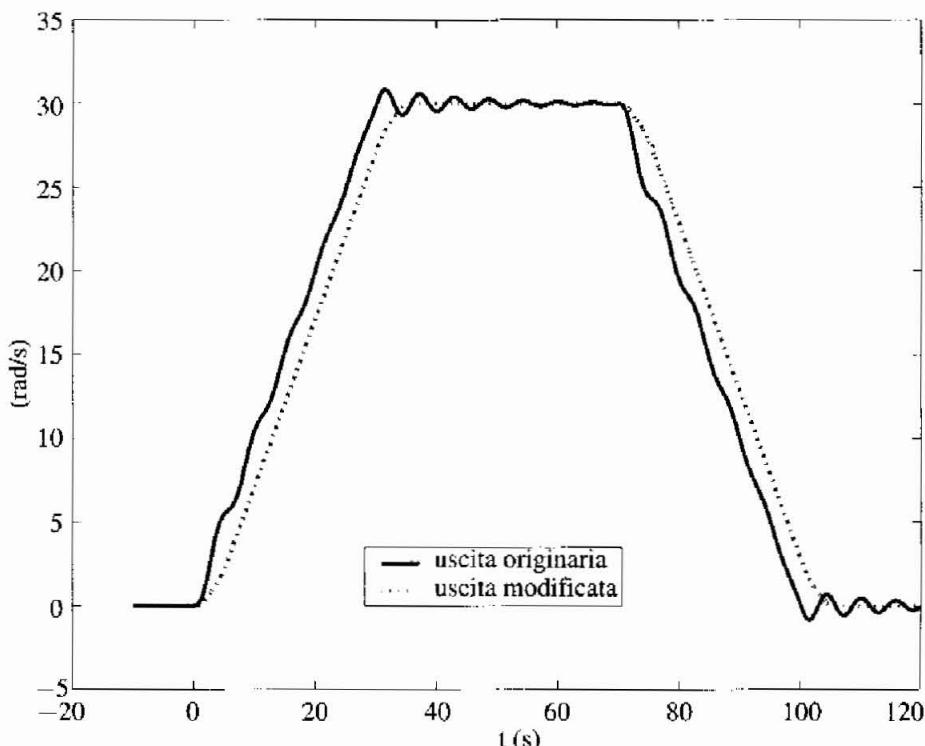


Figura 9.89 Uscita in presenza e in assenza del filtro di input shaping.

In Figura 9.89 si mostra la risposta del sistema, in presenza e in assenza del filtro di input shaping. Si è assunta un’incertezza del 10% su ω_n e del 20% su ξ . Nonostante questa incertezza, le oscillazioni sono quasi completamente rimosse dall’applicazione del filtro. L’uscita appare in ritardo rispetto a quella ottenuta in assenza del filtro, ma il ritardo può essere compensato applicando l’ingresso con un corrispondente anticipo.

Sono state pubblicate in letteratura numerose varianti del metodo, intese a sopprimere più modi risonanti del sistema sotto controllo o a conferire adattatività al controllore. Un filtro di input shaping può anche essere adottato in un sistema in anello chiuso, applicando il filtro stesso sul riferimento. Probabilmente questa è la configurazione con la quale si possono trarre i maggiori benefici dal metodo.

9.4 Controllo del moto con attuatori idraulici

9.4.1 Premessa

Nel Capitolo 6 sono stati illustrati il principio di funzionamento e il modello dinamico degli attuatori oleodinamici, alternativa di largo utilizzo rispetto agli attuatori elettromeccanici.

Nel presente paragrafo si discuterà il problema di controllo del moto che si manifesta quando un attuatore oleodinamico è connesso ad un carico, costituito semplicemente da una massa in moto traslazionale. In analogia a quanto discusso in relazione al controllo del moto con attuatori elettrici, si studierà dapprima la condizione (ideale) di accoppiamento rigido tra pistone dell'attuatore oleodinamico e carico. Successivamente si includerà nel modello l'effetto della deformabilità dell'organo di trasmissione. Per entrambi gli scenari si deriveranno modelli dinamici linearizzati, sui quali si studierà il progetto di un sistema di controllo di posizione. Come si vedrà, il problema di controllo per gli attuatori oleodinamici è considerevolmente più complesso rispetto all'analogo problema discusso per i servoposizionatori elettrici a magneti permanenti, in quanto la dinamica del fluido introduce nel modello fenomeni risonanti che pregiudicano la possibilità di ottenere elevate prestazioni.

9.4.2 Accoppiamento rigido pistone-carico

Modello linearizzato Nel Capitolo 6 si sono introdotte le equazioni (6.15) e (6.16) che esprimono la dinamica delle pressioni p_1 e p_2 nelle due camere del cilindro dell'attuatore oleodinamico, nonché l'equazione (6.17), che esprime le portate q_1 e q_2 in ingresso e uscita alle due camere, assunte uguali, in funzione della pressione di mandata p_s , della differenza di pressione $p_m = p_1 - p_2$, della densità ρ del fluido (supposta costante), del coefficiente caratteristico della valvola K_v e della posizione del cursore x_v . Sostituendo la (6.17) nelle (6.15) e (6.16) si ottengono le equazioni:

$$(V_{10} + Ax_p) \frac{\rho}{\beta} \dot{p}_1 = \rho K_v x_v \sqrt{\frac{p_s - p_m}{\rho}} - \rho A \dot{x}_p - \rho C_L (p_1 - p_2) \quad (9.25)$$

$$(V_{20} - Ax_p) \frac{\rho}{\beta} \dot{p}_2 = -\rho K_v x_v \sqrt{\frac{p_s - p_m}{\rho}} + \rho A \dot{x}_p + \rho C_L (p_1 - p_2) \quad (9.26)$$

dove, si ricorda, x_p è la posizione (corsa) del pistone, A è l'area della superficie trasversale del pistone, V_{10} e V_{20} sono i volumi delle camere nella posizione di riferimento ($x_p = 0$), β è il modulo di comprimibilità del fluido, C_L è il coefficiente caratteristico delle perdite di trafileamento.

Per quanto riguarda la dinamica meccanica, nell'ipotesi di accoppiamento rigido tra pistone e carico, l'equazione dinamica del pistone (6.20) si estende semplicemente sommando alla massa M_p del pistone la massa M_l del carico e al coefficiente di attrito viscoso D_p del pistone l'analogo coefficiente D_l del carico:

$$(M_p + M_l) \ddot{x}_p + (D_p + D_l) \dot{x}_p = A(p_1 - p_2) - F_d \quad (9.27)$$

dove F_d è un'eventuale forza di disturbo agente direttamente sul carico.

Le equazioni (9.25), (9.26) e (9.27) costituiscono un sistema non lineare del quarto ordine. Linearizzando il sistema nell'intorno di una condizione di equilibrio caratterizzata da pistone fermo ($\dot{x}_p = 0$) nella posizione di riferimento

$(x_p = 0)$ ¹³, pressioni nelle due camere uguali e costanti ($p_1 = p_2$), posizione del cursore della valvola nulla ($x_v = 0$) e ipotizzando costanti la densità ρ e la comprimibilità β del fluido, dalle equazioni (9.25) e (9.26) si ottiene¹⁴:

$$\frac{V_0}{\beta} \dot{p}_1 = K_v \sqrt{\frac{p_s}{\rho}} x_v - A \dot{x}_p - C_L (p_1 - p_2) \quad (9.28)$$

$$\frac{V_0}{\beta} \dot{p}_2 = -K_v \sqrt{\frac{p_s}{\rho}} x_v + A \dot{x}_p + C_L (p_1 - p_2) \quad (9.29)$$

Trasformando secondo Laplace le equazioni (9.27), (9.28) e (9.29), eliminando le variabili p_1 e p_2 e ponendo $M = M_p + M_t$ e $D = D_p + D_t$, si ottiene la funzione di trasferimento dalla posizione del cursore della valvola x_v alla velocità del complesso pistone-carico \dot{x}_p :

$$\begin{aligned} \frac{\dot{x}_p}{x_v} = G_i(s) &= \frac{2K_v \frac{\beta}{V_0} \frac{A}{M} \sqrt{\frac{p_s}{\rho}}}{s^2 + (2\frac{\beta}{V_0} C_L + \frac{D}{M})s + 2\frac{\beta}{V_0 M} (A^2 + C_L D)} \\ &\approx \frac{2K_v \frac{\beta}{V_0} \frac{A}{M} \sqrt{\frac{p_s}{\rho}}}{s^2 + (2\frac{\beta}{V_0} C_L + \frac{D}{M})s + 2\frac{\beta}{V_0 M} A^2} \end{aligned} \quad (9.30)$$

L'approssimazione introdotta nella (9.30) è giustificata dal fatto che, di norma, il termine A^2 è molto maggiore del termine $C_L D$.

La funzione di trasferimento (9.30) può essere posta nella forma standard:

$$G_i(s) = \mu \frac{\omega_{pi}^2}{s^2 + 2\xi_{pi}\omega_{pi}s + \omega_{pi}^2} \quad (9.31)$$

Dal confronto tra le (9.30) e (9.31) si ricavano le espressioni del guadagno μ , della pulsazione naturale ω_{pi} e dello smorzamento ξ_{pi} dei poli¹⁵:

$$\mu = \frac{K_v}{A} \sqrt{\frac{P_s}{\rho}} \quad (9.32)$$

$$\omega_{pi} = \sqrt{\frac{2\beta A^2}{V_0 M}} \quad (9.33)$$

$$\xi_{pi} = \sqrt{\frac{\beta M}{2V_0} \frac{C_L}{A} + \frac{D}{2A} \sqrt{\frac{V_0}{2\beta M}}} \quad (9.34)$$

¹³Si assume $V_{10} = V_{20} = V_0$.

¹⁴Si intende che le variabili del sistema linearizzato costituiscono differenze rispetto ai valori di equilibrio.

¹⁵Il pedice i indica che si tratta di poli associati al fenomeno idraulico, anche se in realtà sono influenzati anche dalle grandezze meccaniche.

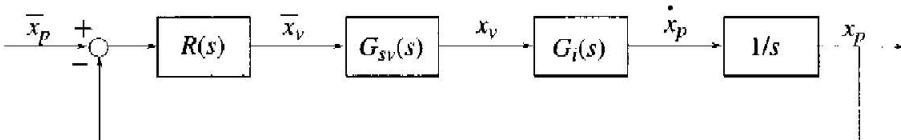


Figura 9.90 Controllo di posizione per servomeccanismo oleodinamico.

La pulsazione ω_{pi} , detta anche pulsazione di risonanza idraulica, dipende, come mostra la (9.33), dalla comprimibilità del fluido nelle camere cilindriche, oltre che dalla massa totale movimentata. Sebbene il coefficiente β sia molto elevato (10^9 Pascal) nei liquidi impiegati negli impianti oleodinamici, la rigidezza effettiva può essere ridotta anche notevolmente dall'assorbimento di aria da parte del fluido e dalla cedevolezza delle pareti dei condotti. Per minimizzare tali effetti, questi ultimi sono generalmente molto corti e compatti.

Per quanto riguarda invece il coefficiente di smorzamento ξ_{pi} , con valori comuni dei parametri fisici esso assume valori molto piccoli. Si noti che lo smorzamento è dovuto ad attrito viscoso e trafilamento, cioè a fattori che, dal punto di vista del progetto meccanico, devono essere il più possibile contenuti. È interessante anche osservare che il fattore $\beta M / V_0$ influisce in modo opposto sui due addendi dell'espressione (9.34).

Controllo di posizione Il sistema di controllo di posizione può essere descritto dallo schema a blocchi di Figura 9.90. Nello schema si riconoscono la funzione di trasferimento $G_{sv}(s)$ caratteristica della dinamica della servovalvola, che assume l'espressione (6.18) o (6.19), e la funzione di trasferimento $G_i(s)$, caratteristica del circuito idraulico, descritta dalla (9.31).

In analogia con quanto visto con riferimento agli attuatori elettrici, in cui la dinamica dell'anello di corrente, caratterizzata da banda molto ampia, non viene considerata nel progetto del controllore di posizione/velocità, anche per i servomeccanismi oleodinamici la dinamica del servoposizionatore della valvola (funzione di trasferimento $G_{sv}(s)$) può essere in prima approssimazione trascurata. Si osservi che in questo caso l'approssimazione è più critica, dal momento che la banda passante della servovalvola è considerevolmente più ristretta rispetto alle bande tipiche degli anelli di controllo di corrente.

Proseguendo nel parallelismo con il problema di controllo del moto per servomeccanismi elettromeccanici a magneti permanenti, si osservi che la funzione di trasferimento $G_i(s)$ assume un'espressione decisamente più problematica rispetto alla funzione di trasferimento del primo ordine (9.8), ulteriormente semplificata nella (9.9). Il problema di controllo del moto che ne deriva comporta quindi difficoltà maggiori, in particolare nel perseguire un buon compromesso tra stabilità e prestazioni.

Si consideri dapprima un controllore di posizione puramente proporzionale, caratterizzato da un guadagno K_p . Trascurando la dinamica della servovalvola

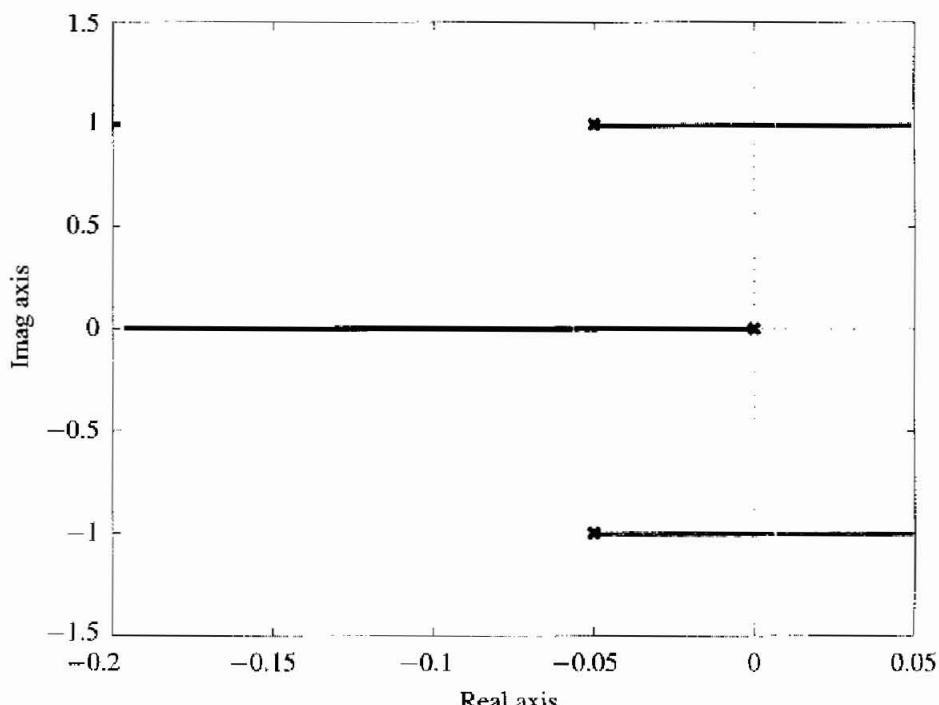


Figura 9.91 Luogo delle radici con controllo proporzionale (assi normalizzati a ω_{pi}).

($G_{sv} \approx 1$), l'espressione della funzione di trasferimento d'anello è la seguente:

$$L(s) = \frac{K_p \mu}{s} \frac{\omega_{pi}^2}{s^2 + 2\xi_{pi}\omega_{pi}s + \omega_{pi}^2}$$

Normalizzando le pulsazioni rispetto alla pulsazione di risonanza ω_{pi} , si può mettere in evidenza un guadagno d'anello adimensionale, dato dal rapporto:

$$\tilde{\omega}_c = \frac{K_p \mu}{\omega_{pi}}$$

In Figura 9.91 è mostrato un dettaglio del luogo delle radici del sistema di controllo, tracciato al variare della pulsazione normalizzata $\tilde{\omega}_c$ (o equivalentemente del guadagno proporzionale K_p). Le scale degli assi sono state normalizzate rispetto alla pulsazione ω_{pi} e si è adottato il valore adimensionale di smorzamento $\xi_{pi} = 0.05$. Il luogo evidenzia le difficoltà del progetto: all'aumentare del guadagno d'anello, lo smorzamento dei poli complessi diminuisce rispetto al valore assunto in anello aperto. D'altra parte, limitando i valori del guadagno d'anello per non incorrere in oscillazioni poco smorzate, il polo reale non si allontana sufficientemente dall'origine del piano complesso, lasciando nel sistema in anello

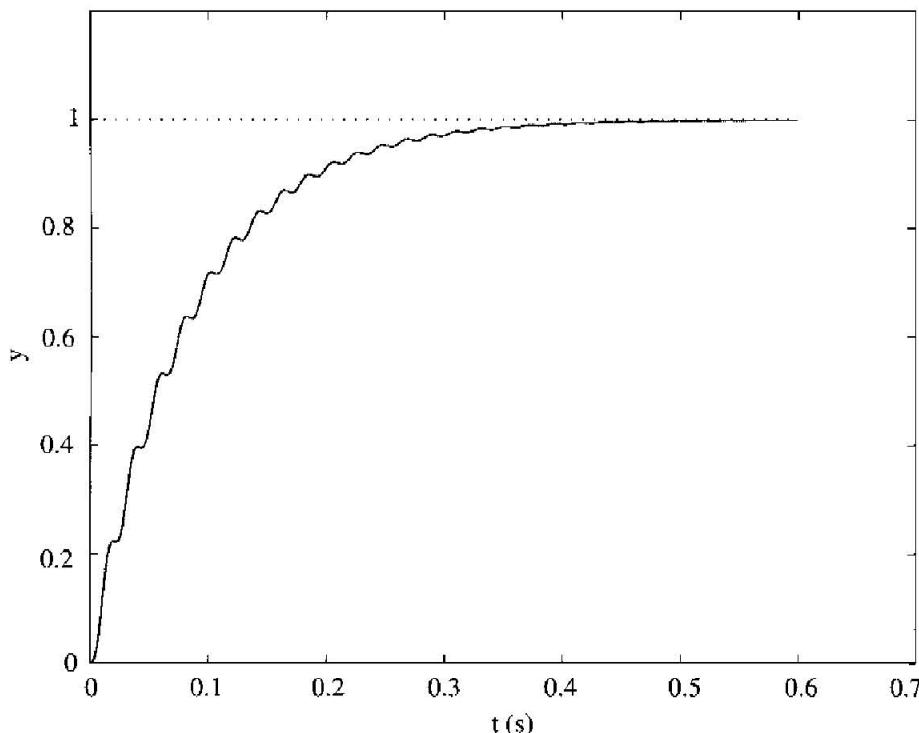


Figura 9.92 Risposta allo scalino con controllo P ($\tilde{\omega}_c = 0.025$).

chiuso un modo esponenziale lento. Le regole di tracciamento del luogo delle radici (o il criterio di Routh-Hurwitz) consentono di calcolare facilmente il valore limite del guadagno d'anello, oltre il quale il sistema in anello chiuso diventa instabile:

$$\tilde{\omega}_{c\max} = 2\xi_{pi}$$

Utilizzando questo valore limite il polo reale, in base alla regola di conservazione della somma delle parti reali dei poli in anello chiuso al variare del guadagno d'anello, è collocato alla pulsazione normalizzata $2\xi_{pi}$. Con il valore, ragionevole, di smorzamento prima citato, questo implica che il polo dominante in anello chiuso non possa in ogni caso superare una pulsazione pari a un decimo di ω_{pi} .

A titolo di esempio, si mostra in Figura 9.92 la risposta allo scalino in anello chiuso ottenuta ponendo $\tilde{\omega}_c = 0.025$ (1/4 del valore limite, con $\xi_{pi} = 0.05$). La risposta è tracciata adottando come valore di pulsazione naturale dei poli¹⁶ $\omega_{pi} = 300$ rad/s. Si osserva un'oscillazione, la cui ampiezza aumenterebbe aumentando il guadagno d'anello.

¹⁶Con differenti valori di pulsazione naturale, fermi restando i valori dei parametri adimensionali già fissati, le risposte sarebbero semplicemente scalate nel tempo, mantenendo inalterata la forma.

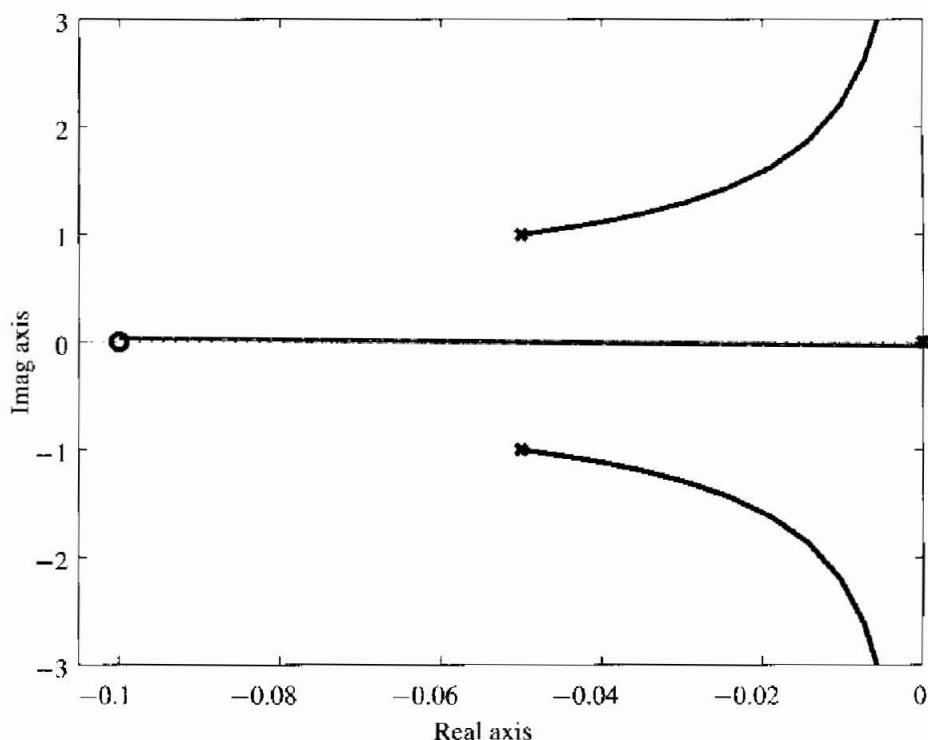


Figura 9.93 Luogo delle radici con controllo PD (assi normalizzati a ω_{pi}).

È evidente che elemento chiave nel determinare le prestazioni del sistema in anello chiuso è lo smorzamento ξ_{pi} . Poiché, come già osservato, esso è proporzionale agli attriti viscosi e alle perdite di trafilamento, le prestazioni dinamiche vengono a dipendere da fattori che, sulla base di considerazioni di progetto statico, come l'ottimizzazione del rendimento, si vorrebbe minimizzare.

Non si ottengono particolari benefici dall'adozione di un controllore proporzionale derivativo (PD). In questo caso, detto T_d il tempo derivativo, la funzione di trasferimento d'anello assume l'espressione:

$$L(s) = \frac{K_p \mu (1 + sT_d)}{s} \frac{\omega_{pi}^2}{s^2 + 2\xi_{pi}\omega_{pi}s + \omega_{pi}^2}$$

Assumendo di posizionare lo zero del PD sull'asse reale a distanza doppia dall'asse immaginario rispetto ai poli complessi (ovvero alla pulsazione normalizzata $2\xi_{pi}$), in modo che l'asintoto verticale del luogo vada a coincidere con l'asse immaginario, si ottiene il luogo delle radici di Figura 9.93. Come si vede, anche in questo caso lo smorzamento dei poli complessi diminuisce all'aumentare del guadagno d'anello. In Figura 9.94 e in Figura 9.95 si mostrano le risposte allo scalino in anello chiuso ottenute ponendo rispettivamente $\bar{\omega}_c = 0.02$ e $\bar{\omega}_c = 0.04$ (sempre adottando come valore di pulsazione naturale dei poli $\omega_{pi} = 300$ rad/s).

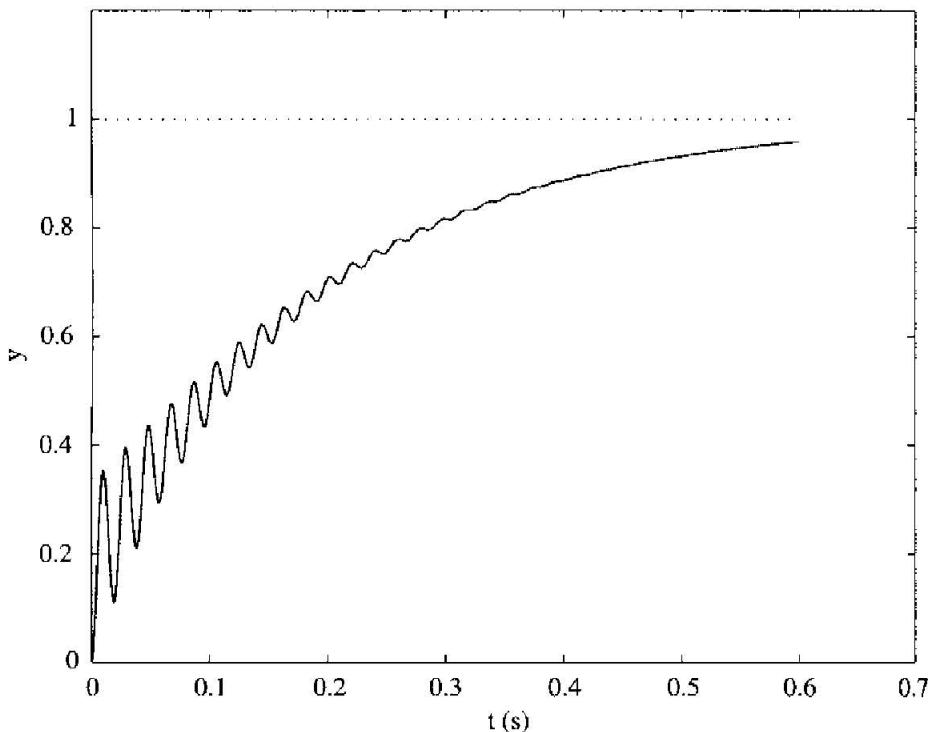


Figura 9.94 Risposta allo scalino con controllo PD ($\tilde{\omega}_c = 0.02$).

Si vede che nel secondo caso la risposta è accelerata a scapito però di un aumento dell'ampiezza delle oscillazioni.

Inoltre l'ampiezza delle oscillazioni aumenta rispetto al controllo puramente proporzionale: l'azione derivativa, in effetti, non è di particolare utilità nel ridurre il picco di risonanza, anzi ha l'effetto di aumentarne l'ampiezza.

Infine, non si ottiene una situazione significativamente diversa neppure con un regolatore PID, in quanto la presenza del polo nell'origine del controllore rende ancora più difficile stabilizzare il sistema di controllo.

9.4.3 Accoppiamento elastico pistone-carico

Modello linearizzato Il progetto del sistema di controllo del moto, che come si è visto è già problematico nel caso di accoppiamento rigido tra pistone e carico, diventa ancora più complesso qualora la trasmissione tra i due elementi presenti deformabilità. In questo caso l'equazione di moto del pistone (6.20) e quella del carico:

$$M_l \ddot{x}_l + D_l \dot{x}_l = F_l - F_d \quad (9.35)$$

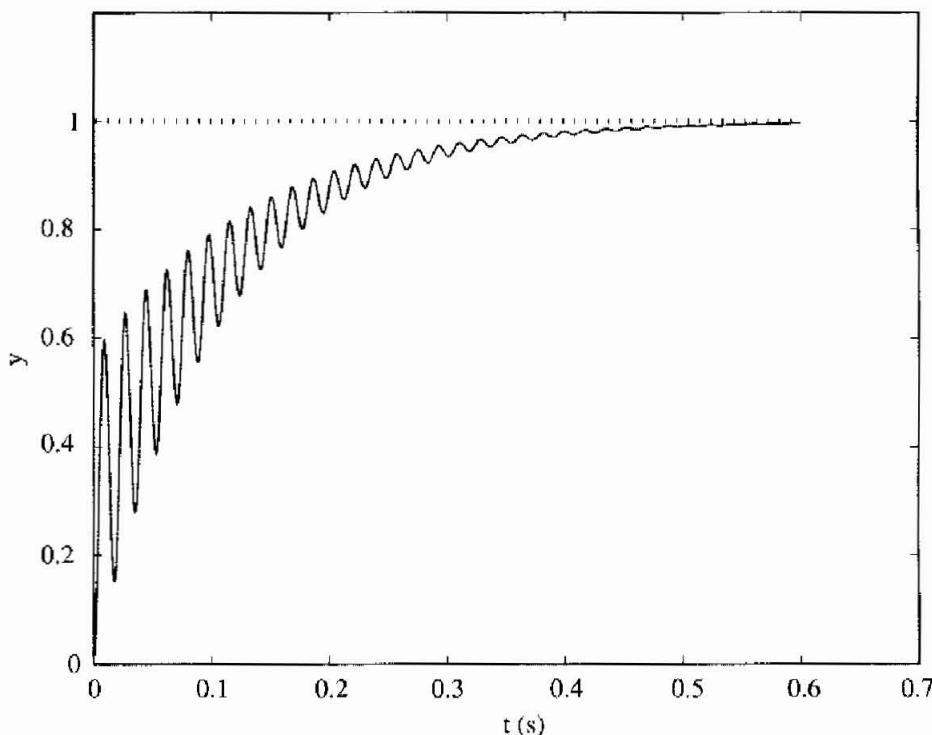


Figura 9.95 Risposta allo scalino con controllo PD ($\bar{\omega}_c = 0.04$).

sono accoppiate non più dal vincolo algebrico $x_l = x_p$ ma dall'espressione della forza trasmessa tra i due elementi:

$$F_l = K_{el}(x_p - x_l) + D_{el}(\dot{x}_p - \dot{x}_l) \quad (9.36)$$

dove K_{el} e D_{el} sono rispettivamente rigidezza e smorzamento viscoso della trasmissione.

Le equazioni (6.20), (9.28), (9.29), (9.35) e (9.36) costituiscono un sistema lineare del quinto ordine. Trasformando secondo Laplace le equazioni, manipolando opportunamente il sistema algebrico risultante, e ponendo, in analogia a quanto visto per i servomeccanismi elettromeccanici, $D_l = 0$, si ottiene l'espressione della funzione di trasferimento dalla posizione del cursore della valvola x_v alla velocità del pistone \dot{x}_p :

$$\frac{\dot{x}_p}{x_v} = G_{lp}(s) = \frac{2A\beta K_v \sqrt{\frac{p_s}{\rho}} (M_l s^2 + D_{el} s + K_{el})}{\Delta(s)} \quad (9.37)$$

e quella dalla posizione del cursore della valvola alla velocità del carico \dot{x}_l :

$$\frac{\dot{x}_l}{x_v} = G_{ll}(s) = \frac{2A\beta K_v \sqrt{\frac{p_s}{\rho}} (D_{el} s + K_{el})}{\Delta(s)} \quad (9.38)$$

dove $\Delta(s)$ è un polinomio del quarto ordine, la cui espressione è la seguente:

$$\begin{aligned}\Delta(s) = & V_0 M_p M_l s^4 \\ & + [V_0 (D_{el} (M_p + M_l) + 2\beta C_L M_p M_l + D_p M_l)] s^3 \\ & + [V_0 D_p D_{el} + V_0 K_{el} (M_p + M_l)] \\ & + 2\beta C_L (D_p M_l + M_p D_{el} + D_{el} M_l) + 2A^2 \beta M_l s^2 \\ & + [V_0 K_{el} D_p + 2\beta C_L D_p D_{el} + 2\beta C_L K_{el} (M_l + M_p) + 2A^2 \beta D_{el}] s \\ & + 2\beta K_{el} (A^2 + C_L D_p)\end{aligned}$$

Nei numeratori delle funzioni di trasferimento (9.37) e (9.38) si riconoscono espressioni del tutto analoghe a quelle dei numeratori delle funzioni di trasferimento (9.12) introdotte con riferimento ai servomeccanismi elettromeccanici. Utilizzando infatti l'espressione del guadagno μ introdotta nella (9.32) e adottando, come nel caso rigido, l'assunzione $A^2 \gg C_L D_p$, potremo scrivere:

$$G_{ip}(s) = \mu \frac{1 + 2 \frac{\xi_{zi}}{\omega_{zi}} s + \frac{s^2}{\omega_{zi}^2}}{\tilde{\Delta}(s)}$$

c:

$$G_{il}(s) = \mu \frac{1 + 2 \frac{\xi_{zi}}{\omega_{zi}} s}{\tilde{\Delta}(s)}$$

dove $\tilde{\Delta}(s) = \Delta(s) / (2\beta K_{el} A^2)$ è un polinomio con le stesse radici di Δ ma tale che $\tilde{\Delta}(0) = 1$.

La pulsazione:

$$\omega_{zi} = \sqrt{\frac{K_{el}}{M_l}}$$

è la cosiddetta "locked frequency", già introdotta nel caso dei servomeccanismi elettromeccanici: esprime la pulsazione a cui vibra il carico quando il pistone è meccanicamente bloccato. Il corrispondente coefficiente di smorzamento è dato da:

$$\xi_{zi} = \frac{2 D_{el}}{\sqrt{K_{el} M_l}}$$

Non esiste una fattorizzazione semplice del polinomio $\Delta(s)$. Possiamo tuttavia studiare le espressioni assunte dalle pulsazioni naturali delle radici annullando tutti i termini di dissipazione (C_L , D_p e D_{el}). Così facendo risulta:

$$\tilde{\Delta}(s) = 1 + \left(\frac{V_0 M}{2\beta A^2} + \frac{M_l}{K_{el}} \right) s^2 + \frac{V_0 M_p M_l}{2\beta K_{el} A^2} s^4 \quad (9.39)$$

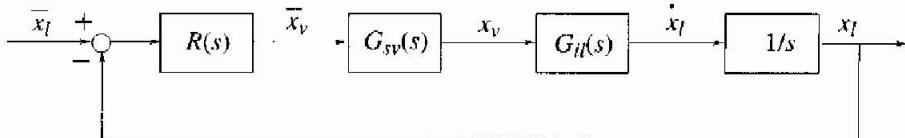


Figura 9.96 Controllo di posizione per servomeccanismo oleodinamico con trasmissione elastica.

avendo posto, come in precedenza, $M = M_p + M_l$. Introduciamo ora la pulsazione meccanica ω_{pm} , legata alla locked frequency ω_{zi} dalla relazione:

$$\omega_{pm}^2 = (1 + \rho_m)\omega_{zi}^2$$

essendo $\rho_m = M_l/M_p$ il rapporto di massa tra carico e pistone. Risulta quindi:

$$\omega_{pm}^2 = \left(1 + \frac{M_l}{M_p}\right)\omega_{zi}^2 = \frac{M_p + M_l}{M_p} \frac{K_{el}}{M_l} = \frac{M}{M_p M_l} K_{el}$$

Ricordando l'espressione (9.33) per la pulsazione idraulica ω_{pi} , è facile verificare che l'espressione (9.39) si può scrivere, con buona approssimazione, nella forma:

$$\tilde{\Delta}(s) = \left(1 + \frac{s^2}{\omega_{pi}^2}\right) \left(1 + \frac{s^2}{\omega_{pm}^2}\right)$$

Si osservi inoltre che il rapporto tra le due pulsazioni di risonanza:

$$\frac{\omega_{pm}^2}{\omega_{pi}^2} = \frac{M^2}{M_p M_l} \frac{K_{el}}{\frac{2\beta A^2}{V_0}}$$

evidenzia che, se la rigidezza meccanica K_{el} è più elevata della rigidezza idraulica $2\beta A^2/V_0$, come di norma avviene, la pulsazione meccanica ω_{pm} è decisamente più grande della pulsazione idraulica ω_{pi} .

Controllo di posizione La variabile usualmente misurata nel sistema di controllo del moto è la posizione del carico x_l . Lo schema di controllo di posizione è quindi riportato in Figura 9.96.

Prendiamo in considerazione un regolatore puramente proporzionale, di guadagno K_p . Tenendo conto della discussione condotta precedentemente sul modello linearizzato, la funzione di trasferimento d'anello assume l'espressione:

$$L(s) \approx \frac{\mu K_p}{s} \frac{1 + 2\frac{\xi_{zi}}{\omega_{zi}}s}{\left(1 + 2\frac{\xi_{pi}}{\omega_{pi}}s + \frac{s^2}{\omega_{pi}^2}\right) \left(1 + 2\frac{\xi_{pm}}{\omega_{pm}}s + \frac{s^2}{\omega_{pm}^2}\right)}$$

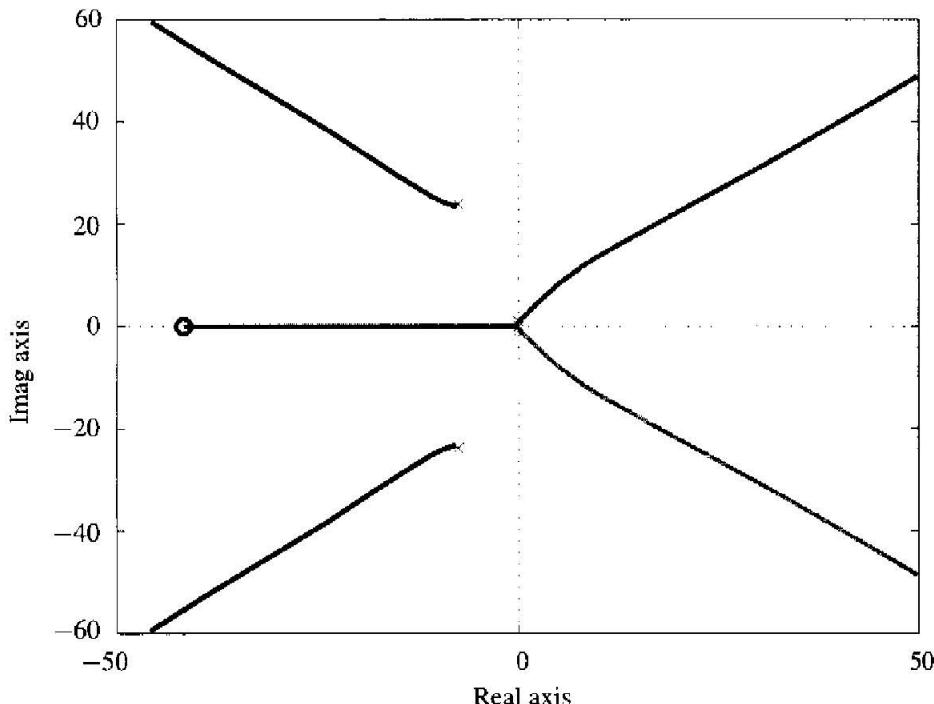


Figura 9.97 Luogo delle radici con controllo proporzionale e trasmissione elastica (assi normalizzati a ω_{pi}).

Gli smorzamenti ξ_{pi} e ξ_{pm} sono legati, attraverso espressioni complesse, ai parametri fisici del sistema. Assumendo a titolo di esempio un rapporto tra le pulsazioni ω_{pm} e ω_{pi} pari a 25 e valori degli smorzamenti pari a $\xi_{pi} = 0.05$ e $\xi_{pm} = 0.3$ si ottiene il luogo delle radici riportato in Figura 9.97. Come nei luoghi tracciati in precedenza, le scale degli assi sono state normalizzate rispetto alla pulsazione ω_{pi} . In Figura 9.98 è mostrato un dettaglio del luogo, che mostra che le problematiche di controllo sono di fatto le medesime del caso con trasmissione rigida.

In effetti la risposta allo scalino riportata in Figura 9.99, ottenuta come nei casi precedenti considerando il valore di pulsazione $\omega_{pi} = 300$ rad/s e selezionando il valore del guadagno d'anello normalizzato $\tilde{\omega}_c = 0.025$, è sostanzialmente sovrapponibile a quella del caso rigido riportata in Figura 9.92.

Anche le considerazioni svolte con riferimento al caso di trasmissione rigida circa l'adozione di un controllore PD si possono replicare nel caso di accoppiamento elastico.

9.4.4 Considerazioni conclusive

Gli esempi precedenti e le relative considerazioni evidenziano la difficoltà del problema di controllo di posizione con attuatori oleodinamici. Emerge la neces-

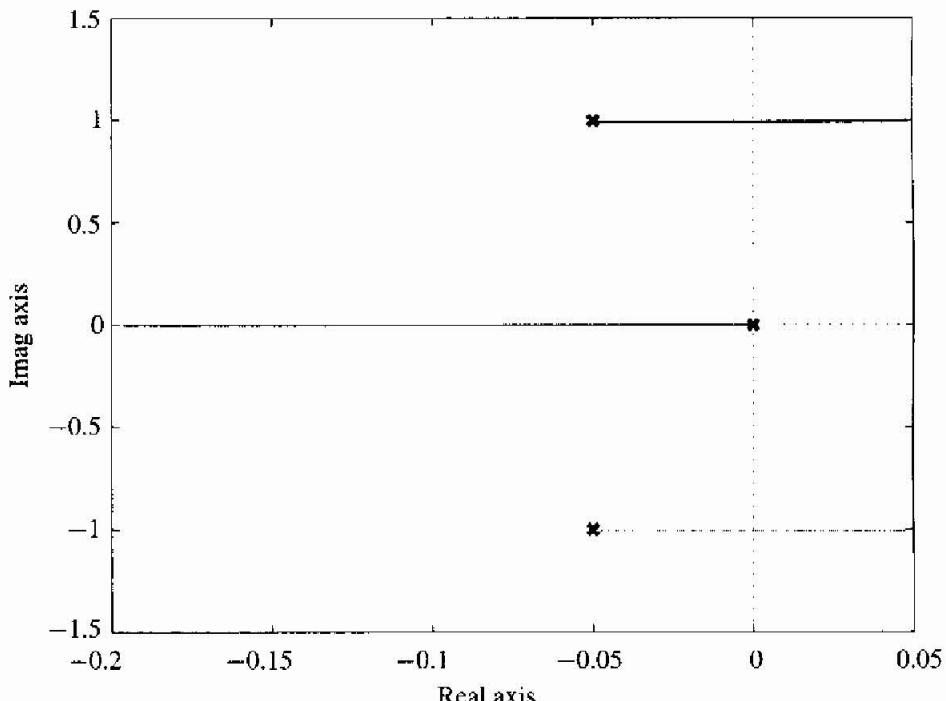


Figura 9.98 Luogo delle radici con controllo proporzionale e trasmissione elastica: dettaglio (assi normalizzati a ω_{pi}).

sità di affrontare il problema analizzando con strumenti adatti (luoghi delle radici, risposte a scalino, diagrammi di Bode) le singole situazioni che si presentano, prevedendo margini di stabilità proporzionali alle incertezze e alla relativa imprevedibilità delle variazioni di comportamento, a fronte anche di ridotte variazioni dei parametri in gioco.

9.5 Problemi

P9.1 Si consideri il problema di generazione della traiettoria per una variabile $q(t)$ da un valore iniziale $q_i = 0$ a un valore finale $q_f = 30$. Si supponga no assegnati i seguenti limiti su velocità ed accelerazioni massime: $\dot{q}_{\max} = 20$, $\ddot{q}_{\max} = 40$. Si determini, se possibile, un profilo di velocità trapezoidale compatibile con i suddetti vincoli. Si calcolino in particolare il tempo di accelerazione t_a ed il tempo totale di posizionamento T .

P9.2 Si pianifichi una traiettoria cubica che risolva lo stesso problema di posizionamento del problema 9.1, con velocità iniziale e finale nulla, nel tempo T calcolato nel problema precedente. Con la traiettoria così determinata, si calcolino i valori massimi assunti da velocità e accelerazione, confrontandoli con i limiti

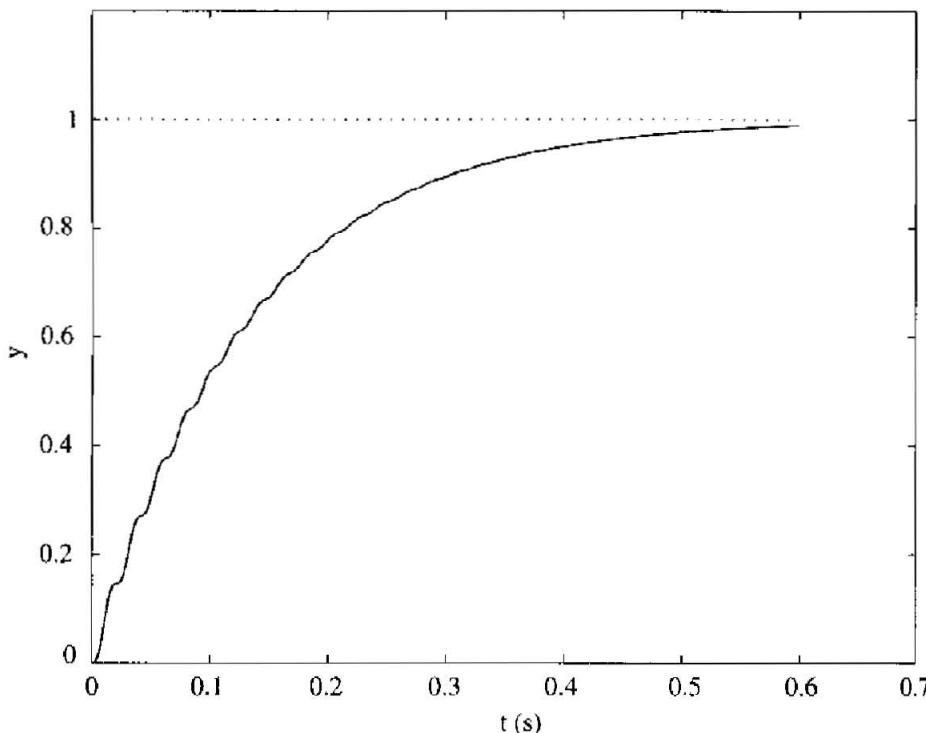


Figura 9.99 Risposta allo scalino con controllo P e trasmissione elastica ($\hat{\omega}_c = 0.025$).

di velocità ed accelerazione imposti. Si spieghi se i limiti sono rispettati e, in caso contrario, si illustri come sia possibile rientrare nei suddetti limiti.

P9.3 Si vuole pianificare una traiettoria da $q_i = 10$ a $q_f = 50$ con i limiti $\dot{q}_{\max} = 30$ e $\ddot{q}_{\max} = 80$. Si determini il minimo tempo di percorrenza per i profili polinomiali di grado tre e cinque, per una traiettoria armonica e per una traiettoria cicloidale.

P9.4 Si consideri la pianificazione della traiettoria passante per i punti riportati in Tabella 9.5. Si calcolino opportuni valori di velocità nei punti intermedi per l'interpolazione mediante sequenza di polinomi cubici.

Tabella 9.5 Punti di passaggio per la traiettoria del Problema P9.4.

$t_1 = 0$	$t_2 = 3$	$t_3 = 6$	$t_4 = 8$	$t_5 = 10$
$q_1 = 0$	$q_2 = 40$	$q_3 = 60$	$q_4 = 30$	$q_5 = 20$

P9.5 Con riferimento ancora ai punti della Tabella 9.5, si spieghi come si determinano con l'algoritmo spline le 16 condizioni che consentono di ricavare i 16 parametri dei 4 polinomi cubici interpolanti.

P9.6 Si consideri un motore a corrente continua caratterizzato dai seguenti parametri, in unità SI: $J_m = 0.01$, $K_e = K_t = 1$, $R = 2$, $D_m = 0.001$, $\tau_c = 0.005$. Si calcoli il minimo valore della tensione di alimentazione che consente di eseguire un tratto di traiettoria a velocità costante $\omega = 1 \text{ rad/s}$. Si calcoli quindi la corrente necessaria per l'esecuzione di un tratto di traiettoria ad accelerazione costante $\dot{\omega} = 10 \text{ rad/s}^2$.

P9.7 Si consideri un sistema di controllo P/PI per un servomeccanismo rigido. Si assumano i seguenti valori dei parametri fisici, in unità SI: $J_m = 0.03$, $D_m \approx 0$, $J_l = 2$, $n = 10$. Si progetti il regolatore PI di velocità in modo da ottenere una pulsazione critica $\omega_{cv} = 200 \text{ rad/s}$. Successivamente si progetti il regolatore proporzionale di posizione in modo da ottenere una pulsazione critica $\omega_{cp} = 30 \text{ rad/s}$.

P9.8 Con riferimento ai dati del problema precedente, si supponga che il giunto di trasmissione presenti flessibilità tale da dare origine ad una coppia risonanza-antirisonanza con $\omega_p = 200 \text{ rad/s}$. Si spieghi se ed eventualmente in che misura occorre modificare il valore nominale di banda dell'anello di velocità utilizzato nel problema P9.7.

P9.9 Sempre con riferimento al servomeccanismo del problema P9.7, ipotizzando di utilizzare la retroazione della sola posizione motore e adottando i valori di banda specificati nel problema, si determini il minimo valore della costante elastica del giunto di trasmissione, supposto ora elastico¹⁷, in modo tale che il picco di risonanza della funzione di trasferimento da riferimento di posizione motore a posizione del carico non superi i 6 dB.

P9.10 Si progetti un osservatore del disturbo di coppia che tenga esplicitamente conto dell'accoppiamento elastico tra motore e carico.

P9.11 Si dimostri l'espressione (9.24), mostrando in particolare che la dinamica dell'errore di stima dello stato, in un sistema ad assegnamento degli autovalori con stima dello stato, non partecipa al legame ingresso-uscita.

¹⁷Si trascuri lo smorzamento della trasmissione.

P9.12 Si consideri il controllo di posizione di un servomeccanismo oleodinamico con accoppiamento rigido pistone-carico. Si studi l'applicabilità di un metodo di controllo nello spazio di stato per lo smorzamento dei modi risonanti associati alla dinamica idraulica.

P9.13 Sempre con riferimento al controllo di posizione di un servomeccanismo oleodinamico, si mostri con l'ausilio dei diagrammi di Bode e facendo riferimento ad opportune normalizzazioni delle pulsazioni, che l'azione derivativa del controllore PD non è efficace per conferire smorzamento alla dinamica risonante del sistema.

Sistemi elettronici per il controllo

10.1 Introduzione

Il capitolo si propone nella parte iniziale di fornire un quadro illustrativo delle architetture dei sistemi di controllo e dei prodotti elettronico-informatici in essi impiegati. Dapprima si discutono le funzioni che possono essere realizzate da tali sistemi. Nel seguito si approfondisce il tema delle comunicazioni digitali, che stanno assumendo un ruolo crescente ed innovatore nei sistemi di controllo, in particolare con le reti di campo o fieldbus, di cui viene discusso un esempio, il FOUNDATION Fieldbus.

I prodotti e le architetture dei sistemi di controllo sono molto eterogenei, così come lo sono i sistemi a cui si applicano, tra cui spiccano per rilevanza economica i processi industriali (per esempio, quelli chimici, energetici, metallurgici, alimentari), i beni strumentali e di produzione (per esempio le macchine utensili, per la lavorazione di legno, pietre, pelli e le macchine da stampa), i mezzi di trasporto aerei, ferroviari, navali e su gomma. Non è immediato comprendere quali siano gli elementi caratterizzanti, le differenze più significative e anche i fattori comuni tra la varietà di prodotti e architetture disponibili. Le comunanze tra i prodotti, anche se impiegati in ambiti molto diversi, sono più numerose di quanto si possa immaginare. Derivano sostanzialmente dal fatto che tutti i prodotti tendono a sfruttare al meglio le opportunità, nell'hardware e nel software offerte dal mercato dell'elettronica e dell'informatica. Inoltre, la natura del problema e le funzioni in gioco hanno una base tecnologica e architetturale comune: acquisire segnali, elaborare leggi di controllo, comandare attuatori, interagire con il mondo esterno, memorizzare dati, e altro ancora.

Il software rappresenta una tematica di grande rilevanza tecnica ed economica per questo settore, tuttavia si ritiene che per la sua complessità e le molteplici implicazioni meriti un testo dedicato.

10.1.1 Funzioni di un sistema di controllo ed automazione

Le funzioni di un sistema di controllo e automazione in generale possono essere molteplici. Nel controllo di processo, secondo una terminologia adottata nel settore energetico, sono raggruppate in *controllo, supervisione e protezione*.

Le funzioni di controllo comprendono sia le normali regolazioni analogiche singolo anello sia quelle logiche che, elaborando segnali digitali (DI, Digital Inputs), portano all'emissione di comandi di tipo logico (DO, Digital Outputs, tipo apri/chiudi, accendi/spegni) o a fornire le *sequenze di processo*, per esempio all'avviamento, in cui è necessario attivare i vari componenti dell'impianto rispettando un ordine prestabilito e verificando via via l'occorrenza di prescritte condizioni. Le funzioni di controllo analogico di base prevedono classiche leggi PID, con la possibilità di costruire schemi avanzati. Talvolta sono presenti anche funzioni di ottimizzazione e di controllo predittivo, basato su un modello identificato del processo.

La supervisione comprende acquisizione, gestione, elaborazione e presentazione agli operatori dei dati (segnali) del processo (interfaccia uomo-macchina). In molti casi l'una o l'altra di queste funzioni possono essere decisamente prevalenti: si giustificano così l'uso frequente dei termini "acquisizione dati" oppure "interfaccia uomo-macchina" al posto di "supervisione". La terminologia, come sovente accade in ambito industriale, non è univoca. L'acquisizione dati è una funzione primaria, anche sul piano economico, considerato che in impianti di grandi dimensioni si acquisiscono anche centinaia di migliaia di ingressi.

Importante tra le funzioni di supervisione è la cosiddetta "gestione degli allarmi", che è piuttosto articolata. Oltre all'individuazione delle condizioni di allarme, e alla loro segnalazione (di solito anche sonora), secondo diversi livelli di priorità quando le segnalazioni siano numerose, se ne deve prevedere il riconoscimento da parte dell'operatore (per assicurarsi che se ne faccia carico) e l'eventuale rientro. Per poter ricostruire la dinamica di eventuali incidenti, e anche per discernerne le responsabilità, è infine necessario archiviare sistematicamente ogni allarme e riconoscimento con i relativi tempi di occorrenza.

Le funzioni di protezione comprendono il rilevamento di condizioni di funzionamento così anomale da non essere più recuperabili e tali da rappresentare condizioni di rischio per l'incolumità del personale e dei macchinari (e dell'ambiente esterno). Comprendono anche la conseguente presa di provvedimenti di arresto del funzionamento del processo e di messa in sicurezza dell'impianto. Si comprende che il sistema che realizza queste funzioni deve avere affidabilità molto elevata, addirittura assoluta per gli impianti a grande rischio potenziale. Per questo motivo le funzioni di protezione più critiche possono essere affidate a sistemi elettronici dedicati, semplici e anche adeguatamente ridondanti.

L'interfaccia uomo-macchina deve consentire all'operatore la corretta conduzione dell'impianto in tutte le condizioni di funzionamento, all'ingegnere di processo di configurare il sistema, al tecnico di manutenzione di ottenere le informazioni utili per la diagnostica dello stato dei componenti dell'impianto, al supervisore gestionale ("manager") del processo di ottenere, per esempio, dati riservati sui livelli di produzione e sulla qualità del prodotto.

Per la conduzione di un processo l'operatore deve poter disporre, in certe situazioni in tempi molto rapidi, di informazioni complete sul suo stato e deve poter inviare comandi (accensione, spegnimento, impostazione modalità manuale/automatico, variazioni di setpoint ecc.) a ogni componente del sistema di controllo e del processo. La presentazione delle informazioni a video è supportata

dall'impiego di pagine videografiche, interattive e animate, dette *sinottici di impianto*, realizzate a vari livelli di dettaglio, da trend e diagrammi di ogni tipo. La presentazione delle informazioni può divenire problematica, in presenza di eventi particolari, a causa della mole di dati che può generarsi (si pensi agli allarmi, che spesso si moltiplicano a catena). L'impostazione dello schermo va studiata in modo da facilitare al massimo il compito dell'operatore, mettendogli sempre a disposizione i pulsanti necessari per muoversi attraverso le varie sezioni dell'impianto e proponendogli le informazioni più opportune per comprendere le cause di eventuali fermi o malfunzionamenti dell'impianto.

Nei sistemi manifatturieri le funzioni principali sono quelle di controllo del moto e, a più alto livello, funzioni di calcolo (generazione) e interpolazione di traiettoria. L'interfaccia con l'operatore si avvale di un linguaggio di programmazione, necessario per definire i compiti che i sistemi (macchine automatiche, robot) devono eseguire.

Nei sistemi di trasporto le funzioni dei sistemi di controllo sono molteplici e differenziate a seconda del mezzo considerato. Con riferimento ai mezzi forse più complessi, i velivoli, si individuano funzioni peculiari come quelle di gestione del volo, inclusive di navigazione (determinazione della posizione e della velocità) e guida, e del mezzo, di telecomunicazione (voce e dati), di intrattenimento dei passeggeri nei velivoli civili, e di gestione dei sistemi d'arma in quelli militari.

10.1.2 Componenti e prodotti per i sistemi di controllo

Nel Capitolo 7 sono stati introdotti i regolatori industriali singola stazione, utilizzati nel controllo di processi di piccole e medie dimensioni. Per i grandi impianti, invece, dai primi anni Ottanta le funzioni di regolazione delle variabili di processo ai relativi setpoint, la supervisione e il (tele)comando sono realizzati mediante i sistemi di controllo distribuito (DCS). Il primo DCS commerciale è stato introdotto nel 1975 (Honeywell TDC 2000); esso apportava, rispetto ai primi tentativi di controllo diretto con calcolatore (Direct Digital Control, DDC) realizzati con i tradizionali calcolatori a singola CPU, l'elemento innovativo di un'architettura multiprocessore. Le funzioni di controllo e supervisione erano distribuite tra più CPU (da cui il nome DCS), con vantaggi in termini di prestazioni e, soprattutto, di affidabilità complessiva. Oggi, il termine "distribuito", nel controllo di processo, è usato con un'accezione diversa. È inteso che le diverse CPU, cui sono allocate le funzioni di elaborazione, sono distribuite all'interno dell'impianto, e "la capacità di elaborazione è portata laddove serve", con riduzione dei costi di installazione, dei cablaggi, della manutenzione, e con l'ottenimento di migliori prestazioni.

Un DCS è un sistema con caratteristiche abbastanza peculiari, anche se le realizzazioni industriali presentano notevoli differenziazioni nelle prestazioni e negli impieghi. Componenti fondamentali di un DCS sono le unità a microprocessore, usualmente localizzate in modo opportuno nell'impianto, che eseguono le funzioni di ingresso/uscita (come descritto nel Capitolo 4) e di controllo (Capitolo 7), le unità di interfaccia uomo-macchina, disposte nelle sale controllo, e le strutture di comunicazione, costituite da una o più reti digitali di diverse ca-

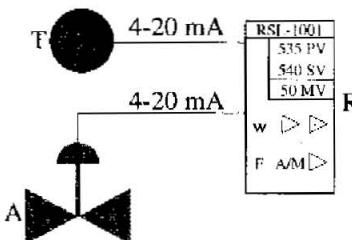


Figura 10.1 Anello di controllo tradizionale.

ratteristiche e velocità. I DCS di grandi dimensioni controllano, per esempio, i gruppi caldaia-turbina-alternatore di centrali elettriche, raffinerie, campi di piattaforme petrolifere distribuite a distanze di decine o centinaia di chilometri dalle sale di telecontrollo. Essi si caratterizzano rispetto ad altri prodotti più economici, come i PLC, per la “ricchezza” a livello informatico (interfacce uomo-macchina e di configurazione, base dati), per la presenza di reti digitali di grande potenza che consentono di realizzare sistemi adatti per il controllo di impianti di qualsiasi dimensione, e per aspetti elettronico-meccanici di costruzione, di particolare robustezza e affidabilità. Per esempio, è usuale realizzare sistemi ridondanti in tutte le loro parti, e in particolare in quelle critiche di comunicazione. La descrizione di una possibile architettura di un DCS si trova nel Paragrafo 10.1.3.

Un altro tipo di prodotto usato per la realizzazione dei sistemi di controllo, oltre ai regolatori PID e ai DCS, è il PLC che, in quanto a potenza e costi, è una via di mezzo tra gli altri due. I PLC hanno struttura modulare, comprendente un modulo di elaborazione a microprocessore, moduli di ingresso/uscita, strutture meccaniche di supporto abbastanza semplici, moduli speciali d’interfaccia; richiedono per la programmazione e configurazione un terminale esterno, non prevedendo tastiere e video d’interfaccia. I PLC sono nati per l’esecuzione di operazioni di tipo logico su segnali digitali, quindi per sostituire gli armadi di logiche realizzate a relay, ma i prodotti commerciali attuali sono dotati anche di interfacce e moduli di elaborazione di tipo analogico.

10.1.3 Architetture dei sistemi di controllo di processo

Architettura singolo anello L’architettura a singolo anello è l’architettura tradizionale dei sistemi di controllo elettronici realizzati con regolatori industriali, molto semplice ma tuttora diffusissima. Si tratta della connessione punto a punto descritta dalla Figura 10.1; un regolatore industriale PID è collegato con segnali analogici in corrente sia a un trasmettitore (T) sia a un attuatore (A).

Reti di regolatori industriali e collegamento con supervisore Quando i regolatori a singola stazione sono numerosi, può essere opportuno collegarli a un calcolatore remoto (Figura 10.2), corredata di software specifico, con funzioni di gestione, supervisione e interfaccia uomo-macchina remota dei regolatori stessi.

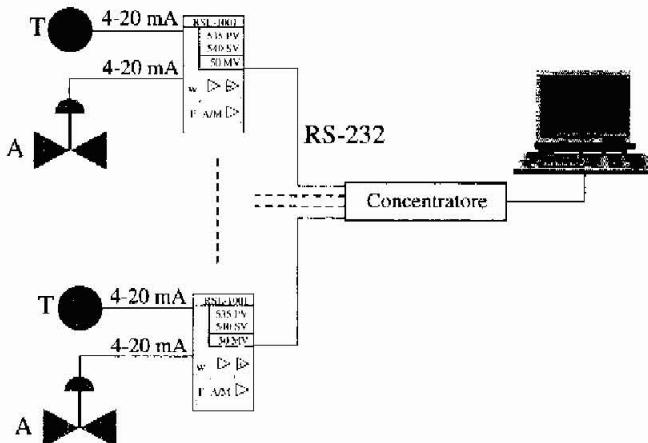


Figura 10.2 Regolatori industriali con supervisore.

Il calcolatore, per esempio, riceve i valori delle variabili misurate e di controllo dei vari regolatori, li presenta all’operatore mediante efficaci schemi sinottici, consente di inviare i setpoint e i comandi di configurazione ai regolatori. Il mezzo di comunicazione è tipicamente la linea seriale RS232, anche se con regolatori più potenti si possono realizzare collegamenti a bus lineare, secondo lo standard RS-485.

Per la realizzazione delle funzioni di gestione e supervisione dei regolatori mediante personal computer sono utilizzabili pacchetti software commerciali che supportano le funzioni di acquisizione dati e la loro archiviazione, l’interfaccia uomo-macchina, con sinottici statici e dinamici, grafici (*trend*), il monitoraggio e la gestione allarmi, il controllo. L’insieme di queste funzioni è talvolta indicato con l’acronimo SCADA (*Supervisory Control And Data Acquisition*). Tali pacchetti supportano inoltre lo scambio di dati con i pacchetti di analisi ed elaborazione più diffusi sui PC, come i fogli elettronici, per consentire l’ottimizzazione del processo, la rilevazione statistica e il controllo di qualità.

In effetti, per i loro bassi costi e la ricchezza del software e dei componenti hardware opzionali, i personal computer sono a volte soluzioni valide anche sul piano economico per la realizzazione di applicazioni di controllo. Sono disponibili schede standard di ingresso/uscita e componenti speciali, quali video grafici a colori di grande formato c/o tastiere per uso industriale. Le sole unità di elaborazione dei PC, su singola scheda, sono a volte integrate in sistemi proprietari (per esempio PLC) cui apportano, a basso costo, la possibilità di eseguire l’ampia varietà di pacchetti software disponibili in ambiente Microsoft Windows. I PC sono sempre più diffusi come parti integranti di DCS, con funzioni, in particolare, di interfaccia uomo-macchina o di elaborazione addizionale.

Reti di dispositivi Le reti digitali di comunicazione, in forte sviluppo insieme al software e alla componentistica hardware dei personal computer, stanno por-

tando notevoli innovazioni nelle architetture dei sistemi di controllo distribuito. Un'innovazione potenzialmente rivoluzionaria è, per molti, rappresentata dalle "reti di dispositivo", cioè reti digitali concepite per collegare tra loro, ed eventualmente a un DCS, a un PLC, o a un'altra rete aziendale di livello più alto, i dispositivi di campo e i regolatori, eliminando i collegamenti analogici ($4 \div 20$ mA).

L'obiettivo di molti produttori di componenti e sistemi di controllo, consorziati nella Fieldbus FOUNDATION, e di molti utilizzatori degli stessi sistemi, è di definire un unico standard di rete di dispositivo, che sia tale non solo negli aspetti hardware o nei protocolli software di più basso livello, ma anche nel tipo e nel formato delle informazioni prodotte o usate e nelle funzioni di controllo. La definizione di un tale standard garantirebbe l'*intercambiabilità* e l'*interoperabilità* dei dispositivi di produttori diversi, oltre alla riduzione dei costi di cablaggio e a un potenziale arricchimento delle informazioni scambiate, in modo bidirezionale, tra tutti i dispositivi.

Finora tuttavia non è stato possibile definire un unico standard, a causa dei contrastanti interessi commerciali di alcuni grandi produttori. A oggi sono proposti sul mercato, ancorché pochissimo diffusi, prodotti che adottano standard diversi, tra cui alcuni accettati come standard europei (EN 50170). Esempi di tali standard sono FOUNDATION Fieldbus, definito dalla *Fieldbus Foundation*, Profibus PA (*Process Automation*), P-Net, WorldFip, Interbus, DeviceNet¹, quest'ultimo basato su CAN (*Controller Area Network*), una rete concepita inizialmente per il collegamento dei sistemi di misura, comando e controllo nelle automobili. I primi due sono realizzati secondo lo standard IEC 61158, che prevede una velocità di 31.25 kbit/s. Il FOUNDATION Fieldbus è descritto in dettaglio nell'ultima parte del capitolo.

Sistemi di controllo distribuito La Figura 10.3 è illustrativa dell'architettura di un DCS attuale ma già con elementi di interesse in prospettiva futura. Sono presenti tre reti di comunicazione digitale. Le *reti di processo* e *di dispositivi* sono dette, entrambe, *reti di campo* e, più frequentemente, con termine inglese, *fieldbus*, anche se questo crea qualche ambiguità. L'introduzione della rete di dispositivi, pur se di grande interesse in prospettiva, non è diffusa quanto si potrebbe ritenere, e negli impianti di nuova costruzione sono tuttora prevalenti le soluzioni tradizionali con trasmissioni analogiche.

Se si esclude la rete di dispositivi, la Figura 10.3 illustra l'architettura tradizionale di un DCS di classe elevata. Sono presenti le stazioni di interfaccia uomo-macchina, le unità di controllo e misura (UCM), che si localizzano in posizioni convenienti nell'impianto, e le unità di elaborazione, che eseguono le funzioni di supervisione (SCADA). Le unità di controllo e misura comunicano con i dispositivi di campo e hanno una struttura modulare che permette, aggiungendo armadi o schede d'interfaccia, di acquisire segnali di qualsiasi tipo e numerosità. Anche la

¹ Si tratta di marchi registrati dei rispettivi proprietari.

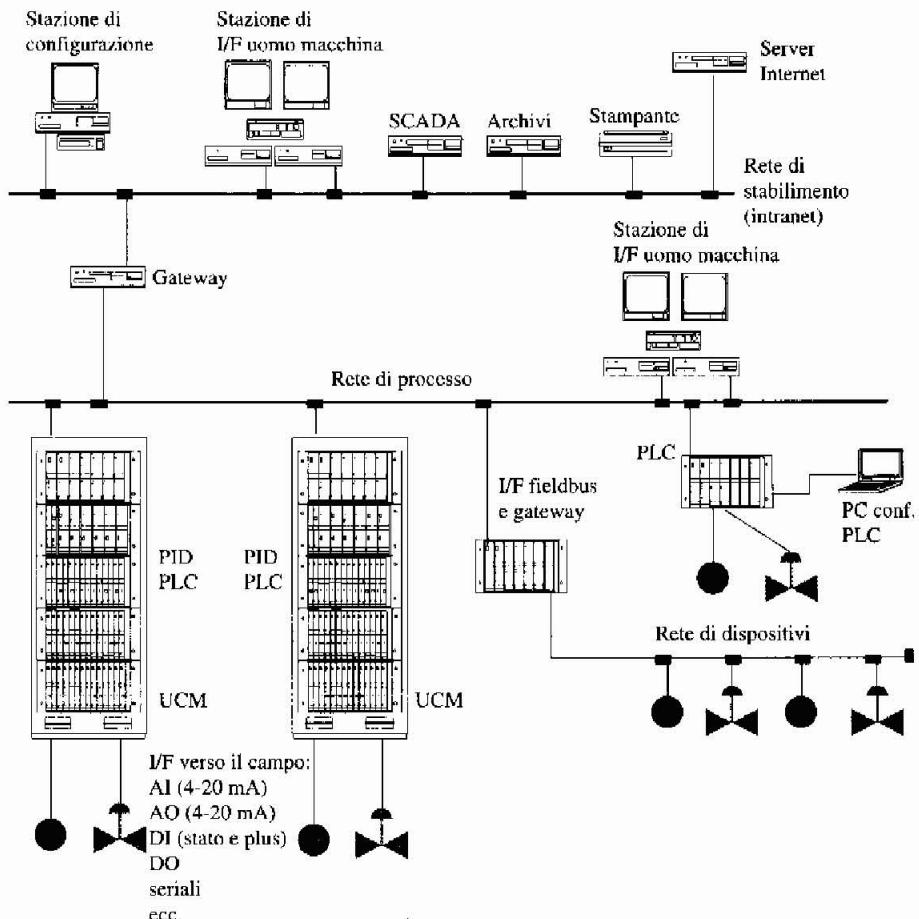


Figura 10.3 Struttura di un DCS di grandi dimensioni tradizionale.

struttura del DCS nel suo complesso è veramente modulare. Oltre a nuove UCM si possono aggiungere unità di elaborazione, stazioni di interfaccia uomo-macchina, stazioni di configurazione, periferiche informatiche di ingresso-uscita e tutto ciò che è compatibile con gli standard hardware-software delle reti di comunicazione e con il software degli elaboratori presenti. L'utilizzo della rete Ethernet con il protocollo TCP/IP e di stazioni ed elaboratori con sistema operativo Microsoft Windows NT consente naturalmente la massima apertura.

I collegamenti con i dispositivi di campo sono quelli tradizionali ad anello di corrente per i segnali analogici, con l'utilizzo, talvolta, di sensori che realizzano limitate comunicazioni digitali con il protocollo HART (Par. 10.2). Sulla rete di processo è comune collegare altri dispositivi di controllo, come i PLC, controlli numerici o altro, che naturalmente interfacciano direttamente i dispositivi di campo.

Poiché i componenti con interfaccia di comunicazione in corrente, per ragioni economiche (nel modo industriale, opportunamente, c'è sempre una forte resistenza a cambiare ciò che funziona, a meno di palesi riduzioni di costo) rimarranno ancora molto a lungo sul mercato, si può prevedere nel futuro la convivenza dei collegamenti digitali e analogici dei dispositivi di campo secondo l'architettura di Figura 10.3.

Per la rete di processo i prodotti commerciali attuali sono basati su due soluzioni prevalenti: la più tradizionale adotta lo standard elettrico RS-485 (Par. 10.2), la più innovativa e a diffusione in rapida crescita impiega lo standard di fatto Ethernet, con protocollo TCP/IP (Par. 10.2). Poiché Ethernet è, di fatto, lo standard per la rete di stabilimento, il gateway² scompare se la si utilizza anche per la rete di processo. Ethernet, per la sua larghissima diffusione nelle applicazioni di ufficio, ha raggiunto livelli di prestazioni, affidabilità, costi non paragonabili ad altri standard, per cui è avviata, prevedibilmente, a essere lo standard anche per la rete di processo. Solo la criticità di talune applicazioni (ambienti *safety critical*), o aspetti implementativi particolari, potranno impedirne l'utilizzo anche per la connessione dei dispositivi. Le prestazioni di Ethernet sono illustrate nel Par. 10.2.

Unità di controllo e misura Analizziamo più in dettaglio una possibile architettura hardware di un'unità di controllo e misura (UCM) che, a scopo illustrativo, può essere schematizzata come in Figura 10.4. La figura evidenzia le funzioni fondamentali di una UCM: esecuzione degli algoritmi di controllo (di tipo sia PID sia PLC), gestione delle comunicazioni verso la rete e interfaccia verso il campo. È essenziale che tutti i componenti, schede e bus, possano essere ridondati, perché spesso i processi sotto controllo richiedono una disponibilità prossima al 100%.

Le interfacce ingresso/uscita (I/O) sono solitamente schede intelligenti a micro-controllore ed eseguono le funzioni di condizionamento e conversione, illustrate nel Capitolo 4. Esistono schede specializzate per ogni tipo di ingresso e di uscita, in particolare:

- ingressi analogici (AI) di alto livello (HL, per esempio 16 per modulo) e di basso livello (LL, 8);
- ingressi digitali (DI), di stato (8) oppure da contare (Pulse Inputs-PI, 8);
- trasmettitori “smart” (protocollo HART, 16);
- uscite analogiche (AO, 8);
- uscite digitali (DO, 16);
- comunicazioni seriali.

I moduli sono collegati con le schede di elaborazione attraverso bus che diventano critici in caso di guasto, perché la perdita di un singolo bus di I/O può impedire l'acquisizione dei dati e il controllo di molti dispositivi del processo. In caso di

²I gateway sono dispositivi utilizzati per collegare fra loro reti digitali di caratteristiche diverse e si occupano di tutti i problemi di conversione di formato e protocollo.

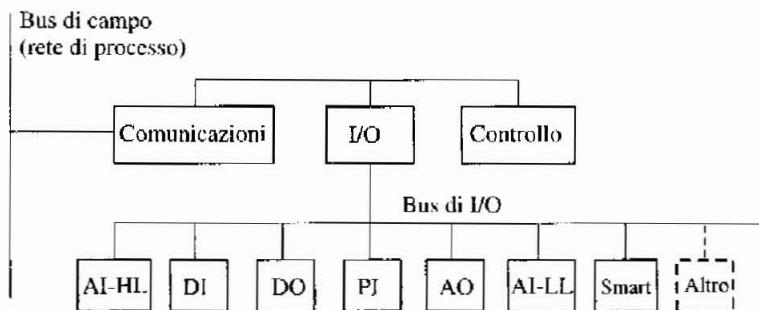


Figura 10.4 Architettura hardware di una UCM.

criticità devono essere raddoppiati, così come il bus di campo e tutti i moduli di comunicazione.

Nel dimensionamento e nella selezione di un DCS è importante prevedere ampi margini di potenza di elaborazione (*idle-time* pari, per esempio, al 50%) sia per far fronte a imprevedibili picchi di richiesta, sia per espansioni future. In linea di principio le azioni di controllo analogico e quelle logiche possono convivere sulla stessa unità; alcuni costruttori però prevedono unità dedicate per le funzioni PID e per quelle PLC.

10.1.4 Esempio 1: architettura di un controllore numerico

I CNC (Computer Numerical Control) sono dispositivi utilizzati nel controllo di macchine utensili e altre macchine di produzione. Il compito primario del CNC è quello della pianificazione o generazione delle traiettorie dell'utensile e conseguentemente degli assi di macchina. Il CNC generalmente supporta interpolazioni lineari e circolari, cerchi, filettature e varie altre funzionalità, descritte nei diversi manuali di programmazione dei singoli prodotti.

L'introduzione dei CNC ha in passato rivoluzionato l'industria manifatturiera, consentendo all'operatore grandissima flessibilità nell'uso delle macchine, possibilità di realizzare con relativa facilità forme complesse e riduzione drastica del numero di passi di lavorazione che richiedono l'intervento umano.

Benché il valore di un CNC sia per la maggior parte costituito dal software estremamente sofisticato necessario per la pianificazione e l'esecuzione dei programmi di lavoro (cosiddetti *part program*) si ritiene utile in questa sede soffermarsi brevemente sull'architettura hardware di un CNC, quale esempio di struttura complessa, articolata in più componenti connessi da opportune comunicazioni digitali. Si farà in particolare riferimento al SINUMERIK 840Di di SIEMENS, un prodotto di larga diffusione sul mercato.

Come illustrato in Figura 10.5, il nucleo del sistema è costituito da un PC industriale operante in Windows NT con un kernel real time per le applicazioni che devono essere eseguite rispettando vincoli di tempo reale. Il PC industriale (un PC con caratteristiche costruttive particolarmente adatte per operare in ambiente industriale) è dotato di processore, hard disk, memoria RAM, slot per schede

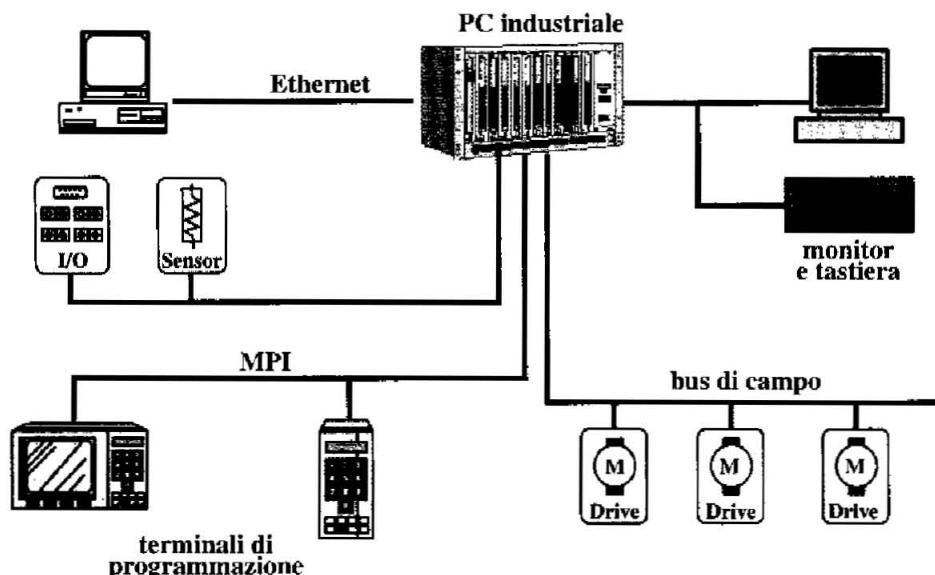


Figura 10.5 Architettura hardware di un CNC.

ISA e PCI, interfacce parallela, seriale, VGA, USB, Ethernet. Ai PC possono essere collegati monitor, mouse e tastiera. Su una apposita scheda (*motion control*) montata sul PC sono poi residenti le funzioni PLC e l'interfaccia con il bus di campo, necessario per far colloquiare il CNC con i drive. Tipicamente poi la scheda di motion control è dotata dell'interfaccia (MPI: Multi Point Interface) verso i terminali dedicati di comando, quali pannelli di controllo macchina, unità di programmazione manuale (cosiddetti teach pendant), dispositivi esterni per la programmazione del PLC. Nel PC può inoltre essere collocata una scheda aggiuntionale per collegamento veloce (1.5 Mbaud) con dispositivi di misura, manopole, I/O digitali veloci.

Come già accennato, la scheda motion control presente nel CNC è dotata di interfaccia a bus di campo per il collegamento con gli azionamenti. La soluzione di controllo generalmente adottata prevede che all'interno del CNC si chiuda l'anello di controllo della posizione (nelle macchine utensili si fa uso a questo scopo di una misura diretta della posizione lato carico) mentre all'azionamento è demandato il controllo di velocità e corrente. Il bus di campo (il PROFIBUS DP nell'esempio del CNC Siemens) deve garantire comunicazione ciclica per una trasmissione sincrona dei setpoint e delle misure tra il master del bus (il CNC) e gli slave (i drive). Deve inoltre essere garantito il sincronismo nell'accettazione del nuovo setpoint da parte di tutti gli azionamenti. Infine deve essere consentita anche la comunicazione aciclica, in parallelo a quella ciclica, per trasmissione di parametri, monitoraggio, diagnostica. Naturalmente anche i drive devono essere dotati di interfaccia di comunicazione digitale verso il bus. È comunque possibile collegare azionamenti ad ingresso analogico utilizzando appositi moduli di interfaccia.

10.1.5 Esempio 2: architettura di un sistema di controllo avionico

Avionica è un termine derivato dalla contrazione di aviazione ed elettronica e comprende l'insieme degli equipaggiamenti elettronici che supportano i sistemi acrospaziali. Le funzioni di tali equipaggiamenti comprendono le comunicazioni con le stazioni di terra, navigazione, guida e controllo del volo, elaborazioni a bordo e trasmissione e ricezione dati, interfaccia con i piloti (cockpit), intrattenimento dei passeggeri, oltre ad altre più specifiche. Si pensi, ad esempio, a quelle realizzate nei velivoli militari. Il valore dell'avionica sta crescendo rapidamente e nei velivoli più moderni è vicino al 50 % di quello dell'intero velivolo.

I componenti base di un sistema avionico comprendono:

- Il sistema dei display del cockpit (CDS)
- Il sistema di gestione del volo (FMS)
- Il sistema di controllo automatico del volo (AFDS)

Il primo fornisce ai piloti dati di pilotaggio, navigazione e missione e dati di gestione del veicolo, sostituendo strumenti come l'orizzonte artificiale, assetto, altitudine, aria, ecc., ed è costituito da display, pannelli, unità di elaborazione, collegamenti tra essi e gli strumenti di misura.

Il sistema di gestione del volo fornisce le funzioni di navigazione e guida, di gestione della destinazione, di gestione della base dati geografici, la gestione del combustibile e la localizzazione multisensoriale, ecc., e consiste di unità di elaborazione ridondate e bus dati verso sensori e verso i display del cockpit.

Infine il sistema di controllo automatico fornisce la stabilizzazione basica, il controllo di assetto e direzione (autopilota) e modi di livello superiore, e consiste di moduli di controllo, moduli di potenza, pannello di controllo e visualizzazione, sensori ed attuatori.

Le architetture dei sistemi avionici hanno subito una notevole evoluzione nel corso degli ultimi decenni, evolvendo in accordo alle tecnologie dei computer, in particolare con lo sviluppo dei microprocessori e delle comunicazioni digitali mediante bus. L'architettura di prima generazione, detta indipendente, era costituita da unità completamente separate e con sensori dedicati connessi punto a punto. Essa è impiegata, per esempio, nel velivolo da addestramento Macchi 339.

La seconda generazione è la cosiddetta architettura federata (*federated*). È costituita da una pluralità di sistemi indipendenti, ciascuno con la propria unità di elaborazione e i propri sensori ed attuatori collegati all'unità di elaborazione mediante collegamenti analogici. Conserva i vantaggi dei sottosistemi indipendenti, che facilitano lo sviluppo, la sostituzione o l'adattamento e semplifica il testing, ma anche gli svantaggi derivanti da duplicazioni di unità ed apparati con incrementi di peso, dimensioni e potenza, e ridotta utilizzazione delle risorse, evitata solo parzialmente dall'integrazione con bus dati ad alto livello.

La terza e la quarta (attuale) generazione sono le architetture integrate (*integrated*) e integrate-avanzate, in cui hardware e software di più sottosistemi sono integrati in un unico sistema, con più processori, ridondati in doppio o triplo, condivisi tra più funzioni. Un esempio è l'architettura adottata nel caccia F-22. I

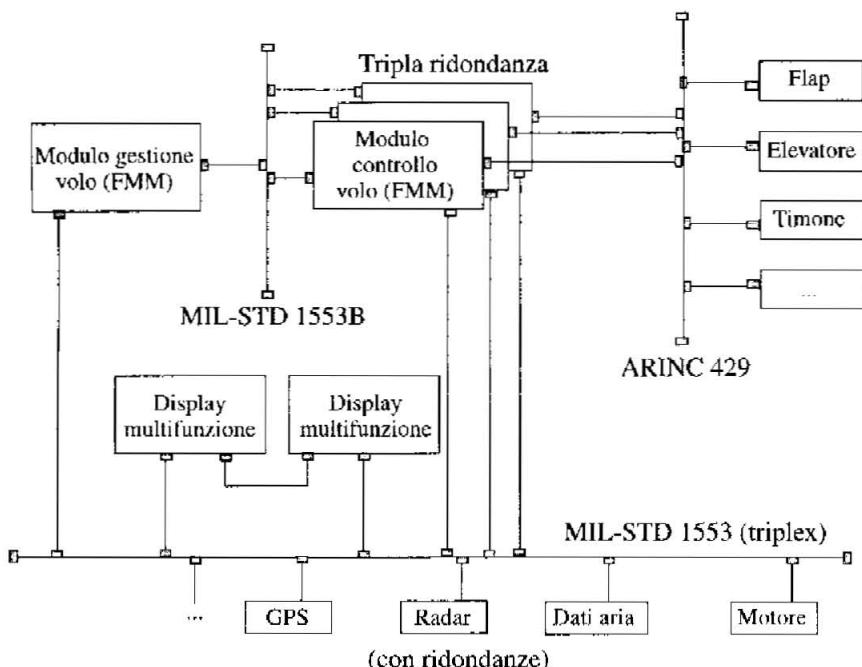


Figura 10.6 Architettura di un sistema di controllo avionico.

vantaggi sono una migliore integrazione funzionale e un migliore sfruttamento delle risorse, gli svantaggi sono invece le maggiori difficoltà nello sviluppo e nel testing, un più difficile riuso delle risorse, maggiore criticità per i guasti che si possono propagare da un sistema all'altro. Un'architettura integrata utilizza come supporto essenziale uno o più bus dati, o reti di comunicazione digitali. I più usati sono stati fino ad oggi i bus ARINC 429 e MIL Standard 1553B, ma sull'attualissimo Airbus A380 la rete di comunicazione è la AFDX, che ha le caratteristiche di Ethernet, ma quadrupla per la massima affidabilità.

In Figura 10.6 è schematizzata un'ipotetica architettura di un sistema di pilotaggio e controllo avionico. Non corrisponde ad alcuna applicazione reale ma evidenzia i componenti tipici di molte di esse. Sono presenti due display multifunzione con relative unità di elaborazione che forniscono ai piloti dati di pilotaggio, navigazione e missione e dati di gestione del veicolo, e sostituiscono strumenti come l'orizzonte artificiale e i misuratori di assetto, altitudine e dati aria.

Oltre ai sensori e agli attuatori sono presenti moduli (unità elettroniche a microprocessori dette Line Replaceable Unit - LRU) per il controllo del volo, ridondanti per esigenze di affidabilità, con funzioni di stabilizzazione basica, controllo di assetto e direzione (autopilota) e modi di livello superiore, e un modulo per la gestione del volo. A quest'ultimo sono allocate le funzioni di navigazione e guida, gestione della destinazione, gestione data base, localizzazione multisensoriale, gestione del combustibile, e altre. I collegamenti tra tutte le unità, dotate di capacità autonoma di elaborazione, sono realizzati mediante bus dati. I due tipi

di bus indicati in figura sono quelli più diffusi in ambito civile (ARINC 429) e militare e spaziale (MIL-STD 1553B).

ARINC 429 è una specifica tra le LRU commerciali definita al fine di permettere intercambiabilità e interoperabilità delle LRU di costruttori diversi. Definisce caratteristiche elettriche, caratteristiche dei dati, protocolli di comunicazione e topologia delle connessioni ed è installato sulla maggior parte dei velivoli commerciali Airbus (310/320, 330/340), Boeing (727, 737, 747, 757, 767), MD 11, e sugli elicotteri Bell - Agusta.

MIL-STD-1553B è una specifica di un bus dati lineare "multidrop" a 1 Mbit/s, di tipo comando/risposta. Specifica operazioni, caratteristiche elettriche (hardware, topologia), struttura e formati delle parole e protocolli di comunicazione. MIL-STD-1553B è utilizzato nei caccia F16 e negli elicotteri AH-64, sugli Shuttle e sulla stazione spaziale internazionale, ed è considerato uno standard per l'integrazione di piattaforme militari.

10.2 Elementi di comunicazioni digitali per i sistemi di controllo

Si è visto che nei sistemi di controllo (DCS o reti di regolatori industriali) sono presenti strutture di comunicazione a diverse velocità e modalità di funzionamento.

Le reti digitali sono trattate nei loro molteplici aspetti in testi specializzati. Si introducono di seguito alcuni concetti ed elementi di interesse per chi si occupa della progettazione e realizzazione dei sistemi di controllo.

È inevitabile fare riferimento al modello concettuale, ben noto, dei sistemi di comunicazione ISO/OSI che organizza le funzioni di un generico sistema di comunicazione su 7 livelli (Figura 10.7). Il modello definisce le funzioni e le interfacce di ogni livello in modo avulso dall'implementazione delle stesse, ma non impone che tutti i livelli e tutte le funzioni siano implementate in ogni specifica realizzazione di rete di comunicazione. In particolare, nelle reti di dimensioni contenute e specializzate per il controllo di processo, per ragioni di semplicità ed efficienza, si implementano soltanto alcuni livelli.

I livelli *fisico*, *collegamento* e *applicazione* sono quelli più utilizzati nelle reti per il controllo di processo. Le funzioni relative a questi livelli sono realizzate in ogni calcolatore (*punto*, o *nodo*, o *stazione*) collegato alla rete. Il livello fisico (livello 1) si occupa del trasferimento di bit su un canale di comunicazione; il livello collegamento (o *data link* o livello 2), utilizzando le informazioni messe a disposizione dal livello fisico, si occupa di realizzare connessioni prive di errori fra nodi della rete; il livello applicazione definisce i servizi orientati all'applicazione vera e propria, mettendo in tal modo a disposizione dell'utente opportune funzioni di supporto.

Il livello *i* su una macchina in un nodo conversa con lo stesso livello su un'altra macchina. La comunicazione è virtuale, perché in realtà i dati che un livello deve trasmettere sono trasferiti, di livello in livello, fino al primo, che finalmente



Figura 10.7 Livelli del modello di riferimento ISO/OSI utilizzati nelle reti di controllo di processo.

utilizza il mezzo fisico di comunicazione. Allo stesso modo, in fase di ricezione i dati passano di livello in livello, dal primo sino all'*i*-esimo.

L'insieme di regole e convenzioni che stabiliscono le modalità di conversazione tra i livelli *i* di due macchine è detto *protocollo di livello i*. Tra due livelli adiacenti c'è un'interfaccia, la quale definisce primitive e servizi che il livello inferiore offre a quello superiore. Quando si progetta una rete si devono definire i livelli da implementare e le loro funzioni, ed è essenziale definirne precisamente le interfacce.

10.2.1 Collegamento fisico

Topologie di rete La struttura più semplice è quella “punto a punto”, detta anche a stella o ad albero, esemplificata in Figura 10.8a: tutti i nodi sono collegati a un unico “concentratore” (*hub*).

Una struttura tipica di una rete di campo è la struttura a bus lineare o *multidrop*, in cui diversi sottosistemi di controllo sono collegati a un unico cavo di comunicazione (Figura 10.8b) mediante elementi di derivazione.

Un'altra topologia di interesse è la *daisy-chain* (Figura 10.8c), in cui ogni spezzone del cavo di rete si collega alla stazione successiva, da cui riparte lo spezzone seguente. Si vedrà nel seguito che reti con la stessa topologia fisica possono operare sul piano logico in modo diverso, adottando differenti modalità di accesso al mezzo trasmissivo.

I mezzi trasmissivi Come mezzi trasmissivi si utilizzano:

- cavi in rame, in forma di doppino piatto o intrecciato con o senza schermo, con uno o più doppiini entro un solo schermo. Anche il diametro dei fili può variare da frazioni di mm^2 a oltre 1mm^2 . Il tipo di cavo determina la massima distanza e frequenza di trasmissione, insieme alle caratteristiche elettriche dei segnali.

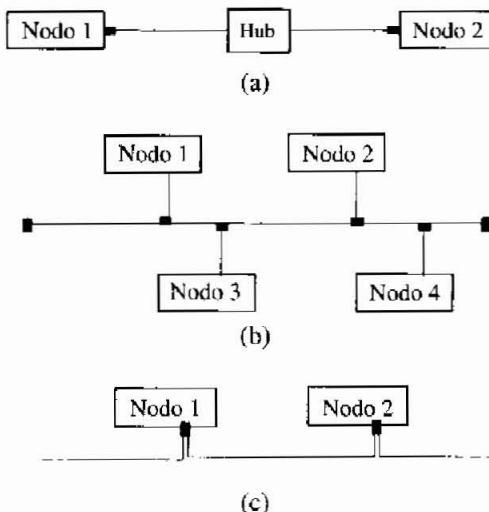


Figura 10.8 Topologie punto a punto (a), a bus lineare (multidrop) (b) e daisy-chain (c).

Apposite tabelle danno distanze e frequenze di riferimento. Solitamente è consigliato l'impiego del doppino intrecciato e schermato (Capitolo 4). Sempre in rame sono i cavi coassiali, spesso ("thick") - di diametro di circa due cm - e sottile ("thin") - di pochi mm -. Il primo è ormai abbandonato a causa del costo elevato e della rigidezza che ne rende difficoltosa la posa;

- fibre ottiche, che assicurano la massima insensibilità ai rumori ma hanno un costo più elevato;
- onde radio, ancora poco usate ma di prevedibile crescita.

10.2.2 Standard per i livelli 1 e 2

In questo paragrafo vengono discusse le problematiche specifiche dei livelli 1 e 2, che sono coinvolti in tutte le reti di controllo industriale. Le problematiche relative ad altri livelli saranno trattate con riferimento a reti specifiche.

Livello fisico Le problematiche che riguardano il livello fisico sono molteplici: specifiche elettriche e meccaniche d'interfaccia, codifica del bit, modalità di trasmissione. Sono stati definiti diversi standard che definiscono i parametri meccanici ed elettrici del mezzo quali:

- tipo di codifica elettrica del segnale logico;
- tipo e funzione di ogni segnale di controllo;
- livelli di tensione e corrente;
- numero di conduttori;
- tolleranze massime e minime dei tempi di salita, commutazione ecc. dei segnali elettrici;

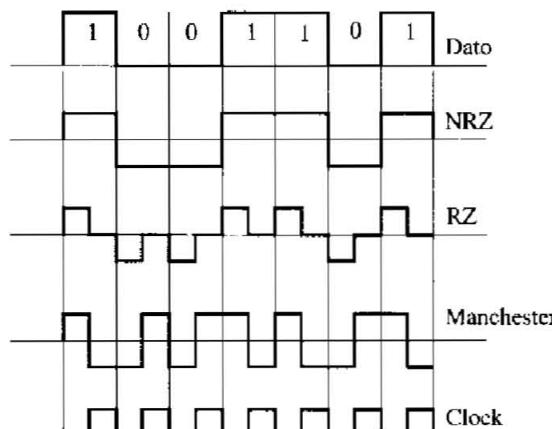


Figura 10.9 Tipi di codifica dei bit.

- tipo di isolamento;
- caratteristiche meccaniche dei connettori, dei cavi, e in generale degli apparati.

Tipo di codifica del segnale logico Prima di introdurre gli standard più diffusi, discutiamo le diverse modalità di codifica di un singolo bit. Le codifiche più usate sono illustrate in Figura 10.9.

È possibile la codifica *diretta* (per esempio, 0 V per il valore logico “0” e 10 V per il valore logico “1”) e *inversa* (viceversa della precedente), oppure polare (+5 V per 1 e -5 V per 0). Si tratta di codifiche NRZ (*Non Return to Zero*), in cui cioè non è imposta la transizione forzata a un livello di riferimento. Le codifiche NRZ sono poco immuni da rumore e, a parte la codifica polare, è più difficile distinguere la trasmissione di 0 (o 1) dall’assenza di trasmissione. La codifica RZ (*Return to Zero*) impone il ritorno a zero del segnale. La codifica Manchester (*Bifase-L*) prevede due livelli di segnale e codifica i valori con il segno della transizione dall’uno all’altro. Il valore 0 è codificato come una transizione positiva del segnale a metà della durata di un bit, viceversa il logico 1. In pratica, ogni bit è codificato trasmettendo un ciclo del segnale di clock, inalterato quando si trasmette 0, invertito quando si trasmette 1. Il massimo numero di transizioni è generato trasmettendo sequenze di valori uguali. In tal caso il segnale inviato è in pratica il clock del trasmettitore. La frequenza fondamentale del segnale trasmesso è quindi quella dei bit, per esempio 10 MHz per trasmissione a 10 Mbit/s. Poiché la transizione avviene in corrispondenza di ogni colpo di clock, la codifica Manchester permette di mantenere il ricevitore sincronizzato con il trasmettitore. La codifica Manchester richiede solo due livelli di tensione invece dei tre della RZ, ha migliore immunità ai disturbi, ma necessita di una banda doppia del canale di trasmissione, rispetto a quella che serve per una codifica NRZ, per la quale la frequenza è massima quando valori dei bit si alternano, e quindi è, al più, metà di quella dei bit.

Una possibilità di codifica alternativa alle precedenti associa ai bit sinusoidi di frequenza diversa per i valori logici “0” e “1”. Nel protocollo HART, per esem-

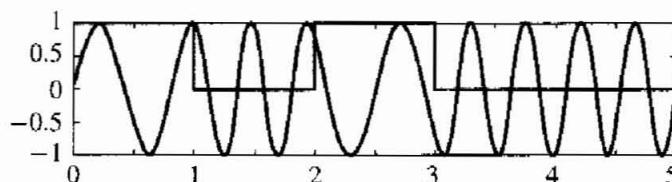


Figura 10.10 Segnali sinusoidali sovrapposti ai segnali di misura in corrente.

pio, si trasmettono informazioni digitali (codici di comandi e risposte) sovrapponendo al segnale $4 \div 20$ mA di misura inviato da un sensore, segnali sinusoidali di frequenza pari a 1200 Hz per il valore 1 e 2200 Hz per lo 0. In Figura 10.10 sono riportati, per esemplificare, i segnali corrispondenti alla codifica di "10100". Essendo a valor medio nullo e di frequenza elevata, tali sinusoidi sono facilmente filtrabili e non disturbano la misura.

Standard elettrici e meccanici In passato era diffuso l'impiego nei sistemi di controllo degli standard EIA RS 232C, RS 422 e RS 485.

EIA RS-232C È uno degli standard per linee seriali più vecchi, ma tuttora valido e largamente applicato. La sua prima definizione risale all'anno 1962 (RS-232), mentre l'attuale RS-232C è del 1969. È equivalente alle raccomandazioni CCITT V.24 (aspetti funzionali), V.28 (aspetti fisici) e al documento ISO 2110 (aspetti meccanici, connettore a 25 pin). Adotta la codifica polare inversa ($-3 \div -15$ V per 1 e $3 \div 15$ V per 0). Le sue caratteristiche elettriche impongono forti limiti per la distanza (al massimo 15 m) e la velocità di trasmissione (al massimo 20 kbit/s).

Sue evoluzioni definite più recentemente (RS-232D e RS-232E) ne migliorano le prestazioni e la massima distanza ammessa: lo RS-232E ammette 115.2 kbit/s su un massimo di 3 m, 19.2 kbit/s su 30 m e 9.6 kbit/s su 60 m.

In aggiunta ai segnali da trasmettere, questo standard definisce diversi altri segnali, utilizzati soprattutto per collegamenti via modem. Nel controllo di processo vengono usati tipicamente tre fili: GND (ritorno comune), TXD (trasmissione dati) e RXD (ricezione), eventualmente circondati da uno schermo. Talvolta, a essi si aggiungono da due a quattro segnali di controllo (per regolare il flusso dei dati e/o per verificare la disponibilità dell'apparato con cui si comunica): DTR (Data Terminal Ready), DSR (Data Set Ready), CTS (Clear To Send) e RTS (Request To Send).

EIA RS-422 È uno standard relativamente recente (1975), che supera quasi di un ordine di grandezza le prestazioni del RS-232C per quanto riguarda la velocità e la distanza: alla velocità di 115 kbit/s ammette distanze fino a 1200 m, che si riducono a 12 m a 10 Mbit/s. Trova corrispondenza nelle raccomandazioni CCITT V.11 e X.27. Si differenzia, rispetto al RS-232C, nei circuiti di trasmissione/ricezione dei segnali, che sono di tipo differenziale anziché single-ended,

e pertanto in grado di ridurre notevolmente l'effetto dei disturbi indotti. Per tale motivo lo standard RS-422 risulta molto più adatto dei precedenti all'ambiente industriale, richiedendo però un numero quasi doppio di conduttori, a parità di segnali di controllo. Si differenzia inoltre in quanto ammette il collegamento, sulla stessa linea, di un massimo di 10 ricevitori, consentendo di realizzare architetture in cui un solo apparato trasmette e fino a 10 possono ricevere contemporaneamente, eventualmente scartando, a livello 2 del protocollo, i dati non a loro diretti.

EIA RS-485 Tra quelli EIA è stato lo standard più usato nei sistemi di controllo, tanto da essere da molti considerato lo standard per comunicazioni in ambito industriale. Dal punto di vista elettrico è molto simile al RS-422, dal quale si distingue tuttavia per la capacità di connettere fino a 32 trasmettitori e 32 ricevitori sulla stessa linea, sfruttando la possibilità di porre i circuiti di trasmissione nello stato di alta impedenza (tristate), oltre che con tensione di uscita $-1.5 \div -5$ V per 1 e $1.5 \div 5$ V per 0. In tal modo è possibile realizzare delle vere e proprie architetture *multidrop*. Le sue caratteristiche di velocità e distanza coincidono con quelle dello standard RS-422.

Sfruttando appieno le peculiarità di questo standard, è possibile realizzare architetture multidrop su cavo doppino sia a 2 fili (trasmissione half duplex - vedere prossimo paragrafo) sia a 4 fili (full duplex).

Direzione di trasmissione Lo standard elettrico, le caratteristiche degli appareati e del protocollo utilizzati definiscono anche le modalità con cui viene gestito, nelle due direzioni, il flusso dei dati. Si parla pertanto, mutuando i termini da quelli usati per le apparecchiature di telecomunicazioni, di trasmissione di tipo *simplex* o *unidirezionale* quando avviene in un'unica direzione, *half duplex* quando avviene in entrambe le direzioni ma in tempi alterni, *full duplex* quando può avvenire contemporaneamente in entrambe le direzioni.

La trasmissione unidirezionale si utilizza solo in connessioni di tipo punto a punto, con il protocollo in pratica limitato al solo controllo del flusso di dati. Nella realtà, quasi tutte le apparecchiature attuali sono, a livello fisico, predisposte per comunicazioni di tipo full duplex; tuttavia i protocolli e/o le applicazioni possono limitare la comunicazione alla modalità half duplex.

In particolare, le architetture multidrop, basandosi su protocolli di tipo a interrogazione, limitano necessariamente l'uso del canale di comunicazione alla modalità half duplex. Lo stesso standard RS-485, applicato su singolo doppino, è stato in origine progettato, a livello elettrico, per gestire protocolli di tipo half duplex.

Trasmissione sincrona e asincrona A parità di standard elettrico e di codifica dei segnali, si adottano differenti modalità di trasmissione delle singole informazioni. Le modalità asincrona e sincrona si riferiscono a questo aspetto e risultano completamente differenti e incompatibili fra di loro. Circuiti integrati USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) gestiscono automaticamente le due modalità.



Figura 10.11 Formato di un dato asincrono.



Figura 10.12 Formato di un frame di protocollo di trasmissione sincrona.

Nella trasmissione asincrona, l'unità minima di informazione, chiamata carattere e codificata in un massimo di 8 bit di informazione binaria, è trasmessa su decisione del nodo trasmittente senza aggancio temporale con il nodo ricevente. Ogni carattere, o dato, può essere composto da 5 fino a 8 bit, ed è preceduto da uno start bit e terminato da un bit di parità (opzionale) e da 1, 2 stop bit (Figura 10.11).

In funzione delle scelte effettuate, per trasmettere un carattere servono da un minimo di 7 bit (1 di start, 5 per il carattere e 1 di stop) a un massimo di 12 bit (1 di start, 8 per il carattere, 1 di parità e 2 di stop).

La dimensione del dato trasmesso influenza notevolmente le prestazioni di una linea seriale asincrona; a titolo di esempio, una linea a 9600 bit/s può gestire fino a 1371 caratteri/s se si usano 7 bit per dato e fino a 800 caratteri/s utilizzandone 12 bit: la differenza è del 71%. L'esempio precedente calcola la velocità massima teorica in caratteri al secondo di una linea. Tale valore, se rapportato alla velocità in bit/s della linea (corrispondente alla "banda passante" della linea stessa), dà una misura dell'efficienza teorica di una trasmissione seriale asincrona.

In genere la capacità di una linea non è sfruttata completamente, a causa di ritardi dovuti a elaborazione dei dati (per esempio, per esecuzione di protocolli di livello superiore), per cui non sempre i caratteri sono trasmessi uno immediatamente dopo l'altro.

Nella trasmissione sincrona, che richiede la sincronizzazione di trasmettitore e ricevitore mediante la trasmissione del segnale di clock, oppure l'utilizzo di un codice come il Manchester, l'informazione è trasmessa come un blocco indivisibile di caratteri (o meglio dati), preceduta e terminata da una sequenza di bit di sincronizzazione e controllo: l'insieme viene comunemente denominato *trama* o *frame*. Ogni frame, contenente un numero di dati variabile, è un'unità indivisibile ed è sempre trasmesso alla velocità effettiva della linea. La modalità sincrona è strettamente connessa con il livello data link, che definisce la struttura fondamentale del frame (il livello fisico può aggiungere delimitatori di inizio e fine). Il formato dei protocolli di livello data link ha una struttura tipica, illustrata in Figura 10.12.

Gli indirizzi del mittente e del destinatario consentono di realizzare a livello data link un collegamento punto a punto virtuale: pur trasmettendo un messaggio a tutti i nodi, per i livelli superiori il messaggio è trasferito soltanto dal mittente al destinatario. Il campo di checksum serve per la verifica della correttezza dei dati ricevuti.

Checksum è il risultato di una particolare operazione sui dati trasmessi eseguita sia dal trasmettitore sia dal ricevitore: l'uguaglianza del risultato è condizione necessaria perché la trasmissione sia avvenuta correttamente.

Il numero di dati è piuttosto elevato, fino a 255 byte e oltre, e quindi in grado di trasportare elevate quantità di informazione anche con notevole efficienza. Come detto, ogni frame è effettivamente trasmesso alla velocità della linea, sfruttandone in tal modo l'intera "banda passante". Le macchine collegate devono essere in grado di fornire (in trasmissione) o scaricare (in ricezione) tutti i dati di un frame alla velocità della linea. Gli USART gestiscono velocità di trasmissione più elevate in modalità sincrona che asincrona e svolgono in modo autonomo alcune attività caratteristiche del protocollo: riconoscimento del frame, identificazione dell'indirizzo, calcolo/verifica dei bit di correzione di errore, inserimento/eliminazione di bit di controllo ecc. In tal modo scaricano l'elaboratore da attività pesanti e con tempi di risposta critici.

Per contro, la gestione di una linea sincrona e del relativo protocollo è più complessa e onerosa di una asincrona. Di conseguenza le comunicazioni sincrone sono quasi sempre gestite da processori dedicati.

L'efficienza teorica di una linea sincrona dipende dal tipo di protocollo utilizzato (formato del frame) e dalla lunghezza del campo dati di ogni frame. Con il protocollo SDLC (*Synchronous Data Link Control*) si va da un'efficienza del 72.7% con il dato di lunghezza minima di 16 byte, al 97.7% con 255 byte.

Controllo del flusso dei dati Il controllo del flusso dei dati serve per consentire al nodo ricevitore di non perdere dati. Quando non è in grado di riceverli per altre esigenze di elaborazione è necessario sospendere la trasmissione, per poi riprenderla quando tale situazione cessa. In generale il controllo di flusso può essere realizzato via hardware, utilizzando opportuni segnali elettrici di controllo, o via software.

Classico, nel caso di RS-232C, l'uso del segnale CTS (*Clear To Send*) lato trasmettitore, pilotato dal segnale RTS (*Request To Send*) lato ricevitore. Il ricevitore alza il segnale di controllo quando è pronto a ricevere i dati, lo tiene basso per tutto il tempo in cui non è in grado di ricevere. Il controllo via software richiede un canale tipo full duplex e una codifica dei dati tipo ASCII, in cui esistano dei caratteri non utilizzati per la trasmissione delle informazioni e pertanto sfruttabili come codifica dei comandi. Si usano i caratteri XOFF e XON, inviati dal ricevitore al trasmettitore, rispettivamente per segnalare la non disponibilità alla ricezione e per richiedere la ripresa della trasmissione.

Livello data link Il livello data link si occupa, come detto, di realizzare connessioni prive di errori fra coppie di nodi della rete. Per questo, in un trasmettitore, suddivide i dati che riceve dal livello rete e li organizza in frame, introducendovi informazioni di controllo, come il proprio indirizzo (mittente) e quello del destinatario, per permettere a quest'ultimo di riconoscere i propri dati e agli altri nodi di scartarli. Introduce anche i bit aggiuntivi necessari per la verifica di correttezza

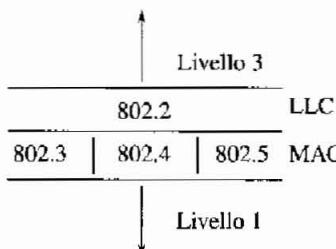


Figura 10.13 Standard IEEE per il livello 2.

(Figura 10.12). Il trasmettitore è informato sulla correttezza o meno della ricezione da messaggi di *acknowledge* del destinatario, e può ripetere la trasmissione qualora si siano verificati errori. Si creano in questo modo al livello 2 canali di collegamento punto a punto virtuali. Nel caso comune di reti multinodo, questo livello definisce anche la politica di allocazione del mezzo trasmittivo tra i vari nodi, creando canali punto a punto virtuali. In questo caso, è considerato diviso in due sottolivelli (Figura 10.13):

- MAC (*Medium Access Control*) che si occupa dell'allocazione del mezzo fisico ai nodi, e
- LLC (*Logic Link Control*) che esegue le funzioni di preparazione dei frame e di controllo del collegamento logico.

Gli aspetti implementativi del livello data link sono stati standardizzati da IEEE (standard 802) e da ISO (standard 8802), che ha fatto proprio lo standard IEEE. Lo standard per il LLC è lo IEEE 802.2, mentre per il MAC sono stati definiti finora tre standard alternativi, rispettivamente il CSMA/CD (802.3), il Token-Bus (802.4) e il Token-Ring (802.5).

Controllo di accesso al mezzo fisico Due degli standard di controllo di accesso al mezzo fisico sono diffusamente utilizzati nelle reti industriali: 802.3 (CSMA/CD) e 802.4 (token bus)

CSMA/CD Il protocollo *Carrier-Sensing Multiple Access/Collision Detection* (CSMA/CD) prevede che l'accesso al mezzo di trasmissione sia deciso in modo in-dipendente da tutti i dispositivi a esso collegati. È un protocollo di tipo spontaneo, cioè in cui ogni nodo può decidere di trasmettere in qualsiasi momento. Ogni unità collegata al mezzo trasmittivo è in grado di "sentire" se questo è libero, e quindi è possibile cominciare a trasmettere, o se invece altre unità stanno già trasmettendo.

Più unità potrebbero però rilevare che il canale è libero e perciò iniziare a trasmettere contemporaneamente entrando in collisione. Questa condizione è rilevata automaticamente (*collision detection*); se si verifica, tutti i nodi che stanno trasmettendo interrompono immediatamente la trasmissione e implementano una logica di "ritentativi" tendente a ridurre la possibilità di nuove collisioni.

La probabilità di collisione, quindi l'inefficienza del sistema, aumenta dunque con il numero dei nodi collegati, e in particolare con il numero di quelli che possono trasmettere. Poiché non è in grado di garantire un limite superiore certo al ritardo di risposta, questo protocollo non è, in linea di principio, adatto all'impiego nelle applicazioni di controllo, e sono la maggior parte, dove tale ritardo deve essere garantito. Nel caso della rete Ethernet, che usa CSMA/CD, il problema può essere superato segmentando la rete in più parti connesse mediante switch. Questi ultimi mettono in comunicazione due segmenti soltanto se l'indirizzo di destinazione di un pacchetto di dati da trasmettere lo richiede, riducendo in questo modo i rischi di collisione. A questo fine è importante anche l'elevata velocità di trasmissione che consente di trasmettere elevate quantità di dati impegnando una frazione ridotta del tempo disponibile.

Token bus È un metodo di accesso sequenziale, ciclico e con priorità, adottato nelle reti a bus lineare. In ogni istante ha diritto a trasmettere solo un nodo: quello che possiede il *token* ("gettone"), cioè un codice particolare che i nodi si passano in sequenza "circolare" (*round-robin*). Il token dà diritto a trasmettere per un tempo massimo stabilito, poi deve essere passato. La struttura logica di una rete con protocollo token bus è quindi ad anello. Sono previste procedure speciali per il recupero della sequenza in caso di perdita del token o di un nodo (stazione).

Sulla rete ci possono essere stazioni attive (*master*) e passive (*slave*); queste ultime trasmettono solo se interrogate da quelle attive. Esempi di stazioni attive sono di solito i PLC, unità di DCS, i controllori robotici e altri sistemi a microprocessore, mentre tipiche stazioni passive sono i trasmettitori o altri dispositivi che non devono far altro che trasmettere informazioni su richiesta.

Il ritardo di risposta di ogni unità ha un limite superiore (*worst-case*), pari alla somma del tempo di circolazione del token e dei tempi della sua allocazione a ogni unità. Si ha però un tempo di attesa, variabile, prima di iniziare a trasmettere, che non presenta invece il protocollo CSMA/CD, in assenza di collisione. Per il limitato tempo di trasmissione a disposizione, le stazioni possono dover spezzare i messaggi da trasmettere in blocchi di dimensioni opportune.

Accesso mediante arbitro In diversi tipi di reti di campo di interesse industriale l'allocatione del mezzo fisico è realizzata mediante un "arbitro di bus", detto talvolta *master*; si tratta di un dispositivo collegato al bus con la funzione, unica o addizionale, di deciderne l'allocatione tra i diversi nodi della rete. Il master invia a ogni stazione (*slave*) un messaggio di interrogazione per richiedere dati o autorizzarne la trasmissione di dati propri (per esempio, misure acquisite). La cadenza delle interrogazioni può essere continua (dopo che ha finito una stazione si passa immediatamente alla successiva), oppure a intervalli di campionamento fissati. L'accesso mediante arbitro è un approccio che si presta per le reti di campo, relativamente piccole e ripetitive nelle operazioni. Un protocollo di allocatione del mezzo fisico di questo tipo è adottato dal FOUNDATION Fieldbus, descritto nel seguito.

Controllo del collegamento logico Protocolli diffusamente utilizzati per il collegamento logico sono lo HDLC (*High Level Data Link Control*), che rappresenta un'evoluzione del SDLC citato in precedenza, utilizzato in sistemi di trasmissione dati proprietari, e il protocollo Ethernet (descritto nel seguito), molto simile a HDLC. La loro implementazione è affidata a circuiti integrati dedicati (ASIC - *Application Specific Integrated Circuits*) che, insieme ai pochi altri elementi delle schede di interfaccia, gestiscono autonomamente la comunicazione, senza necessità di utilizzare l'unità di elaborazione centrale del nodo.

Ethernet Ethernet è una rete digitale sviluppata inizialmente da Xerox (1976) su cavi coassiali. Ha subito negli anni diverse evoluzioni e, usando mezzi trasmissivi più economici e facili da utilizzare, è diventata attualmente la rete di gran lunga più utilizzata nelle applicazioni di ufficio, e tra quelle più usate nelle applicazioni industriali: i costi sono così ridotti e le prestazioni così elevate che anche nel mondo industriale si cerca di utilizzarla “ovunque possibile”.

Livello fisico e topologia Il collegamento fisico è a bus lineare, può raggiungere anche distanze di alcuni chilometri, a seconda del mezzo usato e della frequenza di trasmissione, e adotta la codifica Manchester, che è in banda base, cioè non vi è modulazione di una portante. Riguardo al mezzo fisico utilizzato, esistono diversi tipi standardizzati, come illustrato di seguito.

- 10Base5 (10 Mbit/s, banda base, 500 m): Thick Ethernet, per reti con tratte di lunghezza fino a 500 m alla velocità di 10 Mbit/s, con cavo coassiale spesso. L'uso di questo cavo comporta diversi problemi: è difficoltoso da installare, essendo piuttosto rigido, non è interrompibile e per collegare i nodi è necessario utilizzare componenti attivi detti transceiver; infine, è piuttosto costoso. Per tali motivi è una soluzione ormai abbandonata.
- 10Base2: Thin Ethernet, per reti con tratte di lunghezza fino a 185 m alla velocità di 10 Mbit/s. Usa il cavo coassiale sottile (5 mm di diametro), molto maneggevole e di costo più ridotto. Il cavo non è unico, bensì costituito da più spezzoni, con connettori a baionetta (BNC) alle estremità. Il collegamento ai nodi si esegue mediante connettori “a T”. Il percorso del cavo deve essere terminato con apposito terminatore.
- 10BaseT: Twisted Pair Ethernet, per reti con concentratore (*hub*) e topologia a stella, essendo tutti i nodi collegati punto a punto al concentratore. La distanza massima di un nodo dal concentratore è di 100 m con doppino intrecciato, che possono diventare 500 con un doppino intrecciato e schermato. La velocità di trasmissione è ancora di 10 Mbit/s. Reti di questo tipo sono estremamente affidabili ed economiche.
- 100BaseTX: Fast Ethernet 802.3u, per reti con hub e distanza massima da esso di 100 m. Ha le caratteristiche della precedente ma richiede un doppino, anche non schermato, di caratteristiche migliori (di categoria 5, a quattro fili per la trasmissione full duplex, anziché di categoria 3 a 8 fili). È di

Preamble	Destiny address	Source address	Type	Data	CRC check
7 byte + SFD SFD = 01010111	6 byte	6 byte	2 byte	46-1500 byte	4 byte

Figura 10.14 Formato del frame Ethernet II (802.2).

poco più costosa della precedente anche nei componenti elettronici d'interfaccia. Il costo dell'ordine di qualche decina di Euro di una scheda d'interfaccia ce di un hub economico, la robustezza e l'affidabilità derivanti dalla grandissima diffusione, e anche la disponibilità di software di gestione (protocoli TCP/IP e UDP, ad esempio), spiegano perché sia vantaggioso utilizzare Ethernet ovunque possibile.

Sono definiti anche standard che prevedono l'uso delle fibre ottiche, immuni da rumori di tipo elettrico, per trasmissioni su tratti fino a 2 Km alla velocità di 10 Mbit/s. Esiste anche uno standard che prevede la velocità di trasmissione di 1 Gbit/s.

Livello collegamento Ethernet utilizza al sottolivello MAC il protocollo CSMA/CD, definito, per la parte Collision Detection, da Xerox proprio per Ethernet. Per il sottolivello LLC il frame base di Ethernet (mostrato in Figura 10.14) è particolarmente importante perché usato diffusamente per l'accesso ad Internet. Si può notare che richiede un minimo di 46 byte. CRC è un codice per la verifica della correttezza del dato ricevuto. I due byte di tipo specificano in quale ambiente è stato creato il frame (per esempio, Internet).

Questo tipo di frame è utilizzato dal protocollo di livello rete/trasporto TCP/IP, anch'esso molto usato, sia con Ethernet sia in Internet. Una rete di stabilimento che usa questi standard è quindi aperta all'uso in Internet.

10.3 Fieldbus

Le principali reti di dispositivo sono state citate nel Par. 10.1. Si descrive nel seguito con un certo dettaglio il FOUNDATION Fieldbus (FF), scelto tra gli altri per l'importanza che ha assunto nel controllo di processo, grazie alla dimensione del consorzio di utilizzatori e produttori di sistemi di controllo, denominato FOUNDATION FIELDBUS, che lo supporta. La FOUNDATION FIELDBUS è nata con lo scopo, dettato dai grandi utilizzatori di sistemi di controllo, di accelerare lo sviluppo di un protocollo standard totalmente digitale, di alte prestazioni, interoperabile, per il collegamento *peer-to-peer* della strumentazione di processo, detto appunto FOUNDATION Fieldbus. Produce anche hardware e software necessari a questo scopo.

10.3.1 FOUNDATION Fieldbus

Il FOUNDATION Fieldbus è definito come un sistema di comunicazione digitale, seriale e bidirezionale a due livelli: H1 e HSE. H1 funziona a 31.25 Kbit/s ed è dedicato all'interconnessione dei dispositivi di campo. HSE (High Speed Ethernet) funziona a 100 Mbit/s ed è dedicato all'integrazione di sistemi a più alta complessità e prestazioni, come i PLC, server di dati, stazioni di lavoro, e, mediante appositi dispositivi di collegamento (*linking devices*), una o più reti H1. HSE è definito come la spina dorsale che integra tutti i sistemi dell'impianto offrendo la possibilità di comunicazione *peer-to-peer* ed è basato, per la parte hardware, su componentistica standard (*Standard Commercial Off-The-Shelf - COTS*) Ethernet, con opzioni per il mezzo trasmissivo che vanno dal doppino twistato, alla fibra ottica e infine alla soluzione radio o *wireless*.

Il FOUNDATION Fieldbus è dotato di servizi (*data services*) per consentire l'interazione con i sistemi gestionali e di pianificazione aziendale.

Si descrive nel seguito il livello H1 del FOUNDATION Fieldbus rimandando all'ampia documentazione tecnica relativa per maggiori dettagli.

FOUNDATION Fieldbus H1 H1 è concepito espressamente per sostituire i collegamenti analogici 4 ÷ 20 mA. Ne conserva, pertanto, i vantaggi fondamentali:

- trasmissione del segnale e dell'alimentazione con una sola coppia di fili;
- interfacce fisiche standard;
- possibilità opzionale di soddisfare le specifiche di sicurezza intrinseca³.

La struttura logica del FF non è esattamente conforme al modello ISO/OSI. I livelli da 3 a 6, cioè rete, trasporto, sessione e presentazione, sono omessi, anche se alcune delle loro funzioni sono implementate nei livelli presenti, ed è stato aggiunto il livello utente (Figura 10.15).

Livello fisico Il livello fisico è specificato dallo standard IEC 61158. Riceve i messaggi del livello data link, li converte in segnali fisici e li invia sul mezzo di comunicazione. La conversione aggiunge (sul nodo trasmittente) e rimuove (su quello ricevente) un preambolo e delimitatori di inizio e fine. Lo standard 61158 adotta per i bit da trasmettere la codifica Manchester (Bifase-L) descritta in Figura 10.9. Caratteri speciali (in cui non si ha commutazione a metà del bit) sono introdotti nei delimitatori e nel preambolo. Il nodo che trasmette modula sul bus una corrente di $\pm 10 \text{ mA}$ che, su un carico equivalente di 50Ω , dà un caduta di 1 V picco-picco che si somma alla tensione continua di alimentazione (9 ÷ 32 V).

³ La sicurezza intrinseca della strumentazione di misura e controllo è necessaria per gli ambienti dove possono essere presenti materiali esplosivi e si ottiene con opportune scelte, che fondamentalmente limitano i livelli di tensioni e correnti, di progetto e costruzione dei dispositivi elettronici. Gli ambienti sono classificati da una normativa IEC secondo il grado di rischio.

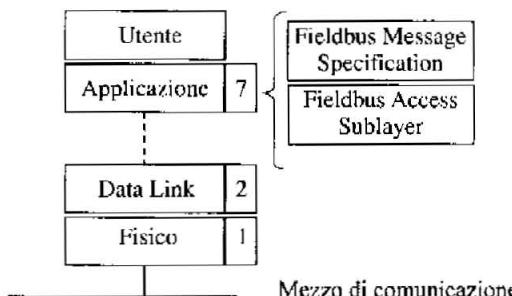


Figura 10.15 Livelli ISO/OSI implementati nel FOUNDATION Fieldbus.

Topologia e mezzi di trasmissione È possibile realizzare connessioni punto a punto con due soli dispositivi (per esempio un sensore e un dispositivo di monitoraggio), a bus lineare, daisy-chain e ad albero, con un'apposita morsettiera (*junction box*) per la connessione da uno a più doppini, oppure combinazioni di queste (Figura 10.16). È consentito collegare su ogni segmento di bus fino a 32 dispositivi. Come mezzo fisico, è consigliato l'utilizzo di doppini intrecciati e schermati, con i quali la massima lunghezza di un segmento di bus lineare è di 1900 m (Figura 10.17), inclusa la somma delle lunghezze delle derivazioni (*spur*) dal bus ai dispositivi. Il doppino che collega uno o più dispositivi (secondo l'una o l'altra topologia) deve essere collegato a una speciale interfaccia FF. Sono accettabili anche altri tipi di cavi, tollerando però una riduzione, anche notevole, della massima lunghezza del segmento. È possibile collegare sino a 5 segmenti utilizzando fino a 4 ripetitori (*repeater*)⁴, con i quali si può raggiungere la lunghezza totale di 9500 m. La versione *intrinsically safe* ha prestazioni più ridotte perché si riducono, tra l'altro, i livelli dei segnali. È supportata la ridondanza dei cablaggi, dei sensori, delle schede di I/O e degli alimentatori.

È previsto anche l'utilizzo di collegamenti ottici e/o radio. Specifici *bridge* sono previsti per collegare segmenti che utilizzano mezzi fisici di diversa natura.

Livello data link Il livello data link (DLL) controlla la trasmissione di messaggi sulla rete. L'allocazione del mezzo fisico è stabilita da un bus scheduler (un arbitro) chiamato *Link Active Scheduler* (LAS). I dispositivi collegabili alla rete sono di due tipi: *Basic* e *Link Master*; diventa LAS uno dei Link Master collegati (Figura 10.18).

Il LAS possiede la lista di tutti i dispositivi che devono trasmettere dati, con relative lunghezze e periodi di campionamento, e quando è il momento interroga il dispositivo che deve trasmettere inviandogli un apposito messaggio (*compel data*). Ricevuto il messaggio, il dispositivo interrogato mette il proprio dato sul bus a disposizione di tutti gli altri, che ne faranno uso se sono "sottoscrittori"

⁴I repeater sono dispositivi utilizzati per rigenerare i segnali di comunicazione e consentire quindi di estendere le distanze dei collegamenti.

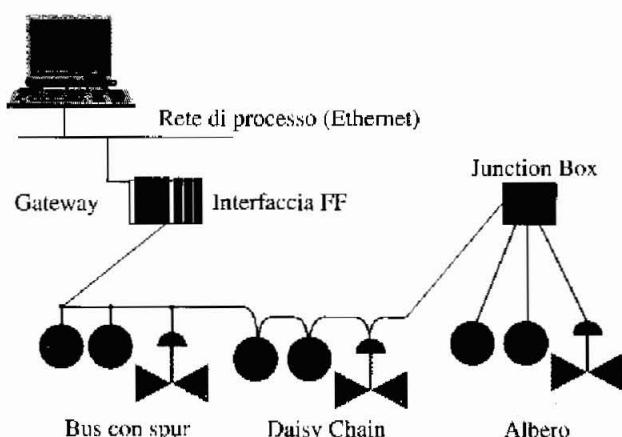


Figura 10.16 Varie topologie del FOUNDATION Fieldbus.

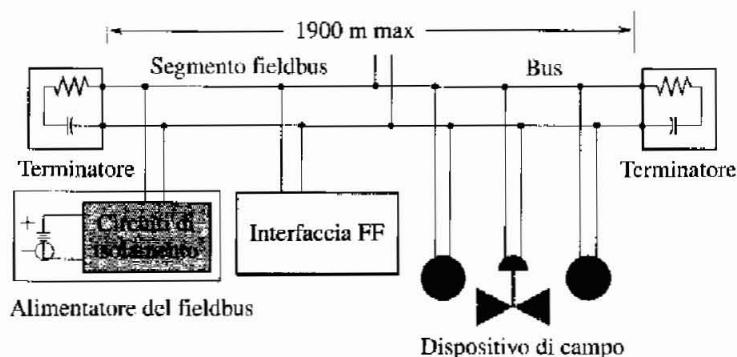


Figura 10.17 Segmento di bus lineare FOUNDATION Fieldbus.

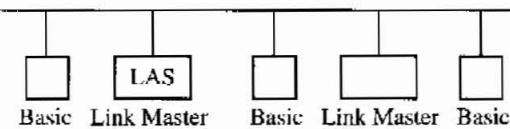


Figura 10.18 Link Active Scheduler (arbitro della rete FF).

di quel dato. Questo tipo di trasferimento dati (sincrono, o *scheduled*) è adatto, per esempio, per la realizzazione di anelli di controllo con sensori, regolatori e attuatori.

Esiste anche un meccanismo per il trasferimento asincrono (*unscheduled*) di dati, basato sulla trasmissione dal LAS ai singoli dispositivi di un *token* (PT) che dà a chi lo possiede il diritto di utilizzarlo per un tempo prestabilito il bus.

Livello applicazione utente Omettendo la descrizione delle funzionalità del livello 7, che è orientato ad offrire alle applicazioni utente dei vari dispositivi la

possibilità di scambiarsi messaggi secondo formati predefiniti, si considera invece quello gerarchicamente superiore e su di esso costruito: il livello applicazione utente. La conoscenza delle funzionalità offerte da esso consente di capire come si utilizza il FOUNDATION Fieldbus per la realizzazione di un sistema di controllo.

Il livello delle applicazioni utente è basato sui blocchi, che rappresentano proprietà e funzioni applicative dei dispositivi inseribili sul bus. I blocchi utilizzati sono di tre tipi:

- **blocco risorsa** (RB), che descrive caratteristiche del dispositivo come nome, costruttore, numero di serie;
- **blocco funzione** (FB), che descrive la funzione di misura e controllo del dispositivo; connettendo ingressi e uscite degli FB si definisce il sistema di controllo complessivo realizzato dalla rete di dispositivi. Ogni FB è attivato per l'esecuzione a tempi ben precisi. I principali FB finora definiti sono: ingresso analogico (AI), uscita analogica (AO), ingresso digitale (o discreto, DI), uscita digitale (o discreta, DO), selettore (CS), controllo proporzionale/derivativo (PD), controllo proporzionale/integrale/derivativo (PID);
- **blocco trasduttore**, che disaccoppia gli FB dalle funzioni di ingresso-uscita richieste, per esempio per eseguire la lettura della misura in un sensore, o attuare il comando di posizionamento in una valvola; contiene le informazioni necessarie per la funzione (per esempio, i dati di calibrazione di un sensore).

I blocchi funzione possono essere implementati nei dispositivi a scelta dei costruttori. Per esempio, un PID può essere realizzato fisicamente nell'elettronica di controllo (convertitore corrente / pressione aria, o posizionatore) di una valvola. Così facendo, con un dispositivo "trasduttore" che realizza il blocco AI, cioè fornisce una misura, e un "dispositivo valvola" che realizza un PID e un AO, cioè calcola la variabile di controllo e poi la attua, si può realizzare un anello di controllo.

Gli FB sono eseguiti in modo ciclico e la durata di un ciclo è data dalla somma dei tempi di esecuzione delle singole funzioni (eseguite in serie) e dei tempi per la trasmissione dei dati. La durata del ciclo rappresenta il tempo minimo di campionamento dell'anello di controllo realizzato.

Durante l'esecuzione dei FB il LAS manda il PT agli altri dispositivi per consentire di effettuare eventuali trasmissioni asincrone (allarmi, per esempio).

Configurazione Un software di configurazione eseguibile su un PC (in futuro dovrebbe essere previsto nei DCS) che può essere interfacciato alla rete, è in grado di interrogare i dispositivi presenti e di ottenerne le proprietà utilizzando un apposito codice di descrizione (scritto nel *Device Description Language*) associato al dispositivo. Utilizzando queste informazioni, l'utente configura le funzioni di controllo, che la rete di dispositivi deve realizzare, connettendo le uscite e gli ingressi dei blocchi funzione.

Un risultato della configurazione è la lista dei tempi di csecuzione delle singole funzioni, espressi in termini di "offset" rispetto a un istante iniziale di sincronizzazione, che viene trasmesso all'inizio di ogni ciclo dal LAS a tutti i dispositivi.

Le informazioni di configurazione sono trasmesse anche ai singoli dispositivi. Il *System Manager* (SM) di ogni dispositivo è quindi in grado di attivare la funzione richiesta (per esempio, la funzione di controllo PID) con l'offset specificato rispetto all'istante di sincronizzazione. Terminata la configurazione, la rete di dispositivi è in grado di operare autonomamente, purché a essa sia collegato almeno un Link Master, che assume le funzioni di LAS.

A

Specifiche e documentazione dei sistemi di controllo

A.1 Diagrammi P&I

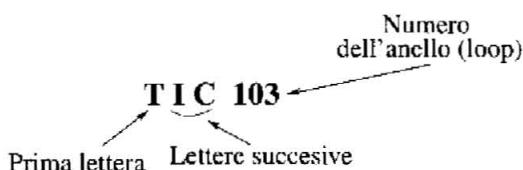
I disegni più significativi e di frequente uso nelle fasi di concezione, specifica e documentazione del progetto di un sistema di misura e controllo di processo sono i diagrammi *Piping and Instrumentation* (P&I). I diagrammi P&I descrivono i componenti principali dell'impianto e le loro connessioni e, insieme, riportano i componenti del sistema di controllo specificandone le funzioni, mentre altre informazioni vanno introdotte nella documentazione addizionale (secondo moduli o formulari prestampati). Il grado di dettaglio dei P&I aumenta via via nei successivi stadi di sviluppo del progetto, partendo da schemi molto semplificati, nella fase iniziale di definizione preliminare, fino ad arrivare a schemi dettagliati e completi, che riportano ogni singolo pezzo di dispositivo, tubazione, anello di controllo necessario per il funzionamento del processo, nella fase di specifica finale e di emissione di ordini di acquisto e realizzazione.

I diagrammi P&I sono disegnati utilizzando simboli e modalità di identificazione funzionale degli strumenti definiti da enti internazionali. Si fa riferimento qui alla simbologia standard definita da ANSI e ISA nel documento *ANSI/ISA 55.1-1984 Standards and Recommended Practices for Instrumentation and Control*, adatta a descrivere strumentazione e sistemi di controllo nell'industria chimica, petrolifera, del condizionamento dell'aria, della generazione d'energia, siderurgica, cartaria e in numerose altre industrie di processo.

Vengono introdotti i simboli e le modalità di identificazione degli strumenti di uso più comune e frequente, rimandando agli standard citati per la documentazione completa.

A.1.1 Modalità di identificazione degli strumenti

Ogni strumento o funzione che si vuole identificare è contrassegnato da un *codice (tag number)* come il seguente:



La “prima lettera” denota la *variabile misurata* o controllata e può essere¹:

A composizione chimica (%)

E tensione

F portata (*flow rate*)

I corrente

J potenza

L livello

P pressione

T temperatura

Z posizione

C’è poi una lettera che identifica la funzione dello strumento:

R registratore

I indicatore (locale)

V valvola

E elemento primario di un sensore di misura

C regolatore o controllore

A generatore di allarme

S commutatore o interruttore (*switch*)

Y elaborazione specificata da un blocco funzione

T trasmettitore

Si ha, per esempio:

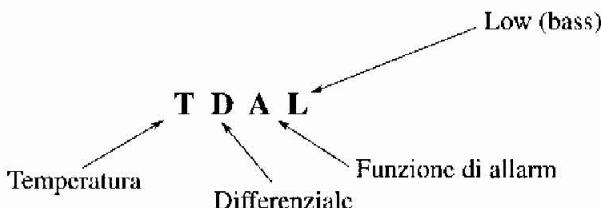
FR registratore di portata

LI indicatore di livello

LV valvola che (manipolando la portata) consente di regolare un livello.

Questa lettera può però essere sia in seconda sia in terza posizione: andrà in terza se si inserisce al secondo posto una lettera di specifica ulteriore della variabile misurata; per esempio:

¹ Estratto dalla tabella completa definita nel documento ANSI/ISA.



La terza o quarta lettera è anch'essa (come la seconda) uno specificatore: indica che si rileva solo l'allarme per valore troppo basso. Comunque le lettere successive alla prima possono indicare anche più di una funzione. Per esempio:

TIC significa indicatore e regolatore della temperatura;

PCV indica una valvola di regolazione di pressione con anche funzioni di regolazione (si mette prima C di V).

La prima lettera e il numero identificano l'anello di controllo. Per esempio:

T 103

La numerazione degli anelli può essere *parallela* o *seriale*:

<i>parallela</i>	TIC-100, FRC-100, LIC-100	(cambiano le lettere fino ad arrivare a una ripetizione)
<i>seriale</i>	TIC-100, FRC-101, LIC-103	(i numeri sono in sequenza)

Uno strumento che esegue due o più funzioni può essere denotato da codici corrispondenti a tutte le funzioni. Per esempio, **FR-2/PR-4** è uno strumento che registra la portata e la pressione.

Combinazioni tipiche delle lettere

– <i>Regolatore</i>	di pressione se in più regista o è dotato di indicatore	PC PRC PIC
– <i>Regolatore auto-attuato di pressione con valvola di regolazione</i>		PCV
– <i>Dispositivi di lettura di pressione registratore</i>	indicatore	PR (è tale se permette, sotto qualsiasi forma, di rivedere i dati) PI (qualsiasi: analogico o digitale)
– <i>Interruttori</i> (per comando)	per un segnale alto per un segnale basso per un segnale alto o basso	PSH PSL PSHL

-	<i>Dispositivi di allarme</i>	
	per un segnale alto	PAH
	per un segnale basso	PAL
	per un segnale alto o basso	PAHL
-	<i>Trasmettitori</i>	
	di pressione	PT
	con indicatore	PIT
	con registratore	PTR
-	<i>Sensori</i>	
	elemento sensibile	PE
-	<i>Attuatori</i>	PV

A.1.2 Simboli grafici

Blocchi funzione Le operazioni matematiche sono indicate sugli schemi P&I mediante appositi blocchi funzione. Quelli principali sono riportati di seguito.

 **K** Moltiplicazione per una costante

 **\int** Integrale

 **d/dt** Derivata

 **\sum** Sommatoria

 **Δ** Differenza

 **\times** Moltiplicatore

 **>** Selettore di massimo

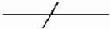
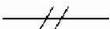
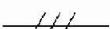
 **<** Selettore di minimo

Strumenti e funzioni Per ogni strumento o funzione è definito un simbolo grafico. Quelli più comunemente usati sono riportati di seguito.

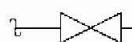
 Indica strumenti “discreti” (cioè realizzati in unità singole). Il simbolo ha varianti in funzione della localizzazione sull’impianto (sala controllo, “sul campo” ecc.)

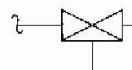
 Funzione realizzata con un sistema computerizzato (DCS)

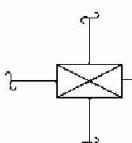
 Controllore logico programmabile (PLC)

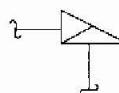
-  Segnale indefinito
-  Segnale pneumatico
-  Segnale elettrico
-  Segnale idraulico
-  Collegamento interno (per esempio software)

Valvole (corpo)

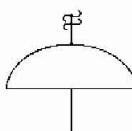
 Simbolo generale

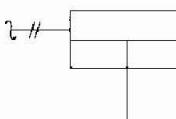
 Con varianti per valvola a 3 vie

 o 4 vie

 Ad angolo

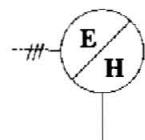
Attuatori (delle valvole)

 A diaframma (pneumatico)

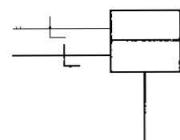
 A cilindro (con molla di ritorno)



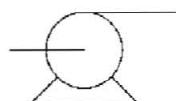
Normale o a volantino



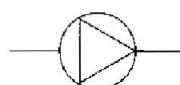
Elettroidraulico



Con comandi idraulici per chiudere e aprire



Pompa centrifuga

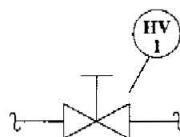


Pompa volumetrica

Regolatore auto-attuato



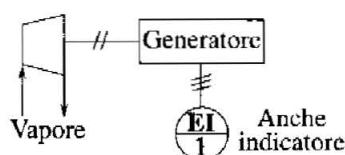
Regolatore automatico con indicatore di portata

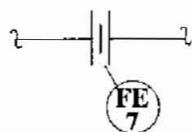


Valvola a comando manuale in linea

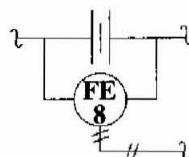
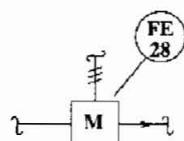
Sensori

Forza elettromotrice

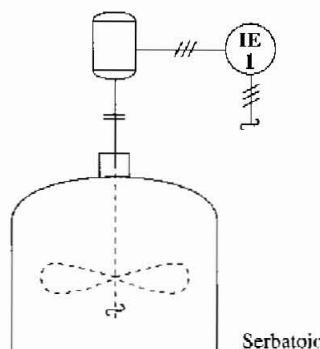
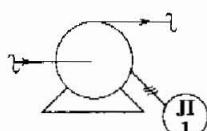
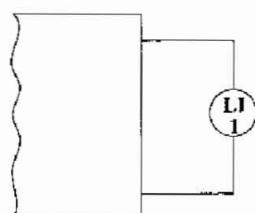


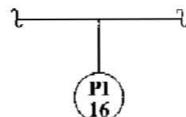
Portata

Orifizio con vena contratta

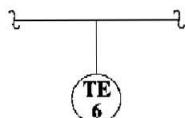
Sensore (orifizio) con misura
di pressione differenziale

Sensore magnetico

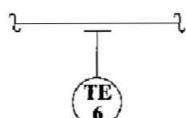
CorrenteTrasformatore di corrente,
misura la corrente
del motore elettrico**Potenza**Wattmetro indicatore collegato
al motore della pompa**Livello**Indicatore di livello
(a due connessioni)

Pressione

Indicatore di pressione

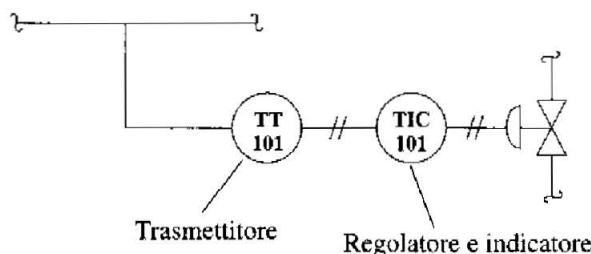
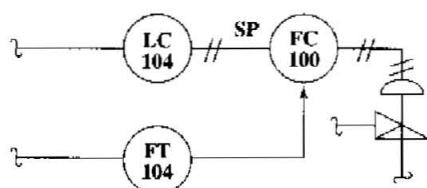
Temperatura

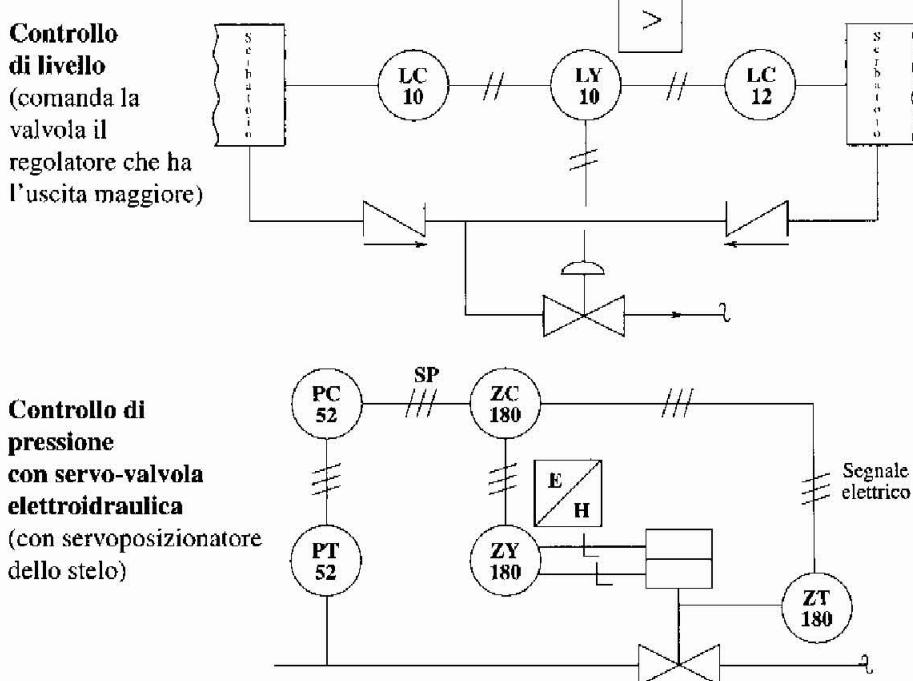
Sensore di temperatura



Sensore montato superficialmente

Esempi Si riportano, a scopo illustrativo, semplici esempi di schemi di controllo descritti mediante i simboli definiti dallo standard ISA.

Controllo di temperatura
Controllo di livello
 (controllo in cascata,
 Capitolo 6)




A.1.3 Dettaglio dei diagrammi P&I

Il grado di dettaglio dei disegni aumenta via via nei successivi stadi di definizione (progetto) di un sistema di automazione.

Esempio 1 - diagramma semplificato Il diagramma di Figura A.1 illustra anche i simboli di serbatoi, di scambiatori e di una colonna di distillazione.

Esempio 2 - diagramma dettagliato Una parte del diagramma A.1 è riportata nella Figura A.2 con maggiori dettagli.

A.2 Esempi di fogli di specifica di valvole e sensori

In questa Appendice sono riportati tre fogli di specifica di strumenti: il primo relativo a una valvola (Fig. A.3), il secondo relativo ad una termocoppia (Fig. A.4), il terzo a un interruttore di livello (Fig. A.5). Essi illustrano il numero di dati che è necessario fornire per specificare compiutamente uno strumento. Fanno parte insieme ai P&I della documentazione di progetto di un sistema di automazione e controllo di processo.

Altri documenti di progetto sono quelli relativi al sistema di controllo (DCS) e alla descrizione dettagliata dei cablaggi e dei collegamenti, detti *loop diagram*, la cui struttura è specificata dagli *Standards and Recommended Practices for Instrumentation and Control* di ANSI/ISA (55.1-1984).

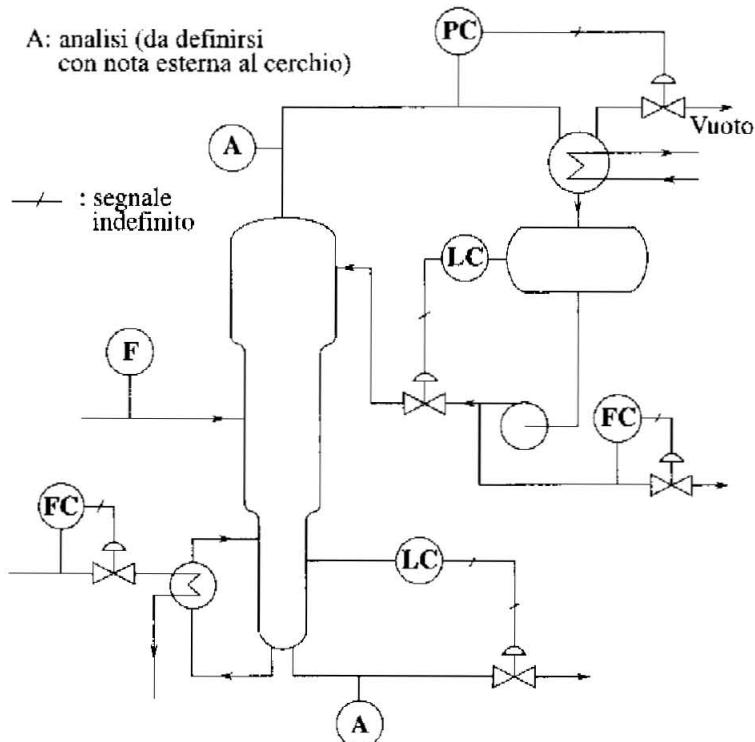


Figura A.1 Diagramma P&I semplificato.

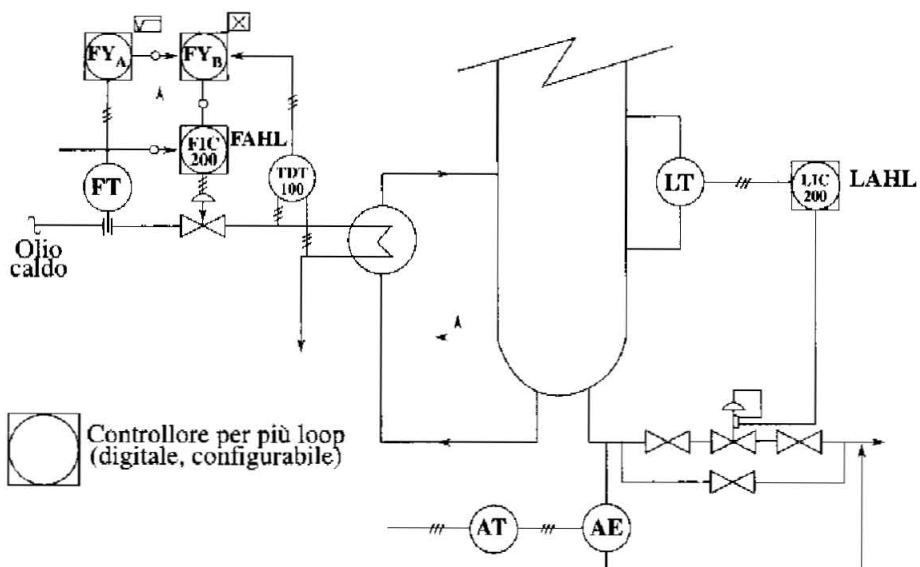


Figura A.2 Diagramma P&I dettagliato.

GENERAL PIPE LINE HAZARDOUS AREA	1 Tag Number	5-TV -2402A		
	2 Allowable Sound Pressure Level dBA	85		
	3 Air Supply Pressure: Min Max	4/7		Design 10,5 bar-g
	4 Service	R-5201 (P&I 27)		
	5 Line Size and Schedule: Inlet Outlet	14	In	10
	6 Line Class	CCAERB		
	7 Pipe Material	Carbon Steel		
	8	PN50-F		
	9 Classification	ZONA 2, GR IIC, T3		
	10 Execution Certification	EEx-I (POSITIONER)	CENELEC	
PROCESS CONDITIONS	12 Fluid	Fluid State	Water	Water
	13		Units @ Max. Flow	@ Norm. Flow @ Min. Flow
	14 Inlet Density / Specific Gravity / Molecular Mass	kg/m³	985.83057	985.83057
	15 Inlet Viscosity	cP	0.5041973	0.5041973
	16 Inlet Specific Heats Ratio Cp/Cv		—	—
	17 Inlet Compressibility Factor		—	—
	18 Inlet Vapour Pressure	bar-g	-0.85567224	-0.85567224
	19 Critical Pressure		—	—
	20 Mass Vaporized Solids %		—	—
	21 Flow Rate	kg/h	1000000	700000
CALCULATION DATA	22 Inlet Pressure	bar-g	3	3
	23 Pressure Drop	bar	0.2	0.2
	24 Inlet Temperature	°C	55	55
	25 Max Shut-off Differential Pressure	bar	7	55
	26 Leakage Class	ANSI IV (standard)		
	27 Power Failure Position:	2 Way	3 Way	Open
	28 Air Failure:	2 Way	3 Way	Open
	29 Design Pressure	bar-g	-7	150 °C
	30 Flow Coefficient Cv		2641.0078	1837.0657
	31 Sound Pressure Level	dBA	65.655083	66.078636
SELECTED VALVE	32		—	62.048767
	33 2 Way Type	Butterfly	MATERIAL	56 Body / Bonnet Jacked C. Steel
	34 3 Way Type			57 Plug Seat 316 SS 316 SS
	35 Cv Rangeability	5300 50:1		58 Plug Guides Stem 316 SS 316 SS
	36 T Max DP Max Peak Cl.			59 Yoke / Housing Packing C. Steel PTFE
	37 Sound Pressure Level			60 Bellows
	38 End Conn Type Rough'ss	Wafer		61 Type Model ElectroPneumatic(1)
	39 Size Rating Facing	12" ANSI 150 RF		62 Input Signal Range 4 / 20 mA
	40 Flow Action To	Open	POSITIONER	63 Action Direct
	41 Bonnet Type Lubricator	STD		64 PNEUMATIC Material Copper PVC Coated
BODY	42 Jacket end connection			65 CONNECTION Size 1/4" NPTF
	43	X		66 Mechanical Protection IP 55
	44 Port No Full / Reduced	1 Full		67 Electrical Connection 1/2" NPTF
	45 Plug Type Characteristic	DISK Equal %	AIR SET	68 Grounding Connection Internal & External
	46 Sealing Seal / Plug	Resilient(BUNA-N)		69 Filter Requit & Gauge YES
	47 Balanced Plug Guide			70
	48		LIMIT SWITCH	71 Tag Number
	49			72 Quantity Specific. No.
	50 Type Model	Diaphragm (*)	SOLENOID VALVE	73 Tag Number
	51 Action Handwheel Loc.			74 Quantity Specific. No.
TRIM	52 Size Spring Range	(*) (*)	OPTIONS	75 Connection Dwg
	53 Travel Travel Lock			76 Booster Air Lock
	54		PURCHASE	77 MR No. PO No. MR-K15
	55			78 Model (*)
	Notes: (1) SMART TYPE - HART PROTOCOL			79 Manufacturer Supplier (*) (*)
	(*) DATA TO BE CHECKED/FILLED IN BY VENDOR			
ACTUATOR				

Figura A.3 Foglio di specifica di una valvola di regolazione.

GENERAL	1	Tag Number	P & ID	S.TU.1403	14
	2	Service		D5106	
COMPONENTS	3	Transmitter	Thermocouple	Well	Yes
	4	Classification		Z0/NL2 IIC T3	
HAZARDOUS AREA	5	Execution	Certification	IECEx IIC T3	
	6	Fluid	Liquid State	OIL / GREASE	
PROCESS CONDITIONS	7	Pressure Max	Operating	0.005 barg	
	8	Temperature Min	Operating	190 °C	10 + 20 %
INPUT ELEMENT	9	Vibrations			
	10	Specification No.		Thermocouple K (according to IEC 584)	
TRANSMITTER	11	Type		Electronic (SMART type) (0)	
	12	System		Two Wire	
	13	Output Signal		4...20 mA Isolated	
	14	Output Digital Format		Linear with temperature	
	15	Output Linearization		Yes (automatic)	
	16	Cold Junction Compensation			
	17	Electrical Failure			
	18	Burnout Failure			
	19	Power supply		24 VDC	
	20	Max Load		MAX 500 Ohm	
	21	Measuring Range		0 + 100 °C	
	22	Calibrated Range		-50 + 300 °C	
	23	Damping Time Range	Set		
	24	Limits: Temperature Amb.	Humidity	-40 + 85 °C	5 + 95 %
	25	Limit Temperature: Storage	Transport		
DIGITAL FUNCTION	26	Accuracy: Analog	Digital	± 0.025 % Span	
	27	Mounting		2" PIPE	
	28	Built-in Thermocouple / well (Spec No.)			
	29	Mechanical Protection		IP 65	
	30	Electrical Connection		2x M22 NUT F (J)	
	31	Grounding Connection		Internal & External	
	32				
	33	Communication			
	34	Protocol	Minimum Load	HART	
	35	Maximum Cable length			
	36	Communication with		HAND HELD COMMUNICATOR	
	37	Functions			
	38	Temperature		Yes	
	39	Temperature Cold Junction			
	40	External Cold Junction Compensation			
	41	Burnout Status Message			
	42	Element Type			
	43	Configuration	Calibration		
	44	Diagnostic with Alarm			
	45	Configuration / Diagnostic			
MATERIAL	46				
	47	Bracket & U Bolt		C Steel Zinc Plated	
	48	Electrical Housing		Aluminium Alloy Low Copper	
	49	Paint		Epoxy Polyester	
	50				
OPTIONS	51	Integral Output Meter		(4)	
	52	Transmitter Holder			
	53				
PURCHASE	54	MR No.	PO No.	K03 / K03	W500779RE
	55	Model	Manufacturer	ST1251	Honeywell Honeywell
Notes: (1) CONFIGURABLE WITH HAND HELD COMMUNICATOR STS 103 (2) POWER SUPPLY 24 V DC FROM INTRINSIC ACTIVE SAFETY BARRIER (3) WITH NO. 1 MULIG 1/2" NPTM, (4) LCD TYPE CONFIGURED IN °C, (5) LIGHTNING PROTECT IS REQUIRED				INSTRUMENT SPECIFICATION Temperature Transmitter	
2	MOF	9/14/09	REVISED		
1	MOP	6/10/99	ISSUED FOR ORDER		
No.	By	Date	Revision	Code: 640	Dwg. No.: 2939-KK-SI-V-B1
					Rev.: 2
				Sheet 11 of 1	
TECNIMONT					

Figura A.4 Foglio di specifica di un trasmettitore di temperatura con termocoppia.

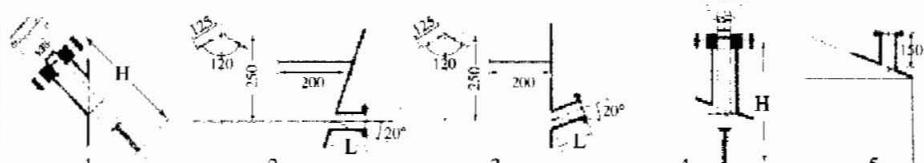
GENERAL		1 Tag Number	P & ID		5 SHH 8070				
		2 Equipment Tag	D-5802A						
HAZARDOUS AREA		3 Classification	CL II DIV 2 Gr G						
		4 Execution	Certification						
PROCESS CONDITIONS	5 Upper Fluid	Fluid State	Density	Nitrogen	Gas	Kg/m ³			
	6 Lower Fluid	Optical Specific Gravity		Polymer	0.550±0.019				
	7 Temperature, Operating	Max	Min	75 °C	80 °C	70 °C			
	8 Pressure, Operating	Max		0.02 barg	barg	barg			
	9								
	10 Sensor Type	Fork (1)							
	11 Mounting type	Side							
	12 Connection arrangement (Figure 1)	3							
	13 Extension Length "H" (Figure 1)	380 mm							
BODY	14 Connection:	Type	Roughness	Flanged	(125 + 250) µ AARH				
	15 Connection:	Size	Rating	2"	ANSI 150	PN			
	16 Power Supply	120 Vac, 50 Hz							
	17 Mechanical Protection	IPSS							
	18 Nozzle Length "L" (Figure 2 or 3)								
	19								
	20 Model								
	21 Type								
SWITCH Head EXECUTION	22 Contact:	Qty	Type	Rating					
	23								
	24								
AMPLIFIER & SWITCH Box EXECUTION	25 Type	Integral							
	26 Contact:	Qty	Type	Rating	1	SPDT	115 Vac, 2A Minimum		
	27 Mounting	Field							
	28 Power Supply	120 Vac, 50 Hz							
	29 Supplied by Vendor	Yes							
	30 Mechanical Protection	IPSS							
	31								
	32 Model								
	33 Electrical	Grounding		1/2" NPTD	Internal and External				
MATERIAL	34 Sensor	Other Wetter Parts		316 SS	316 SS				
	35 Body	304 SS							
	36 Case and Cover	Material	Painting	Manufacturer std. (*)	Manufacturer std. (*)				
OPTIONS	37								
	38								
	39 Sensor Protection								
PURCHASE	40 Amplifier Holder								
	41								
	42 MR No.	PC No.		K036					
43 Model		Manufacturer	Supplier	(*)	(*)	(*)			

Figure 1

Bottom mounting

Side mounting

Top mounting



Notes: (*) Design temperature 100 °C. Design pressure 0.05/0.01 Barg. (**) By vendor.

				INSTRUMENT SPECIFICATION		
				Level Switch / Vibrating		
1 JSW	8/18/99	ISSUED FOR B.I.		TECNIMONT		
No. By	Date	Revision	Code: 594	Dwg. No.: 2939-KK SE L B2	Sheet 11	of 1

Figura A.5 Foglio di specifica di un interruttore di livello (rilevatore di livello alto).

Amplificatori e collegamenti di massa

Gli amplificatori sono i componenti più utilizzati nei circuiti elettronici di condizionamento. Alcune loro proprietà e caratteristiche influenzano diversi aspetti che riguardano la realizzazione di un sistema di controllo. Obiettivo dell'appendice è di richiamare tali proprietà insieme agli elementi basilari per l'analisi, dal punto di vista di un utilizzatore, dei circuiti con amplificatori. Per l'approfondimento delle ipotesi fatte e di tutta la materia si rimanda ai testi specializzati di elettronica e, per le specifiche dei componenti, alla documentazione dei principali produttori, reperibile facilmente via Internet.

B.1 Amplificatori operazionali

Un modello di un amplificatore operazionale reale è presentato in Figura B.1, dove V_d , V_1 , V_2 sono la tensione differenziale d'ingresso e le tensioni riferite a massa applicate ai due terminali d'ingresso, V_u la tensione di uscita, V_{os} è la tensione di offset, o tensione che è necessario applicare in ingresso per annullare l'uscita, V_{AL} , $-V_{AL}$ le tensioni di alimentazione positiva e negativa, Z_i , Z_{cm} le impedenze d'ingresso differenziale e di modo comune, Z_u l'impedenza di uscita, I_A , I_B le correnti di polarizzazione dei due terminali d'ingresso, G_d il guadagno differenziale e G_{cm} il guadagno di modo comune. Risulta $G_{cm} = G_d/CMRR$, dove $CMRR$ è detta ricchezza di modo comune, ed è comunemente espressa in dB: in questo caso è denominata CMR . La tensione d'uscita dell'operazionale può essere espressa, semplificando in parte il modello precedente, come:

$$V_u = G_d (V_1 - V_2) + G_{cm} \frac{V_1 + V_2}{2} + V_{offset}$$

dove $(V_1 + V_2)/2$ prende il nome di *tensione di modo comune* e V_{offset} è una tensione presente in uscita anche con ingressi nulli, che deriva dalla tensione di offset V_{os} e dalle correnti di polarizzazione. La tensione V_{offset} può essere annullata per mezzo di un potenziometro esterno collegato ai due terminali d'ingresso previsti a questo fine. Poiché però dipende dalla temperatura essa ricompare in qualche misura se la temperatura si discosta dal valore di taratura.

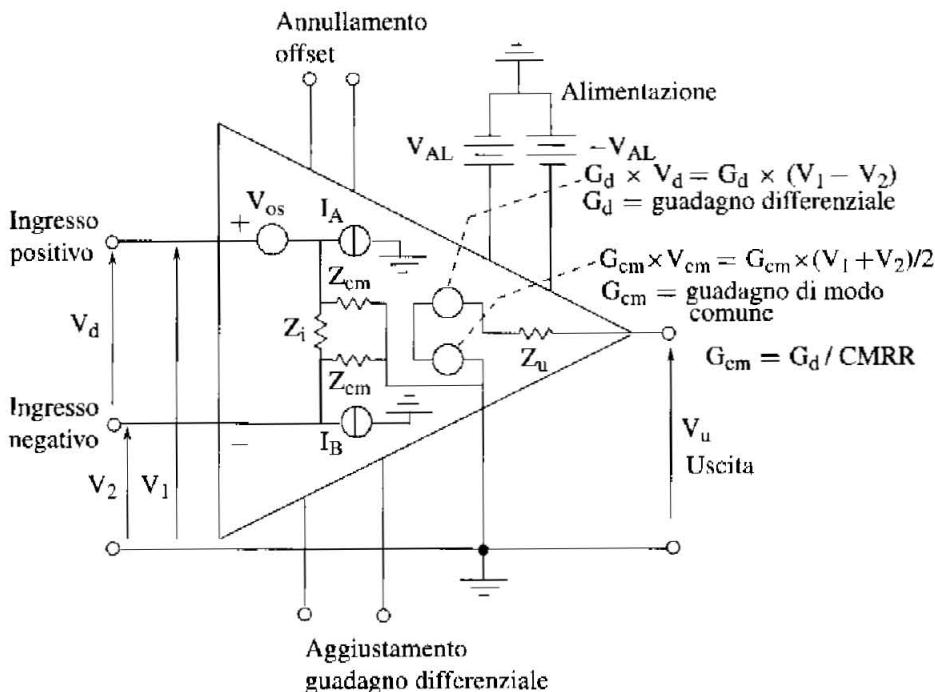


Figura B.1 Circuito equivalente (o modello) di un amplificatore operazionale reale.

I due ingressi sono detti *invertente* (-) e *non invertente* (+), le tensioni di alimentazione sono tipicamente opposte ($\pm 15V$), permettendo il funzionamento lineare per valori positivi e negativi dei segnali d'ingresso e uscita. L'uscita è infatti saturata a valori vicini a quelli delle tensioni di alimentazione. Sono disponibili anche dispositivi a singola alimentazione e alcuni che permettono il funzionamento lineare da 0 V alla tensione di alimentazione (amplificatori *rail to rail*). Il guadagno differenziale G_d degli operazionali in commercio è molto elevato ($10^4 \div 10^5$), mentre è inferiore all'unità il guadagno di modo comune G_{cm} . Con valori di guadagno così elevati una tensione differenziale in ingresso inferiore al millivolt manderebbe in saturazione l'uscita. Per evitare che anche piccolissimi segnali (come il rumore) portino l'amplificatore in saturazione, gli operazionali sono sempre utilizzati in configurazione retroazionata. Le tre configurazioni comunemente utilizzate sono riportate in Figura B.2. In esse l'operazionale è rappresentato con il simbolo usuale dell'amplificatore ideale, cioè un puro amplificatore di tensione a guadagno infinito, banda infinita, impedenza d'ingresso infinita, impedenza d'uscita nulla, uscita non affetta da offset e assenza di correnti di polarizzazione. Come d'abitudine anche le tensioni di alimentazione non sono indicate.

In realtà l'impedenza d'ingresso può assumere valori compresi tra 10^5 e $10^{11} \Omega$ e quella d'uscita di una o più decine di Ω , tuttavia in prima approssimazione

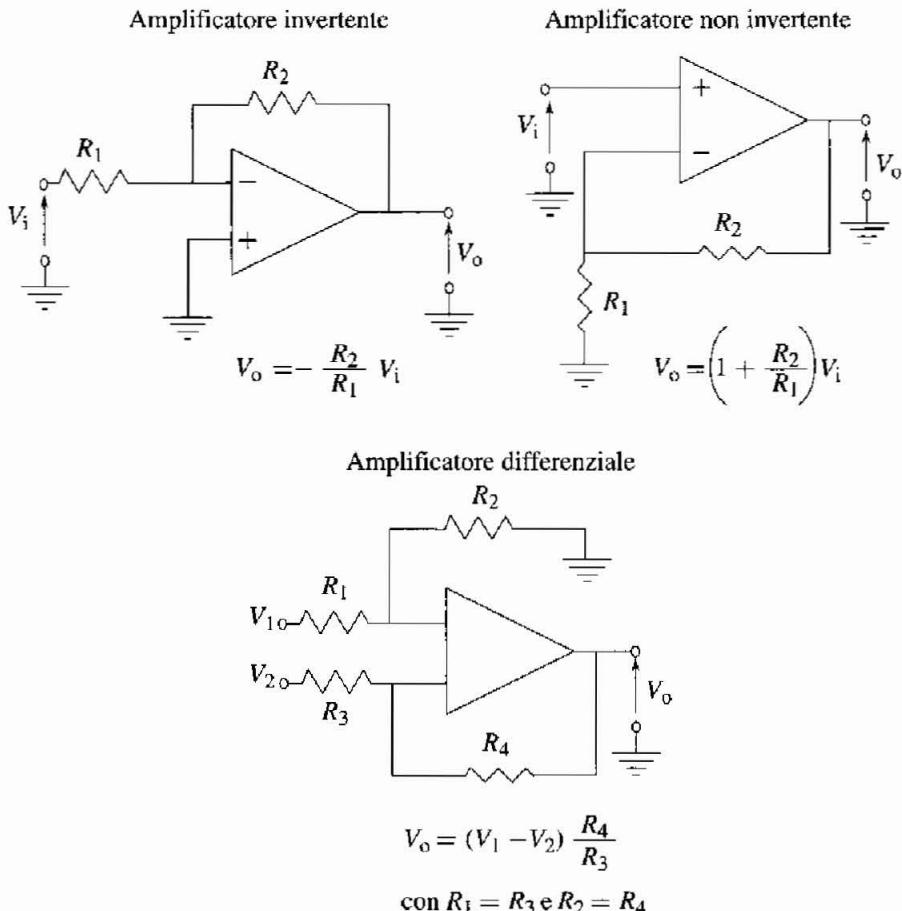


Figura B.2 Circuiti di amplificazione tipici con operazionali.

i circuiti con operazionali possono essere analizzati sotto l'ipotesi di amplificatore ideale.

Con queste ipotesi, equivalenti in particolare a considerare nulle le correnti entranti o uscenti dai terminali d'ingresso (impedenza d'ingresso infinita) e nulla la differenza di potenziale tra gli stessi terminali (guadagno differenziale infinito), non è difficile ricavare i legami ingresso-uscita riportati in Figura B.2. Poiché la corrente erogabile dall'operazionale è limitata (valori tipici sono di una o più decine di mA), le resistenze devono essere scelte in modo da assicurare il rispetto dei suoi limiti nel campo di funzionamento lineare desiderato.

Si osservi anche che la retroazione modifica le impedenze d'ingresso e uscita. Ad esempio, l'impedenza d'uscita della configurazione non invertente a bassa frequenza è sostanzialmente quella dell'operazionale in anello aperto divisa per il guadagno differenziale.

Se nella configurazione invertente si pone $R_2 = 0$ e $R_1 \rightarrow \infty$ si ottiene: $V_o = V_i$. L'operazionale retroazionato in questo modo è detto in configurazione *inseguitore o buffer*. Se a prima vista un circuito come questo può sembrare inutile, in realtà è molto utilizzato come *adattatore d'impedenza*. Esso presenta infatti un'elevata impedenza d'ingresso, che consente di rilevare una tensione assorbendo una corrente di solito sufficientemente piccola da non perturbare la misura, e bassissima impedenza d'uscita, tale da pilotare il carico a valle in modo indipendente dalla corrente assorbita da questo, nei limiti della corrente massima erogabile dall'amplificatore.

Con l'impiego di operazionali si realizzano circuiti in grado di effettuare una molteplicità di elaborazioni, tra cui in particolare le leggi di controllo PID. Ad esempio, se si considera la configurazione invertente, sostituendo la resistenza R_1 con una capacità C , di impedenza $Z_c = 1/(sC)$, si realizza un legame ingresso-uscita di tipo derivativo, mentre sostituendo la capacità a R_2 il legame diventa integrale.

Gli operazionali in commercio sono costruiti con diverse tecnologie. Le principali sono la bipolare (basata su transistor bipolar) e la BIFET (stadio di ingresso unipolare a FET e stadio di uscita bipolare). In Figura B.3 sono elencati i principali parametri degli operazionali costruiti con le due tecnologie. I relativi valori sono da intendersi come indicativi in termini di ordine di grandezza.

La scelta di un operazionale deve quindi essere fatta tenendo presenti le prerogative delle tecnologie costruttive. Si può in generale dire che per applicazioni di precisione su segnali lenti i dispositivi bipolar si fanno preferire (hanno tensioni di offset molto più stabili in temperatura), mentre per applicazioni su segnali veloci i BIFET sono più indicati, anche se un po' meno precisi. Rimarca che la differenza tra le correnti di polarizzazione, che porta a optare per i BIFET nel condizionamento di sensori ad alta impedenza di uscita. Riguardo al comportamento in frequenza, dal parametro SR (si veda la Figura B.3) è possibile risalire alla massima frequenza sinusoidale che può essere amplificata senza distorsioni, $f = SR/(2\pi V_0)$, dove V_0 è l'ampiezza della tensione di uscita. Le caratteristiche elencate sono molto generali e più che altro indicative di uno stato dell'arte consolidato: il progresso nella tecnica costruttiva sta portando, infatti, alla realizzazione di dispositivi che, pur appartenendo a una categoria, mostrano caratteristiche dell'altra (BIFET precisissimi, bipolar con basse correnti ecc.).

B.2 Amplificatori da strumentazione

Gli amplificatori da strumentazione (*Instrumentation Amplifier*, IA) forniscono in uscita (single-ended) la differenza tra le tensioni esistenti ai morsetti di ingresso amplificata di un fattore prefissabile dall'utente normalmente tra 1 e 1000. Il simbolo circuitale di un IA è mostrato in Figura B.4a, mentre in Figura B.4b è riportato lo schema realizzativo circuitale più efficace, detto a tre operazionali. È immediato verificare che la corrente I che fluisce nella resistenza R_G è $I =$

Parametro	Descrizione	Valori indicativi	
		bipolare	BIFET
R_{in}	Resistenza vista tra i due ingressi ad anello aperto	$M\Omega$	$10^{12} M\Omega$
V_{os}	Tensione che deve essere applicata tra i due ingressi per avere uscita nulla (tensione di offset)	$10 \mu V \pm 1 mV$	$2 mV$
$\Delta V_{os}/\Delta T$	Variazione della V_{os} al variare della temperatura	$0.5 \mu V/^{\circ}C$	$15 \mu V/^{\circ}C$
I_{bias}	La media tra le correnti di polarizzazione assorbite o in uscita dai due ingressi	$100 nA$	$50 pA$
V_{IN}	Massimo valore della tensione di ingresso di modo comune, tra ciascun ingresso e massa	$\pm (V_{AL} - 2 V)$	$\pm (V_{AL} - 2 V)$
R_{out}	Resistenza che si vede in uscita ad anello aperto	50Ω	50Ω
V_{out}	Massimo valore della tensione di uscita senza saturazione e distorsione	$\pm (V_{AL} - 1 V)$	$\pm (V_{AL} - 1 V)$
A	Rapporto, ad anello aperto, tra la massima tensione di uscita e l'ingresso corrispondente	300 000	200 000
SR	Massima velocità di variazione della tensione di uscita, nel passaggio da saturazione positiva a negativa (o viceversa), in risposta a un'onda quadra introdotta in modo differenziale in ingresso	$0.5 V/\mu S$	$30 V/\mu S$
F_t	Valore di frequenza in corrispondenza del quale il guadagno in catena aperta diventa unitario, coincide con il GBP (prodotto guadagno-banda passante)	1 MHz	5 MHz
CMRR	Se espresso in dB vale $20 \log A/A_{CM}$ (e allora è indicato con CMR)	100 dB	100 dB

Figura B.3 Caratteristiche e parametri indicativi degli amplificatori operazionali.

$R_G^{-1}(V_2 - V_1)$. Pertanto, con $R_1 = R'_1$, risulta:

$$V_2 - V_1 = (V^+ - V^-) \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right)$$

e, osservato che con l'operazionale d'uscita si realizza uno stadio differenziale, con $R_2 = R'_2$ e $R_3 = R'_3$, si ottiene:

$$V_o = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) \frac{R_3}{R_2} (V^+ - V^-)$$

Poiché un IA è un amplificatore differenziale può essere realizzato anche con lo schema in Figura B.2, ma con prestazioni inferiori. Gli IA sono realizzati come integrati che ospitano al loro interno il circuito completo e consentono, con un unico resistore esterno R_G , di impostare il guadagno desiderato. Sono disponibili, a un costo leggermente superiore, componenti che consentono l'impostazione

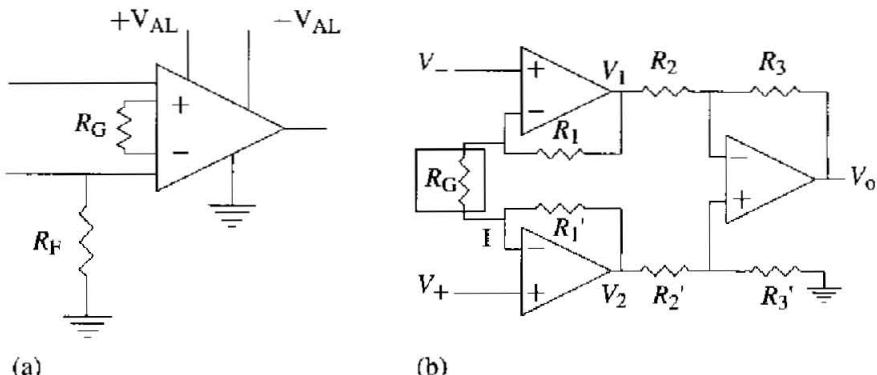


Figura B.4 Simbolo dell'amplificatore da strumentazione (a) e schema circolare a tre operazionali (b).

del guadagno tra valori già internamente predisposti (tipicamente 1, 10, 100, 500, 1000), per mezzo di opportuni collegamenti tra pin del circuito integrato oppure tramite una parola digitale di comando. In quest'ultimo caso i componenti integrati prendono il nome di amplificatori programmabili o PGA (*Programmable Gain Amplifier*).

Gli IA hanno tipicamente altissima impedenza di ingresso, offset e relativa deriva in temperatura molto bassi, elevata linearità, guadagno molto stabile, bassa impedenza di uscita ed elevata reiezione ai segnali di modo comune.

Un circuito equivalente di un amplificatore da strumentazione è ancora quello di Figura B.1, dove però i parametri sono diversi, ed in particolare il guadagno differenziale è ora ridotto e pari al valore impostato con la R_G . Il circuito equivalente evidenzia la necessità di stabilire un percorso verso massa delle correnti di polarizzazione, per il corretto funzionamento dell'amplificatore. Se una tipica corrente di offset (5 nA) scorre nella resistenza parassita di un circuito stampato (100MΩ) dà luogo a una tensione di 0.5 V e, se il guadagno dell'amplificatore è pari a 100, l'uscita è portata al fondo scala. Il metodo classico per ovviare al problema consiste nel collegare una resistenza di "fuga" verso massa, come la R_F in Figura B.4a, calcolata in modo da far fluire la corrente di polarizzazione senza creare eccessivo offset in uscita. R_F ha tipicamente valori compresi tra 100KΩ e 1MΩ. Gli IA sono costruiti sia in tecnologia bipolare sia con ingressi FET.

B.3 Amplificatori d'isolamento

Gli amplificatori d'isolamento ISOAMP (Figura B.5) sono sostanzialmente amplificatori da strumentazione che, in più, hanno un circuito d'ingresso isolato galvanicamente dall'alimentazione e dal circuito di uscita. Due sono le tecnologie correnti più importanti per la realizzazione dell'isolamento galvanico: quella a trasformatori e quella ottica.

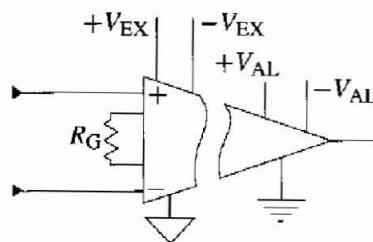


Figura B.5 Simbolo dell'amplificatore d'isolamento.

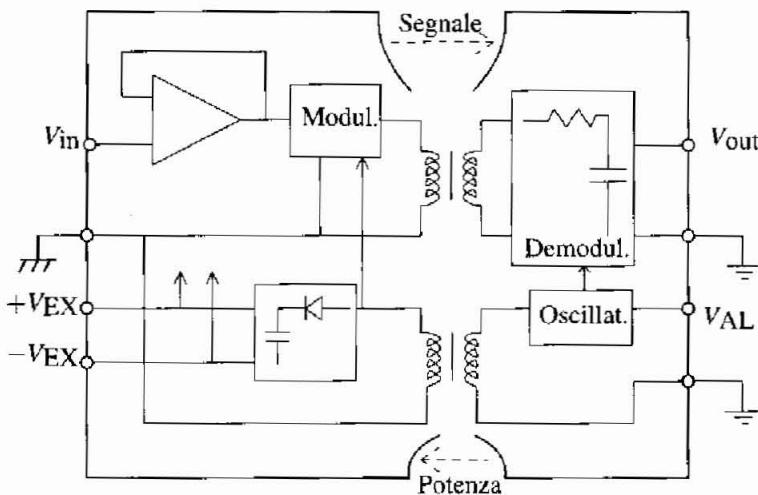


Figura B.6 Schema di principio di un amplificatore d'isolamento a trasformatori.

La Figura B.6 mostra lo schema di principio di un ISOAMP a trasformatore. L'amplificatore è diviso in tre parti: ingresso, uscita e alimentazione, accoppiate tra loro mediante trasformatori. Un oscillatore di potenza (che in taluni casi deve essere previsto esternamente) fornisce l'alimentazione isolata ai circuiti di ingresso, e un segnale "portante" che è modulato dal segnale amplificato. Quest'ultimo è accoppiato, attraverso un trasformatore, allo stadio di uscita, dove è demodulato e bufferizzato da un amplificatore (non indicato), le cui alimentazioni sono fornite dal sistema di acquisizione.

La tecnica a modulazione consente tra l'altro di realizzare due "barriere" ai disturbi di modo comune (Figura B.7a) identificate con CMR1 (valore tipico 80 dB) e CMR2 (valore tipico 120 dB): la prima è rispetto al modo comune dello stadio di ingresso, la seconda corrisponde alla reiezione di modo comune del segnale di ingresso rispetto all'alimentazione del sistema. Spesso il modo comune dello stadio di ingresso è connesso all'ingresso invertente (-), così che le correnti di polarizzazione sono rinchiusse nello stadio di alimentazione del circuito di ingresso, (Figura B.7b).

L'isolamento per via ottica è realizzato mediante fotoaccoppiatori, costituiti da coppie di diodi emettitori di luce (LED) e fototransistor (Figura B.8a).

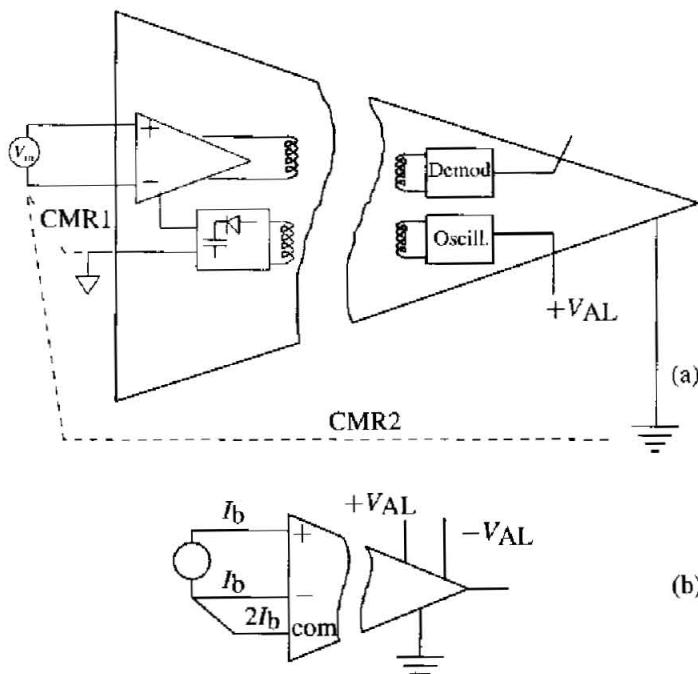


Figura B.7 Reiezioni di modo comune e correnti di polarizzazione negli amplificatori d'isolamento.

Il LED emette una radiazione luminosa sostanzialmente proporzionale alla corrente che lo percorre (Figura B.8b), mentre il fototransistor è percorso da una corrente sostanzialmente proporzionale alla radiazione che ne illumina la base (Figura B.8d). Collegando il fototransistor come in Figura B.8c si ottiene in uscita una tensione V_{CE} proporzionale alla corrente che percorre il diodo (segale d'ingresso).

In realtà i componenti elettro-ottici hanno scarsa linearità e il sistema ottico è stato ed è diffusamente utilizzato per l'isolamento galvanico su segnali digitali, in cui il transistor è utilizzato soltanto negli stati di interdizione e saturazione. Con il progresso delle tecnologie tuttavia l'isolamento ottico sta trovando ampia diffusione anche per segnali analogici, in particolare nel controllo di macchine e beni strumentali, anche grazie al costo molto contenuto. I fotoaccoppiatori hanno accuratezza leggermente inferiore ma dimensioni più contenute e maggiore banda passante di quella degli ISOAMP a trasformatore, che risultano generalmente abbastanza lenti, anche se sono disponibili componenti con banda passante di qualche decina di KHz.

Gli amplificatori di isolamento hanno importanza crescente nella realizzazione di sistemi di acquisizione di caratteristiche industriali, anche se il loro impiego è frenato dai costi abbastanza elevati. Richiedono talvolta un preamplificatore, essendo adatti a operare con segnali di alto livello. Inoltre, i modelli con modulatore

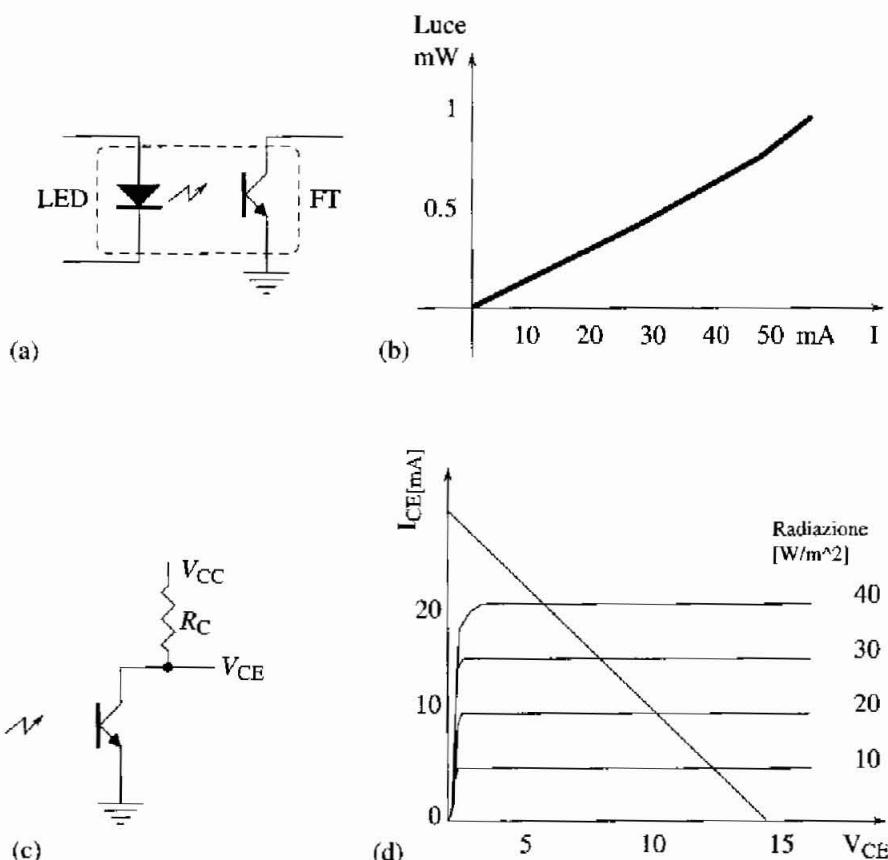


Figura B.8 Fotoaccoppiatori. Coppia FED - fototransistor (a), caratteristica corrente - emissione luminosa di un LED (b), circuito di uscita (c), caratteristiche $I_{CE} - V_{CE}$ di un foottransistor (d).

devono essere provvisti in uscita di filtri attivi, per eliminare le componenti ad alta frequenza presenti nel segnale a causa del processo di modulazione. I benefici derivanti dal loro impiego sono attenuati in confronto agli IA, oltre che dal costo più elevato, da una maggiore complessità circuitale, che comporta minore affidabilità e prestazioni inferiori, in particolare di accuratezza strumentale (cioè teorica o di laboratorio, non necessariamente "sul campo"). I parametri che caratterizzano gli ISOAMP sono sostanzialmente quelli già visti per gli IA, ma alcuni, come linearità, banda, stabilità in temperatura, assumono valori un po' più scadenti con l'aggiunta dell'isolamento. Quest'ultimo può spaziare da qualche centinaio ad alcune migliaia di volt, anche se è in parte influenzato, soprattutto in frequenza, dalle modalità di realizzazione sulla scheda.

La Figura B.9 mostra alcuni esempi di circuiti di acquisizione e comando con utilizzo di ISOAMP. Molti dei benefici che si ottengono nell'isolamento dei segnali di ingresso si ottengono anche per quelli di uscita.

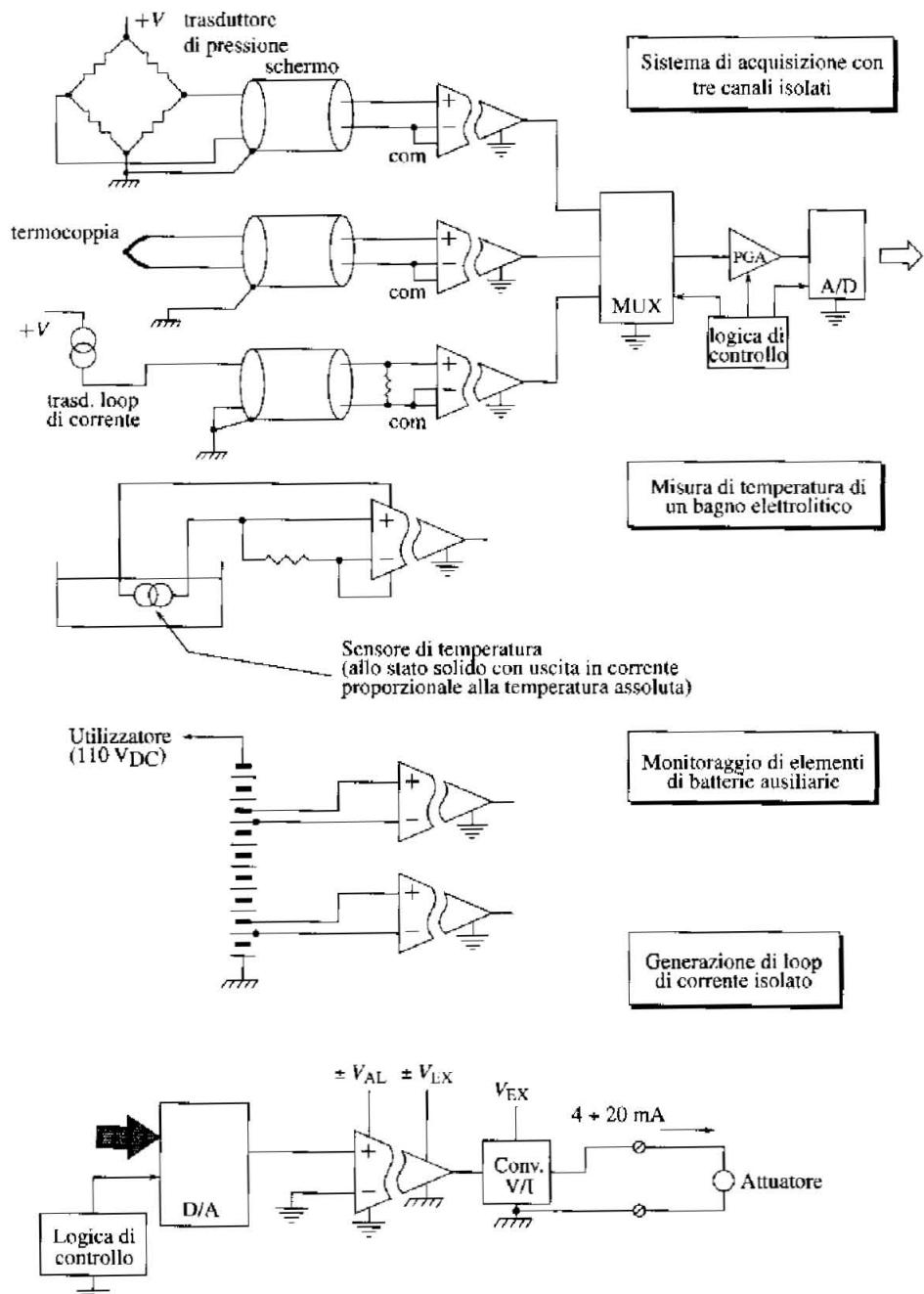


Figura B.9 Esempi di utilizzo degli amplificatori d'isolamento.

B.4 Note sui collegamenti di massa e terra

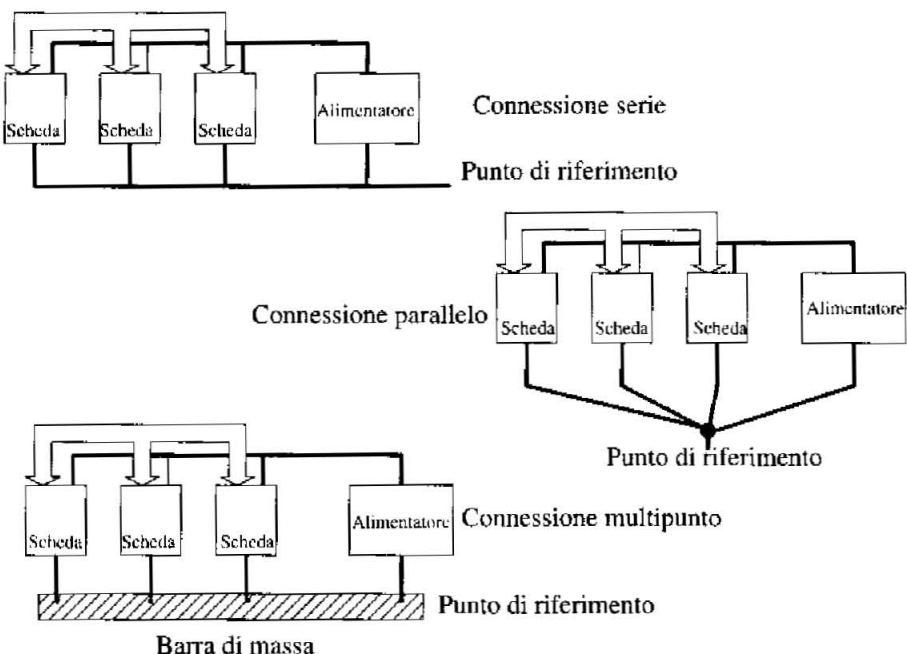
Le problematiche relative ai collegamenti di massa e di terra assumono rilevanza, pur se con diverso grado di complessità e difficoltà, sia in piccoli sistemi (pochi ingressi e poche uscite) sia in sistemi di grandi dimensioni, in quanto essi possono essere sede di accoppiamenti e origine di disturbi di vario tipo.

In generale, ipotizziamo di trattare sistemi composti da svariate schede di acquisizione e comando, contenute entro un classico armadio metallico (*rack*). All'interno di un sistema di questo tipo sono presenti due tipi di riferimenti comuni (nel linguaggio corrente chiamati "masse"): la *massa* di segnale e la *terra*. La massa di segnale è un nodo di riferimento, scelto arbitrariamente, rispetto al quale sono misurate le tensioni presenti negli altri nodi del circuito. La terra è di solito disponibile in tutti gli impianti elettrici ed è ottenuta inserendo nel terreno apposite paline in rame, in modo da formare un collegamento a bassissima impedenza. I circuiti sono connessi a terra allo scopo di realizzare la protezione del personale dal contatto accidentale con tensioni elevate. Connettendo la massa a terra se ne ancora il potenziale a quello di terra, evitando che possa fluttuare e raggiungere valori imprevedibili e pericolosi. Un fatto rilevante per l'operatività, e quindi per la realizzazione dei sistemi elettronici di controllo, è che i potenziali elettrici di due diverse connessioni di terra non possono essere considerati uguali. Le differenze possono derivare sia dal fatto che la superficie terrestre non è equipotenziale, per cui paline diverse inserite in punti diversi del terreno possono trovarsi a potenziale diverso, sia dalla caduta di tensione sui collegamenti di terra, ad impedenza non nulla, dovuta a correnti che li percorrono.

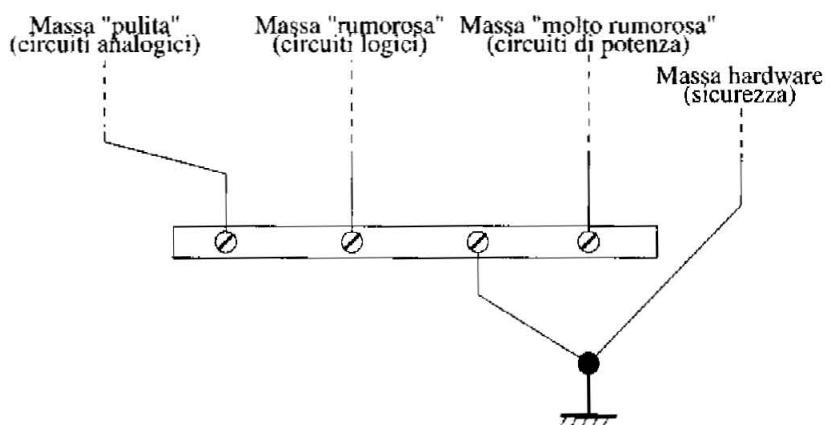
Comunemente, i fili che si connettono al nodo di riferimento (massa) sono indicati come *signal ground* o anche come *power supply common*. Esistono tre metodi diversi per collegare i *signal ground* al nodo di riferimento, come mostrato in Figura B.10: essi prendono i nomi, rispettivamente, di connessione *serie*, *parallelo* e *multipunto*. La connessione serie è la più comune essendo semplice ed economica da realizzare, però è anche la più "rumorosa", a causa dell'impedenza di massa comune tra i vari circuiti.

Quando più circuiti condividono un filo di massa, la corrente di un circuito, scorrendo nell'impedenza finita della linea comune, provoca delle variazioni nel potenziale di massa delle altre. Poiché le correnti in gioco in un sistema comprendente elaboratori digitali tendono ad essere ricche di impulsi (*spike*), e poiché l'impedenza comune può essere largamente induttiva, le variazioni del potenziale di massa possono essere sufficientemente elevate da originare errori nel funzionamento dei circuiti.

La connessione parallela elimina i problemi dovuti all'impedenza di massa comune ma richiede un numero maggiore di fili. Inoltre, avendo solitamente le singole linee un'impedenza abbastanza alta, possono esse stesse diventare sorgenti di disturbi elettromagnetici. Il sistema multipunto minimizza l'impedenza di massa usando un *piano* (molto più frequentemente delle *barre*) di *massa*, cui si collegano i circuiti attraverso fili di lunghezza ridotta. Questa connessione è valida (e sovente necessaria) soprattutto in circuiti funzionanti a frequenze al di sopra dei 10 MHz.

**Figura B.10 Connessioni di massa.**

Molto spesso si usa con buoni risultati una combinazione dei sistemi “serie” e “parallelo”: si tratta di una connessione, riportata in Figura B.11, che risulta conveniente sia economicamente che dal punto di vista elettrico. L’idea consiste nel far viaggiare insieme, con connessione serie, circuiti aventi proprietà di “rumore” simili, e di connetterli al punto di riferimento con metodo parallelo. La massa hardware (*hardware ground*) della figura è il collegamento alla terra di sicurezza

**Figura B.11 Connessioni di massa miste serie-parallelo.**

dell'armadio contenitore di schede e circuiti. Sarebbe un errore usare la massa hardware come ritorno per correnti di segnale, in quanto è molto rumorosa (può addirittura ricevere scintille e scariche) e ad alta resistenza, a causa delle giunzioni meccaniche poste sul suo percorso. Queste ultime possono a lungo andare deteriorarsi, dando luogo a malfunzionamenti molto difficili da diagnosticare.

Bibliografia

Capitolo 2

Sui processi industriali e relativi controlli è utile consultare i testi da [1] a [5]. Per quanto riguarda i modelli matematici dei processi industriali, due validi riferimenti sono costituiti da [6] e [7]. Sulla dinamica del processo di generazione del vapore ci si può riferire a [8]. Un manuale molto ricco di dati e di correlazioni su fenomeni impiantistici è il classico [9]. La bibliografia relativa alla meccanica classica ed all'elettromagnetismo è molto vasta: consigliamo i testi [10-11] per gli argomenti di meccanica e [12] per gli argomenti di elettromagnetismo.

1. R.N. Bateson, *Introduction to control system technology*, Prentice Hall, 1996
2. C. Maffezzoni, *Controllo dei generatori di vapore*, Masson, 1989
3. G. Quazza, *Controllo dei processi*, Clup, 1974
4. D.E. Seborg, T.F. Edgar, D.A. Mellichamp, *Process dynamics and control*, John Wiley & Sons, 1989
5. F.G. Shinskey, *Process control systems*, McGraw-Hill, 1988
6. L. Gould, *Chemical process control: theory and applications*, Addison-Wesley, 1969
7. J.R. Howell, R.O. Buckins, *Fundamentals of engineering thermodynamics*, McGraw-Hill, 1987
8. C. Maffezzoni, *Dinamica dei generatori di vapore*, Masson, 1989
9. R. Perry, D. Green, *Perry's chemical engineering handbook*, McGraw-Hill, New York, 1984
10. B. Finzi, *Meccanica razionale*, Zanichelli, 1966.
11. C. Cereignani, *Spazio, tempo, movimento: introduzione alla meccanica razionale*, Zanichelli, 1976.
12. D. M. Cook, *The theory of the electromagnetic field*, Prentice-Hall, 1975.

Capitolo 3

Un riferimento di carattere generale su misure e sensori è [1]: l'argomento è trattato in testi di tecnologie dei sistemi di controllo e strumentazione come il già citato [2] o il volume [3]. Materiale interessante si può trovare nei siti internet dei vari costruttori. Un buon testo di tono divulgativo sui sensori di posizione è [4].

1. A. Brunelli, *Strumentazione di misura e controllo nelle applicazioni industriali*. Vol. 1: "Caratteristiche generali sensori e trasduttori"; Vol. 2: "Misura", Edizioni G.I.S.I., 1991

2. R.N. Bateson, *Introduction to control system technology*, Prentice Hall, 1996
3. C.L. Albert, D.A. Coggan, *Fundamentals of industrial control*, Instrument Society of America, 1992
4. Heidenhain, *Tecniche di misura digitale lineare e angolare*, Verlag Moderne Industrie

Capitolo 4

Documentazione e note tecniche sui componenti e sistemi di acquisizione dati sono reperibili nelle pubblicazioni di Analog Devices, consultabili sul sito Internet [1]. Si può poi consultare la documentazione di altri produttori di componenti e sistemi di acquisizione dati, come Texas Instruments [2] e Data Translation [3]. Un testo di carattere più generale sull'acquisizione dati è [4]. Una serie di articoli che coprono tutti gli aspetti relativi all'acquisizione dei segnali analogici, ancora attuale nonostante risalga al 1982, è [5]. Specificamente sulla terminologia è [6], mentre gli articoli [7] e [8] spiegano le cause dei disturbi raccolti nei collegamenti sensore-microprocessore e danno suggerimenti operativi su come evitarli.

1. Analog Devices: www.analog.com
2. Texas Instruments: www.ti.com
3. Data Translation: www.datx.com
4. Analog Devices Engineering Staff, *Analog digital conversion handbook*, Prentice Hall, 1986
5. R.C. Jaeger, "Tutorial, analog data acquisition technology. Part I, II, III, IV", *IEEE Micro*, May 1982, August 1982, November 1982, February 1983
6. S.K. Tewksbury et al., "Terminology related to the performance of S/H, A/D and D/A circuits", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS-25, No. 7, July 1978
7. A. Rich, "Understanding interference-type noise", *Analog Dialog* 16-3, 1982 e Application Notes, Vol. 1, 20-81, Analog Devices
8. A. Rich, "Shielding and guarding", *Analog Dialog* 17-1, 1983 e Application Notes, Vol. 1, 20-83, Analog Devices

Capitolo 5

Sulle valvole si possono consigliare i volumi [1], [2] e [3], nonché la documentazione da [4] a [10]. La documentazione tecnica di prodotto si può trovare, in parte, nei siti internet dei singoli costruttori. Sulle pompe sono invece utilmente consultabili i testi da [11] a [14].

1. P. Muroni, *Valvole di regolazione per processi industriali*, Editoriale PEG 1991
2. A. De Mare, *Descrizione e dimensionamento delle valvole di regolazione*, Masoneilan, Divisione Dresser Italia
3. Fisher Controls, *Control valve handbook*, Fisher Controls International, Marshalltown, Iowa, USA 1977, 2nd Ed.

4. American National Standard, *Control valve terminology*, ANSI/ISA-S75.05-1983
5. American National Standard, *Flow equations for sizing control valves*, ANSI/ISA-S75.01-1985
6. *General service control valve packages*, Bulletin 50:020, Fisher Controls International, Marshalltown, Iowa, July 1990
7. *Masoneilan Control Valve Sizing Handbook*, Masoneilan, Divisione Dresser Italia
8. PARCOL, *Valvole di regolazione serie I-6911*, PARCOL, Canegrate (Mi)
9. PARCOL, *Valvole di regolazione serie I-8110*, PARCOL, Canegrate (Mi)
10. PARCOL, *Valvole di regolazione a gabbia serie I-6932*, PARCOL, Canegrate (Mi)
11. C. Casci, *Macchine a fluido incomprimibile*, Masson ,1990
12. C. Casci, *Macchine idrauliche*, Masson, 1991
13. G. Cornetti, *Macchine idrauliche*, Il Capitello, 1991
14. A.J. Stepanoff, *Centrifugal and axial flow pumps: theory, design and application*, John Wiley & Sons, 1957

Capitolo 6

Testi di riferimento sui motori elettrici sono [1-3]. I disturbi pulsanti di coppia sono trattati in [4-6]. Per quanto riguarda gli attuatori oleodinamici si consultino [7] e [8].

1. L. Bonometti, *Convertitori di potenza e servomotori brushless*, UTET, 2001, 2a Ed.
2. T. Kenjo, *Electric motors and their controls: an introduction*, Oxford Science Publications, 1991
3. D.C. Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*
4. T.M. Jahns, W.L. Soong: "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives - A review", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.43, 1996, pp. 321-330
5. J. Holtz , L. Springob: "Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.43, 1996, pp. 309-320
6. G. Ferretti, G. Magnani, P. Rocco: "Modelling and identification of pulsating torque permanent magnet AC motors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.45, 1998, pp. 912-920.
7. H. Speich, A. Bucciarelli, *L'oleodinamica: principi, componenti, circuiti*, Tecniche Nuove, 1991.
8. R. A. Long Ed. *Oleodinamica: fondamenti e componenti*, Rexroth Hydraulics, Mannesmann Rexroth Gmbh, 1993

Capitolo 7

Per i fondamenti di controlli automatici il lettore potrà fare riferimento a [1], [2] e [3]. Due testi generali di riferimento sul controllo digitale sono [4] e [5]. Per i regolatori PID si possono consultare [6] e [7]. Sui metodi di Ziegler e Nichols può essere interessante consultare l'articolo originale [8]; per le formule di Ziegler e Nichols corrette vale invece il riferimento [9], mentre per il metodo del relay è consigliabile riferirsi a [10]. Per l'identificazione parametrica e il controllo adattativo si consigliano i testi [11] e [12]. Infine può essere interessante leggere la documentazione di prodotto dei costruttori, in parte reperibile in internet.

1. P. Bolzern, R. Scattolini, N. Schiavoni, *Fondamenti di controlli automatici*, McGraw-Hill Libri Italia 2004, 2a Ed.
2. G. Marro, *Controlli automatici*, Zanichelli, 2004, 5a Ed.
3. G. Franklin, J.D. Powell, A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*, 2006, 5th Ed.
4. G.O. Guardabassi, *Elementi di controllo digitale*, Clup 1992
5. K.J. Aström, B. Wittenmark, *Computer controlled systems: theory and design*, Prentice-Hall 1997, 3rd Ed.
6. K.J. Aström, T. Hagglund, *PID controllers: theory, design and tuning*, ISA, 1995, 2nd Ed.
7. K.J. Aström, T. Hagglund, *Advanced PID Control*, ISA, 2006
8. J.G. Ziegler, N.B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers", *ASME Transactions*, Vol. 64, 1942, pp. 759-768
9. C.C. Hang, K.J. Aström, W.K. Ho, "Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula", *Proc. IEE*, Pt. D, 138, No. 2, 1991, pp. 111-118
10. K.J. Aström, T. Hagglund, "A Frequency domain method for automatic tuning of simple feedback loops", *Proc. 23rd Conference on Decision and Control*, Las Vegas, NV, December 1984
11. S. Bittanti, *Identificazione dei modelli e controllo adattativo*, Pitagora Editrice, 2002
12. S. Bittanti, *Teoria della predizione e del filtraggio*, Pitagora Editrice, 2003

Capitolo 8

Delle strutture di controllo in generale si può leggere in [1], [2] e [3]. Per il controllo del processo di generazione di vapore valga invece [4].

1. D.E. Seborg, T.F. Edgar, D.A. Mellichamp, *Process dynamics and control*, John Wiley & Sons, 1989
2. K.J. Aström, T. Hagglund, *PID controllers: theory, design and tuning*, ISA 1995, 2nd Ed.
3. F.G. Shinskey, *Process control systems*, McGraw-Hill 1988
4. C. Maffezzoni, *Controllo dei generatori di vapore*, Masson, 1990

Capitolo 9

Un testo molto generale e orientato alle applicazioni sui motori elettrici a magneti permanenti, che tratta le problematiche di controllo ma anche quelle di progetto di sistema è [1]. Un testo dedicato alle problematiche dell'attrito è [2], trattate in modo esteso anche sull'articolo di "survey" [3]. I disturbi di coppia nei riduttori harmonic drive sono discussi in [4]. Il testo [5] affronta in modo molto completo il problema della generazione delle traiettorie. Problematiche di controllo del moto sono affrontate in [6-9]. Il metodo dell'osservatore del disturbo di coppia è descritto in [10], quello dell'input shaping in [11]. Per i metodi di controllo nello spazio di stato ci si può riferire a [12]. L'applicazione del controllo del moto alla robotica industriale è diffusamente trattata in [13]. Un testo di riferimento per la meccatronica è invece [14]. Sul controllo del moto con attuatori elettro-idraulici si può consultare [15].

1. Electrocraft Corporation, *DC Motors - Speed controls - Servo systems*, Electrocraft Corporation, 1975
2. B. Armstrong-Hélouvy, *Control of machines with friction*, Kluwer Academic Publishers, 1991
3. B. Armstrong-Hélouvy, P. Dupont, C. Canudas de Wit, "A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction," *Automatica*, Vol. 30, N. 7, pp. 1083-1138, 1994
4. I. Odler, K. Ohnishi, T. Yamashita, "Repetitive control to reduce speed ripple caused by strain wave gearing", *Proceedings IECON '94*, Bologna, 1994, pp.1034-1038
5. C. Melchiorri, *Traiettorie per azionamenti elettrici*, Progetto Leonardo, Bologna, 2000
6. J. Tal, *Motion control by microprocessors*, Galil Motion Control.
7. G. Legnani, M. Tiboni, R. Adamini, *Meccanica degli azionamenti*, Progetto Leonardo, Bologna, 2002
8. H. Groß, J. Hamann, G. Wiegärtner *Azionamenti elettrici di avanzamento nell'automazione industriale*, Tecniche Nuove, 2002
9. G. Canini, C. Fantuzzi, *Controllo del moto per macchine automatiche*, Pitagora Editrice, Bologna, 2003
10. K. Ohnishi, M. Shibata, T. Murakami: "Motion control for advanced mechatronics", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, Vol.1, No.1, 1996, pp. 56-57.
11. N.C. Singer, W. P. Seering: "Preshaping command inputs to reduce system vibration", *Journ. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol.112, 1990, pp. 76-82.
12. A. Locatelli, *Controllo ottimo: elementi di teoria classica*, Pitagora Editrice, Bologna, 1996
13. L. Sciavicco, B. Siciliano, *Robotica industriale*, McGraw-Hill Libri Italia, Milano, 2000, 2a Ed.
14. R. Isermann, *Mechatronic systems fundamentals*, Springer, 2005

15. C. L. Nachtigal, *Instrumentation and control: fundamentals and application*, Wiley-Interscience, 1990

Capitolo 10

Testi didattici sui sistemi di automazione industriale sono [1] e [2]. È difficile, invece, trovare materiale sui sistemi di controllo distribuito, se non direttamente presso costruttori (anche in internet); qualche elemento di carattere generale si può comunque trovare in [3]. Elementi di elettronica digitale (microprocessori, bus) e informatica (sistemi operativi real time) per i sistemi di controllo si trovano in [4]. Un testo di riferimento per le reti di computer e le comunicazioni digitali, che descrive anche il modello ISO/OSI, è [5]. I principi che l'ISO ha applicato per arrivare ai sette strati del modello ISO/OSI sono descritti per esempio in [6]. Per quanto riguarda i fieldbus, vista la rapida evoluzione della materia, è consigliabile fare riferimento ai siti internet delle varie organizzazioni [7-9].

1. P. Chiacchio, F. Basile *Tecnologie informatiche per l'automazione*, McGraw-Hill Libri Italia, 2004
2. C. Bonivento, L. Gentili, A. Paoli *Sistemi di automazione industriale - Architetture e controllo*, McGraw-Hill Libri Italia, 2006
3. C.L. Albert, D.A. Coggan, *Fundamentals of industrial control*, Instrument Society of America, 1992
4. G. Olsson, G. Piani, *Computer systems for automation and control*, Prentice-Hall, 1992
5. S. Tanenbaum, *Reti di computer*, Utet, 1997
6. H. Zimmermann, "OSI reference model - The ISO model of architectures for open system interconnect", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-28, April 1980, pp. 425-432
7. FOUNDATION Fieldbus: www.fieldbus.org
8. Profibus: www.profibus.com
9. Canopen: www.canopen.org

Enti e società di standardizzazione

Riportiamo infine le sigle e gli indirizzi internet degli enti e delle società di standardizzazione citati in questo volume.

- ANSI - American National Standards Institute: www.ansi.org
- DIN - Deutsches Institut für Normung: www.din.de
- IEC - International Electrotechnical Commission: www.iec.ch
- IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers: www.ieee.org
- ISA - Instrumentation, Systems, and Automation Society: www.isa.org
- ISO - International Organization for Standardization: www.iso.org