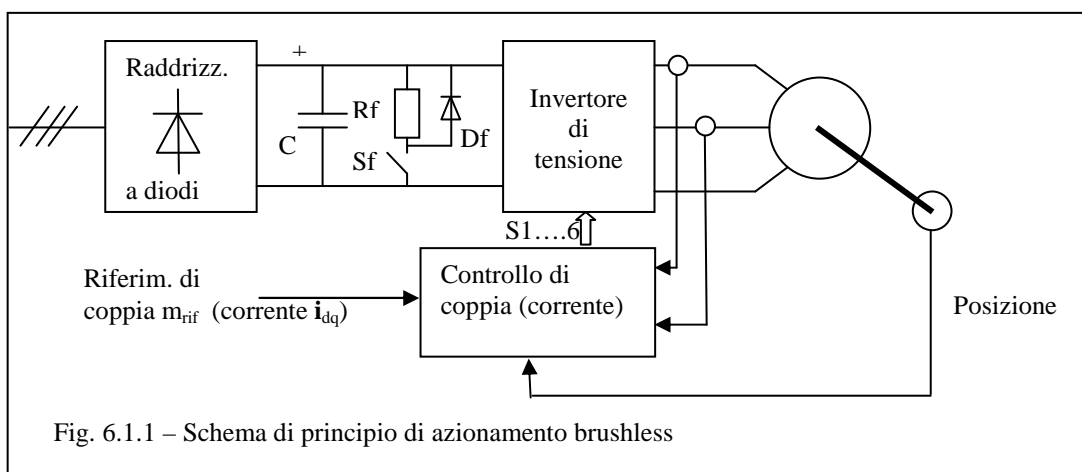


CAPITOLO 6

Azionamenti con motore sincrono a magneti permanenti

6.1 - Struttura dell'azionamento

La struttura di base di un azionamento con motore sincrono a magnete permanente (o brushless sinusoidale) si presenta come in Fig. 6.1.1.



Dalla sorgente di alimentazione, solitamente la rete trifase di distribuzione, si ottiene una tensione continua (U_{dc}) mediante un raddrizzatore a diodi (non controllato). La tensione continua alimenta un invertitore trifase (cfr. Cap. 4) i cui comandi provengono dal controllo di coppia dell'azionamento. Questo controllo è di fatto un controllo vettoriale di corrente, di uno dei tipi illustrati in seguito. Per un corretto ed efficace controllo di coppia è indispensabile misurare, oltre alle correnti di fase, anche la *posizione assoluta di rotore* ϑ_m dalla quale si ricava facilmente la ϑ_{em} . *La necessità della misura della posizione assoluta di rotore caratterizza tutti gli azionamenti con motore sincrono.* Per quanto riguarda la misura delle correnti, solitamente essa viene eseguita solo su due fasi, potendosi ricavare la corrente della terza fase dal principio di Kirchhoff come somma delle prime due cambiata di segno.

Sulla rete in continua fra raddrizzatore e invertitore (bus in continua) sono connessi un condensatore C di livellamento della tensione raddrizzata e il sistema di *dissipazione dell'energia di frenatura*. Quest'ultimo è costituito da una resistenza di frenatura R_f che viene collegata fra i terminali positivo e negativo del bus in continua da un interruttore statico (transistore) S_f ogniqualvolta la tensione continua del bus tende a superare un livello massimo ammissibile. L'interruttore S_f viene poi riaperto quando la tensione ritorna al di sotto di un secondo minore livello predefinito. L'intervento del sistema di frenatura dissipativa si rende necessario quando il motore funziona da freno (funzionamento nel II o IV quadrante del piano velocità-coppia) e la potenza di frenatura viene trasferita, mediante il motore e l'invertitore, dal carico meccanico al bus in continua. Qui essa andrebbe ad accrescere l'energia del condensatore C (e quindi la sua tensione) essendo il ponte a diodi incapace di trasferimenti di energia dalla rete in continua a quella in alternata.

Il riferimento di coppia proviene spesso da un anello di velocità che elabora l'errore di velocità fra un riferimento di velocità e la velocità misurata sul motore o sul carico.

6.1.1 – Invertitore PWM controllato in corrente (Controllo trifase (o vettoriale) di corrente)

I motori in corrente alternata sono sempre più frequentemente usati nella realizzazione di azionamenti ad alte prestazioni, che generalmente richiedono un accurato controllo delle correnti di statore. Tale controllo è di regola a catena chiusa e viene effettuato fornendo gli opportuni comandi (*switching patterns*) agli switch di un inverter di tensione. La struttura risultante viene spesso definita "inverter PWM controllato in corrente" ("Current-Controlled PWM Inverter"), ed è riportata schematicamente in Fig.6.1.2.

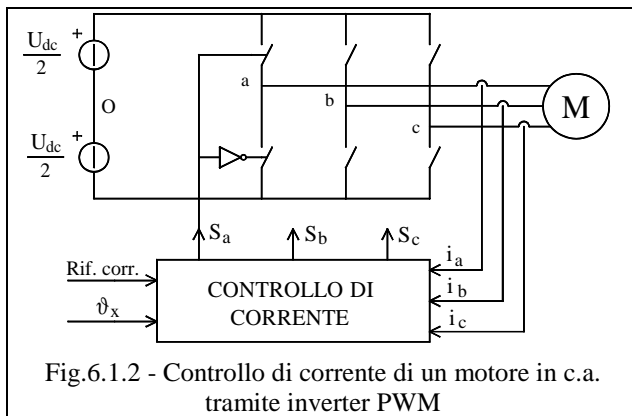


Fig.6.1.2 - Controllo di corrente di un motore in c.a. tramite inverter PWM

Come evidenziato in Fig.6.1.2, all'algoritmo per il controllo di corrente giungono la misura delle tre correnti di fase, il riferimento di corrente e la posizione angolare $\vartheta_x = \vartheta_{dq}$ del sistema di riferimento prescelto per effettuare il controllo, rispetto allo statore. Nel caso dei motori sincroni il sistema di riferimento d-q è solidale con il rotore e quindi $\vartheta_{dq} = \vartheta_{me}$, e le componenti del vettore spaziale delle correnti statoriche desiderate si ricavano dalle richieste di coppia e del punto di lavoro desiderato

nel piano d-q (vedi cap. 5).

Le uscite del controllo di corrente sono i comandi di commutazione agli switch dell'inverter di tensione. Si tratta di segnali logici (0 o 1); come al solito, si intenderà che un segnale di comando $S_j = 1$ ($j = a, b, c$) corrisponda a pilotare la chiusura dello switch alto S_j^+ del ramo j dell'inverter e contemporaneamente ad aprire lo switch basso S_j^- dello stesso ramo; un segnale di comando $S_j = 0$ ha naturalmente effetto opposto.

Il controllo di corrente genera i segnali logici di comando dal confronto dei riferimenti di corrente con i valori attuali delle correnti di fase, riportati al medesimo sistema di riferimento tramite la posizione ϑ_x .

Solitamente il centro stella (punto neutro) del motore non è disponibile o comunque non viene collegato al centro dell'alimentazione in continua (punto 0 di Fig. 6.1.1) né ad altro punto. Dunque, la somma delle correnti di fase è forzatamente nulla e pertanto è sufficiente misurare solo due correnti di fase, la terza essendo ottenibile come somma cambiata di segno delle prime due.

Questo è un accorgimento molto usato in pratica, perché consente di risparmiare un sensore di corrente e garantisce che la somma delle tre misure delle correnti di statore i_a, i_b, i_c sia effettivamente sempre nulla. Particolare cura va posta, in sede di taratura, ad eliminare gli offset che affliggono i segnali di misura provenienti dai trasduttori di corrente, che sono quasi sempre sensori ad effetto Hall opportunamente condizionati. Un offset su un trasduttore comporta l'insorgere di un offset di segno opposto sulla corrente non misurata e un calcolo errato del vettore spaziale corrispondente alla terna misurata. Gli effetti di questi errori possono essere anche molto deleteri, specialmente in azionamenti avanzati, come quelli di tipo senza sensori (*sensorless drives*), che per la stima delle grandezze meccaniche non trasdotte si basano principalmente sulle informazioni contenute nella misura delle correnti di fase. E' un argomento delicato e tuttora oggetto di ricerca nei laboratori specialistici del settore.

6.1.2 - Classificazione dei controllori di corrente - In base al sistema di riferimento prescelto, i controllori di corrente (come si dice anche: i *controlli di corrente*) si possono definire *stazionari* o *sincroni*.

Controllo di corrente stazionario – Nel caso di controllo di corrente stazionario il sistema di riferimento nel quale il controllo opera è solidale allo statore, dunque fisso ($\partial_x=0$ in Fig.6.1.2). Le correnti di fase reali $i_{a,b,c}$ vengono confrontate con un sistema trifase di correnti di riferimento $i^*_{a,b,c}$ per produrre una terna di errori di corrente che costituiranno gli ingressi di opportuni regolatori. In alternativa, le due terne di corrente possono essere espresse in forma di vettore spaziale definito in $\alpha\beta$ ed il controllo può essere effettuato sulle singole componenti reale ed immaginaria del vettore errore.

Controllo di corrente sincrono – Nei *controlli di tipo sincrono*, invece, si assume un sistema di riferimento (d,q) in rotazione rispetto allo statore con velocità angolare $\omega_x = d\partial_x/dt$ che nel caso degli azionamenti brushless è la $\omega_{me} = d\partial_{me}/dt$.

A seconda del tipo di motore e del tipo di controllo prescelto, il sistema di riferimento sarà solidale, ovvero, *sincrono* con il vettore spaziale di una particolare grandezza elettrica. Tale scelta, in linea di principio arbitraria, consente di volta in volta di ottenere particolari caratteristiche dal controllo, come ad esempio la semplificazione del progetto dei regolatori, una maggiore insensibilità alle variazioni parametriche, o una maggiore semplicità realizzativa e molte altre ancora. Vi è stata in tempi recenti una intensa attività di ricerca in questo settore, che ha portato ad individuare e caratterizzare diverse soluzioni, alcune delle quali sono divenute standard di produzione industriale.

Nei *controlli sincroni* si suppone di disporre delle componenti reale ed immaginaria del riferimento vettoriale di corrente rispetto al sistema rotante prescelto; le misure di corrente di fase andranno espresse secondo tale riferimento utilizzando le opportune matrici di trasformazione (cfr. Cap.3).

Una *diversa classificazione* dei controllori di corrente può poi essere fatta in base alle modalità con le quali si generano i segnali di comando dell'invertitore. Ad un primo gruppo appartengono i *controllori che prevedono l'uso di un generatore di PWM* al quale forniscono i riferimenti di tensione. Ad un secondo gruppo quelli che invece attuano un *comando diretto degli stati dell'invertitore* definendo istante per istante l'assetto dei sei interruttori di potenza. Quanto descritto può essere riassunto, per praticità, tramite la seguente Tab. 6.1.1, ove sono elencate diverse tipologie di regolatori di corrente, alcune delle quali sono descritte nel seguito di questi appunti, discutendone i principali vantaggi e svantaggi e tracciando per ciascuna di esse uno schema di principio.

Tab. 6.1.1 - Classificazione dei controllori di corrente

		Tipo di comando dell'invertitore	
		Comando dell'invertitore mediante generatore PWM	Comando diretto degli stati dell'invertitore
Sistema di riferimento	Stazionario	<ul style="list-style-type: none"> • PID in abc • PID in $\alpha\beta$ • Predittivo in $\alpha\beta$ 	<ul style="list-style-type: none"> • Ad isteresi in abc • Ad isteresi in $\alpha\beta$
	Sincrono	<ul style="list-style-type: none"> • PID in d-q • Predittivo in d-q 	<ul style="list-style-type: none"> • Ad isteresi in d-q

Nel valutare la complessità globale di ciascuno schema occorre tener conto anche degli eventuali blocchi di trasformazione di coordinate in ingresso che portano i riferimenti di corrente prodotti dagli anelli di regolazione più esterni ad essere espressi secondo il sistema di riferimento che è stato scelto per lo specifico controllo di corrente.

6.2. - Controllo di corrente stazionario con generatore di PWM

6.2.1 Controllo trifase con regolatori PID - Uno schema di controllo di tipo stazionario, con controllori di corrente aventi uscite che richiedono l'uso di un generatore di PWM ha la struttura riportata in Fig.6.2.1.

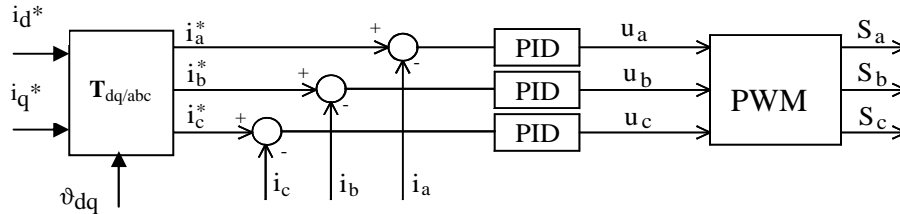


Fig.6.2.1 - Controllo di corrente stazionario, con controllori trifase PID

Si suppone di disporre dei riferimenti di corrente di fase, i_a^* , i_b^* , i_c^* , ricavati dai desiderati valori di corrente diretta e in quadratura da imporre al motore. Essi vengono confrontati direttamente con le correnti misurate, e i tre errori costituiscono gli ingressi ad altrettanti regolatori PID convenzionali. Questi producono i segnali di riferimento delle tensioni elaborando i segnali di errore di corrente con i noti algoritmi che prevedono un'uscita che è una combinazione lineare di una parte proporzionale all'errore ("P"), al suo integrale ("I") e alla sua derivata ("D"). Le uscite vengono poi convertite in segnali logici di comando dal generatore di PWM che potrà adottare differenti algoritmi di modulazione.

Uno svantaggio di questo schema è che comunque anche con i regolatori PID, il controllo mostra in genere un errore non nullo nel funzionamento a regime con grandezze sinusoidali (il guadagno del regolatore alla frequenza di lavoro è finito).

In qualche applicazione possono essere sufficienti semplici regolatori di tipo proporzionale (P); in tal caso le correnti reali seguono i riferimenti con un errore di ampiezza e fase che può essere contenuto nel limite in cui si possono alzare i guadagni dei regolatori stessi. ~~Dato però che la presenza di un controllo della corrente rivela quasi sempre l'esigenza di ottenere un azionamento con buone prestazioni, nella maggior parte dei casi si annulla l'errore a regime introducendo anche la parte integrale, e a volte quella derivativa per migliorare la dinamica dell'anello.~~

6.2.2 Controllo in $\alpha\beta$ con regolatori PID - Uno schema alternativo a quello precedente è riportato in Fig.6.2.2.

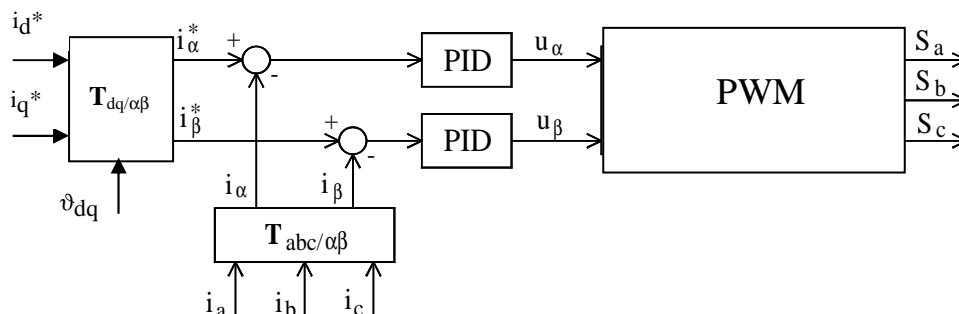


Fig.6.2.2 - Controllo di corrente in $\alpha\beta$ con PID

In questo caso si suppone sia disponibile il vettore spaziale di riferimento della corrente, in un sistema di riferimento stazionario, ricavato dai desiderati valori di corrente diretta e in quadratura da imporre al motore. I segnali di retroazione vengono ricavati tramite una

combinazione lineare delle correnti reali di fase. I regolatori PID, come nel caso precedente, operano con grandezze non costanti a regime ed il controllo presenta errore di corrente a regime non nullo. Le loro uscite costituiscono le componenti reale ed immaginaria del vettore spaziale di tensione di riferimento; rispetto allo schema precedente, si ha un regolatore PID in meno¹.

6.2.3 Controllo predittivo in $\alpha\text{-}\beta$ - Uno schema di controllo più sofisticato, specifico per una realizzazione di tipo digitale, si ottiene utilizzando un controllo vettoriale di tipo predittivo, secondo lo schema illustrato in Fig.6.2.3:

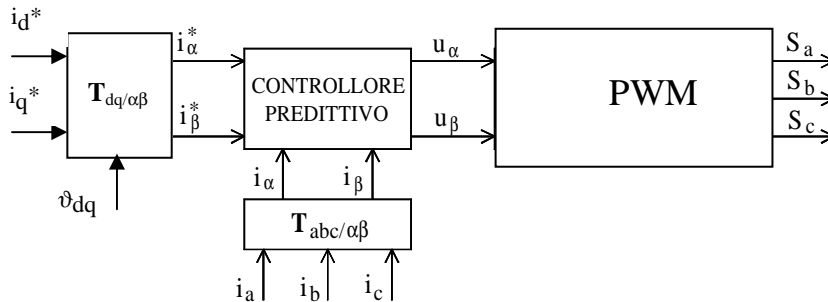


Fig.6.2.3 - Controllo di corrente stazionario, con controllore predittivo

Si suppone ancora di disporre dei riferimenti di corrente già espressi nel sistema stazionario $\alpha\beta$.

L'analisi del funzionamento dello schema di Fig.6.2.3 può essere condotta, utilizzando la notazione e la teoria dei vettori spaziali. Supponendo che il carico dell'inverter di tensione sia costituito da una serie R, L, e si può scrivere la seguente equazione di bilancio delle tensioni:

$$\mathbf{u}^s = R \mathbf{i}^s + L \frac{d\mathbf{i}^s}{dt} + \mathbf{e}^s \tag{6.2.3.1}$$

dove l'apice "s" indica che i vettori spaziali (scritti in grassetto) sono espressi secondo il sistema stazionario ($\alpha\beta$).

Come si è detto, l'algoritmo di controllo predittivo è pensato in funzione di una sua realizzazione di tipo digitale, per cui è necessario scrivere la (6.2.3.1) in forma discreta. Nel seguito, si indicherà con kT_c la successione di istanti di campionamento e con il pedice k il valore della generica grandezza all'istante kT_c .

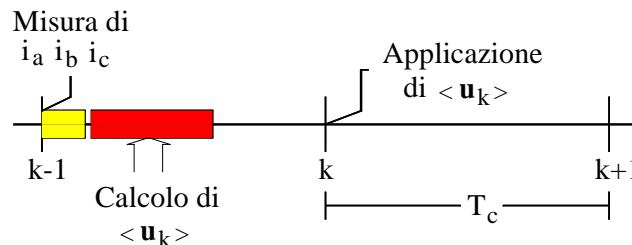


Fig.6.2.4 - Diagramma temporale dell'algoritmo di controllo predittivo

¹ Anche lo schema di Fig. 6.2.1 si potrebbe realizzare con due soli regolatori PID agenti su due dei tre errori di corrente. La terza tensione di riferimento si può poi calcolare come somma delle altre due cambiata di segno. Ciò corrisponde sostanzialmente a controllare a catena chiusa due delle tre correnti di fase assumendo la terza come corrente comune di ritorno.

Si supponga di essere nell'intervallo $(k-1)$ esimo fra $(k-1)T_c$ e kT_c . All'istante $k-1$ sono state acquisite (per l'ultima volta) le tre correnti di fase. Con riferimento alla Fig.6.2.4, l'obiettivo dell'algoritmo di controllo è quello di calcolare il valore medio del vettore spaziale di tensione da applicare all'istante k in modo che all'istante $k+1$ il vettore spaziale di corrente coincida con il suo riferimento.

Nel caso ideale di poter acquisire le correnti ed effettuare i calcoli in tempi nulli, sarebbe possibile applicare il nuovo vettore di tensione istantaneamente; nella pratica, il tempo non nullo di elaborazione numerica obbliga ad una scelta di sincronismo come quella evidenziata in Fig.6.2.4; appare subito chiaro che in questo caso il controllo di corrente ha un ritardo di circa due passi di campionamento.

Scrivendo la (6.2.3.1) ai valori medi nell'intervallo k -esimo tra kT_c e $(k+1)T_c$, si può ricavare la seguente espressione ricorsiva:

$$\langle \mathbf{u}^s \rangle_k = R \langle \mathbf{i}^s \rangle_k + \frac{L}{T_c} (\mathbf{i}_{k+1}^s - \mathbf{i}_k^s) + \langle \mathbf{e}^s \rangle_k \quad (6.2.3.2)$$

avendo indicato con $\langle \mathbf{u}^s \rangle_k$, $\langle \mathbf{e}^s \rangle_k$ e $\langle \mathbf{i}^s \rangle_k$ rispettivamente il valore medio del vettore spaziale di tensione, di forza controelettromotrice (f.c.e.m.) e di corrente nell'intervallo k -esimo tra kT_c e $(k+1)T_c$.

Il vettore di tensione proposto dalla (6.2.3.2), costituirà il riferimento per il generatore di PWM di Fig.6.2.3, che lo riprodurrà mediamente nell'intervallo da k a $k+1$ tramite una opportuna applicazione dei vettori di stato dell'inverter.

Per un buon funzionamento dell'algoritmo è essenziale che il tempo di campionamento T_c delle correnti sia piccolo rispetto alla costante di tempo L/R , in modo che l'approssimazione Euleriana della derivata introduca un errore trascurabile. In quest'ottica e considerando che la caduta resistiva è solitamente piccola rispetto alle altre tensioni in gioco, si può poi ammettere che si sbaglia di poco sostituendo nella (6.2.3.2) il valore istantaneo \mathbf{i}_k^s al posto del valore medio tra k e $k+1$. Anche così, il calcolo della (6.2.3.2) non è immediato, dato che non tutte le grandezze che vi appaiono sono note subito dopo l'istante $k-1$, come richiesto dal diagramma temporale dell'algoritmo; occorre svolgere alcune considerazioni supplementari. In primo luogo, volendo seguire il riferimento di corrente, al valore \mathbf{i}_{k+1}^s si può sostituire il riferimento desiderato \mathbf{i}_{k+1}^* (si omette per semplicità di scrittura l'apice s). Inoltre, ai valori di corrente e f.c.e.m. all'istante k (non ancora noti, perché futuri) vanno sostituite delle predizioni, indicate con la notazione $k|k-1$ intendendo "valore predetto (stimato) al passo $k-1$ (nell'intervallo $(k-1)$ esimo) per l'istante k ". Si ottiene così:

$$\langle \mathbf{u}^s \rangle_k = R \mathbf{i}_{k|k-1}^s + \frac{L}{T_c} (\mathbf{i}_{k+1}^* - \mathbf{i}_{k|k-1}^s) + \langle \mathbf{e}^s \rangle_{k|k-1} \quad (6.2.3.3)$$

Una espressione per la stima della corrente al passo k si ottiene riscrivendo la (6.2.3.2) un passo indietro nel tempo e risistemando:

$$\langle \mathbf{u}^s \rangle_{k-1} = R \mathbf{i}_{k-1}^s + \frac{L}{T_c} (\mathbf{i}_{k|k-1}^s - \mathbf{i}_{k-1}^s) + \langle \mathbf{e}^s \rangle_{k-1} \quad (6.2.3.4)$$

da cui

$$\mathbf{i}_{k|k-1}^s = \mathbf{i}_{k-1}^s + \frac{T_c}{L} (\langle \mathbf{u}^s \rangle_{k-1} - \langle \mathbf{e}^s \rangle_{k-1} - R \mathbf{i}_{k-1}^s) \quad (6.2.3.5)$$

L'espressione trovata fornisce al passo $k-1$ una stima di i_k che si basa sui valori di corrente appena misurati in $k-1$ e sulla tensione media applicata al passo (nell'intervallo) corrente, quindi nota. Nel caso di un carico costituito da un motore elettrico, la f.c.e.m. media nel passo corrente può generalmente essere espressa in funzione delle correnti misurate e dei valori di velocità e posizione acquisiti al passo $k-1$.

Infine, la stima di f.c.e.m. al passo k nella (6.2.3.3) può essere ottenuta a partire dal valore calcolato al passo $k-1$ con qualche approssimazione, basandosi di volta in volta sulla esplicita espressione della f.c.e.m. generata dal motore.

Ci si potrebbe chiedere se al posto della (6.2.3.5) non si possa semplicemente usare come stima della corrente all'istante k il suo valore di riferimento i_k^* . Se il controllo di corrente fosse perfettamente funzionante, ed in particolare non ci fosse alcun errore sui parametri, dal punto di vista teorico la sostituzione sarebbe possibile. Osservando la (6.2.3.2) ci si rende conto però che così facendo ci si svincolerebbe quasi completamente (a parte il termine di f.c.e.m.) dalle correnti misurate. Ne consegue che il minimo errore nel modello porterebbe ad errori di corrente che si sommerebbero senza controllo. Con la (6.2.3.5) si vede invece chiaramente che il modello viene usato solo per stimare l'incremento della corrente rispetto all'ultimo valore misurato (e quindi corretto); ne consegue che le imprecisioni hanno peso minore e che, soprattutto, gli effetti non si sommano, dato che ad ogni passo la stima ricomincia dal valore misurato all'istante $k-1$ e non dal valore stimato al passo $k-2$.

Sono di recente state proposte tecniche che si basano sulla differenza tra i valori predetti e quelli misurati per ricavare una stima più corretta dei parametri del modello. La difficoltà principale sta in questo caso nell'attribuire correttamente le discrepanze ai singoli parametri del modello.

Il controllore predittivo sopra illustrato tende ad annullare l'errore della grandezza controllata ad ogni passo, ed è pertanto assimilabile ad un *dead-beat controller*. La dinamica è particolarmente veloce; la sua struttura è semplice e ben si integra con altri algoritmi digitali di controllo e stima nei moderni azionamenti anche *sensorless*. Tra gli svantaggi si riscontra la necessità di eseguire una stima della f.c.e.m., non sempre agevole. Un errore su tale calcolo o sulla stima del vettore medio di tensione *effettivamente* applicato al motore porta la corrente a non seguire correttamente il suo riferimento.

In alcuni schemi più avanzati e completi si aggiunge al valore di tensione calcolato tramite la (6.2.3.2) un ulteriore termine, ottenuto applicando un controllore di tipo PI all'errore tra il valore di corrente stimato e quello effettivamente misurato, per minimizzare tutti gli errori e le inadeguatezze del modello prescelto.

6.3 - Controllo di corrente stazionario con comando diretto degli stati dell'invertitore

6.3.1 Controllo trifase a isteresi - Uno schema di controllo stazionario con comando diretto degli stati dell'invertitore è mostrato in Fig. 6.3.1.

In questo caso, le uscite dei regolatori sono direttamente i segnali logici di comando agli switch dell'inverter S_a , S_b , S_c . L'uscita in questione dei blocchi a isteresi vale +1 se l'errore di corrente è maggiore di $+\sigma$, -1 se inferiore a $-\sigma$, mentre resta sul suo livello se l'errore è compreso fra $-\sigma$ e $+\sigma$. La soluzione di Fig. 6.3.1 prende il nome di *controllo con isteresi indipendenti*. Per lo studio del suo funzionamento si supponga, per semplicità, che il carico sia assimilabile ad una serie R, L, per il quale si scrive

$$\mathbf{u}^s = \mathbf{R} \mathbf{i}^s + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}^s}{dt} \quad (6.3.1.1)$$

Nel caso di un motore come carico, compare anche un vettore di f.c.e.m., come nella (6.2.3.1), avente andamento noto o stimabile. Per una spiegazione qualitativa del funzionamento del controllo, qual'è la seguente, tale termine può essere omesso; le conclusioni a cui si giunge verranno poi integrate ipotizzando anche la presenza di una f.c.e.m. non trascurabile.

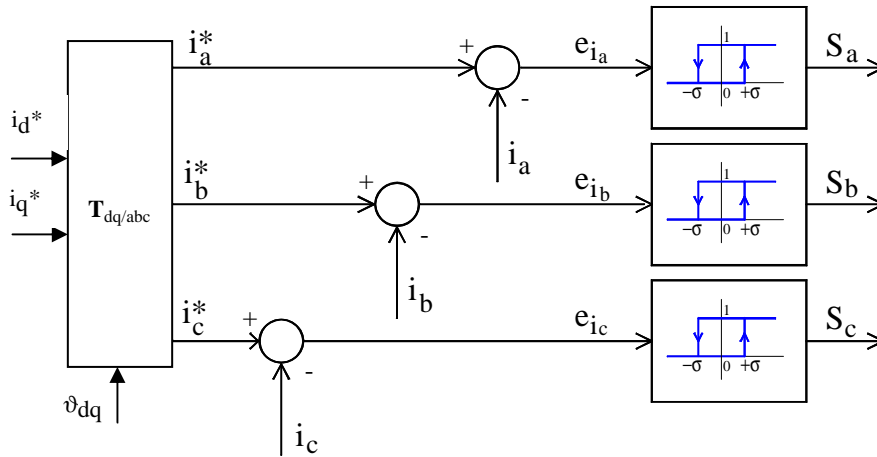


Fig.6.3.1 - Controllo di corrente trifase a isteresi

La relazione (6.3.1.1) indica, come già osservato nel cap 3, che se la caduta resistiva è piccola la corrente tende a spostarsi nella direzione individuata dal vettore spaziale della tensione applicata. Il funzionamento del controllo ad isteresi indipendenti può essere dunque studiato sul piano complesso, ove si ipotizza una situazione iniziale in cui il vettore di corrente abbia le sue proiezioni sugli assi a,b,c all'interno della banda di isteresi fissata per ciascuna corrente (e di regola tutte uguali tra loro). La Fig. 6.3.2 illustra tale situazione.

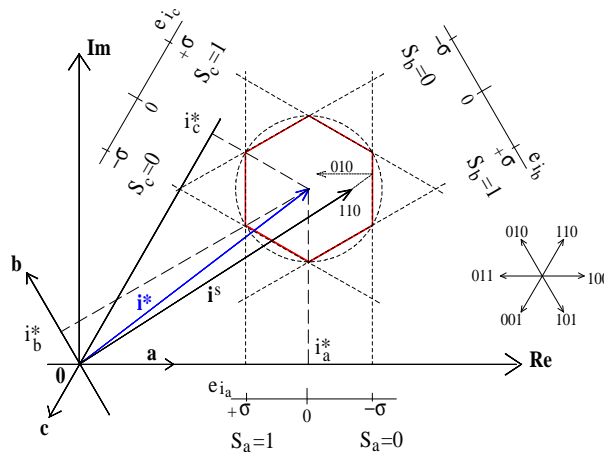


Fig.6.3.2 - Controllo ad isteresi indipendenti

Il principio di funzionamento risiede nella applicazione di un vettore di tensione che allontanino il vettore di corrente dal limite appena raggiunto, scegliendolo tra quelli riproducibili con un inverter di tensione. Si supponga che inizialmente sia applicato il vettore di stato di tensione 110. La corrente evolverà all'interno dell'esagono formato dalle intersezioni dei vincoli di isteresi sulle varie fasi. Quando l'estremo del vettore raggiunge il lato verticale destro dell'esagono (Fig.6.3.2) verrà comandato $S_a=0$, ovvero il vettore di tensione applicato diventerà

010. Tale tensione tende a spostare il vettore di corrente verso sinistra, allontanandolo dunque dal limite appena raggiunto.

Durante il funzionamento, \mathbf{i}^* si muove nel piano complesso, ad esempio descrivendo una circonferenza nel caso di riferimenti costituiti da una terna sinusoidale trifase di correnti; l'area limite esagonale seguirà l'estremo di \mathbf{i}^* , rimanendo parallela a se stessa.

Il controllo ad isteresi è caratterizzato da elevata dinamica ed è adatto ad una implementazione di tipo analogico, dato che occorre rivelare con prontezza i superamenti dei limiti di ciascuna fase, cosa non agevole (quando non impossibile) con sistemi digitali che operano campionando le correnti ad intervalli fissi.

In presenza di f.c.e.m. non nulla, la direzione in cui si muove il vettore di corrente è ricavabile dalla (6.2.3.2) e, con $R \approx 0$, è parallela a $\mathbf{u}^s - \mathbf{e}^s$ come riportata nella seguente Fig. 6.3.3.

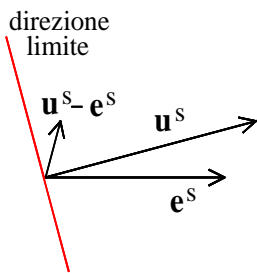


Fig.6.3.3 - Estensione al caso di \mathbf{e}^s non nulla

E' importante scegliere la tensione di bus in continua in modo che l'ampiezza del vettore di f.c.e.m. non superi quella del vettore di stato di tensione, per evitare che la direzione imposta alla corrente sia opposta a quella desiderata. In tutti gli altri casi, il vettore di tensione applicato muoverà la corrente verso l'interno dell'esagono, in linea con il principio di funzionamento. Naturalmente, non si avrà un allontanamento nella direzione del vettore di stato applicato in quel momento, come nel caso di f.c.e.m. nulla. In generale non è facile prevedere la traiettoria del vettore, specie se si considera che il vettore di riferimento stesso si sta spostando. D'altro canto, un dato importante per la scelta degli switch e per il dimensionamento del sistema di raffreddamento è la frequenza di commutazione, che presuppone la conoscenza delle traiettorie. Un limite superiore si ottiene valutando la frequenza di commutazione al verificarsi di un ciclo limite, con $\mathbf{e}^s=0$, come evidenziato in Fig. 6.3.4.

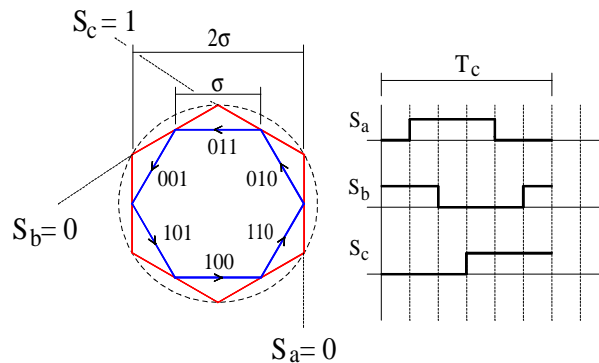


Fig.6.3.4 - Ciclo limite per il calcolo della frequenza di commutazione

Trascurando anche la caduta resistiva per porsì nelle condizioni peggiori, la (6.2.3.1) si può scrivere come segue:

$$\frac{d|\mathbf{i}^s|}{dt} = \frac{|\mathbf{u}^s|}{L} \tag{6.3.1.2}$$

che rappresenta la velocità con cui si sposta l'estremo del vettore spaziale di corrente. In base a semplici considerazioni geometriche un ciclo completo ha lunghezza pari a 6σ ; la frequenza di commutazione di ogni singolo ramo dell'inverter risulta allora data da:

$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{(di^s/dt)}{6\sigma} = \frac{2}{3} \frac{U_{dc}}{6\sigma L} = \frac{U_{dc}}{9\sigma L} \quad (6.3.1.3)$$

Uno svantaggio del circuito ad isteresi indipendenti è che gli errori di corrente (ripple) possono raggiungere un'ampiezza pari al doppio della banda di isteresi. Questo fenomeno, in apparente contraddizione con quanto visto finora, può essere spiegato con l'aiuto della Fig.6.3.5.

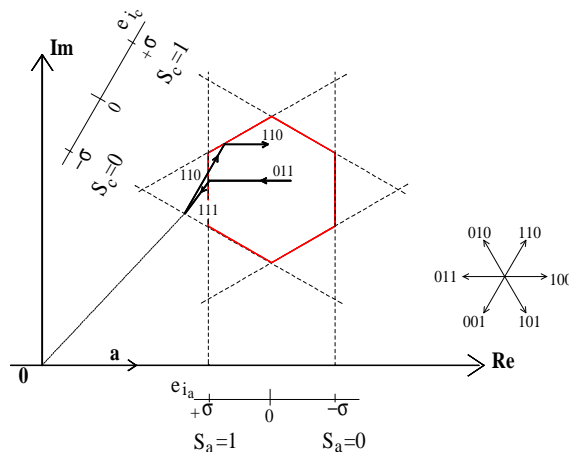


Fig.6.3.5 - Generazione del ripple nel controllo ad isteresi indipendenti

Nella dinamica della regolazione può accadere che, per effetto del movimento del riferimento o per l'influenza della f.c.e.m. il vettore di corrente si muova verso sinistra con un vettore di tensione applicato 011. Quando l'errore di corrente della fase a raggiunge il suo limite superiore, viene comandato $S_a=1$ e al motore risulta applicato il vettore nullo 111. Com'è stato già studiato nel Cap. 3, in queste condizioni il vettore di corrente si muove in evoluzione libera; se, ad esempio, $e^s=0$, la sua traiettoria sarà una retta rivolta verso l'origine. L'evoluzione libera termina quando viene incontrato il limite inferiore della corrente i_c , che provoca il comando $S_c=0$ e dunque applica il vettore 110 al motore. E' evidente che la corrente nella fase a in tal caso è uscita dalla banda d'isteresi $\pm\sigma$; è altrettanto semplice intuire che la banda effettiva sarà il doppio di quella stabilita.

Va ancora evidenziato che frequenza di commutazione e ripple di corrente siano due variabili dipendenti, e che lo schema presentato dia priorità alla seconda.

La larga variazione della frequenza di switching (che richiede comunque una limitazione) rappresenta peraltro un grosso inconveniente e sono state proposte numerose tecniche per stabilizzarla, ad esempio facendo uso di *regolatori ad isteresi tra loro dipendenti*, in cui le uscite logiche proposte vengono passate contemporaneamente agli switch dell'inverter solo in corrispondenza alla variazione di qualcuna di esse. Lo schema di riferimento è riportato in Fig.6.3.6: *I blocchi comparatori valutano il segno dei tre errori di corrente e propongono in base ad essi il vettore di tensione da applicare*. Questo viene però applicato solo quando uno (o più) dei tre errori tende ad uscire dalla prefissata banda di isteresi. La peculiarità dello schema risiede nel fatto che basta il superamento della soglia $\pm\sigma$ da parte di una qualsiasi delle componenti del vettore di errore delle correnti per provocare l'aggiornamento contemporaneo di tutti i comandi S_j . Per questo il controllo viene detto *ad isteresi dipendenti*; si prova facilmente (ad esempio seguendo con la nuova regola il ragionamento fatto sulla Fig.6.3.5) che ora la corrente viene effettivamente mantenuta sempre entro la banda prefissata, dato che sono sostanzialmente proibiti i transitori in evoluzione libera. Questo, se da un lato aumenta la

frequenza media di switching, dall'altro la regolarizza sensibilmente agevolando il dimensionamento del circuito di potenza.

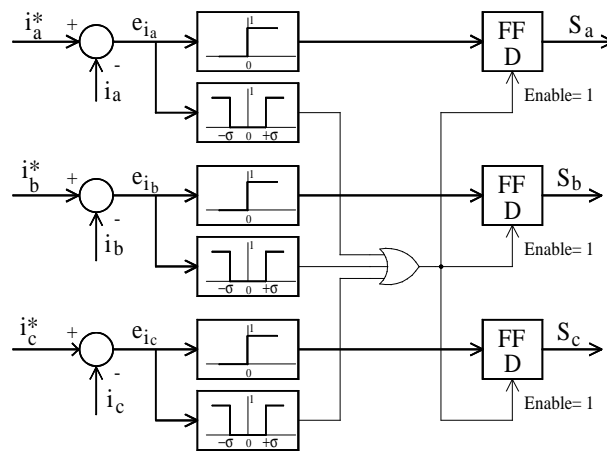


Fig.6.3.6 - Controllo di corrente con isteresi dipendenti

6.4 - Controllo di corrente sincrono con modulatore di PWM

6.4.1 Controllo in d-q con regolatori PID - Un esempio di controllo di corrente di tipo sincrono, impiegante regolatori che richiedono l'uso di generatori di PWM è riportato in Fig.6.4.1.

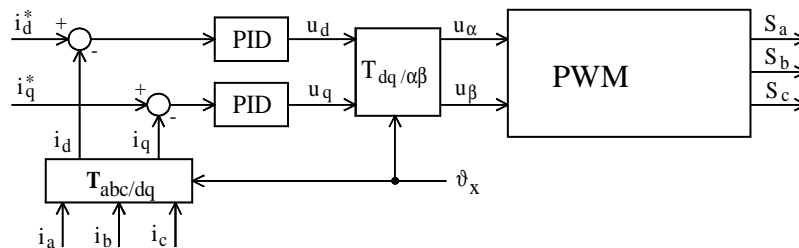


Fig.6.4.1 - Controllo di corrente sincrono, con controllori PID

In questo caso, le uscite dei regolatori sono i riferimenti di tensione diretto ed in quadratura, che vengono successivamente convertiti in segnali logici di controllo dal blocco di conversione $T_{dq/\alpha\beta}$. In ingresso si suppone siano disponibili direttamente i segnali di riferimento espressi nel sistema di riferimento sincrono. Lo schema, per la presenza delle trasformazioni di coordinate che coinvolgono funzioni sinusoidali, è particolarmente adatto ad una realizzazione digitale, nella quale solitamente le funzioni trascendenti vengono memorizzate in apposite tabelle. Solitamente il sistema di riferimento viene scelto in modo che a regime i regolatori PID lavorino con grandezze continue, e dunque presentino, sempre a regime, errore nullo. Questo è il notevole vantaggio di questo schema rispetto a quelli che operano nei sistemi stazionari.

6.5 – Schema di controllo di un azionamento con motore isotropo e regolatori PID sincroni

Uno schema a blocchi del controllo di un azionamento di velocità con motore brushless basato su controllori sincroni di corrente è dato in Fig. 6.5.1. Per comodità di trattazione, lo schema riporta retroazioni a guadagno unitario e i riferimenti (contrassegnati dall'indice *) sono quindi definiti nella stessa scala delle grandezze che rappresentano.

Il riferimento di velocità ω_m^* viene confrontato con la velocità misurata ed attraverso il regolatore di velocità R_ω (completo di ogni necessario algoritmo di anti wind-up) si produce il riferimento di corrente in quadratura i_q^* che, come noto, è proporzionale alla coppia. Il riferimento di corrente diretta i_d^* è invece mantenuto a zero. La corrente i_d infatti non contribuisce alla coppia del motore e il funzionamento con velocità superiori alla velocità base non è di interesse per i brushless con rotore isotropo. I due riferimenti di corrente sono confrontati con le rispettive misure e gli errori sono elaborati dai regolatori di corrente per produrre i riferimenti di tensione u_d^* e u_q^* (si ignorino per il momento i sommatatori posti all'uscita di ciascun regolatore di corrente).

All'atto pratico, i due riferimenti di tensione sono convertiti nei corrispondenti riferimenti

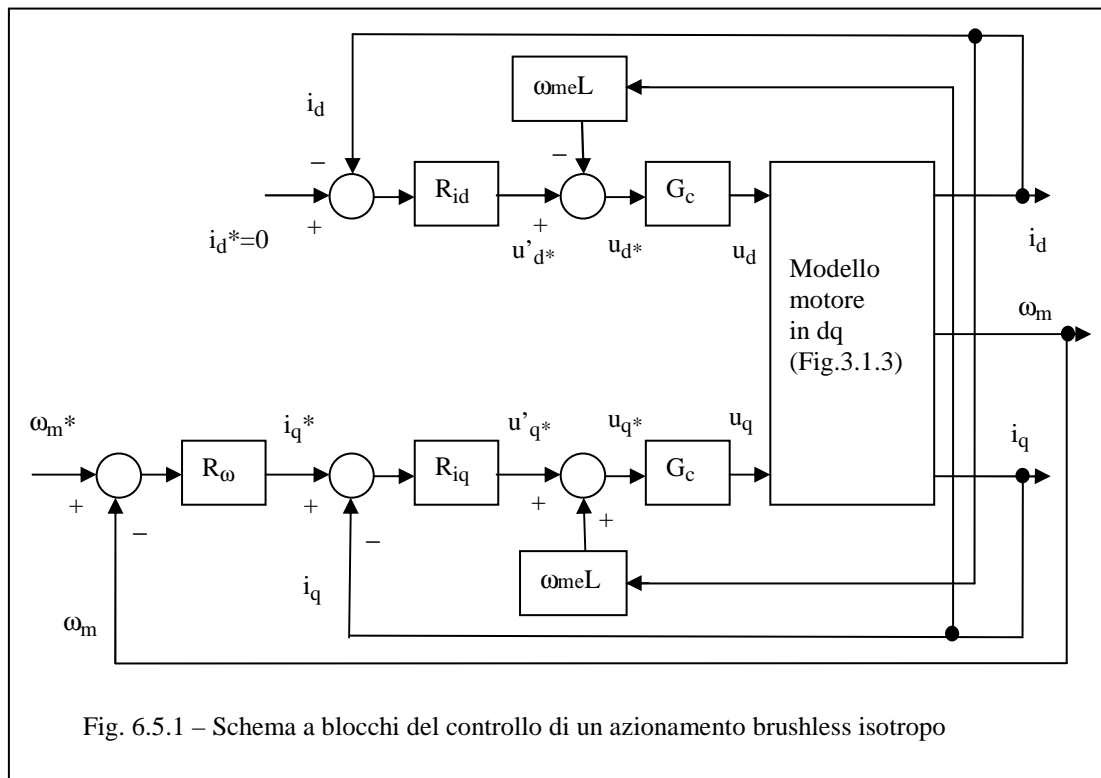


Fig. 6.5.1 – Schema a blocchi del controllo di un azionamento brushless isotropo

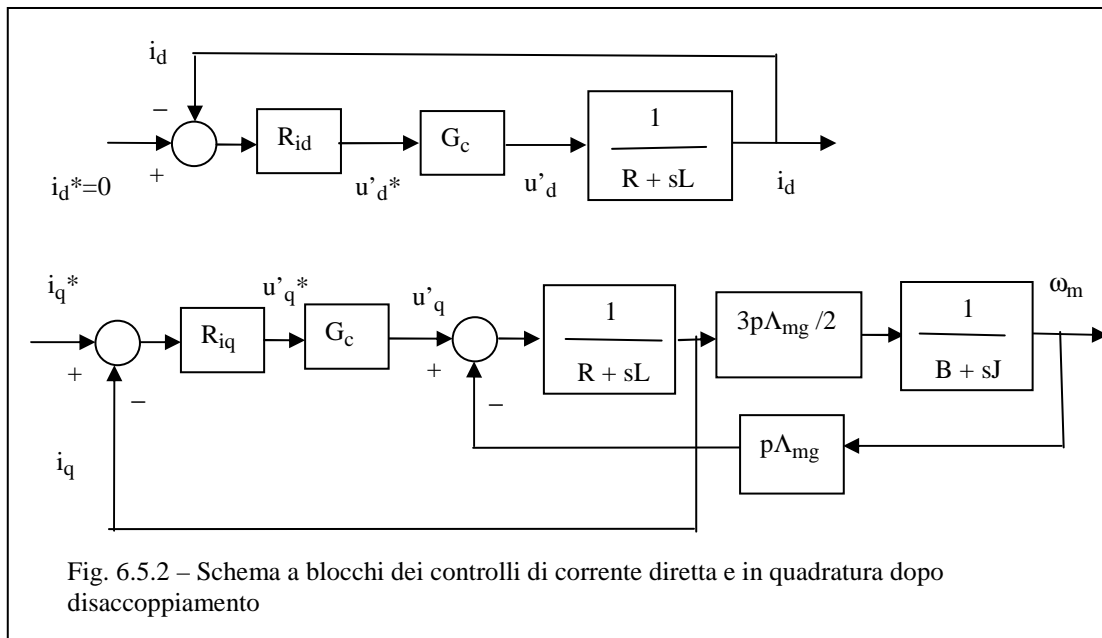
u_α^* e u_β^* (a partire dalla conoscenza della posizione ϑ_{me}) i quali, attraverso un controllo a PWM, comandano l'invertitore che alimenta il motore. Allo stesso modo le correnti di fase sono misurate e convertite nelle componenti i_d, i_q , (v. Fig. 6.4.1).

Dal punto di vista del progetto del controllo si può immaginare che i riferimenti di tensione u_d^* e u_q^* producano, con la dinamica che caratterizza l'invertitore, analoghe tensioni u_d e u_q applicate al motore il quale restituisce le conseguenti correnti i_d e i_q . In base a tale assunzione è completato lo schema di Fig. 6.5.1 ove $G_c(s)$ è la fdt dell'invertitore per la quale si pone

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{U^*(s)} = \frac{1}{1+s\tau_c} \quad (6.5.1)$$

con τ_c legato al periodo di modulazione T_c dell'invertitore ($\tau_c = T_c/2$, dell'ordine delle decine o prime centinaia di μs), mentre il motore è descritto da un unico blocco che contiene il modello di Fig. 5.1.3 visto nel Cap. 5.

Il progetto dei controllori di corrente è reso complicato dal fatto che i due anelli non sono fra loro indipendenti, ma si influenzano reciprocamente a causa dell'accoppiamento incrociato presente fra gli assi d e q del motore a causa dei termini ωL_{id} e ωL_{iq} (cfr. Fig. 5.1.3). Se la costante di tempo τ_c dell'invertitore è piccola rispetto alle altre costanti di tempo presenti nel sistema (come solitamente accade), si può eliminare il mutuo accoppiamento fra gli assi d e q inserendo all'uscita dei regolatori di corrente un accoppiamento incrociato uguale e contrario a quello intrinseco nel motore (*disaccoppiamento*) come fatto in Fig. 6.5.1. Confrontando e unendo la Fig. 6.5.1 con la 5.1.3 e approssimando con guadagno unitario l'invertitore si riconosce infatti che i due anelli di corrente risultano ora indipendenti e rappresentabili con



come in Fig. 6.5.2.

Si riconosce che l'azionamento brushless così ottenuto appare simile ad un azionamento con motore in corrente continua, con la fase d che assume il ruolo del circuito di eccitazione e la fase q di quello di armatura. Si possono allora riprendere ed applicare i criteri di progetto del regolatore R_{iq} già visti per quello di armatura, essendo quello di R_{id} ricavabile dal primo applicando le dovute semplificazioni. Se ne imposta di seguito lo studio rimandando poi al Cap. 2 per il completamento.

6.6 - Comportamento dinamico di asse q del motore brushless sinusoidale isotropo

Se l'asse q è disaccoppiato dall'asse d , la sua descrizione dinamica è simile a quella già fatta per il circuito di armatura del motore in corrente continua (v Cap. 1) che qui si riporta per comodità e con i piccoli adattamenti necessari.

Le equazioni del motore (5.1.20) risultano lineari e si può ricavare un modello matematico e a blocchi nel dominio di Laplace (variabile s). La seconda delle (5.1.20) porta a

$$U'_q(s) = (R + sL)I_q(s) + p\Lambda_{mg} \Omega_m(s) \quad (6.6.1)$$

Indicando con $M_L(s)$ la trasformata di Laplace della coppia di carico $m_L(t)$ le (5.1.22) e (5.1.23) diventano:

$$\frac{3}{2}p\Lambda_{mg} I_q(s) = M(s) = M_L(s) + (B + sJ)\Omega_m(s) \quad (6.6.2)$$

Per caratterizzare il comportamento dinamico dell'asse q del motore brushless, assunto come ingresso (comando) la tensione U'_q , come disturbo la coppia di carico M_L e come uscite la velocità Ω_m e la corrente I_a , si possono ricavare le *funzioni di trasferimento* che legano le uscite di interesse all'ingresso e al disturbo.

Nell'ordine esse risultano:

$$\Gamma_{u\omega}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{U'_q(s)} = \frac{\frac{1}{R+sL} \frac{3}{2} p\Lambda_{mg} \frac{1}{B+sJ}}{1 + \frac{1}{R+sL} \frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2 \frac{1}{B+sJ}} = \frac{1}{p\Lambda_{mg}} \frac{1}{D(s)} \quad (6.6.3)$$

$$Y_q(s) = \frac{I_q(s)}{U'_q(s)} = \frac{\frac{1}{R+sL}}{1 + \frac{1}{R+sL} \frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2 \frac{1}{B+sJ}} = \frac{1}{\frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2} \frac{B+sJ}{D(s)} \quad (6.6.4)$$

$$\Gamma_{m\omega}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{M_L(s)} = -\frac{\frac{1}{B+sJ}}{1 + \frac{1}{R+sL} \frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2 \frac{1}{B+sJ}} = -\frac{1}{\frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2} \frac{R+sL}{D(s)} \quad (6.6.5)$$

$$\Gamma_{mi}(s) = \frac{I_q(s)}{M_L(s)} = \frac{\frac{1}{R+sL} p\Lambda_{mg} \frac{1}{B+sJ}}{1 + \frac{1}{R+sL} \frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2 \frac{1}{B+sJ}} = \frac{2}{3p\Lambda_{mg}} \frac{1}{D(s)} = \frac{2}{3} \Gamma_{u\omega}(s) \quad (6.6.6)$$

ove si è posto

$$D(s) = \frac{JL_a}{\frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2} s^2 + \frac{(RJ + LB)}{\frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2} s + \frac{RB}{\frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2} + 1 \quad (6.6.7)$$

che può essere riscritto nella forma

$$D(s) = s^2 \tau_e \tau_{m1} + s \tau_{m1} \left(1 + \frac{\tau_e}{\tau_m} \right) + \left(1 + \frac{\tau_{m1}}{\tau_m} \right) = \left(1 + \frac{RB}{\frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2} \right) \left(1 - \frac{s}{P_1} \right) \left(1 - \frac{s}{P_2} \right) \quad (6.6.8)$$

in cui p_1 e p_2 sono le radici di $D(s) = 0$ (poli delle funzioni di trasferimento (6.6.3)-(6.6.6)) e si è posto

$$\tau_e = L/R \quad (\text{costante di tempo elettrica}) \quad (6.6.9)$$

$$\tau_m = J/B \quad (\text{costante di tempo meccanica}) \quad (6.6.10)$$

$$\tau_{m1} = JR/(3/2(p\Lambda_{mg})^2) \quad (\text{costante di tempo elettromeccanica}) \quad (6.6.11)$$

Anche per i motori brushless molto spesso nella pratica sono verificate due condizioni, di seguito illustrate, che permettono una scrittura semplificata della (6.6.8).

- a) $\tau_e \ll \tau_m$; la costante di tempo elettrica è solitamente molto minore di quella meccanica, che equivale a dire $LB \ll JR$. Ciò trova dimostrazione dall'osservazione diretta che il transitorio di estinzione di una corrente in un circuito R-L messo in corto circuito (transitorio governato dalla costante di tempo τ_e) è assai più rapido del transitorio di estinzione della velocità di un carico meccanico con parametri B-J in evoluzione libera (transitorio governato dalla costante di tempo τ_m).
- b) $\tau_{m1} \ll \tau_m$; se si sostituiscono le definizioni (6.6.10) e (6.6.11), questa disuguaglianza equivale a supporre $RB \ll 3/2(p\Lambda_{mg})^2$. Indicando infatti con $U_{Rq} = RI_{qN}$ la caduta di tensione sulla resistenza statorica prodotta dalla corrente nominale in quadratura (pari alla corrente nominale se quella diretta è nulla), con $M_B = B\Omega_{mN}$ la coppia d'attrito viscoso alla velocità nominale e con E_N ed I_{qN} rispettivamente la f.e.m. e la corrente nominali, si può scrivere:

$$RB = \frac{1}{\Omega_{mN} I_{qN}} (R I_{qN}) (B\Omega_{mN}) = \frac{1}{\Omega_{mN} I_{qN}} U_{Rq} M_B \quad (6.6.12)$$

ed invece

$$\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg})^2 = \frac{1}{\Omega_{mN} I_{qN}} \left(\frac{3}{2}p\Lambda_{mg} \Omega_{mN}\right) (p\Lambda_{mg} I_{qN}) = \frac{1}{\Omega_{qN} I_{qN}} E_N M_N \quad (6.6.13)$$

e dato che $U_{Rq} \ll E_N$ e che $M_B \ll M_N$ vale anche $U_{Rq} M_B \ll E_N M_N$ e l'approssimazione b) risulta legittimata².

Si osserva che le condizioni a) e b) sopra esposte equivalgono a porre $B=0$ in $D(s)$ e cioè provano che i poli delle funzioni di trasferimento in esame sono poco influenzati dal valore di B e per il loro calcolo si può considerare il carico meccanico di natura puramente inerziale.

Se dunque si possono ritenere valide le approssimazioni a) e b), la (6.6.8) diventa:

$$D(s) = s^2 \tau_e \tau_{m1} + s \tau_{m1} + 1 = \left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) \quad (6.6.14)$$

² Occorre prestare attenzione che in presenza di carichi con rilevanti coefficienti di attrito viscoso (per esempio ventilatori) occorre effettuare una verifica per non incorrere in grossolani errori di approssimazione.

Le radici del *polinomio caratteristico* (6.6.14) in questo caso sono:

$$p_{1,2} = \frac{1}{2\tau_e} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\tau_e}{\tau_{m1}}} \right) \quad (6.6.15)$$

Per quanto riguarda τ_{m1} e τ_e , si può verificare in pratica uno qualsiasi dei seguenti tre casi possibili.

Caso 1) Vale $\tau_{m1}=4\tau_e$ e il discriminante si annulla nella (6.6.15); in tal caso le radici calcolate nella (6.6.15) sono reali e coincidenti e valgono:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_e} \quad (6.6.16)$$

Caso 2) Valori maggiori del momento di inerzia comportano $\tau_{m1} > 4\tau_e$, e portano dunque a radici reali e distinte, perché il discriminante rimane in tali casi positivo.

Se poi accade che sia perfino $\tau_{m1} \gg 4\tau_e$, allora con buona approssimazione vale:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{\tau_e} \quad e \quad p_2 = -\frac{2(p\Lambda_{mg})^2}{3JR} = -\frac{1}{\tau_{m1}} \quad (6.6.17)$$

in quanto la radice del discriminante nella (6.6.15) può in tal caso essere approssimata in serie di Mac Laurin troncata al primo ordine³.

Caso 3) Se, al contrario, il momento di inerzia è piccolo, tale per cui $\tau_{m1} < 4\tau_e$, le radici sono complesse coniugate e si ha:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_e} \left(-1 \pm j \sqrt{\frac{4\tau_e}{\tau_{m1}} - 1} \right) \quad (6.6.18)$$

Si sono pertanto ritrovati gli stessi risultati visti per il motore in corrente continua, con pochi aggiustamenti delle espressioni. A differenza del caso del motore in corrente continua, tuttavia, negli azionamenti brushless è più frequente il manifestarsi della condizione del caso 3) appena sopra citato, con radici del denominatore (frequenze libere) complesse e coniugate.

Il progetto dei regolatori di corrente di asse d e di asse q può in definitiva essere condotto con gli stessi criteri seguiti per i regolatori di corrente eccitazione e di corrente armatura negli azionamenti in corrente continua (v. Cap. 2) e qui non viene ripetuto.

6.7 – Schema di controllo delle correnti d e q con disaccoppiamento e compensazione della fem.

Ne caso degli azionamenti con motori sincro a magneti permanenti, l'elevata dinamica spesso richiesta al controllo di corrente, suggerisce di operare anche una compensazione della forza elettromotrice che appare nell'asse q. Ciò si ottiene sommando all'uscita del regolatore di

³ La serie di Mac Laurin per la generica funzione $f(x)$ si esprime come $f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(0)}{n!} x^n$. In

particolare, $\sqrt{1-x} \approx 1 - x/2$

corrente i_q un segnale proporzionale alla forza elettromotrice interna al motore (percorso in tratteggio più interno) come appare in Fig. 6.7.1 ove la compensazione è rappresentata dal percorso in tratteggio più esterno. In questo modo, trascurando il ritardo introdotto dall'invertitore come già fatto per lo studio del disaccoppiamento degli assi, si può ritenere che i due segnali producano effetti che si cancellano a vicenda e possano essere quindi entrambi cancellati dallo schema.

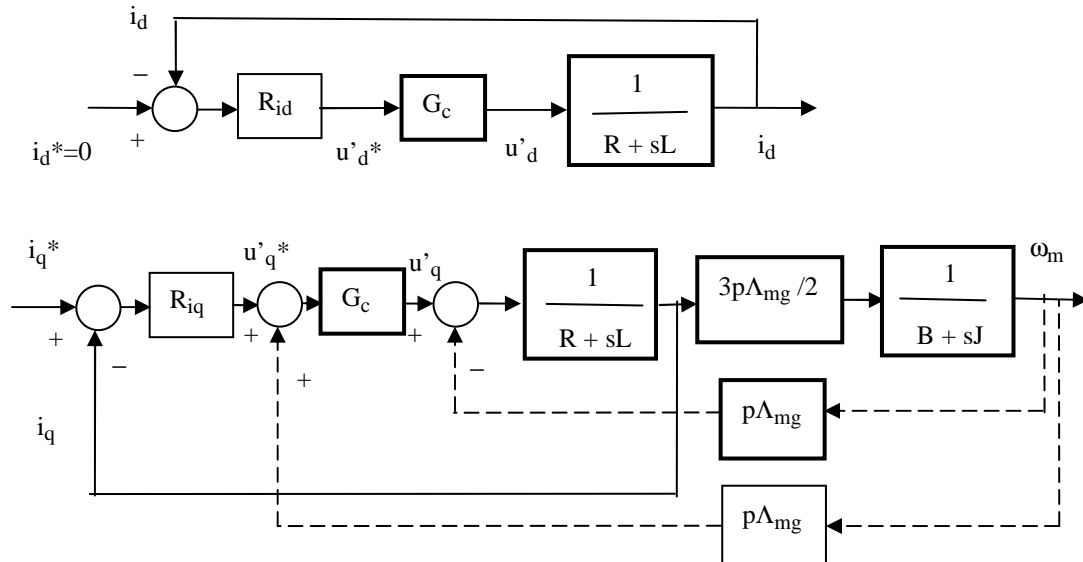


Fig. 6.7.1 – Schema a blocchi dei controlli di corrente diretta e in quadratura dopo disaccoppiamento

L'anello di asse q risulta pertanto identico a quello di asse d, non si manifestano più i due poli di $Y_q(s)$ che possono essere complessi coniugati e i due regolatori di asse d e asse q possono essere identici (se identiche sono le specifiche da soddisfare). Inoltre la dinamica delle correnti è ora indipendente dai parametri del carico meccanico.

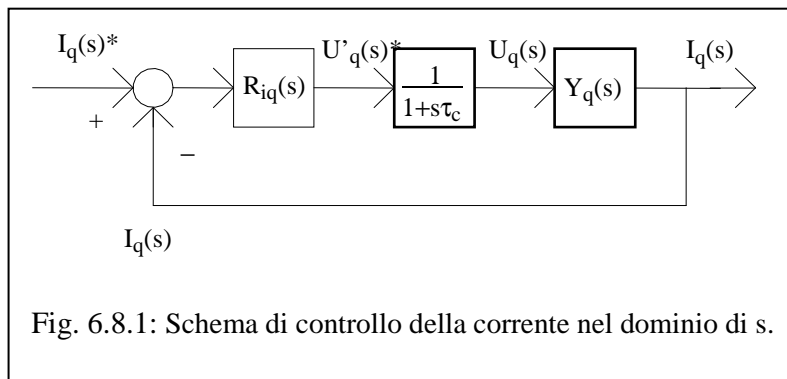
6.8. – Progetto dei regolatori PID con il solo disaccoppiamento degli assi d e q. – Il progetto in questione si può condurre con una procedura molto simile a quella adottata per il progetto della corrente di armatura di un motore in corrente continua. Se ne ripete pertanto qui la trattazione con i dovuti adattamenti.

Le assunzioni che hanno portato allo schema di controllo della corrente di Fig. 6.5.2 (assenza di saturazione magnetica nel ferro, comportamento lineare del convertitore ecc.) hanno permesso di ottenere un sistema lineare che può essere agevolmente trattato con i classici e più comuni metodi di analisi e di progetto dei sistemi automatici. In linea con tale impostazione per il regolatore R_{iq} si potrà impiegare una delle più comuni forme di *reti correttive* rappresentata dai regolatori PID

$$R_{iq}(s) = K_{Piq} + \frac{K_{Iiq}}{s} + sK_{Diq} \quad (6.8.1)$$

dei quali si dovranno progettare i diversi guadagni proporzionale K_{Piq} , integrale K_{Iiq} , derivativo K_{Diq} (o alcune costanti di tempo se scritto in altra forma come in seguito mostrato).

Nell'ipotesi di struttura PID definita dalla (6.8.1), il regolatore di corrente risulta lineare. Se


 Fig. 6.8.1: Schema di controllo della corrente nel dominio di s .

si trascura la presenza dei limitatori (che sono blocchi non lineari, v. oltre), ipotizzando di operare con livelli dei segnali di riferimento sufficientemente piccoli per cui i limitatori non intervengono, l'anello di controllo della corrente può essere esaminato nel dominio di s (dominio di

Laplace) facendo riferimento alla Fig. 6.8.1.

Nel corso di queste note si farà uso della tecnica di progetto dei regolatori basata sui diagrammi di Bode (risposta in frequenza). Ogni altra tecnica di progetto del controllo (luogo delle radici, diagrammi di Nyquist, ecc) sarebbe comunque ugualmente applicabile.

La tecnica di progetto basata sui diagrammi di Bode richiede, come noto, lo studio del comportamento in frequenza della fdt ad anello aperto GH , ove G è la fdt della catena diretta ed H quella della catena di reazione (H è unitaria in Fig. 6.8.1). Il soddisfacimento delle specifiche è ottenuto facendo assumere alla risposta in frequenza di GH peculiari caratteristiche.

Il progetto prende avvio studiando dapprima, analiticamente e/o graficamente, la risposta in frequenza della fdt GH_R che è la fdt ad anello aperto ad esclusione del regolatore R_{iq} che è ancora da definire. In base alla Fig. 6.8.1 si ottiene

$$GH_R(s) = \frac{1}{1+s\tau_c} Y_q(s) \quad (6.8.2)$$

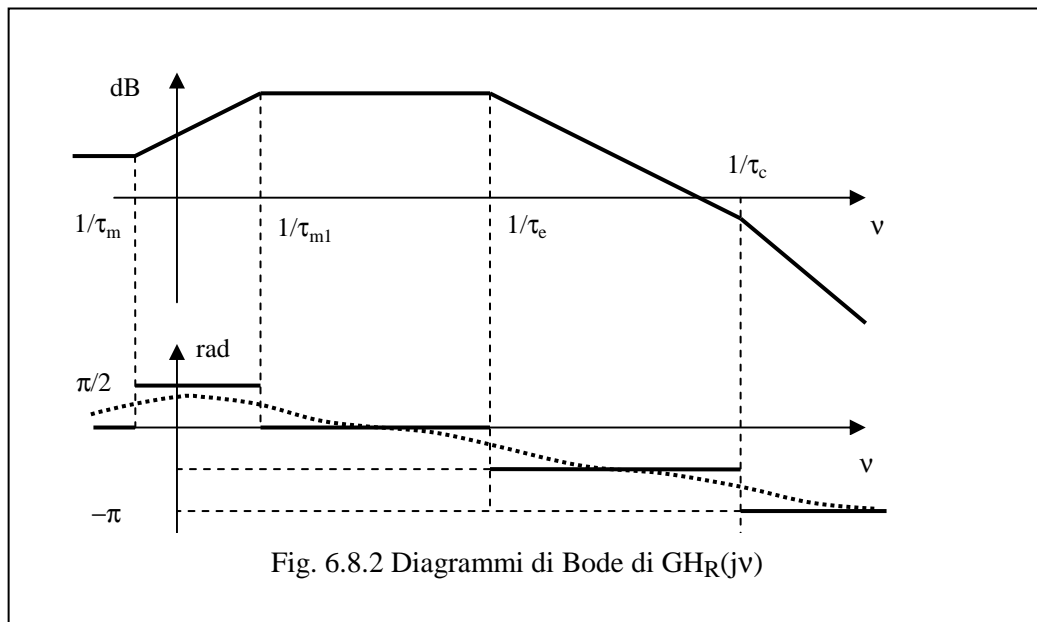
che, tenendo conto dell'espressione di $Y_q(s)$, diventa

$$GH_R(s) = \frac{1}{1+s\tau_c} \frac{B+sJ}{\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg})^2 \left(1-\frac{s}{p_1}\right)\left(1-\frac{s}{p_2}\right)} \quad (6.8.3)$$

Assumendo la condizione non così frequente come nel caso del motore in corrente continua, ma comunque comoda per una semplice trattazione, nella quale $\tau_e \ll \tau_{m1}$ per cui $p_1 = -1/\tau_e$ e $p_2 = -1/\tau_{m1}$, la (6.8.3) può essere riscritta e riordinata nella forma seguente

$$GH_R(s) = \frac{B}{\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg})^2} \frac{(1+s\tau_m)}{(1+s\tau_c)(1+s\tau_e)(1+s\tau_{m1})} \quad (6.8.4)$$

Lo studio in frequenza della $GH_R(s)$ si ottiene esaminando modulo e fase della funzione complessa $GH_R(jv)$ nella variabile di studio v che si ricava dalla (6.8.4) con la sostituzione $s=jv$. I diagrammi approssimati (asintotici e costanti a tratti) che ne risultano dell'ampiezza (in dB) e della fase (in rad) sono quelli di Fig. 6.8.2. avendo assunto ragionevolmente che $\tau_c < \tau_e$. Nella stessa figura è rappresentata qualitativamente anche la reale risposta in frequenza della fase (curva a tratteggio).

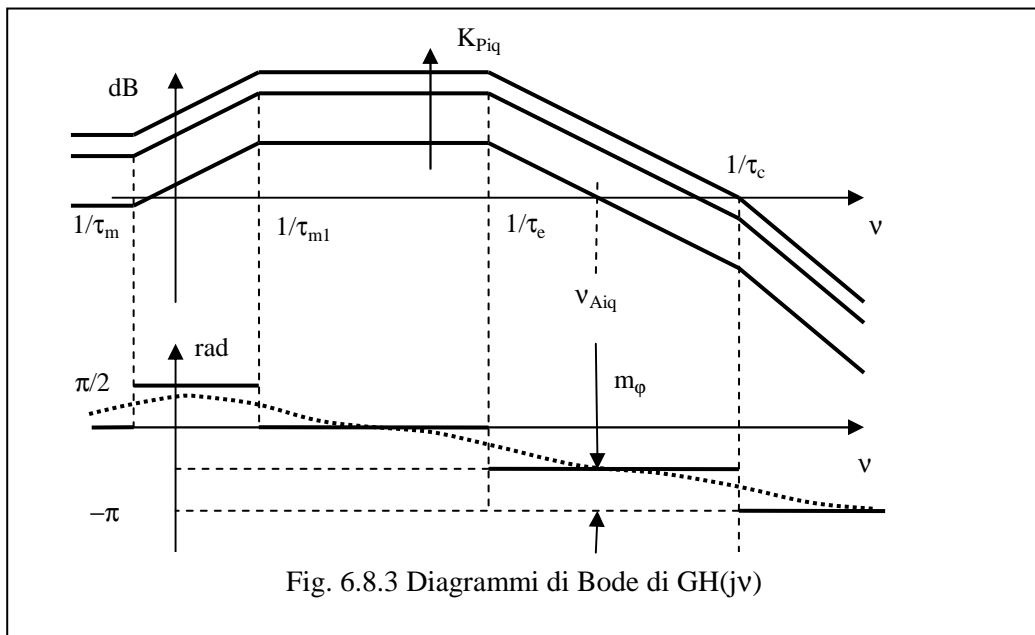

 Fig. 6.8.2 Diagrammi di Bode di $GH_R(jv)$

Si possono quindi esaminare le differenti prestazioni che si ottengono con differenti regolatori di corrente.

6.8.1 – Regolatore di corrente di tipo P. – Il regolatore di corrente di tipo P è definito dalla relazione

$$R_{iq}(s) = K_{Piq} \quad (6.8.5)$$

La funzione di trasferimento ad anello aperto $GH(s)$ si ottiene pertanto moltiplicando semplicemente $GH_R(s)$ per K_{Piq} senza che ne venga modificata la mappa dei poli e degli zeri e, conseguentemente, il diagramma della fase. Il solo effetto è una traslazione verticale verso l'alto ($K_{Piq} > 1$) o verso il basso ($K_{Piq} < 1$) del diagramma del modulo di Fig. 6.8.2, come rappresentato in Fig. 6.8.3. Ciò fa variare la frequenza (angolare) di attraversamento v_{Aiq} , che corrisponde approssimativamente alla banda passante $2\pi f_{BWiq}$ del controllo di corrente. Con v_{Aiq} si modifica anche il margine di fase $m_{\phi i}$; si riconosce che per avere un margine di fase di almeno circa $\pi/4$ rad (cioè 45° , che è il limite pratico inferiore in applicazioni di questo tipo) la frequenza di attraversamento v_{Aiq} non può superare $1/\tau_c$ e ciò comporta un limite superiore per il valore di K_{Piq} che si può imporre e per la banda passante f_{BWiq} che si può ottenere.



Per esempio usando un convertitore con τ_c pari a $100 \mu\text{s}$ si può stimare una banda passante massima pari a $1/0.0001 = 10000 \text{ rad/s}$ corrispondenti a circa 1600 Hz . In pratica per avere un margine di fase più abbondante anche in presenza di altri poli che si sono trascurati nella semplice trattazione riportata, la banda passante massima sarà approssimativamente pari alla metà di quella sopra valutata cioè di 800 Hz .

A partire dalla (6.8.4) e aiutandosi con la Fig. 6.8.3, il valore di K_{Piq} può essere ottenuto analiticamente imponendo che alla desiderata frequenza di attraversamento v_{Aiq} l'ampiezza della $GH(jv)$ sia unitaria (corrispondente al valore nullo in dB). Ne risulta:

$$1 = K_{Piq} \frac{B}{\frac{3}{2} (p\Lambda_{mg})^2 \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_c)^2)} \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_e)^2)} \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_{ml})^2)}} \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_m)^2)} \quad (6.8.6)$$

da cui si ricava il valore del guadagno proporzionale K_{Piq} .

Si può quindi verificare il margine di fase m_φ dalla fase della $GH(jv)$ in corrispondenza alla frequenza angolare v_{Aiq} , con la:

$$m_\varphi = \arg[GH(jv_{Aiq})] - (-\pi) = \arg[GH(jv_{Aiq})] + \pi \quad (6.8.7)$$

ovvero

$$m_\varphi = a \tan(v_{Aiq} \tau_m) - a \tan(v_{Aiq} \tau_c) - a \tan(v_{Aiq} \tau_e) - a \tan(v_{Aiq} \tau_{ml}) + \pi \quad (6.8.8)$$

Si nota che il margine di fase non dipende da K_{Piq} , come già affermato, ma solo dalla frequenza angolare di attraversamento v_{Aiq} .

E' interessante esaminare il comportamento del controllo di corrente di armatura con regolatore P, in termini di errore a regime ϵ_{iq} all'ingresso costante. Come noto l'errore a regime ad un ingresso costante $\epsilon_{iq} = I_q^* - I_q$ può essere espresso in valore relativo rispetto al riferimento dalla

$$\frac{I_q^* - I_q}{I_q^*} = \frac{1}{1 + G(0)} \quad (6.8.9)$$

Come si evince dal grafico di Fig. 6.8.2 il valore di $G(0)$ è finito e pertanto l'errore è sempre non nullo e tanto più grande quanto più piccolo è $G(0)$. Aumentando K_{Piq} si ottiene una riduzione dell'errore a regime, ma ciò non può essere forzato a piacere per il limite superiore che affligge K_{Piq} per le esigenze di stabilità appena discusse.

In particolare se il carico meccanico è puramente inerziale ($B=0$) si trova che $G(0)=0$ e la (6.8.9) porge sempre un valore unitario ossia a regime $I_q=0$ in risposta a qualsiasi I_q^* ⁴.

Questo comportamento si può spiegare in questo modo. Se il carico è puramente inerziale e $m_L=0$, come sopra assunto, l'unica soluzione a regime (cioè con grandezze costanti nel tempo) possibile è con $\omega_m=\text{cost}$ e quindi con coppia e corrente di armatura nulle. Il riferimento di corrente diventa tutto errore di corrente che moltiplicato per K_{Piq} si trasforma in riferimento di tensione (in definitiva in tensione di armatura). Al variare del riferimento di corrente si ha perciò a regime una variazione della tensione applicata al motore e pertanto una diversa velocità di marcia.

Esercizio: Esaminare l'errore di corrente di armatura a regime $\varepsilon_{iq}(\infty)$ con regolatore di corrente di tipo P e con carico inerziale caratterizzato da $B=0$, ma $m_L=M_L=\text{cost}\neq 0$.

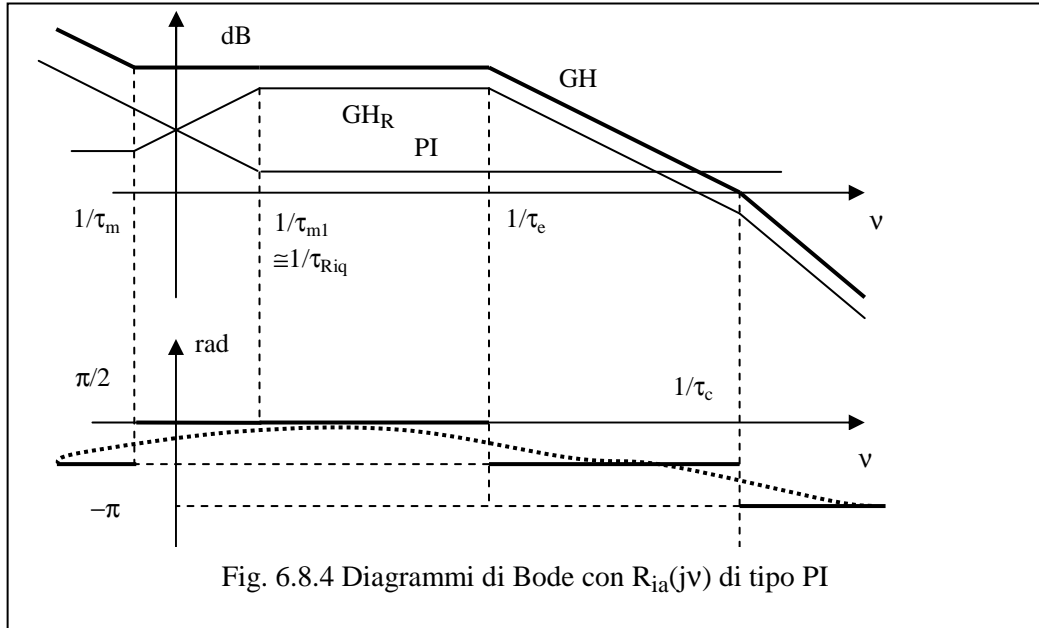
6.8.2 – Regolatore di corrente di tipo PI. – Il regolatore di corrente di tipo PI è definito dalla relazione

$$R_{iq}(s) = K_{Piq} + \frac{K_{Iiq}}{s} = K_{Piq} \frac{1 + s\tau_{Riq}}{s\tau_{Riq}} = K_{Iiq} \frac{1 + s\tau_{Riq}}{s} \quad (6.8.10)$$

ove $\tau_{Riq} = K_{Piq} / K_{Iiq}$.

La funzione di trasferimento ad anello aperto $GH(s)$ si ottiene ancora moltiplicando $GH_R(s)$ per $R_{iq}(s)$ data dalla (6.8.10). In termini di risposta in frequenza ciò corrisponde a sommare le ampiezze (in dB) e le fasi della $GH_R(j\omega)$ e della $R_{iq}(j\omega)$ come illustrato in Fig. 6.8.4.

⁴ Si noti che la trattazione si riferisce alla risposta all'ingresso I^* . L'altro ingresso (disturbo) m_L è assunto nullo. Una corrente I_a diversa da zero si potrebbe avere in presenza di coppia di disturbo diversa da zero, ma ciò non incide sui risultati cui si sta pervenendo.



Solitamente (ma non obbligatoriamente) la costante di tempo τ_{Riq} del regolatore di corrente viene posta all'incirca pari alla costante di tempo elettromeccanica τ_{m1} come nella Fig. 6.8.4 così da avere una cancellazione polo-zero nella catena diretta.

Si osserva che i comportamenti alle alte frequenze, cioè al di sopra di $v=1/\tau_{Riq}$ dei diagrammi di Bode di Fig. 6.8.3 (regolatore di tipo P) e di quello di Fig. 6.8.4 (regolatore di tipo PI) non differiscono. Ciò è conseguenza del fatto che alle alte frequenze il regolatore PI si comporta come un semplice regolatore P, avendo la parte proporzionale un effetto dominante sulla quella integrale. Di conseguenza dal punto di vista dei margini di stabilità e della banda passante le due soluzioni sono equivalenti e permangono gli stessi limiti di banda passante e di guadagno proporzionale dedotti della discussione del regolatore di tipo P: *per avere un margine di fase di almeno $\pi/4$ rad la frequenza di attraversamento v_{Aiq} non può superare $1/\tau_c$ e ciò comporta un limite superiore per il valore che si può imporre a K_{Piq} e per la banda passante f_{BWiq} che si può ottenere.* Con buona approssimazione il guadagno proporzionale si può ancora stimare con la (6.8.6) oppure, più precisamente dalla:

$$1 = K_{Piq} \frac{B}{\frac{3}{2} (\rho \Lambda_{mg})^2 v_{Aiq} \tau_{Riq} \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_c)^2)} \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_e)^2)} \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_{m1})^2)}} \frac{\sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_m)^2)} \sqrt{(1 + (v_{Aiq} \tau_{Riq})^2)}}{\quad} \quad (6.8.11)$$

una volta definiti i valori di v_{Aiq} e di τ_{Riq} . Da questi dipende il margine di fase che è sempre espresso dalla (6.8.7). Nel caso in esame di regolatore di corrente di tipo PI questa diventa:

$$m_\varphi = a \tan(v_{Aiq} \tau_{Riq}) - \frac{\pi}{2} + a \tan(v_{Aiq} \tau_m) - a \tan(v_{Aiq} \tau_c) - a \tan(v_{Aiq} \tau_e) - a \tan(v_{Aiq} \tau_{m1}) + \pi \quad (6.8.12)$$

nella quale i primi due addendi a secondo membro sono i contributi del regolatore.

La (6.8.12) può essere utilizzata per progettare τ_{Riq} fissato il margine di fase. Naturalmente per quest'ultimo si devono imporre valori fisicamente ottenibili secondo le indicazioni della Fig.

6.8.4; imponendo un valore attorno a $\pi/2$ si ritrova la soluzione $\tau_{R_{iq}} \cong \tau_{m1}$. Infine, una volta calcolati $\tau_{R_{iq}}$ e $K_{P_{iq}}$, si ottiene facilmente $K_{I_{iq}}$ dalla $K_{I_{iq}} = K_{P_{iq}} / \tau_{R_{iq}}$.

Il comportamento alle basse frequenze della fdt a catena aperta con regolatore PI e, in particolare, quello a frequenza nulla, è invece significativamente diverso da quello che si ottiene con regolatore P e merita di essere approfondito.

Si riconosce innanzitutto che se $B \neq 0$ la $G(s)$ (come la $GH(s)$) tende all'infinito per s che tende a zero. Di conseguenza per la (6.8.9), sempre applicabile, l'errore di corrente a regime è nullo. Ciò pare ovvio avendo ottenuto, con l'introduzione dell'azione integrale nel regolatore, un sistema di controllo di tipo 1.

Tuttavia se $B=0$, la $Y_q(s)$ contiene uno zero nell'origine al numeratore che cancella il polo nell'origine a denominatore della $R_{iq}(s)$ e l'errore di corrente nullo a regime non è più garantito, a meno che il riferimento di corrente non sia zero (con la coppia di disturbo: sistema a riposo).

Questo risultato sembra paradossale, ma si può spiegare nel seguente modo. Si immagini, come ipotesi di lavoro da confermare, che il riferimento di corrente e l'errore di corrente siano costanti. Allora costante è anche il segnale di reazione della corrente e pertanto anche la corrente di asse q e, conseguentemente, la coppia. Con coppia costante la velocità è linearmente crescente (ipotesi di carico solo inerziale) e quindi anche la fem e la tensione del motore. Ciò è congruente con l'errore di corrente costante che produce, attraverso l'azione integrale del regolatore, un riferimento di tensione al convertitore linearmente crescente assieme alla tensione (che è anche la tensione di asse q) di uscita dello stesso convertitore. Eventuali limiti (fisici o imposti dal controllo) nella tensione di uscita del convertitore o nel suo riferimento impediscono che la crescita lineare di queste grandezze avvenga indefinitamente, lasciando comunque un errore non nullo di corrente.

6.8.3 – Regolatore di corrente di tipo PID. – Il regolatore di corrente di tipo PID è definito dalla relazione

$$R_{iq}(s) = K_{P_{iq}} + \frac{K_{I_{iq}}}{s} + sK_{D_{iq}} = \frac{sK_{P_{iq}} + K_{I_{iq}} + s^2K_{D_{iq}}}{s} = K_{I_{iq}} \frac{(1 + s\tau_{R_{iq}})(1 + s\tau_{D_{iq}})}{s} \quad (6.8.13)$$

ove $-1/\tau_{R_{iq}}$ e $-1/\tau_{D_{iq}}$ sono le radici (supposte reali) del polinomio a numeratore che compare nella seconda formulazione in (6.8.13). Dalla ultima scrittura in (6.8.13) si evince che il regolatore PID è assimilabile ad un regolatore PI seguito da un fattore proporzionale-derivativo. Quest'ultimo presenta una risposta in frequenza con ampiezza crescente con la frequenza stessa al di sopra del punto di spezzamento $1/\tau_{D_{iq}}$. Tale comportamento si ripercuote anche sul regolatore PID e non è in pratica accettabile per l'esaltazione dei rumori ad alta frequenza sempre presenti sui vari segnali di controllo di un azionamento (come di ogni altro sistema). All'atto pratico il regolatore PID della (6.8.13) viene quindi sostituito da quello definito dall'espressione

$$R_{iq}(s) = K_{I_{iq}} \frac{1 + s\tau_{R_{iq}}}{s} \cdot \frac{1 + s\tau_{D_{iq}}}{1 + s\tau_{D_{iq1}}} \quad (6.8.14)$$

con $\tau_{R_{iq}} > \tau_{D_{iq}} > \tau_{D_{iq1}}$. Esso è interpretabile come un PI seguito da una rete anticipatrice la cui risposta in frequenza al crescere della frequenza rimane limitata (v. Fig. 6.8.5).

Si riconosce che il comportamento del regolatore PID alle basse frequenze è identico a quello del regolatore PI e pertanto quanto detto in merito nel paragrafo precedente rimane valido.

Si modifica invece il comportamento alle alte frequenze. Il controllore di corrente PID rappresentato in Fig. 6.8.5 è stato progettato con gli stessi criteri già visti per la soluzione PI per quanto riguarda la scelta della costante di tempo τ_{Ria} mentre la costante di tempo τ_{Diq} è stata scelta coincidente con quella che rappresenta il ritardo del convertitore di potenza così da avere una cancellazione polo-zero nella catena diretta dell'anello di controllo e lo spostamento del punto di spezzamento della $GH(jv)$ che prima era in $1/\tau_c$ al valore più elevato pari a $1/\tau_{Diq1}$. Si ottiene così il vantaggio di poter alzare la frequenza di attraversamento (ovvero la banda passante) oltre il limite $1/\tau_c$ caratteristico dei regolatori di tipo P o PI, fino, a parità di margine di fase al valore $1/\tau_{Diq1}$.

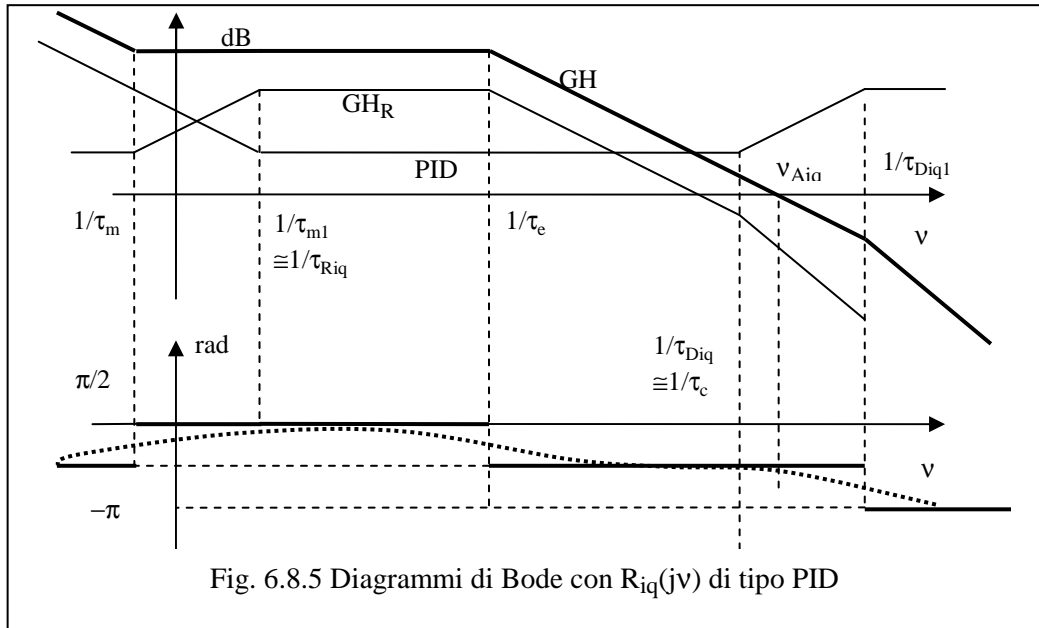


Fig. 6.8.5 Diagrammi di Bode con $R_{iq}(jv)$ di tipo PID

Alternativamente, a parità di frequenza di attraversamento, l'utilizzo di un regolatore di tipo PID incrementa il margine di fase riducendo, se presente, la sovraelongazione nella risposta all'ingresso a gradino. Nella Fig. 6.8.5, la frequenza di attraversamento è stata scelta in modo che il suo valore e anche quello del margine di fase siano maggiori di quelli ottenuti con il regolatore di corrente di tipo PI di Fig. 6.8.4.

Un ulteriore miglioramento alla dinamica degli anelli di corrente negli azionamenti con motori brushless si ottiene sommando all'uscita del regolatore R_{iq} non solo il termine $\omega_{me}L_{i_d}$ (peraltro presente solo durante i transitori) ma anche il termine $\omega_{me}\Lambda_{mg}$ (*cancellazione delle forza controelettromotrice*). Migliora in questo modo, in particolare, il comportamento del controllo di corrente in quadratura (e di coppia) durante le intense accelerazioni non essendo più a carico del regolatore di corrente la generazione della tensione a rampa che appare ai capi del motore in accelerazione per la crescente f_{cem} .

Si noti che dopo la cancellazione della f_{cem} i due anelli di corrente di Fig. 6.2.2 risultano identici.

6.8.4 – Espressione della fdt a catena chiusa – La funzione di trasferimento ad anello chiuso $W_{iq}(s)$ del controllo di corrente in quadratura è, come noto, legata alla fdt $GH(s)$ ad anello aperto dalla relazione

$$W_{iq}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H} \tag{6.8.15}$$

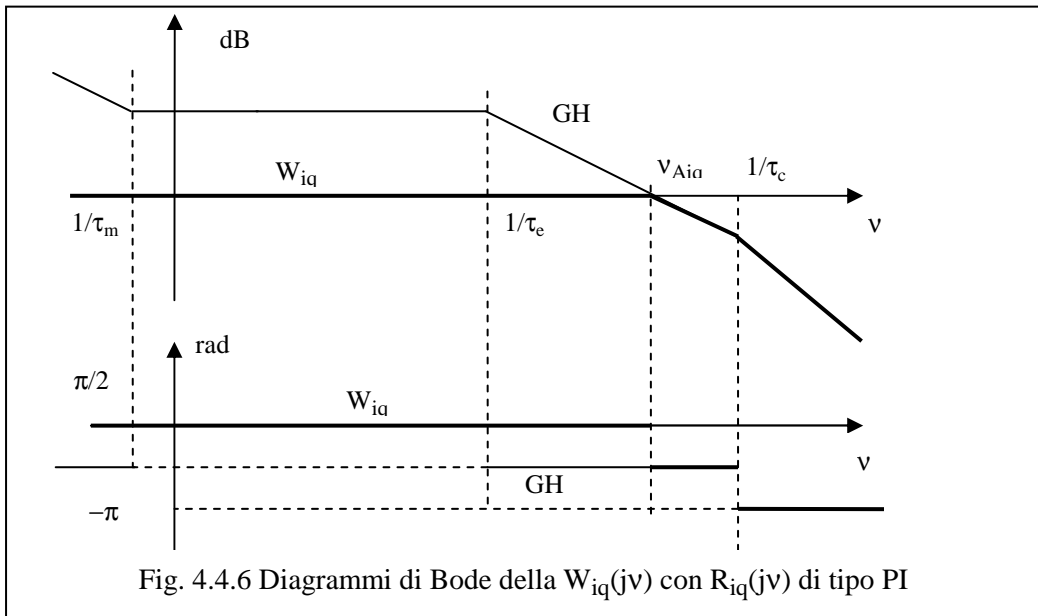
ove si è assunto per comodità che H non dipenda da s (guadagno statico in reazione). Nota la risposta in frequenza della GH(jv), una approssimazione che spesso viene utilizzata per ottenere la risposta in frequenza W_{iq}(jv) è la seguente

$$W_{iq}(jv) = \frac{G(jv)}{1 + G(jv)H} \approx \begin{cases} 1/H & \text{se } |G(jv)H| > 1 \text{ cioè } v < v_{Aiq} \\ G(jv) & \text{se } |G(jv)H| < 1 \text{ cioè } v > v_{Aiq} \end{cases} \quad (6.8.16)$$

dove v_{Aiq} è la pulsazione di attraversamento dell'asse delle ascisse nel diagramma di Bode di GH(jv). Applicando questa approssimazione al caso in esame dell'anello di corrente con retroazione unitaria si può approssimare la W_{iq}(jv) con la curva a tratto continuo nella Fig. 6.8.6, che corrisponde alla risposta in frequenza della funzione di trasferimento W_{iq}(s) espressa dalla

$$W_{iq}(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{v_{Aiq}}\right)(1 + s\tau_c)} \quad (6.8.17)$$

Nel caso in cui il regolatore sia di tipo PID valgono ancora le approssimazioni sopra descritte, sostituendo τ_c con τ_{Diq1}.



<<< -----

La (6.8.17) è una funzione del secondo ordine. Paragonandola alla funzione scritta in forma canonica

$$W_{iq}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi s\omega_0 + \omega_0^2}$$

si ricavano facilmente le espressioni per lo smorzamento ξ e la pulsazione naturale ω₀:

$$\xi = \frac{1/v_{Aiq} + \tau_{cq}}{2} \sqrt{\frac{v_{Aiq}}{\tau_c}} ; \omega_o = \sqrt{\frac{v_{Aiq}}{\tau_c}}$$

Queste espressioni permettono un calcolo agevole della banda passante (approssimata) dell'anello di corrente:

$$f_{BWia} = \frac{\omega_o}{2\pi} \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4}}$$

----- >>>

6.9 – Controllo di velocità

Si può passare ora al progetto dell'anello per la regolazione della velocità. Lo schema a

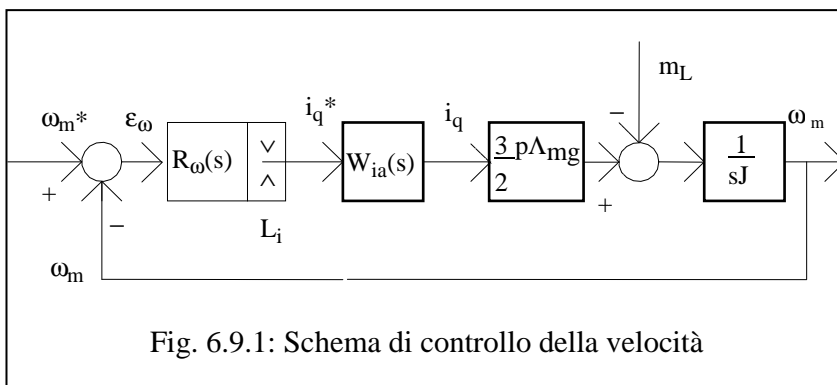


Fig. 6.9.1: Schema di controllo della velocità

blocchi a cui far riferimento è riportato in Fig.6.5.1 con riferimento ad un carico meccanico inerziale.

Anche in questo caso una scelta largamente condivisa per il regolatore di velocità è un PI, caratterizzato da un guadagno $K_{P\omega}$ e

da una costante di tempo $\tau_{R\omega}$:

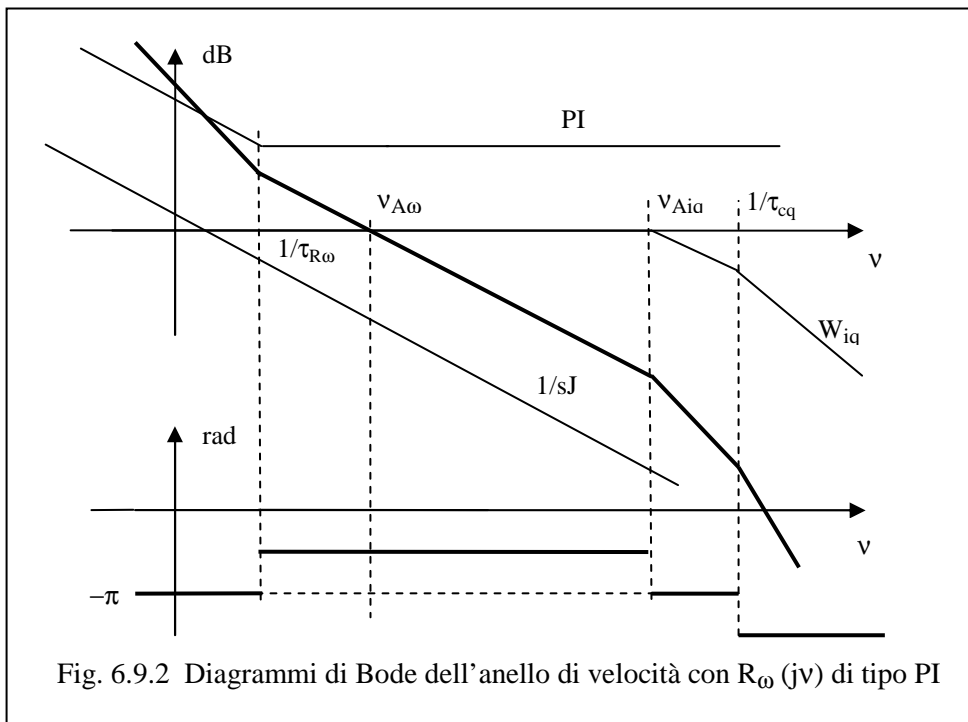
$$R_{\omega}(s) = K_{P\omega} \frac{1 + s\tau_{R\omega}}{s\tau_{R\omega}} \tag{6.9.1}$$

La funzione GH(s) ad anello aperto vale in questo caso:

$$GH(s) = \frac{K_{P\omega} 3p\Lambda mg}{2\tau_{R\omega} J} \frac{(1 + s\tau_{R\omega})}{s^2 \left(1 + \frac{s}{v_{Aiq}}\right) (1 + s\tau_c)} \tag{6.9.2}$$

Dall'esame della risposta in frequenza della (6.9.2) si riconosce che per avere un intervallo nella scala delle frequenze ove collocare il punto di attraversamento $v_{A\omega}$ con sufficiente margine di fase occorre scegliere $1/\tau_{R\omega}$ minore di v_{Aiq} , si veda la Fig. 6.9.2. Una regola pratica è scegliere $v_{A\omega}$ in modo che sia la media geometrica fra $1/\tau_{R\omega}$ e v_{Aiq} e posizionare questi due alla distanza di circa una decade (*metodo dell'ottimo simmetrico*).

Una differente procedura che si può adottare è la seguente. Si impone una pulsazione di attraversamento $v_{A\omega}$ pari a circa la metà della pulsazione v_{Aiq} e $1/\tau_{R\omega}$ almeno una decade minore della pulsazione di attraversamento citata. Nell'ipotesi di considerare abbastanza lontani gli altri poli, si può dimostrare, con qualche approssimazione, che questo porta ad avere un margine di fase m_{ϕ} di circa 64° .



<<< -----

Si può far riferimento alla Fig. 6.9.2 nell'intorno $v_{Ai\alpha}$. L'evoluzione della fase di GH in tale intorno attorno vale:

$$\arg(GH(jv)) = -\frac{\pi}{2} + \arg\left(\frac{1}{1 + jv/v_{A\omega}}\right) = -\frac{\pi}{2} - a \tan \frac{v}{v_{A\omega}}$$

Per una pulsazione pari alla metà di $v_{Ai\alpha}$ il margine di fase sarebbe dunque:

$$m_\varphi = \pi + \left[-\frac{\pi}{2} - a \tan\left(\frac{1}{2}\right) \right] \approx 64^\circ$$

----- >>>

Durante l'analisi degli schemi di controllo della velocità si è sempre assimilata la coppia di carico m_L ad un disturbo, considerato nullo durante il progetto dei regolatori. A progetto ultimato, è naturalmente possibile pensare di introdurre una coppia di carico, analizzandone l'influenza sulla velocità, in termini di trasformata di Laplace $\Omega_m(s)/M_L(s)$. Dallo schema di Fig.6.9.1, annullando il riferimento di velocità, è immediato ricavare la funzione di trasferimento cercata:

$$\frac{\Omega_m(s)}{M_L(s)} = -\frac{\frac{1}{sJ}}{1 + \frac{1}{sJ} R_\omega(s) W_{iq}(s) \frac{3}{2} p \Lambda_{mg}} \quad (6.9.3)$$

dalla quale, sostituendo le espressioni esplicite, ed in particolare quella semplificata per $W_{iq}(s)$, si giunge ad una funzione razionale con due zeri e tre poli, di difficile interpretazione intuitiva.

Se si fa invece l'ipotesi semplificativa che la dinamica dell'anello di corrente sia molto più rapida di quella dell'anello di velocità (e questo è normale negli azionamenti con convertitori molto veloci, come i chopper) si può pensare che la funzione di trasferimento $W_{iq}(s)$ si riduca ad un semplice guadagno unitario; in tal caso si ottiene:

$$\frac{\Omega_m(s)}{M_L(s)} = -\frac{s/J}{s^2 + \frac{K_{P\omega} 3p\Lambda_{mg}}{2J} s + \frac{K_{P\omega} 3p\Lambda_{mg}}{2J\tau_{R\omega}}} \quad (6.9.4)$$

<<< -----

La (6.9.4) è una funzione del secondo ordine; essa può essere paragonata alla funzione scritta in forma canonica, premoltiplicandola per il fattore $2\tau_{R\omega}/3K_{P\omega}p\Lambda_{mg}$; dal confronto si ricavano facilmente le espressioni per lo smorzamento ξ e la pulsazione naturale ω_o :

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_{P\omega} \tau_{R\omega} 3p\Lambda_{mg}}{2J}} \quad ;$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{K_{P\omega} 3p\Lambda_{mg}}{2J\tau_{R\omega}}}$$

Rimane confermato come lo smorzamento sia tanto migliore quanto più alto è il guadagno del regolatore; le espressioni ricavate permettono inoltre di caratterizzare, sia pure in modo approssimato, l'intera dinamica dell'azionamento nei confronti dei transitori di coppia di carico.

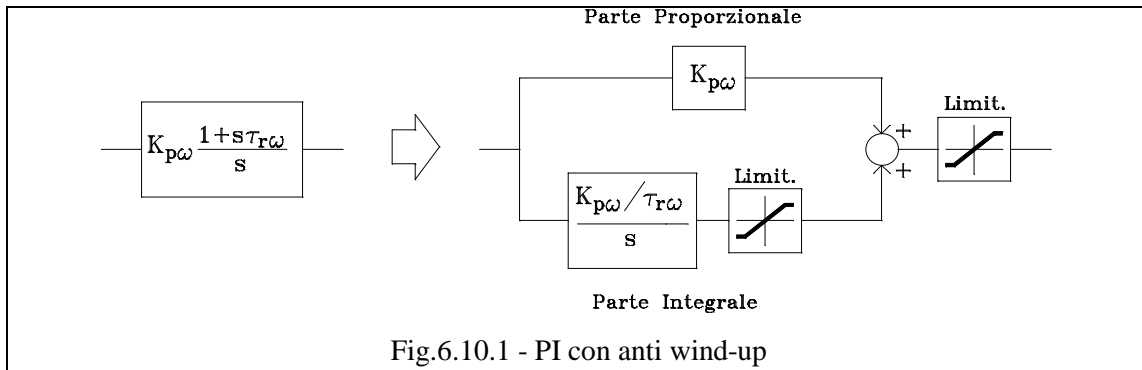
----- >>>

6.10 – Limitatori e antiwind-up – La limitazione della corrente si ottiene semplicemente introducendo all'uscita del regolatore di velocità un blocco limitatore L_i che forza il riferimento a stare nel campo ammesso $\pm I_{q,max}$; la corrente verrà in tal modo limitata con una veloce dinamica (dettata dalla banda passante dell'anello di corrente) e con sovraoscillazioni contenute e comunque predicibili dallo studio dell'anello di corrente. Allo stesso modo all'uscita dei regolatori di corrente è posto il limitatore di tensione L_u che costringe il riferimento di tensione a stare entro i valori $\pm U_{q,max}$.

Per un corretto funzionamento dei controlli di velocità e corrente, la presenza dei limitatori richiede anche di prevedere nell'implementazione dei regolatori PI delle opportune limitazioni della parte integrale, oltre che dell'uscita, per evitare il fenomeno di persistenza dell'azione integratrice noto come *wind-up*. Prendendo ad esempio in esame il regolatore di velocità, nella pratica esso può venir realizzato come illustrato in Fig.6.6.1.

La parte integrale unita in un'unica cornice al suo limitatore sta a significare che trattasi di un "integratore limitato", cioè un blocco limitatore la cui azione integrale si attua solo finché il risultato dell'integrale rimane entro i limiti fissati, mentre la stessa azione cessa appena l'integrale raggiunge e cerca di fuoriuscire da tali limiti.

In assenza della limitazione sulla parte integrale succede che, in presenza di un errore di velocità ampio e persistente (per esempio positivo), l'integratore raggiunge valori che eccedono ampiamente il limite massimo posto in uscita al regolatore. Quando l'errore gradualmente diventa nullo e si rovescia, l'uscita del regolatore rimane insistentemente al suo valore massimo così forzata dal contributo dell'integrale. Solo dopo un certo tempo dopo il rovesciamento di segno dell'errore di velocità (in definitiva dopo che la velocità avrà superato ampiamente il suo riferimento) l'integratore si sarà "scaricato" e l'uscita potrà diminuire. Il fenomeno si però si potrà manifestare di nuovo con segno diverso della grandezza di uscita, innescando una pendolazione che a volte si esaurisce con difficoltà.



Limitando il fenomeno del wind-up diminuisce l'overshoot nella risposta al gradino di riferimento; non è opportuno esaltare troppo questa diminuzione, perché in condizioni di carico, a regime, tutto il riferimento di corrente deve essere prodotto dalla parte integrale, (in quanto l'errore a regime è nullo). Ecco perché solitamente si pongono uguali i due limiti.

Una possibile miglioria consiste nel limitare la parte integrale in modo dinamico, fissando cioè un limite che dipende dall'attuale contributo della parte proporzionale. Se, per esempio, il limite d'uscita è stato fissato pari a 20 V e, in un certo istante, il contributo della parte proporzionale del regolatore di velocità vale 15, si limita la parte integrale a $(20-15)=5V$, perché sarebbe inutile (e deleterio) un contributo maggiore. L'eccedenza ai 20V verrebbe infatti tagliata dal limitatore d'uscita.