

S. BOLOGNANI

Appunti di Azionamenti elettrici
PARTE IV

Azionamento con motore asincrono trifase

Capitolo 4

Controllo diretto di flusso e di coppia del motore asincrono a gabbia

Il *Controllo diretto di flusso e di coppia* (noto anche come *Direct Torque Control: DTC*) è una soluzione per il controllo del motore asincrono, alternativa al controllo ad orientamento di campo (*Field Oriented Control: FOC*). Di seguito si illustrerà il principio del Controllo diretto di flusso e di coppia, nella versione secondo la quale è stato originariamente proposto ed anche implementato in prodotti commerciali. Di seguito una versione digitale derivata dal principio del controllo predittivo.

4.1. Principio del controllo diretto di flusso e di coppia

L'attributo "diretto" fa riferimento al fatto che gli errori di flusso e di coppia (differenze fra riferimenti e valori attuali) determinano direttamente l'assetto dell'invertitore e quindi il vettore di tensione da applicare al motore fra quelli che l'invertitore è in grado di generare, senza interporre gli anelli di corrente e neanche un controllo PWM a cui spetta, quando usato, definire l'assetto dell'invertitore sulla base dei riferimenti di tensione (tensioni desiderate).

La strategia di scelta del vettore di tensione si può così sintetizzare: Sulla base degli errori di coppia e di flusso (più precisamente dei loro segni) si sceglie un vettore di tensione da applicare al motore capace di ridurre tali errori. Il vettore di tensione viene aggiornato ogniqualvolta l'ampiezza di almeno uno degli errori supera, in valore assoluto, una prestabilita soglia (*controllo ad isteresi*).

La tecnica del controllo ad isteresi è qui illustrata (con riferimento all'ampiezza del (di un) flusso), con l'aiuto della Fig. 4.1.

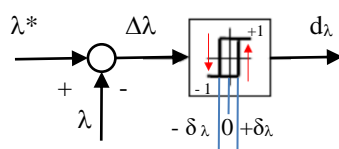


Fig. 4.1 – Controllo a isteresi dell'ampiezza del flusso

Il flusso di riferimento λ^* è confrontato con il flusso attuale λ del motore e la differenza (errore) $\Delta\lambda = \lambda^* - \lambda$ è elaborata dal blocco ad isteresi, che ne determina il segno, con un'ambiguità per i valori di $\Delta\lambda$ compresi nella fascia di isteresi compresa fra le soglie $-\delta_\lambda \dots +\delta_\lambda$. Valori di $\Delta\lambda > +\delta_\lambda$ producono inequivocabilmente il segnale $d_\lambda = +1$; valori di $\Delta\lambda < -\delta_\lambda$ producano viceversa il segnale

$d_\lambda = -1$. Quando $\Delta\lambda$ cade nella fascia di isteresi, $-\delta_\lambda < \Delta\lambda < +\delta_\lambda$, il comando d_λ mantiene il valore $+1$ o -1 posseduto prima che l'errore di flusso entrasse nella fascia citata.

Quando si ha un errore $\Delta\lambda > +\delta_\lambda$ (cioè $d_\lambda = +1$) si dovrà scegliere un vettore di tensione capace di produrre una derivata negativa dello stesso errore cioè di farlo diminuire. Essendo $\Delta\lambda = \lambda^* - \lambda$ la derivata negativa dell'errore si può ottenere con una derivata positiva del flusso del motore. In definitiva con $d_\lambda = +1$ si dovrà scegliere un vettore di tensione capace di produrre una derivata positiva del flusso del motore e, viceversa, con $d_\lambda = -1$ si dovrà scegliere un vettore di tensione capace di produrre una derivata del flusso negativa.

Il criterio di selezione del vettore di tensione, qui esposto con riferimento all'anello di flusso, va applicato ovviamente anche all'anello di coppia che vedrà un segnale di comando d_m .

Il vettore di tensione in questione è scelto fra i sei vettori attivi in uscita dell'invertitore, più il vettore nullo. Si dice che il controllo diretto di flusso e di coppia usa un *Insieme finito di controllo* (*Finite Control Set*).

Elemento chiave per l'implementazione del DTC è quindi la conoscenza degli effetti dei vettori di tensione sulle derivate dell'ampiezza del flusso e della coppia.

4.1.1. Derivata dell'ampiezza del flusso statorico

Per l'implementazione del DTC è conveniente fare riferimento al flusso statorico¹. Si scriva allora l'equazione di bilancio della tensione statorica con riferimento ad un sistema di assi stazionari d^s, q^s ($\alpha\beta$ di statore):

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} \quad (4.1.1)$$

che scomposta per gli assi d e q ed esplicitando i termini derivativi diventa

$$\frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} = u_{sd}^s - R_s i_{sd}^s \quad (4.1.2)$$

$$\frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} = u_{sq}^s - R_s i_{sq}^s \quad (4.1.3)$$

Moltiplicando le (4.1.2) e (4.1.3) per λ_{sd}^s e λ_{sq}^s rispettivamente si ha:

$$\frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \lambda_{sd}^s = \frac{1}{2} \frac{d(\lambda_{sd}^s)^2}{dt} = u_{sd}^s \lambda_{sd}^s - R_s i_{sd}^s \lambda_{sd}^s \quad (4.1.4)$$

$$\frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} \lambda_{sq}^s = \frac{1}{2} \frac{d(\lambda_{sq}^s)^2}{dt} = u_{sq}^s \lambda_{sq}^s - R_s i_{sq}^s \lambda_{sq}^s \quad (4.1.5)$$

e sommando termine e termine si ottiene

¹ Versioni del DTC successive a quelle originale hanno fatto uso a volte del flusso rotorico accettando una leggera maggiore complessità di formulazione.

$$\frac{1}{2} \frac{d|\bar{\lambda}_s|^2}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d\lambda_s^2}{dt} = \frac{d\lambda_s}{dt} \lambda_s = (u_{sd}^s \lambda_{sd}^s + u_{sq}^s \lambda_{sq}^s) - R_s (i_{sd}^s \lambda_{sd}^s + i_{sq}^s \lambda_{sq}^s) \quad (4.1.6)$$

Il primo dei termini entro parentesi a secondo membro è il prodotto scalare dei vettori flusso e tensione statorici, pari a (l'accento \checkmark denota le grandezze complesse coniugate)

$$(u_{sd}^s \lambda_{sd}^s + u_{sq}^s \lambda_{sq}^s) = Re(\mathbf{u}_s \check{\lambda}_s) = |\mathbf{u}_s| |\bar{\lambda}_s| \cos \vartheta_{u_s}^{\lambda_s} = \lambda_s u_{sd}^{\lambda_s} \quad (4.1.7)$$

ove $\vartheta_{u_s}^{\lambda_s}$ è l'angolo fra i due vettori e $u_{sd}^{\lambda_s} = |\mathbf{u}_s| \cos \vartheta_{u_s}^{\lambda_s}$ è quindi la proiezione del vettore spaziale della tensione sul vettore spaziale del flusso statorico cioè la componente diretta del vettore tensione statorica in un sistema di riferimento $d^{\lambda_s}, q^{\lambda_s}$ orientato con il flusso statorico. In modo simile si prova che il secondo termine fra parentesi è:

$$(i_{sd}^s \lambda_{sd}^s + i_{sq}^s \lambda_{sq}^s) = Re(\mathbf{i}_s \check{\lambda}_s) = |\mathbf{i}_s| |\bar{\lambda}_s| \cos \vartheta_{i_s}^{\lambda_s} = \lambda_s i_{sd}^{\lambda_s} \quad (4.1.8)$$

con analogo significato per $i_{sd}^{\lambda_s}$.

In definitiva, la (4.1.6) diventa, sostituendo in essa le (4.1.7) e (4.1.8) e semplificando i termini comuni nei due membri:

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = u_{sd}^{\lambda_s} - R_s i_{sd}^{\lambda_s} \quad (4.1.9)$$

Essa mostra che il segno della derivata dell'ampiezza del flusso statorico (quindi il segno della variazione dell'ampiezza del flusso) coincide con il segno della componente di tensione statorica sull'asse diretto d^{λ_s} orientato con il flusso statorico stesso, purché essa sia dominante rispetto alla caduta di tensione resistiva nella (4.1.9). Se quindi la caduta di tensioni resistiva è trascurabile, allora per aumentare l'ampiezza del flusso statorico (per avere una derivata positiva dell'ampiezza del flusso statorico a seguito di un comando $d_\lambda = +1$) occorre applicare un vettore di tensione statorica avente una componente sull'asse d^{λ_s} (una proiezione sul vettore spaziale del flusso statorico) positiva; viceversa se si desidera una diminuzione dell'ampiezza del flusso statorico (una derivata negativa dell'ampiezza del flusso statorico a seguito di un comando $d_\lambda = -1$) la stessa componente di tensione deve essere negativa.

A titolo esemplificativo si consideri la Fig. 4.2 che si riferisce al caso in cui il vettore di flusso statorico sia collocato in un settore (Settore 1) di ampiezza pari a 60° e centrato attorno al primo vettore di tensione attivo dell'invertitore, \mathbf{U}_1 . Si riconosce che, quale che sia la posizione del flusso nel settore considerato, i vettori \mathbf{U}_2 , \mathbf{U}_1 e \mathbf{U}_6 hanno sempre proiezione positiva sul vettore di flusso (indicata in figura quella del vettore \mathbf{U}_1) e la loro applicazione produce quindi, seppure in diversa misura, sempre derivata positiva dell'ampiezza del flusso. Effetto opposto con l'applicazione dei vettori \mathbf{U}_3 , \mathbf{U}_4 e \mathbf{U}_5 .

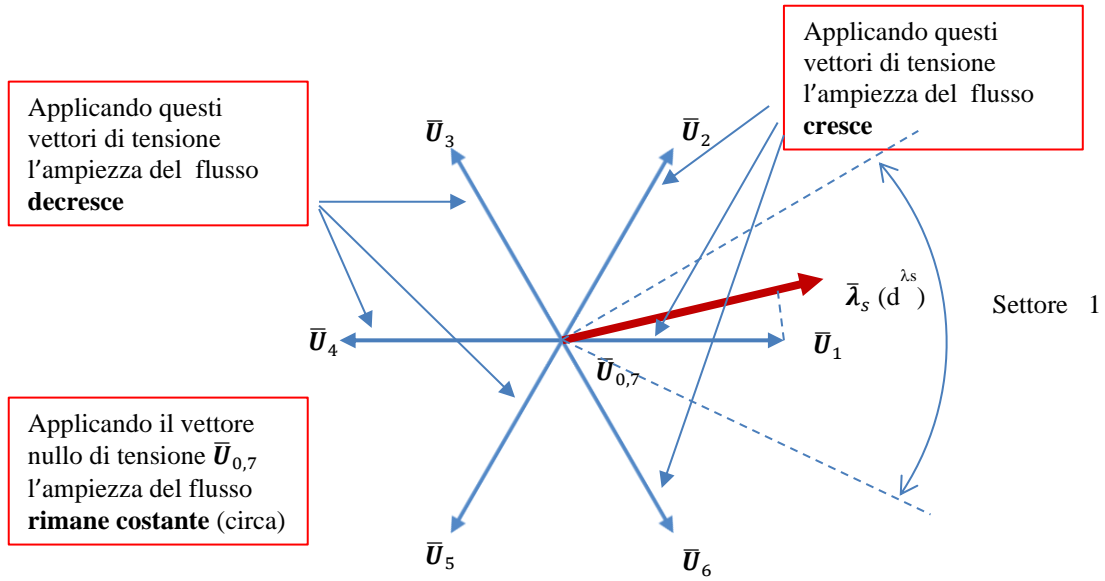


Fig. 4.2 – Scelta dei vettori di tensione per il controllo diretto di flusso statorico.

Con trascurabile caduta di tensione resistiva, applicando invece i vettori nulli \mathbf{U}_0 e \mathbf{U}_7 il flusso esibisce una derivata circa nulla e rimane quindi circa costante.

4.1.2. Derivata della coppia

Fra le varie equazioni della coppia del motore asincrono, quella che è più comoda per mettere in relazione la derivata della coppia con la tensione storica è:

$$m = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} (\lambda_{rd}^s \lambda_{sq}^s - \lambda_{rq}^s \lambda_{sd}^s) \quad (4.1.10)$$

ove $L'_s = L_s - L_M^2/L_r$ è l'induttanza transitoria di statore, altre volte indicata con L_t .

La derivata della (4.1.10) diventa:

$$\frac{dm}{dt} = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} \left(\frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} \lambda_{sq}^s + \lambda_{rd}^s \frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} - \frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} \lambda_{sd}^s - \lambda_{rq}^s \frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \right) \quad (4.1.11)$$

Le derivate dei flussi storici nella (4.1.11) sono date dalle (4.1.2) e (4.1.3). Le derivate dei flussi rotorici si possono invece ricavare dall'equazione della tensione rotorica in $d^s q^s$ ($\alpha\beta$ di statore):

$$0 = R_r i_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt} - j\omega_{me} \lambda_r^s \quad (4.1.12)$$

Scomposta per gli assi d e q ed esplicitando i termini derivativi diventa:

$$\frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} = -R_r i_{rd}^s - \omega_{me} \lambda_{rq}^s \quad (4.1.13)$$

$$\frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} = -R_r i_{rq}^s + \omega_{me} \lambda_{rd}^s \quad (4.1.14)$$

Sostituendo le espressioni delle derivate (4.1.2), (4.1.3), (4.1.13) e (4.1.14) nella (4.1.11) si perviene alla seguente espressione, ordinata per gruppi di elementi simili:

$$\frac{dm}{dt} = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} (\lambda_{rd}^s u_{sq}^s - \lambda_{rq}^s u_{sd}^s) + \quad (4.1.15a)$$

$$+ (-R_r) \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} (i_{rd}^s \lambda_{sq}^s - i_{rq}^s \lambda_{sd}^s) + \quad (4.1.15b)$$

$$+ (-R_s) \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^s - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s) + \quad (4.1.15c)$$

$$+ \omega_{me} \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} (\lambda_{rd}^s \lambda_{sd}^s + \lambda_{rq}^s \lambda_{sq}^s) \quad (4.1.15d)$$

I quattro addendi possono essere elaborati separatamente come qui di seguito. Per l'addendo (4.1.15a) si può preliminarmente provare facilmente che vale:

$$\bar{\lambda}_r = \frac{L_r}{L_M} (\bar{\lambda}_s - L'_s \bar{i}_s) \quad (4.1.16)$$

che, scomposta nelle sue componenti d e q e sostituita nella (4.1.15a) porta a scrivere:

$$\frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} (\lambda_{rd}^s u_{sq}^s - \lambda_{rq}^s u_{sd}^s) = \frac{3}{2} p \frac{1}{L'_s} [(\lambda_{sd}^s u_{sq}^s - \lambda_{sq}^s u_{sd}^s) - L'_s (i_{sd}^s u_{sq}^s - i_{sq}^s u_{sd}^s)] \quad (4.1.17)$$

Il primo dei termini entro parentesi a secondo membro è l'ampiezza del prodotto vettoriale dei vettori flusso e tensione statorici, pari a (l'accento \checkmark denota le grandezze complesse coniugate)

$$(\lambda_{sd}^s u_{sq}^s - \lambda_{sq}^s u_{sd}^s) = \text{Im}(\mathbf{u}_s \check{\lambda}_s) = |\mathbf{u}_s| |\check{\lambda}_s| \sin \vartheta_{u_s}^{\lambda_s} = \lambda_s u_{sq}^{\lambda_s} \quad (4.1.18)$$

ove $\vartheta_{u_s}^{\lambda_s}$ è l'angolo fra i due vettori e $u_{sq}^{\lambda_s} = |\mathbf{u}_s| \sin \vartheta_{u_s}^{\lambda_s}$ è quindi la proiezione del vettore spaziale della tensione sull'asse q , ortogonale al vettore flusso statorico cioè la componente in quadratura del vettore tensione statorica in un sistema di riferimento $d^{\lambda_s}, q^{\lambda_s}$ orientato con il flusso statorico. In modo simile si prova che

$$(i_{sd}^s u_{sq}^s - i_{sq}^s u_{sd}^s) = \text{Im}(\mathbf{u}_s \check{i}_s) = |\check{i}_s| |\mathbf{u}_s| \sin \vartheta_{u_s}^{i_s} = i_s u_s \sin \varphi \quad (4.1.19)$$

con φ è il noto *sfasamento fra la tensione e la corrente*. In definitiva il primo addendo (4.1.15a) diventa:

$$\frac{3}{2}p \frac{L_M}{L'_s L_r} (\lambda_{rd}^s u_{sq}^s - \lambda_{rq}^s u_{sd}^s) = \frac{3}{2}p \frac{\lambda_s}{L'_s} \left(u_{sq}^{\lambda_s} - u_s \frac{L'_s i_s \sin\varphi}{\lambda_s} \right) \quad (4.1.20)$$

Per interpretare l'addendo (4.1.15b) si può ricordare che una possibile espressione della coppia è:

$$m = \frac{3}{2}p \frac{L_M}{L_s} (i_{rd}^s \lambda_{sq}^s - i_{rq}^s \lambda_{sd}^s) \quad (4.1.21)$$

sicché l'addendo (4.1.15b) in questione diventa dopo poche elaborazioni:

$$(-R_r) \frac{3}{2}p \frac{L_M}{L'_s L_r} (i_{rd}^s \lambda_{sq}^s - i_{rq}^s \lambda_{sd}^s) = -\frac{R_r}{L'_r} m \quad (4.1.22)$$

ove $L'_r = L_r - L_M^2/L_s$ è l'induttanza (sincrona) transitoria di rotore.

In modo analogo per l'addendo (4.1.15c) si può ricordare che un'altra espressione della coppia è:

$$m = \frac{3}{2}p \frac{L_M}{L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^s - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s) \quad (4.1.23)$$

sicché l'addendo (4.1.15c) diventa immediatamente:

$$(-R_s) \frac{3}{2}p \frac{L_M}{L'_s L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^s - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s) = -\frac{R_s}{L'_s} m \quad (4.1.24)$$

Infine, per l'ultimo addendo (4.1.15d) si può ancora riconoscere che l'espressione entro parentesi è il prodotto scalare dei vettori spaziali dei flussi statorico e rotorico e quindi la (4.1.15d) può essere riscritta come: (cfr. il caso simile dell'eq. (4.1.7)):

$$\omega_{me} \frac{3}{2}p \frac{L_M}{L'_s L_r} (\lambda_{rd}^s \lambda_{sd}^s + \lambda_{rq}^s \lambda_{sq}^s) = \omega_{me} \frac{3}{2}p \frac{L_M}{L'_s L_r} \lambda_s \lambda_r \cos\vartheta_{\lambda_r}^{\lambda_s} \quad (4.1.25)$$

In conclusione, l'espressione della derivata della coppia risulta:

$$\frac{dm}{dt} = \frac{3}{2}p \frac{\lambda_s}{L'_s} \left(u_{sq}^{\lambda_s} - u_s \frac{L'_s i_s \sin\varphi}{\lambda_s} - \omega_{me} \frac{L_M}{L_r} \lambda_r \cos\vartheta_{\lambda_r}^{\lambda_s} \right) - \left(\frac{R_r}{L'_r} + \frac{R_s}{L'_s} \right) m \quad (4.1.26)$$

ovvero anche, in altra forma:

$$\frac{dm}{dt} + \left(\frac{R_r}{L'_r} + \frac{R_s}{L'_s} \right) m = \frac{3}{2}p \frac{\lambda_s}{L'_s} \left(u_{sq}^{\lambda_s} - u_s \frac{L'_s i_s \sin\varphi}{\lambda_s} - \omega_{me} \frac{L_M}{L_r} \lambda_r \cos\vartheta_{\lambda_r}^{\lambda_s} \right) \quad (4.1.27)$$

L'espressione (4.1.26) mostra che se si assume che la tensione storica $u_{sq}^{\lambda_s}$ (componente in quadratura rispetto al flusso statorico) sia sufficientemente grande da far sì che il termine che la contiene nel secondo membro della (4.1.26) sia dominante rispetto agli altri, allora il segno della derivata della coppia coincide con il segno della $u_{sq}^{\lambda_s}$ stessa. Dei termini a secondo membro della (4.1.26) che possono far cadere l'assunzione appena formulata, quello cui prestare maggiore attenzione è quello legato alla velocità di rotazione che rappresenta la componente in quadratura della forza elettromotrice mozionale indotta nello statore dal flusso rotorico riportato a (visto da) statore, che cresce con la velocità. Come nel controllo della corrente in quadratura negli azionamenti con controllo ad orientamento di campo, la tensione in quadratura può efficacemente svolgere la sua azione finché la velocità è inferiore ad un limite superiore (velocità base) oltre il quale si può funzionare solo operando un deflussaggio della macchina (che fa diminuire il termine mozionale).

Finché il termine legato alla tensione storica è dominante, per aumentare la coppia (per avere una derivata positiva della coppia a seguito di un comando $d_m = +1$) occorre applicare un vettore di tensione storica avente una componente sull'asse q^{λ_s} (una proiezione sul vettore spaziale sull'asse ortogonale al flusso statorico) positiva; viceversa se si desidera una diminuzione della coppia (per avere una derivata negativa della coppia a seguito di un comando $d_m = -1$), la stessa componente di tensione deve essere negativa.

A titolo esemplificativo si consideri la Fig. 4.3 che si riferisce ancora al caso in cui il vettore di flusso statorico sia collocato in un settore (Settore 1) di ampiezza pari a 60° e centrato attorno al vettore di tensione \mathbf{U}_1 . Si riconosce che, quale che sia la posizione del flusso nel settore considerato nel settore, i vettori \mathbf{U}_2 e \mathbf{U}_3 hanno sempre proiezione positiva sull'asse q^{λ_s} (indicata in figura quella del vettore \mathbf{U}_2) e la loro applicazione produce quindi, seppure in diversa misura, sempre derivata positiva di coppia. Effetto opposto con l'applicazione dei vettori \mathbf{U}_5 e \mathbf{U}_6 . Nulla si può dire invece per i vettori \mathbf{U}_1 e \mathbf{U}_4 che hanno componenti in quadratura di diverso segno a seconda della posizione del vettore flusso statorico nel Settore 1.

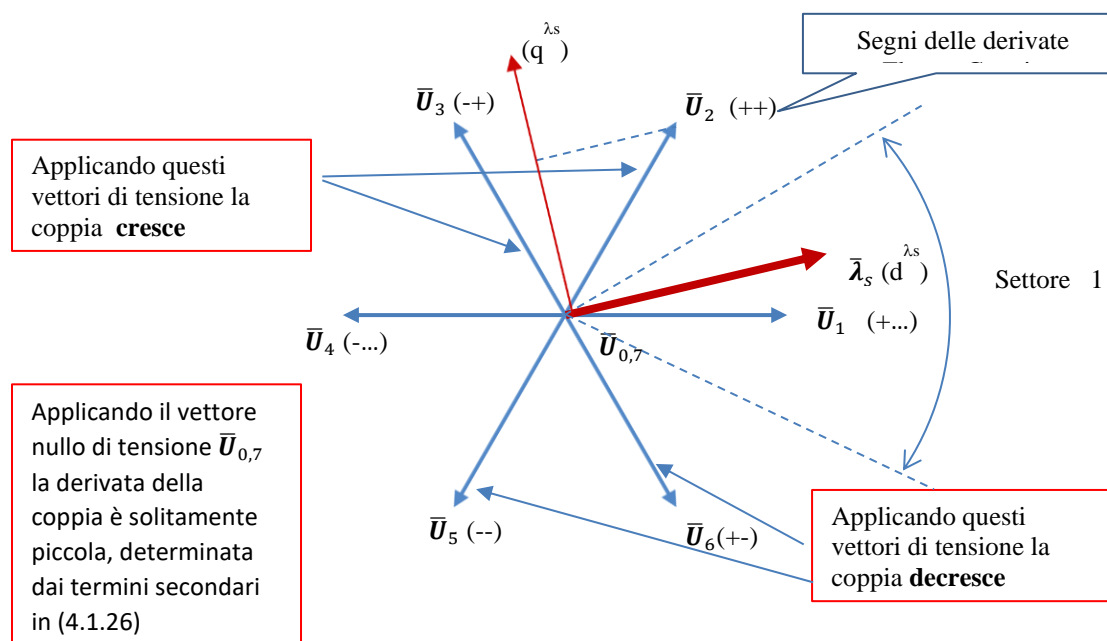


Fig. 4.3 – Scelta dei vettori di tensione per il controllo diretto di coppia.

La stessa Fig. 4.3 riporta, con i caratteri + e – accanto al simbolo di ogni vettore di tensione, il segno delle derivate di flusso e di coppia che risultano dall'applicazione di quel vettore. Si evince che con i quattro vettori U_2 , U_3 , U_5 , e U_6 si possono soddisfare tutte le possibili combinazioni di segno richieste per le derivate, finché il vettore di flusso statorico sta nel Settore 1. Da evidenziare l'aspetto importante che i quattro vettori appena individuati sono adatti allo scopo anche se il vettore di flusso statorico fuoriesce leggermente dal Settore 1, tollerando quindi piccole imprecisioni nell'identificazione del settore.

Il risultato si può estendere ai casi in cui il vettore di flusso statorico sia collocato negli altri 5 settori, numerati da 2 a 6, centrati attorno ai rimanenti 5 vettori di tensioni U_2 , U_3 , U_4 , U_5 , e U_6 . Tutto ciò è condensato nella Tabella di Fig. 4.4. detta *Tabella di commutazione (Switching Table o Vector Selection Table)* ove d_λ e d_m sono i segni desiderati delle derivate di flusso e di coppia (puntatori alla tabella che definiscono la cella da selezionare) e N è il numero del settore. Ogni cella contiene l'informazione del vettore di tensione appropriato ai corrispondenti valori di d_λ e d_m . La tabella prevede per la coppia una funzione segno "a tre livelli" (1,0,-1) con le modalità e per le ragioni che saranno descritte in seguito.

$d_\lambda d_m \backslash N(\gamma_s)$	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	
$d_\lambda = 1$	$d_m = 1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$d_m = 0$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	$d_m = -1$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$d_\lambda = -1$	$d_m = 1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$d_m = 0$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	$d_m = -1$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

Fig 4.4 - Tabella di commutazione per il controllo diretto di flusso e di coppia

4.2. Schema di principio del controllo diretto di flusso e di coppia

La strategia di controllo precedentemente illustrata è implementata con lo schema di principio di Fig. 4.5 che evidenzia l'assenza degli anelli di corrente e di controllo di PWM.

La figura mostra gli elementi principali che costituiscono lo schema di controllo. I riferimenti di flusso λ^* e di coppia m^* sono confrontati con i rispettivi valori attuali λ e m . Questi ultimi, che non sono misurabili, sono stimati da un blocco stimatore ("Flux and Torque estimator") a partire dalla tensione e dalla corrente statoriche applicate al motore, con tecniche simili a quelle usate negli azionamenti con FOC diretto. Da notare che, non disponendo dei riferimenti di tensione (non c'è blocco di PWM che richiederebbe tali riferimenti) la tensione è ricostruita dalla misura della tensione continua che alimenta l'invertitore e dai comandi logici di accensione inviati all'invertitore stesso (che sono gli elementi nella cella selezionata della Tabella di commutazione). In sostanza il blocco "Voltage calculation" è un modello dell'invertitore, a livello di segnale. Questo approccio può essere più economico della misura delle tensioni sui morsetti del motore. Dalla stima del vettore flusso statorico si evince il settore nel quale tale vettore ricade (blocco "Sector detection").

Operando la differenza dei riferimenti di flusso (ampiezza) e di coppia con i valori attuali sono valutati i rispettivi errori. Di questi si ricava il segno (d_λ , d_m) attraverso i due blocchi ad isteresi. La banda di isteresi è introdotta per rallentare gli eventi di inversione di segno di d_λ , d_m , che altrimenti si manifesterebbero con elevatissima (e insostenibile) frequenza quando gli errori stanno attorno allo zero. Altrettanto elevata risulterebbe di conseguenza la frequenza di commutazione dell'invertitore, che invece con l'introduzione dell'isteresi risulta accettabile, all'incirca inversamente proporzionale alla larghezza della banda di isteresi.

I segnali logici d_λ , d_m assieme all'informazione N del settore nel quale si colloca il vettore flusso statorico determinano l'assetto dell'invertitore (segnali di comando dei rami S_a , S_b , S_c) attraverso la tabella di commutazione ("Vector Selection Table" in figura).

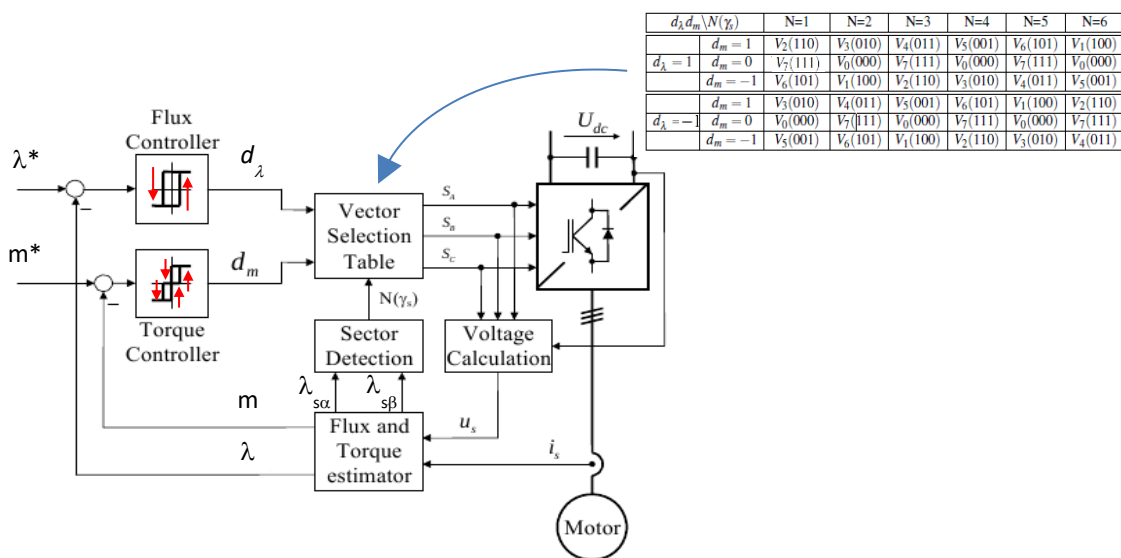


Fig. 4.5 - Schema di principio del controllo diretto di flusso e di coppia

Le variazioni dell'ampiezza del flusso statorico sono accompagnate da variazioni dell'energia magnetica accumulata nei circuiti magnetici del motore. Viceversa, le variazioni di coppia possono avvenire senza significativa variazione di energia magnetica accumulata. Di conseguenza, uguali variazioni relative (percentuali) di flusso e di coppia, per esempio pari al passaggio dalla soglia inferiore a quella superiore dell'isteresi, avvengono in tempi diversi: più lunghi per il flusso e più brevi per la coppia. Ciò si poteva intuire anche dalla (4.1.27) che mostra per la coppia una dinamica governata da un'equazione differenziale del primo ordine con piccola costante di tempo, legata alla resistenza e alle induttanze transitorie statoriche e rotoriche. La frequenza di commutazione dell'invertitore è quindi prevalentemente determinata dal controllo a isteresi della coppia. Per non impiegare larghezze dell'isteresi eccessivamente ampie, al fine di ridurre la frequenza dell'invertitore, il controllore ad isteresi dell'anello di coppia è progettato con tre livelli, introducendo un livello 0 (zero) sia nel passaggio da -1 a +1 che viceversa. Al livello 0 viene fatto corrispondere il vettore nullo (si veda la Tabella di commutazione), così da forzare il motore in evoluzione libera con lente variazioni di coppia (ed anche di flusso).

Si riconosce anche dalla Fig. 4.5 che il DTC è un controllo di coppia (e di flusso) senza la misura di velocità (consente di avere pertanto un azionamento sensorless), come è il FOC diretto con stima

del flusso rotorico dalle tensioni e correnti statoriche. Il risultato è ottenuto anche in virtù del fatto che la Tabella di commutazione (la scelta del vettore di tensione per desiderati segni delle derivate di flusso e di coppia) non dipende dalla velocità, come si può verificare dalle espressioni delle derivate già calcolate.

Un'ultima, ma importante, caratteristica dello schema DTC di Fig. 4.5 è che non presenta guadagni di regolatori da progettare. L'unico parametro da aggiustare è la larghezza dei blocchi a isteresi, dalla quale dipende la frequenza di commutazione media dell'invertitore.

Lo schema di Fig. 4.5 ben si presta per un'implementazione analogica (a tempo continuo). La stima di flusso e di coppia e la valutazione delle rispettive differenze rispetto ai riferimenti sono praticate in modo continuo; appena uno degli errori raggiunge una delle soglie dei controllori ad isteresi, si produce un immediato cambio di livello dei segnali logici d_λ o d_m , che sono i puntatori della tabella per identificare il vettore di tensione da generare e, immediatamente, l'invertitore assume il corrispondente assetto. Ne risulta un azionamento dalla dinamica (prontezza nella risposta alle variazioni dei riferimenti) in genere assai elevata.

Sulle difficoltà per un'implementazione digitale (a tempo discreto) e sulle prestazioni in generale rispetto ad un azionamento con PWM, si discuterà anche nei paragrafi che seguono.

4.3. Controllo diretto di flusso e di coppia predittivo a modello

4.3.1. Considerazioni sul controllo ad isteresi

Le versioni moderna del controllo diretto di flusso e di coppia ricorrono ad implementazioni digitali, quindi a tempo discreto. La conversione dall'implementazione analogica di un controllo ad isteresi (governata dal manifestarsi di certi eventi come il raggiungimento/superamento delle soglie da parte degli errori) all'implementazione digitale (governata dalla cadenza di un segnale di sincronizzazione (trigger) del ciclo di controllo) comporta la risoluzione di alcune problematiche che saranno qui di seguito descritte. Al tempo stesso, una soluzione digitale consente di realizzare strategie di controllo più complesse ed intelligenti, come il controllo predittivo a modello, che è l'oggetto di questo paragrafo.

La Fig. 4.6 mette a confronto il comportamento di tre diverse realizzazioni del controllo ad isteresi. La configurazione a), a sinistra, è la soluzione già vista realizzata a tempo continuo. Oltre allo schema a blocchi, la figura mostra gli andamenti temporali delle grandezze coinvolte: la grandezza di riferimento y^* e quella di reazione y , nonché l'errore $\Delta = y^* - y$. La grandezza di uscita d è pari al segno di Δ nel momento in cui questo tocca (e tende a superare) le soglie del controllore ad isteresi. Gli istanti di commutazione di d sono marcati con cerchietti vuoti e il valore di d è indicato sotto i grafici degli andamenti temporali.

Dopo il primo istante di commutazione di d , (primo cerchietto a sinistra), si ha $d=+1$ per una durata t_1 , cui consegue un comando sul sistema tale da avere $dy/dt > 0$ e conseguentemente $d\Delta/dt < 0$. Il valore di Δ passa allora da $+\delta$ a $-\delta$, allorché, raggiungendo la soglia inferiore del controllore ad isteresi, scatterà immediatamente il valore $d=-1$, con corrispondente inversione del segno della

derivata di dy/dt , ora negativa. Alla fine dell'intervallo t_2 , si raggiungerà $y=y^*-\delta$ e quindi $\Delta=+\delta$ con nuova immediata inversione di d , che permane per tutta la durata t_3 , e così via.

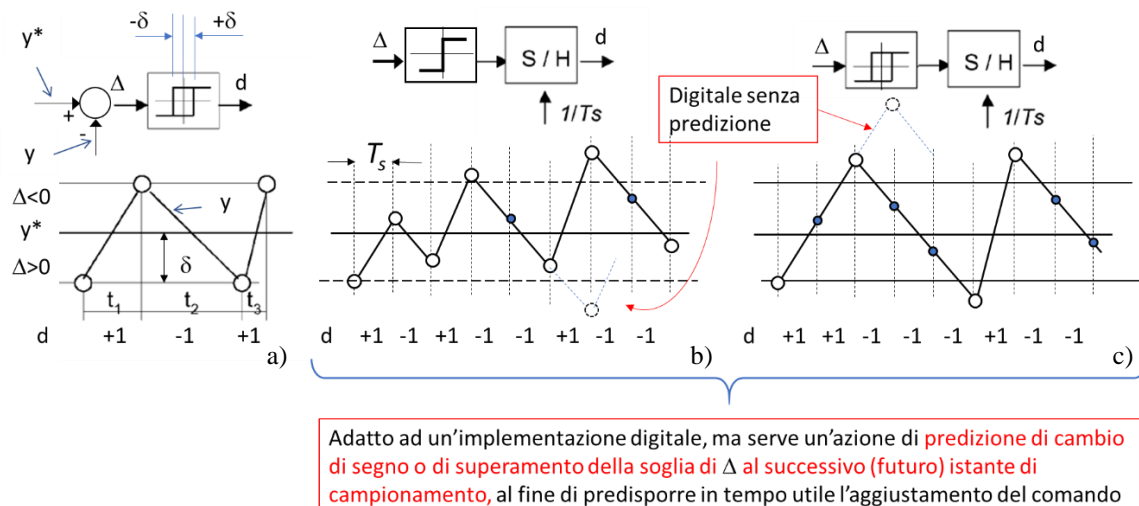


Fig. 4.6 – Controllo a isteresi analogico e digitale

Ciò che si vuole evidenziare è che gli intervalli t_1, t_2, t_3, \dots non sono strettamente governati dalla strategia di controllo, ma dalla scelta della banda δ dell'isteresi e dalla dinamica del sistema controllato, quindi dal punto di lavoro (dalle condizioni operative). Per contro, la grandezza controllata y rimane rigorosamente nella fascia $y^* \pm \delta$.

Al fine di regolarizzare la frequenza di commutazione si può adottare la configurazione b). In essa il controllore ad isteresi è stato rimosso e sostituito con un rilevatore di segno (blocco ad isteresi con ampiezza nulla dell'isteresi). L'uscita del rilevatore di segno di Δ è campionata e mantenuta con periodo di campionamento T_s e costituisce il segnale di comando d . L'andamento esemplificativo delle forme d'onda mostra che il segnale d è invertito nei primi 4 campionamenti, ma permane al suo valore nel quinto campionamento (cerchietto pieno) non essendosi manifestato in quell'occasione il rovesciamento del segno di Δ rispetto al precedente istante di campionamento. Si riconosce che non si hanno mai inversioni di d più vicine del tempo di campionamento T_s , però non è garantito che la grandezza controllata y rimanga entro una predefinita fascia di errore, per esempio nella fascia $y^* \pm \delta$, tracciata per riferimento in figura. Le commutazioni di d avvengono con valori casuali di Δ anche superiori, in valore assoluto, all'ampiezza δ della soglia precedentemente stabilita.

Infine, la configurazione c) combina le due precedenti impiegando sia il controllore ad isteresi con soglia δ che il campionatore con periodo T_s .

In questo caso ancora non si hanno mai inversioni di d più vicine del tempo di campionamento T_s , però esse avvengono con valori casuali di Δ sempre superiori, in valore assoluto, all'ampiezza δ della soglia stabilita.

Le due ultime configurazioni, pur sempre realizzabili con la tecnologia dei controlli analogici, sono anche adatte ad un'implementazione digitale, a tempo discreto con intervallo di controllo T_s .

In questo caso però occorre tener conto che ad ogni istante di campionamento sarà richiesto del tempo per eseguire la lettura di y^* e di y , calcolare l'errore Δ , identificarne il segno o il superamento della soglia e poi, di conseguenza decidere il valore di d . L'eventuale decisione di

inversione del valore di d non potrà pertanto che essere applicata nel ciclo di controllo successivo, come mostrato a tratteggio in due istanti presi ad esempio nelle Fig. b) e c), con peggioramento delle prestazioni del controllo.

Nell'implementazione digitale serve pertanto un'azione di predizione di cambio di segno o di superamento della soglia di Δ alla fine del periodo di controllo in corso, cioè al successivo (futuro) istante di campionamento, al fine di predisporre in tempo utile l'aggiustamento del comando d .

4.3.2. *Controllo predittivo diretto di flusso e di coppia*

Il controllo «predittivo» è un controllo a tempo discreto nel quale, durante l'intervallo di controllo corrente k -esimo, che va dall'istante di campionamento k -esimo (al tempo kT_s) all'istante $(k+1)$ -esimo (al tempo $(k+1)T_s$) si decide l'azione di controllo da applicare nel successivo intervallo $(k+1)$ -esimo sulla base della «predizione» dell'effetto che quel comando eserciterà sull'errore della grandezza controllata. Si veda la scala dei tempi riportata a destra nella Fig. 4.7. Nessuna importanza ha la storia passata dell'errore.

Per confronto, un controllo con PID decide l'azione di controllo sulla base dei valori attuali e passati dell'errore della grandezza controllata. Nessuna valutazione viene fatta sugli effetti del comando scelto.

Per fare la «predizione» è necessario conoscere il modello dinamico preciso del sistema che si controlla (*controllo predittivo a modello*). Per il controllo con un controllore PID, il modello che serve è «più grossolano» o addirittura non si usa.

Il controllo ad isteresi è classificabile come controllo predittivo: con esso infatti viene scelto un comando (per esempio una delle celle della Tabella di commutazione precedentemente vista) sulla base della derivata dell'uscita (o dell'errore) che quel comando produrrà.

La predizione dell'effetto del comando sull'errore della grandezza controllata nell'intervallo $(k+1)$ -esimo è di fatto una simulazione del sistema sotto controllo ai fini di individuare il miglior comando (comando ottimo). Per svolgere tale simulazione sono necessarie, oltre al modello del sistema, le condizioni iniziali, ossia i valori delle grandezze di interesse all'istante di campionamento $(k+1)$ -esimo. L'implementazione del controllo predittivo prevede pertanto anche la predizione dei valori finali delle grandezze nell'intervallo k -esimo corrente, per il quale già si è deciso e applicato il comando.

Secondo questa descrizione, un controllo predittivo diretto di flusso e di coppia per un azionamento con motore asincrono assume la configurazione di Fig. 4.7. Nella figura sono messi in evidenza i due blocchi che svolgono le due principali azioni: predizione dei valori alla fine dell'intervallo corrente e selezione del comando ottimo da applicare nell'intervallo successivo. Nel caso del controllo diretto, ancora una volta non si farà uso del controllo di PWM e pertanto le grandezze di comando saranno i 6 vettori attivi dell'invertitore e il vettore nullo fra i quali, in ogni passo di controllo, si dovrà scegliere quello ottimale per il passo successivo.

Si descrivono qui di seguito gli algoritmi che sono compresi nei due blocchi, immaginando che l'intervallo di controllo sia l'intervallo k -esimo evidenziato nella scala dei tempi riportata a destra nella stessa Fig. 4.7. Ne risulta che le grandezze con indice k , $k-1$, ... sono misure o grandezze da

queste ricavate, attuali o passate; quelle con indice $k+1$, $k+2$, ... sono previsioni perché fanno riferimento ad istanti di campionamento futuri.

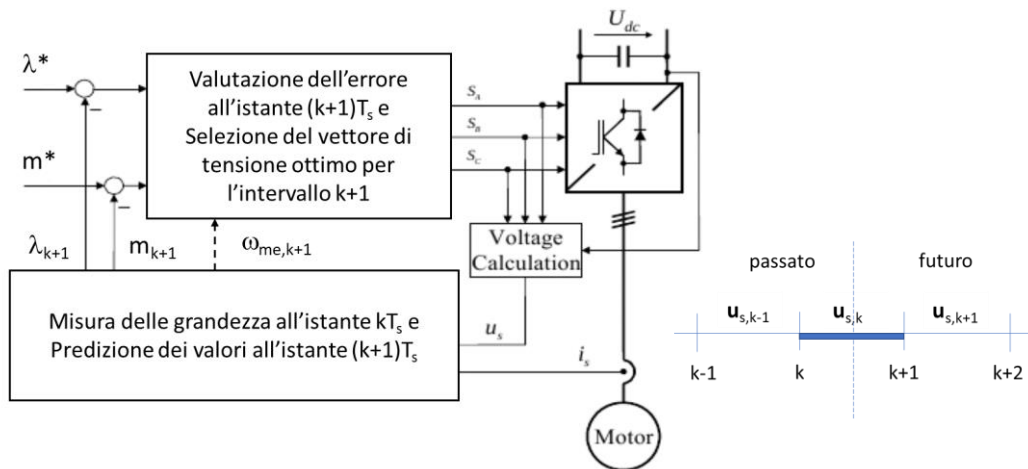


Fig. 4.7 - Schema di principio del controllo predittivo diretto di flusso e di coppia

Le grandezze da predire innanzitutto sono la coppia e l'ampiezza del flusso statorico i cui valori all'istante $(k+1)$ -esimo vanno predetti a partire dai valori, noti, dell'istante k -esimo e della tensione $\mathbf{u}_{s,k}^s$ applicata al motore nell'intervallo corrente.

- a) Predizione dell'ampiezza del flusso statorico all'istante $(k+1)T_s$ - Per quanto riguarda l'ampiezza del flusso statorico è nota la (4.1.1) che, riordinata e riscritta per l'istante k -esimo, diventa:

$$\left(\frac{d\lambda_s^s}{dt}\right)_k = \mathbf{u}_{s,k}^s - R_s \mathbf{i}_{s,k}^s \quad (4.3.1)$$

Calcolata la (4.3.1) ne consegue facilmente:

$$\lambda_{s,k+1}^s = \lambda_{s,k}^s + T_s \left(\frac{d\lambda_s^s}{dt}\right)_k \quad (4.3.2)$$

ove $\lambda_{s,k}^s$ è il vettore flusso statorico calcolato, con simile procedura, nel passo precedente. Il modulo della (4.3.2) è la grandezza richiesta.

- b) Predizione dell'ampiezza del flusso statorico all'istante $(k+1)T_s$ - Per arrivare alla stima della coppia occorre preliminarmente ricostruire il vettore flusso rotorico. Dalla (4.1.12) si ottiene, per l'istante k -esimo:

$$\left(\frac{d\lambda_r^s}{dt}\right)_k = -R_r \mathbf{i}_{r,k}^s + j\omega_{me,k} \lambda_{r,k}^s \quad (4.3.3)$$

Ma vale anche:

$$\mathbf{i}_{r,k}^s = \frac{\lambda_{r,k}^s}{L_r} - \frac{L_M}{L_r} \mathbf{i}_{s,k}^s \quad (4.3.4)$$

sicché, in definitiva:

$$\left(\frac{d\lambda_r^s}{dt} \right)_k = -R_r \frac{\lambda_{r,k}^s}{L_r} + R_r \frac{L_M}{L_r} \mathbf{i}_{s,k}^s + j\omega_{me,k} \lambda_{r,k}^s \quad (4.3.5)$$

Calcolata la (4.3.5) ne consegue ancora facilmente:

$$\lambda_{r,k+1}^s = \lambda_{r,k}^s + T_s \left(\frac{d\lambda_r^s}{dt} \right)_k \quad (4.3.6)$$

ove $\lambda_{r,k}^s$ è il vettore flusso rotorico calcolato, con simile procedura, nel passo precedente. Noti i vettori flusso statorico (4.3.2) e rotorico (4.3.6) predetti nell'istante (k+1)-esimo, la coppia nello stesso istante si può predire con la nota relazione (4.1.10):

$$m_{k+1} = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L'_s L_r} (\lambda_{rd,k+1}^s \lambda_{sq,k+1}^s - \lambda_{rq,k+1}^s \lambda_{sd,k+1}^s) \quad (4.3.7)$$

- c) Predizione dell'errore all'istante (k+1) T_s - L'azione (vettore di tensione) ottima da applicare nell'intervallo (k+1)-esimo dipenderà dagli errori di flusso e di coppia presenti all'inizio dello stesso intervallo, che pertanto dovranno essere pure predetti, e dalla strategia di selezione del vettore ottimale, atto a ridurre i citati errori. Allo scopo conviene introdurre una grandezza ausiliaria così definita:

$$\mathbf{z} = \frac{m}{M_n} + j \frac{|\lambda_s|}{\Lambda_{s,n}} = \frac{m}{M_n} + j \frac{\lambda_s}{\Lambda_{s,n}} \quad (4.3.8)$$

I valori di coppia e di flusso che definiscono \mathbf{z} sono normalizzati rispetto ai loro valori nominali per renderli adimensionali e quindi confrontabili e combinabili nella stessa grandezza.

Ne consegue che si può definire un errore complesso:

$$\boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{z}^* - \mathbf{z} = \frac{m^* - m}{M_n} + j \frac{\lambda_s^* - \lambda_s}{\Lambda_{s,n}} = \epsilon_m + j\epsilon_\lambda \quad (4.3.9)$$

La Fig. 4.8 illustra graficamente la definizione delle grandezze ausiliarie appena definite.

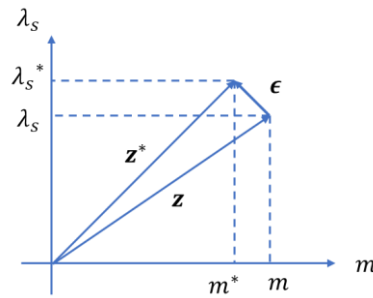


Fig. 4.8 Definizione delle grandezze ausiliarie e dell'errore complesso

Per l'istante (k+1)-esimo si potrà scrivere:

$$\epsilon_{k+1} = \mathbf{z}^* - \mathbf{z}_{k+1} = \frac{m^* - m_{k+1}}{M_n} + j \frac{\lambda_s^* - \lambda_{s,k+1}}{\Lambda_{s,n}} = \epsilon_{m,k+1} + j\epsilon_{\lambda,k+1} \quad (4.3.10)$$

ove tutti i termini sono noti (già calcolati o dati).

- d) Criterio di scelta del vettore di tensione - Il controllo predittivo diretto di flusso e di coppia mantiene la natura isteretica già vista per il DTC originale, nel senso che agisce, modificando il vettore di tensione applicato al motore, ogniqualvolta l'errore raggiunge e tende a superare una certa soglia, allo scopo di contenere l'ampiezza dell'errore entro questa soglia.

Con la definizione di errore introdotta, l'obiettivo del controllo si può così formulare:

$$|\epsilon| = \epsilon = \sqrt{\epsilon_m^2 + \epsilon_\lambda^2} < E_{max} \quad (4.3.11)$$

Secondo questa strategia del controllo ad isteresi (complessa), quando il modulo dell'errore raggiunge (e supera) il limite E_{max} si comanda un'azione tale da ridurne l'ampiezza ovvero di riportare l'errore complesso ϵ entro il cerchio limite mostrato in Fig. 4.9.

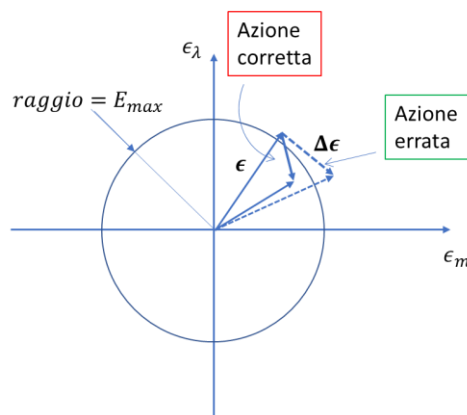


Fig. 4.9 – Dinamica dell'errore nel controllo predittivo diretto di flusso e di coppia.

L'azione corretta sarà pertanto quella capace di produrre:

$$\frac{d|\epsilon|}{dt} < 0 \quad (4.3.12)$$

La condizione espressa dalla (4.3.12) è detta anche *condizione di convergenza* (nel senso che tende a portare a zero l'errore e far convergere \mathbf{z} verso \mathbf{z}^*). La condizione di convergenza diventa anche:

$$\frac{d|\epsilon|}{dt} = \frac{d\sqrt{\epsilon_m^2 + \epsilon_\lambda^2}}{dt} = \frac{\epsilon_m \frac{d\epsilon_m}{dt} + \epsilon_\lambda \frac{d\epsilon_\lambda}{dt}}{|\epsilon|} < 0 \quad (4.3.13)$$

ovvero deve essere:

$$J = \epsilon_m \frac{d\epsilon_m}{dt} + \epsilon_\lambda \frac{d\epsilon_\lambda}{dt} < 0 \quad \text{condizione di convergenza} \quad (4.3.14)$$

ed anche, in altra forma

$$J = -\epsilon_m \frac{dm}{dt} \frac{1}{M_n} - \epsilon_\lambda \frac{d\lambda_s}{dt} \frac{1}{\Lambda_{s,n}} < 0 \quad (4.3.15)$$

La quantità J è detta anche *funzione costo* in quanto il vettore di tensione che si dovrà scegliere sarà quello che più di altri soddisfa la condizione di convergenza e quindi produrrà il minimo (massimo negativo) valore di J .

In sintesi, sulla base dell'entità dell'errore $|\epsilon_{(k+1)}| = \epsilon_{(k+1)}$, predetto durante l'intervallo k -esimo, che va da kT_s a $(k+1)T_s$, si decide la tensione $\mathbf{u}_{s,k+1}$ da applicare nell'istante $(k+1)T_s$ e che sarà quella agente nell'intervallo che va da $(k+1)T_s$ a $(k+2)T_s$ secondo la seguente strategia:

- se $\epsilon_{k+1} < E_{max}$
 $\Rightarrow \mathbf{u}_{s,k+1} = \mathbf{u}_{s,k}$ cioè si mantiene il vettore di tensione già in essere;
- se $\epsilon_{k+1} \geq E_{max}$
 $\Rightarrow \mathbf{u}_{s,k+1}$ si seleziona fra i vettori di tensione $\mathbf{U}_0, \mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_7$, erogabili dall'invertitore, scegliendo quel vettore che soddisfa al meglio la condizione di convergenza (funzione costo):

$$\min J_{k+1}^{(h)} < 0 \quad h = 0, 1, \dots, 7$$

La funzione costo è allo scopo valutata per ciascun vettore $\mathbf{U}_0, \mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_7$

$$J_{k+1}^{(h)} = -\epsilon_{m,k+1} \left(\frac{dm}{dt} \right)_{k+1}^{(h)} \frac{1}{M_n} - \epsilon_{\lambda,k+1} \left(\frac{d\lambda_s}{dt} \right)_{k+1}^{(h)} \frac{1}{\Lambda_{s,n}} \quad h = 0,1, \dots, 7 \quad (4.3.16)$$

E, a seguito di ciò, si può verificare uno dei seguenti tre casi:

- Un solo vettore (sia \mathbf{U}_n) soddisfa $J < 0$: si sceglie $\mathbf{u}_{s,k+1} = \mathbf{U}_n$
- Più di un vettore (per es. due: \mathbf{U}_{n1} e \mathbf{U}_{n2}) soddisfa $J < 0$: se $J_{k+1}^{(n1)} < J_{k+1}^{(n2)}$ si sceglie $\mathbf{u}_{s,k+1} = \mathbf{U}_{n1}$ ossia si sceglie il vettore per il quale si ha la funzione costo «più negativa» (minima). In alternativa si può dirimere la questione della doppia possibilità di scelta aggiungendo ulteriori criteri come per esempio il minimo numero di commutazioni dell'invertitore per produrre la tensione $\mathbf{u}_{s,k+1}$ a partire dalla $\mathbf{u}_{s,k}$.
- Nessun vettore di tensione soddisfa la condizione $J < 0$: il controllo «non converge». La causa più probabile è che sia $\omega_{me} > \omega_{me,base}$, ossia si sta tentando di far funzionare l'azionamento al di fuori della sua ammissibile regione di funzionamento.

Per il calcolo della (4.3.16) per ciascun vettore di tensione disponibile si possono usare le espressioni delle derivate già viste in precedenza con le (4.1.6), (4.1.11) (4.1.12). Allo scopo si deve preliminarmente predire la corrente $i_{s,k+1}$ che si può ottenere dalla

$$i_{s,k+1}^s = \left(\frac{1}{L_s L_r - L_M^2} \right) (L_r \lambda_{s,k+1}^s - L_M \lambda_{r,k+1}^s) \quad (4.3.17)$$

Dalla (4.1.6) si può quindi formulare la seguente stima

$$\left(\frac{d\lambda_s}{dt} \right)_{k+1}^{(h)} = \frac{(u_{sd,k+1}^{s,(h)} \lambda_{sd,k+1}^s + u_{sq,k+1}^{s,(h)} \lambda_{sq,k+1}^s) - R_s (i_{sd,k+1}^s \lambda_{sd,k+1}^s + i_{sq,k+1}^s \lambda_{sq,k+1}^s)}{\lambda_{s,k+1}} \quad (4.3.18)$$

per ciascuno dei vettori di tensione: $h=0,1,\dots,7$.

L'espressione (4.1.11) della derivata della coppia riscritta per l'istante $(k+1)T_s$ diventa:

$$\begin{aligned} \left(\frac{dm}{dt} \right)_{k+1}^{(h)} &= \\ &= \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L_s L_r} \left[\left(\frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} \right)_{k+1} \lambda_{sq,k+1}^s + \lambda_{rd,k+1}^s \left(\frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} \right)_{k+1}^{(h)} - \left(\frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} \right)_{k+1} \lambda_{sd,k+1}^s - \lambda_{rq,k+1}^s \left(\frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \right)_{k+1}^{(h)} \right] \end{aligned} \quad (4.3.19)$$

Ciascuna derivata può essere stimata ricorrendo ancora alle (4.1.2), (4.1.3), (4.1.13) e (4.1.14) scritte per l'istante di campionamento $(k+1)$ -esimo:

$$\left(\frac{d\lambda_{sd}^s}{dt}\right)_{k+1}^{(h)} = u_{sd,k+1}^{s(h)} - R_s i_{sd,k+1}^s \quad (4.3.20)$$

$$\left(\frac{d\lambda_{sq}^s}{dt}\right)_{k+1}^{(h)} = u_{sq,k+1}^{s(h)} - R_s i_{sq,k+1}^s \quad (4.3.21)$$

$$\left(\frac{d\lambda_{rd}^s}{dt}\right)_{k+1} = -R_r \frac{\lambda_{rd,k+1}^s}{L_r} + R_r \frac{L_M}{L_r} i_{sd,k+1}^s - \omega_{me,k+1} \lambda_{rq,k+1}^s \quad (4.3.22)$$

$$\left(\frac{d\lambda_{rq}^s}{dt}\right)_{k+1} = -R_r \frac{\lambda_{rq,k+1}^s}{L_r} + R_r \frac{L_M}{L_r} i_{sq,k+1}^s + \omega_{me,k+1} \lambda_{rd,k+1}^s \quad (4.3.23)$$

Tutte le grandezze che compaiono nelle derivate sopra scritte sono già state predette, ad esclusione della velocità $\omega_{me,k+1}$. Per questa si può utilizzare il valore misurato $\omega_{me,k}$ sfruttando il fatto che la velocità (grandezza meccanica) non varia in modo significativo in un periodo di campionamento.

La Fig. 4.10 mostra il flow-chart di un ciclo di controllo del controllo predittivo diretto di flusso e di coppia come sopra descritto. Alla conclusione del ciclo, l’algoritmo viene ovviamente ripetuto riprendendolo dall’inizio.

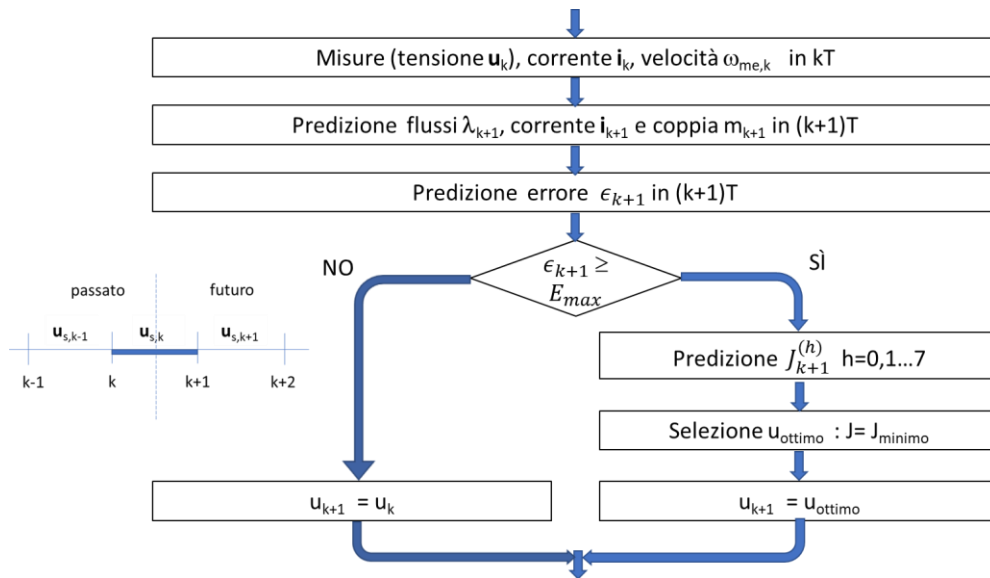


Fig. 4.10 – Flow-chart del controllo predittivo diretto di flusso e di coppia.

4.4. Controllo di flusso e di coppia a tensione impressa

La frequenza di commutazione (frequenza di switching) negli azionamenti per motore asincrono di medio-piccola potenza ($P < 100$ kW) a PWM è in genere nel campo da 5 a 20 kHz, con valori più piccoli per le potenze più grandi. Il tempo di un ciclo di controllo (tempo di campionamento), solitamente coincidente con il periodo di switching è allora compreso fra 50 e 200 μ s.

Un azionamento con DTC, implementato in modo convenzionale o predittivo, con tempi di campionamento di questo ordine di valori, mostra in genere un ripple (oscillazione) di coppia (e quindi di corrente) maggiore di quello dell'azionamento con PWM. Ciò si spiega con l'osservazione che in un azionamento con DTC ogni vettore di tensione prodotto dall'invertitore è mantenuto per tutta la durata del periodo di campionamento, mentre in un azionamento con PWM nello stesso periodo di tempo si succede una sequenza di vettori di tensione diversi, da 3 a 5 a seconda della modalità di realizzazione della PWM. Per avere ripple comparabili sarebbe quindi necessario avere negli azionamenti con DTC un periodo di campionamento da 3 a 5 volte più breve del periodo di switching di un azionamento a PWM. Ma ciò è incompatibile con le esigenze di calcolo di un controllo digitale predittivo, a meno di non usare componenti digitali di elevata capacità di calcolo e quindi costosi.

La situazione si rovescia per azionamenti di elevata potenza per i quali, a causa delle limitate capacità di switching dei componenti elettronici di potenza, la frequenza della PWM si abbassa a pochi kHz ed anche a poche centinaia di Hz per gli azionamenti della potenza attorno al MW. In queste condizioni un azionamento a PWM mostra in genere oscillazioni di corrente e coppia percentualmente grandi rispetto ai valori nominali e un controllo DTC predittivo consente di avere prestazioni nettamente migliori a parità di perdite di commutazione. Il campo ottimale di impiego del DTC è pertanto quello degli azionamenti di maggiore potenza.

Per estendere l'applicazione del controllo diretto di flusso e di coppia anche nel campo delle medio-basse potenze si ricorre a volte ad un schema di controllo denominato *Controllo diretto di coppia (e di flusso) con PWM (PWM-DTC)*. Esso ancora non fa uso degli anelli di corrente, impiega un controllo di tensione con PWM e al posto dei controllori ad isteresi fa uso di controllori di tipo PI (o PID) come mostrato nella Fig. 4.11.

Secondo la definizione data in questo Capitolo di "controllo diretto", lo schema di Fig. 4.11 non rientrerebbe in questa categoria di strategie di controllo in quanto non attua un controllo diretto dello stato dell'invertitore, ma produce, a partire dagli errori di coppia e di flusso elaborati di PI, dei riferimenti di tensione che costituiscono i riferimenti del controllo di tensione a PWM che realizza queste tensioni.

Sarebbe più corretto denominarlo Controllo di flusso e di coppia a tensione impressa, così come il FOC è un controllo di flusso e di coppia a corrente impressa perché realizza il flusso e la coppia desiderati producendo dei riferimenti corrente che costituiscono i riferimenti del controllo di corrente che realizza appunto queste correnti.

In ogni caso, visto l'interesse anche pratico della soluzione, se ne da qui di seguito una descrizione e alcune linee guida per la sua progettazione.

Lo schema di controllo prevede due regolatori, quello di flusso e quello di coppia del tipo PI che chiudono i rispettivi anelli di flusso e di coppia. Le uscite dei regolatori sono i riferimenti di tensione di asse d e q nel sistema di riferimento $d^{\lambda_s}, q^{\lambda_s}$ orientato con il flusso statorico (non

esplicitamente indicato in figura). Si è già visto infatti che queste componenti di tensione sono adatte per controllare rispettivamente l'ampiezza del flusso statorico e il valore della coppia. I riferimenti di tensione sono convertiti nel sistema di riferimento stazionario $\alpha\beta$ e quindi attuati dal controllo di PWM. L'angolo del vettore flusso statorico nel sistema di riferimento $\alpha\beta$, necessario per la conversione da dq ad $\alpha\beta$, è derivato dal flusso stimato dallo stimatore di flusso e di coppia. La tensione statorica utilizzata da questo stimatore può essere ricavata dai comandi dell'invertitore (come mostrato in figura) in analogia agli schemi del DTC, oppure si possono usare i riferimenti di tensione, ora disponibili.

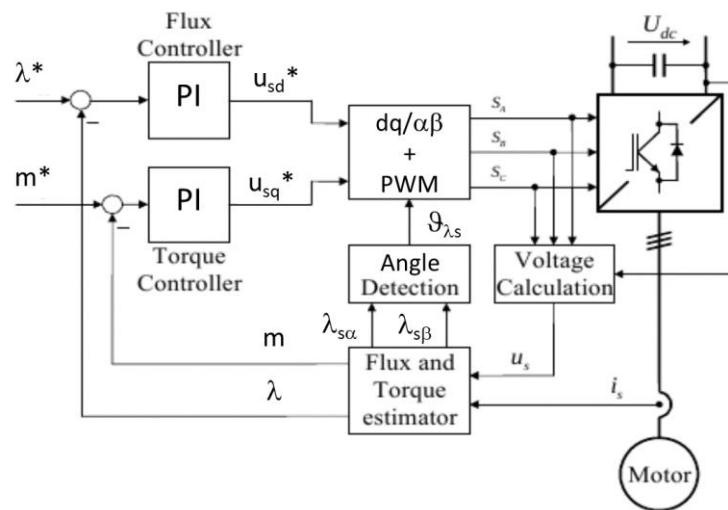


Fig. 4.11 - Schema di principio del controllo di flusso e di coppia a tensione impressa

4.1.1. Descrizione dell'anello di flusso

L'anello di flusso può essere rappresentato come in Fig 4.12. L'invertitore è rappresentato con un blocco del 1° ordine con descrive sia il ritardo dovuto alla PWM che al controllo discreto.

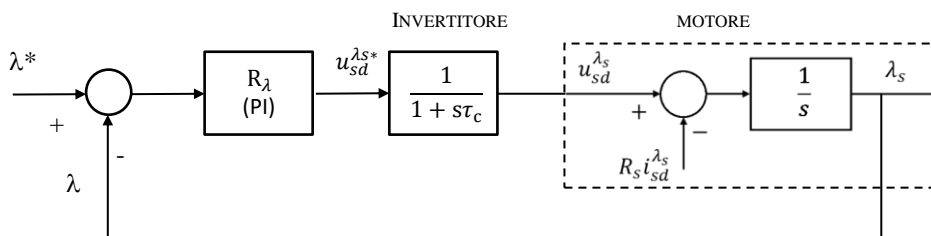


Fig. 4.12 – Anello di flusso dello schema di Fig. 4.11

Il motore è schematizzato con uno schema a blocchi che riproduce la (4.1.9). Non è mostrata la fdt dello stimatore dell'ampiezza del flusso statorico che è considerato a guadagno unitario. Lo schema mostra un disturbo di anello dovuto alla caduta resistiva della corrente diretta. Tale

disturbo è di piccola entità e può essere ignorato nel progetto del regolatore di flusso, Qualora si volessero eliminare i suoi effetti si può operare un “disaccoppiamento” da tale disturbo sommando una uguale quantità al riferimento di tensione (si vedano le tecniche per il disaccoppiamento degli anelli di corrente negli azionamenti FOC).

Il regolatore PI di flusso R_λ può essere infine progettato con il metodo dei diagrammi di Bode (o altro) fissato il margine di fase e la banda passante (frequenza di attraversamento).

4.1.2. Descrizione dell'anello di coppia

L'anello di coppia può essere rappresentato come in Fig 4.13. L'invertitore è rappresentato con un blocco del 1° ordine con descrive sia il ritardo dovuto alla PWM che al controllo discreto.

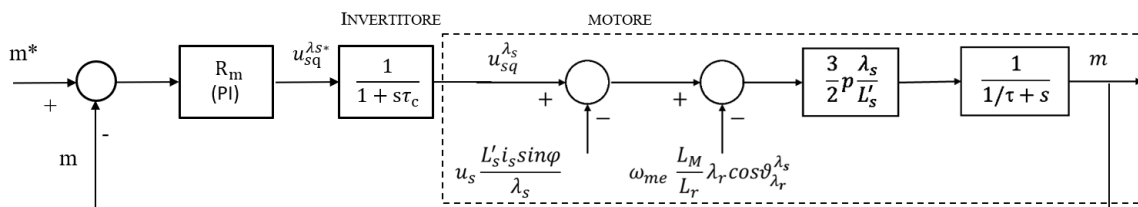


Fig. 4.13 – Anello di coppia dello schema di Fig. 4.11

Il motore è schematizzato con uno schema a blocchi che riproduce la (4.1.27), avendo posto

$$\frac{1}{\tau} = \left(\frac{R_r}{L'_r} + \frac{R_s}{L'_s} \right)$$

Non è mostrata la fdt dello stimatore della coppia che è considerato a guadagno unitario. Lo schema mostra la presenza di due disturbi di anello dovuto alla caduta induttiva della corrente reattiva (in genere trascurabile) e alla fem mozionale del motore. Quest'ultimo potrebbe non essere trascurabile perché dipendente dalla velocità la quale dipende dalla coppia stessa. Qualora si volessero eliminare gli suoi effetti di questi disturbi, si può operare un “disaccoppiamento” e una “compensazione delle fem” sommando uguali quantità al riferimento di tensione (si vedano le tecniche per il disaccoppiamento e compensazione della fem negli anelli di corrente negli azionamenti FOC).

Il regolatore PI di flusso R_m può essere infine progettato con il metodo dei diagrammi di Bode (o altro) fissato il margine di fase e la banda passante (frequenza di attraversamento).