

AZIONAMENTI ELETTRICI CON MOTORI BRUSHLESS AC

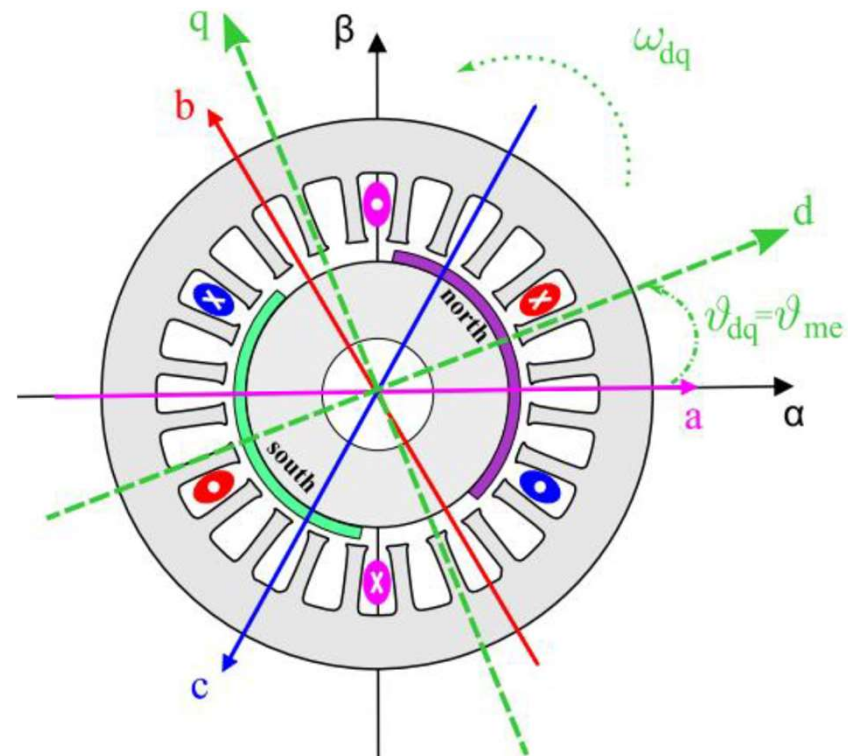
EQUAZIONI FONDAMENTALI DEI MOTORI SINCRONI A MAGNETI PERMANENTI

Si consideri inizialmente una macchina isotropa allo scopo di introdurre le relazioni fondamentali che caratterizzano una macchina sincrona a magneti permanenti.

Nella figura il sistema di riferimento di statore è orientato con l'asse α lungo la direzione dell'asse magnetico della fase a e l'asse β lungo la direzione ad essa perpendicolare.

Il sistema di riferimento di rotore è orientato con l'asse d lungo la direzione dei poli magnetici del rotore e l'asse q lungo la direzione ad essa perpendicolare.

L'angolo elettromeccanico θ_{me} è l'angolo tra l'asse polare d del rotore e l'asse magnetico della fase a .



EQUAZIONI FONDAMENTALI DEI MOTORI SINCRONI A MAGNETI PERMANENTI

Considerando l'avvolgimento trifase distribuito lungo lo statore con uno sfasamento di 120° elettrici, le equazioni di tensione fondamentali sono:

$$\begin{aligned}v_a(t) &= Ri_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \\v_b(t) &= Ri_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \\v_c(t) &= Ri_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\lambda_a(t) &= \lambda_{a,i}(t) + \lambda_{a,m}(t) \\ \lambda_b(t) &= \lambda_{b,i}(t) + \lambda_{b,m}(t) \\ \lambda_c(t) &= \lambda_{c,i}(t) + \lambda_{c,m}(t)\end{aligned}$$

dove la resistenza R di un avvolgimento di statore è assunta uguale per tutte le fasi; $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ sono le correnti che circolano negli avvolgimenti delle fasi di statore, $\lambda_a(t)$, $\lambda_b(t)$, $\lambda_c(t)$ sono i flussi concatenati.

Assumendo di trascurare la saturazione e le correnti parassite, i flussi concatenati di statore possono essere espressi come la somma di una componente $\lambda_i(t)$ dovuta alle correnti di statore e una componente $\lambda_m(t)$ dovuta ai magneti permanenti.

FLUSSI CONCATENATI PRODOTTI DAI MAGNETI PERMANENTI

Si assume che il flusso concatenato $\lambda_m(t)$ dovuto ai magneti abbia un andamento sinusoidale secondo la posizione elettrica del rotore e indipendente dalle correnti di statore; pertanto le equazioni del flusso concatenato dei magneti sono:

$$\begin{aligned}\lambda_{a,m}(t) &= \Lambda_m \cos[\theta_{me}(t)] \\ \lambda_{b,m}(t) &= \Lambda_m \cos[\theta_{me}(t) - 2\pi/3] \\ \lambda_{c,m}(t) &= \Lambda_m \cos[\theta_{me}(t) - 4\pi/3]\end{aligned}$$

dove Λ_m è il valore di picco del flusso dei magneti (considerato costante nel tempo e indipendente dalla posizione) e $\theta_{me} = p \cdot \theta_m$ (θ_m è la posizione del rotore).

FLUSSI CONCATENATI PRODOTTI DALLE CORRENTI DI STATORE

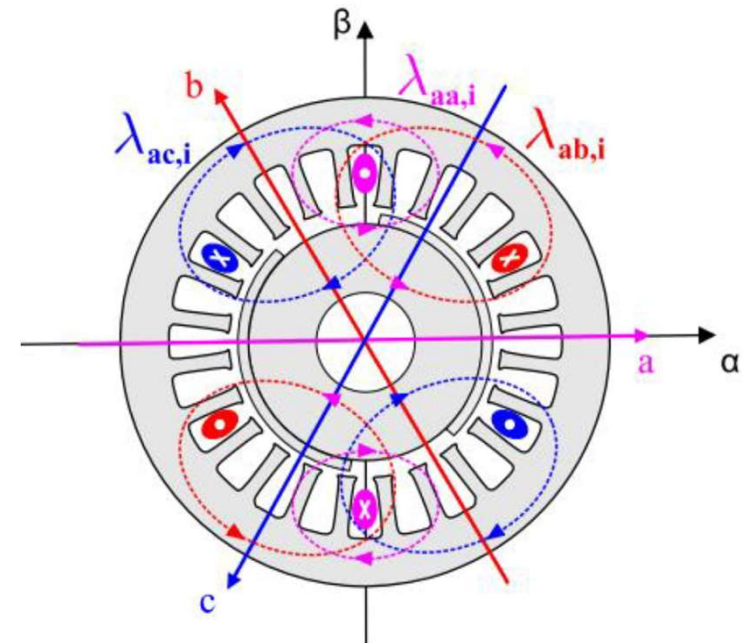
Assumendo che i magneti non siano energizzati, il flusso concatenato prodotto dalle correnti di statore può essere così espresso:

$$\lambda_{a,i}(t) = \lambda_{aa,i}(t) + \lambda_{ab,i}(t) + \lambda_{ac,i}(t)$$

$$\lambda_{b,i}(t) = \lambda_{bb,i}(t) + \lambda_{ba,i}(t) + \lambda_{bc,i}(t)$$

$$\lambda_{c,i}(t) = \lambda_{cc,i}(t) + \lambda_{ca,i}(t) + \lambda_{cb,i}(t)$$

dove $\lambda_{aa,i}(t)$ è il flusso concatenato con l'avvolgimento della fase a dovuto alla corrente della fase a e $\lambda_{ab,i}(t)$ e $\lambda_{ac,i}(t)$ sono i flussi concatenati con l'avvolgimento della fase a dovuti rispettivamente alla corrente della fase b e a quella della fase c .



COEFFICIENTI DI AUTO E MUTUA INDUZIONE

I coefficienti di auto e mutua induzione dovuti ai flussi prodotti dalle correnti di statore possono essere così espressi:

$$L_{aa} = \frac{\lambda_{aa,i}(t)}{i_a(t)}$$

$$L_{M,ab} = \frac{\lambda_{ab,i}(t)}{i_b(t)} = -|L_{M,ss}| < 0$$

$$L_{M,ac} = \frac{\lambda_{ac,i}(t)}{i_c(t)} = -|L_{M,ss}| < 0$$

Assumendo per ragioni geometriche che le mutue induttanze fra le fasi a, b e c siano tutte uguali a $L_{M,ss}$ e ricordando che la somma delle tre correnti di statore è nulla, l'induttanza sincrona è definita dall'equazione seguente:

$$\begin{aligned}\lambda_{a,i} &= \lambda_{aa,i}(t) + \lambda_{ab,i}(t) + \lambda_{ac,i}(t) \\ &= L_{aa}i_a(t) - |L_{M,ss}|(i_b(t) + i_c(t)) \\ &= (L_{aa} + |L_{M,ss}|)i_a(t) \\ &= L_a i_a(t)\end{aligned}$$

EQUAZIONI DEI FLUSSI CONCATENATI DI STATORE

Se si considera la macchina isotropa le induttanze sincrone sono uguali per tutte le fase, quindi $L_a = L_b = L_c = L$ e le equazioni diventano:

$$\lambda_a(t) = Li_a(t) + \Lambda_m \cos[\theta_{me}(t)]$$

$$\lambda_b(t) = Li_b(t) + \Lambda_m \cos[\theta_{me}(t) - 2\pi/3]$$

$$\lambda_c(t) = Li_c(t) + \Lambda_m \cos[\theta_{me}(t) - 4\pi/3]$$

Derivando le equazioni di cui sopra rispetto al tempo, esse diventano:

$$\frac{d\lambda_a(t)}{dt} = L \frac{di_a(t)}{dt} + e_a$$

$$\frac{d\lambda_b(t)}{dt} = L \frac{di_b(t)}{dt} + e_b$$

$$\frac{d\lambda_c(t)}{dt} = L \frac{di_c(t)}{dt} + e_c$$

dove $e_a(t)$, $e_b(t)$, $e_c(t)$ sono le forze contro-elettromotrici (f.c.e.m.) dovute ai flussi prodotti dai magneti che si concatenano con gli avvolgimenti di fase di statore.

EQUAZIONI DELLE F.C.E.M. E DELLE TENSIONI DI STATORE

Le equazioni delle f.c.e.m. sono:

$$e_a(t) = \Lambda_m \omega_{me}(t) \cos[\theta_{me}(t) + \pi/2]$$

$$e_b(t) = \Lambda_m \omega_{me}(t) \cos[\theta_{me}(t) + \pi/2 - 2\pi/3]$$

$$e_c(t) = \Lambda_m \omega_{me}(t) \cos[\theta_{me}(t) + \pi/2 - 4\pi/3]$$

Dove $\omega_{me}(t) = d\theta_{me}(t)/dt$ è la velocità elettrica.

Mettendo tutto assieme risulta:

$$v_a(t) = Ri_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} + \Lambda_m \omega_{me}(t) \cos[\theta_{me}(t) + \pi/2]$$

$$v_b(t) = Ri_b(t) + L \frac{di_b(t)}{dt} + \Lambda_m \omega_{me}(t) \cos[\theta_{me}(t) + \pi/2 - 2\pi/3]$$

$$v_c(t) = Ri_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} + \Lambda_m \omega_{me}(t) \cos[\theta_{me}(t) + \pi/2 - 4\pi/3]$$

EQUAZIONI NEL SISTEMA DI RIFERIMENTO STAZIONARIO

Utilizzando il concetto di vettore spaziale è possibile semplificare le equazioni di tensione rappresentandole con un'unica equazione vettoriale:

$$\bar{v}^s(t) = R\bar{i}^s(t) + L \frac{d\bar{i}^s(t)}{dt} + j\omega_{me}(t)\bar{\lambda}_m^s(t)$$

dove l'apice s indica il riferimento stazionario (α - β). Nel dettaglio, le componenti reale $v_\alpha(t)$ e immaginaria $v_\beta(t)$ del vettore spaziale di tensione sono:

$$v_\alpha(t) = Ri_\alpha(t) + L \frac{di_\alpha(t)}{dt} - \omega_{me}(t)\lambda_{m,\beta}(t)$$

$$v_\beta(t) = Ri_\beta(t) + L \frac{di_\beta(t)}{dt} + \omega_{me}(t)\lambda_{m,\alpha}(t)$$



EQUAZIONI NEL SISTEMA DI RIFERIMENTO ROTANTE SOLIDALE CON IL VETTORE FLUSSO DI ROTORE

Applicando la trasformazione dal riferimento stazionario al riferimento rotante e ponendo l'asse reale del riferimento rotante allineato con il vettore spaziale del flusso dei magneti $\lambda_{r,m}(t)$, l'equazione vettoriale delle tensioni di statore diventa:

$$\bar{v}^r(t) = R\bar{i}^r(t) + L \frac{d\bar{i}^r(t)}{dt} + j\omega_{me}(t)L\bar{i}^r(t) + j\omega_{me}(t)\Lambda_m$$

dove l'apice r indica il riferimento rotante (d - q). Nel dettaglio, le componenti reale $v_d(t)$ e immaginaria $v_q(t)$ del vettore spaziale di tensione sono:

$$v_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t)Li_q(t)$$

$$v_q(t) = Ri_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t)Li_d(t) + \omega_{me}(t)\Lambda_m$$

BILANCIO DI POTENZA

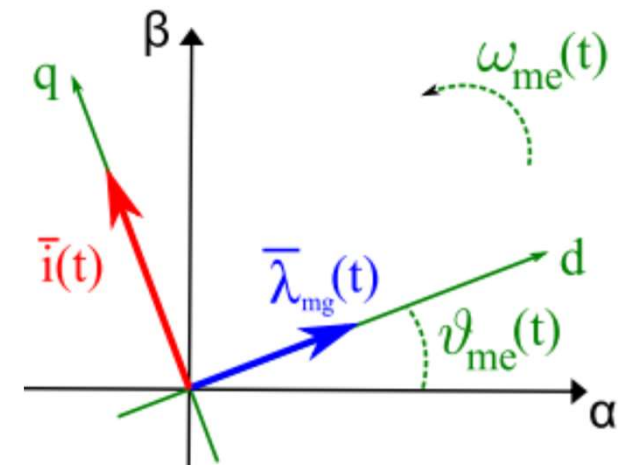
Il bilancio di potenza può essere ottenuto moltiplicando le equazioni di tensione per le rispettive correnti termine per termine, da cui si ottiene:

$$\underbrace{v_d i_d + v_q i_q}_{\frac{2}{3}P_e(t)} = \underbrace{R(i_d^2 + i_q^2)}_{\frac{2}{3}P_{joule}(t)} + \underbrace{L \left[i_d \frac{di_d}{dt} + i_q \frac{di_q}{dt} \right]}_{\frac{2}{3} \frac{dW_m(t)}{dt}} + \underbrace{\omega_{me} \Lambda_m i_q}_{\frac{2}{3}P_{em}(t)}$$

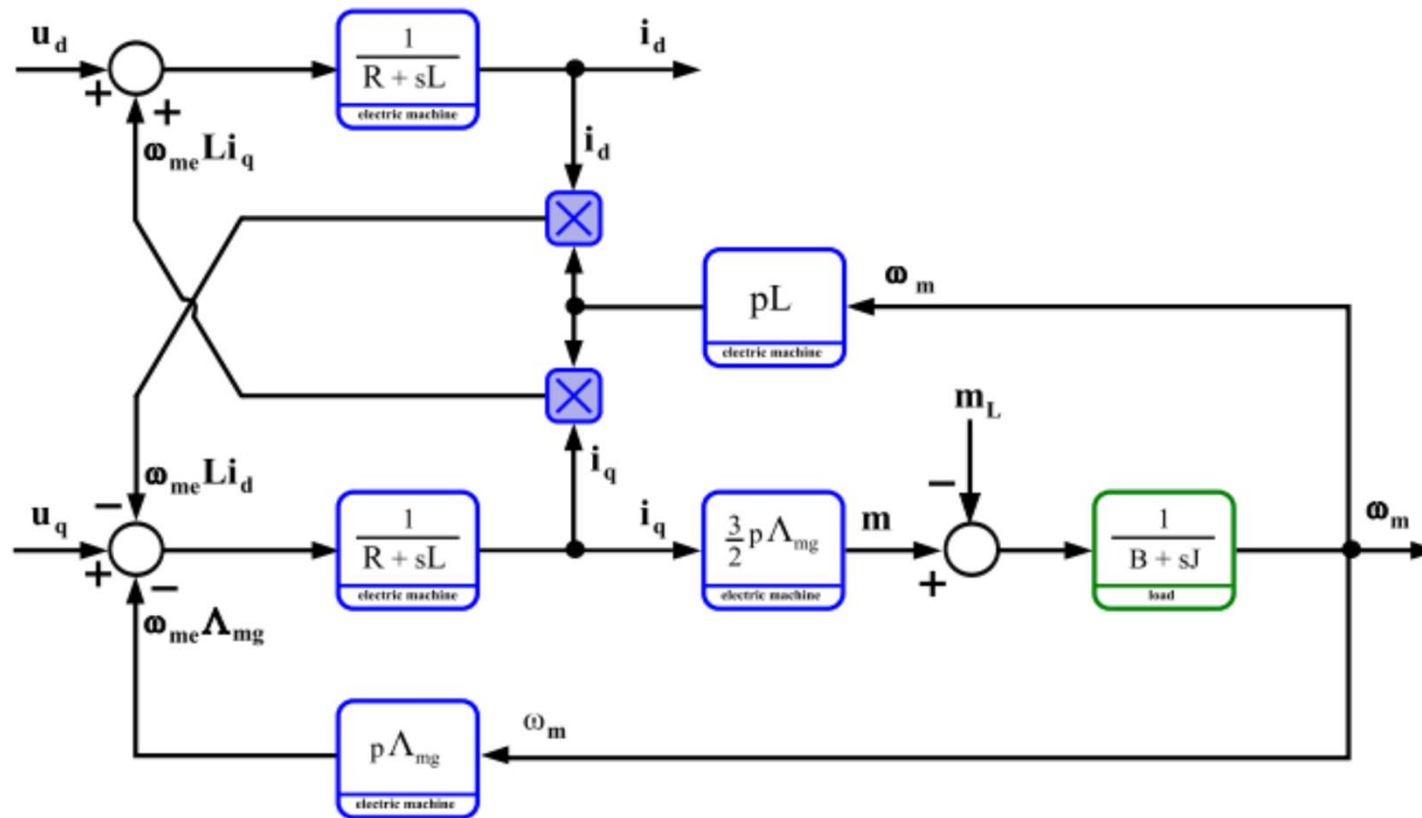
dove $P_e(t)$ è la potenza elettrica di ingresso, $P_{joule}(t)$ si riferisce alle perdite per effetto joule sulle resistenze di statore, $W_m(t)$ è l'energia magnetica immagazzinata, $P_{em}(t)$ è la potenza elettromeccanica, cioè la potenza elettrica convertita in meccanica. Il rapporto 2/3 è legato al fatto che è stata eseguita la trasformazione invariante all'ampiezza. La coppia elettromagnetica del motore risulta quindi:

$$c(t) = \frac{P_{em}(t)}{\omega_m} = \frac{3}{2} p \Lambda_m i_q(t)$$

Dato che il vettore flusso dei magneti è allineato con l'asse d , al fine di minimizzare le perdite nel rame si può allineare il vettore corrente di statore con l'asse q .



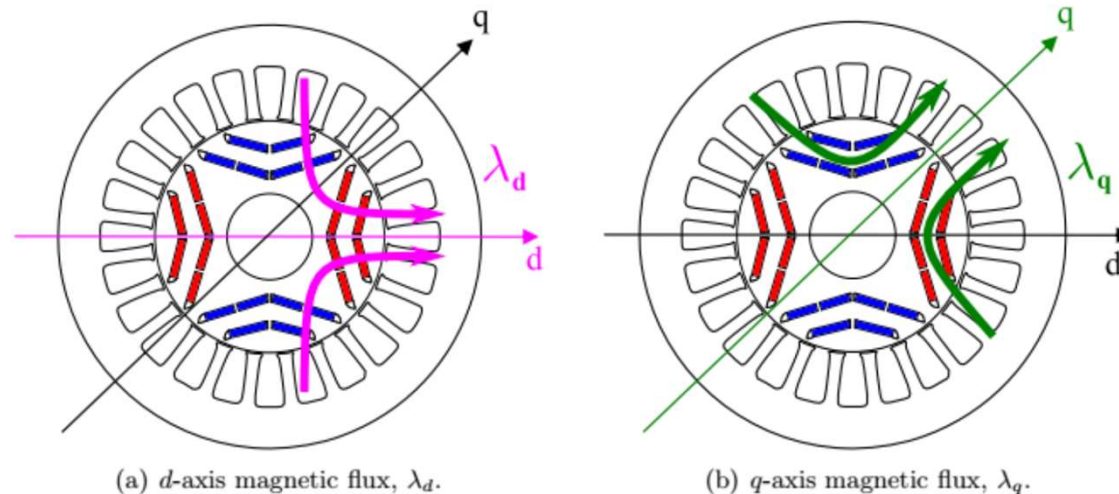
SCHEMA A BLOCCHI DELLA MACCHINA ISOTROPA IN d-q



Dallo schema appare evidente l'accoppiamento fra gli assi d e q . Questo contributo è rappresentato da $\omega_{me} L i_q$ che agisce sulla tensione v_d tramite la corrente i_q e da $-\omega_{me} L i_d$ che agisce sulla tensione v_q tramite la corrente i_d .

CONSIDERAZIONI SULLA MACCHINA ANISOTROPA

Nelle macchine sincrone anisotrope il rotore con struttura anisotropa porta ad un diverso comportamento magnetico lungo gli assi polare ed interpolare. Pertanto, così come per le macchine isotrope, si può assumere che anche nelle macchine anisotrope i conduttori abbiano distribuzione sinusoidale e mediante un'opportuna sagomatura dei magneti è possibile considerare sinusoidali i flussi concatenati $\lambda_{a,m}(t)$, $\lambda_{b,m}(t)$, $\lambda_{c,m}(t)$ e quindi sono ancora valide le stesse equazioni. Non è invece possibile caratterizzare la macchina con un unico valore di auto e mutua induttanza perché il loro valore varia in funzione della posizione del rotore.



EQUAZIONI DI TENSIONE E COPPIA DELLA MACCHINA ANISOTROPA

Nel sistema di riferimento rotante ciascun asse è caratterizzato da una propria induttanza e pertanto le equazioni diventano:

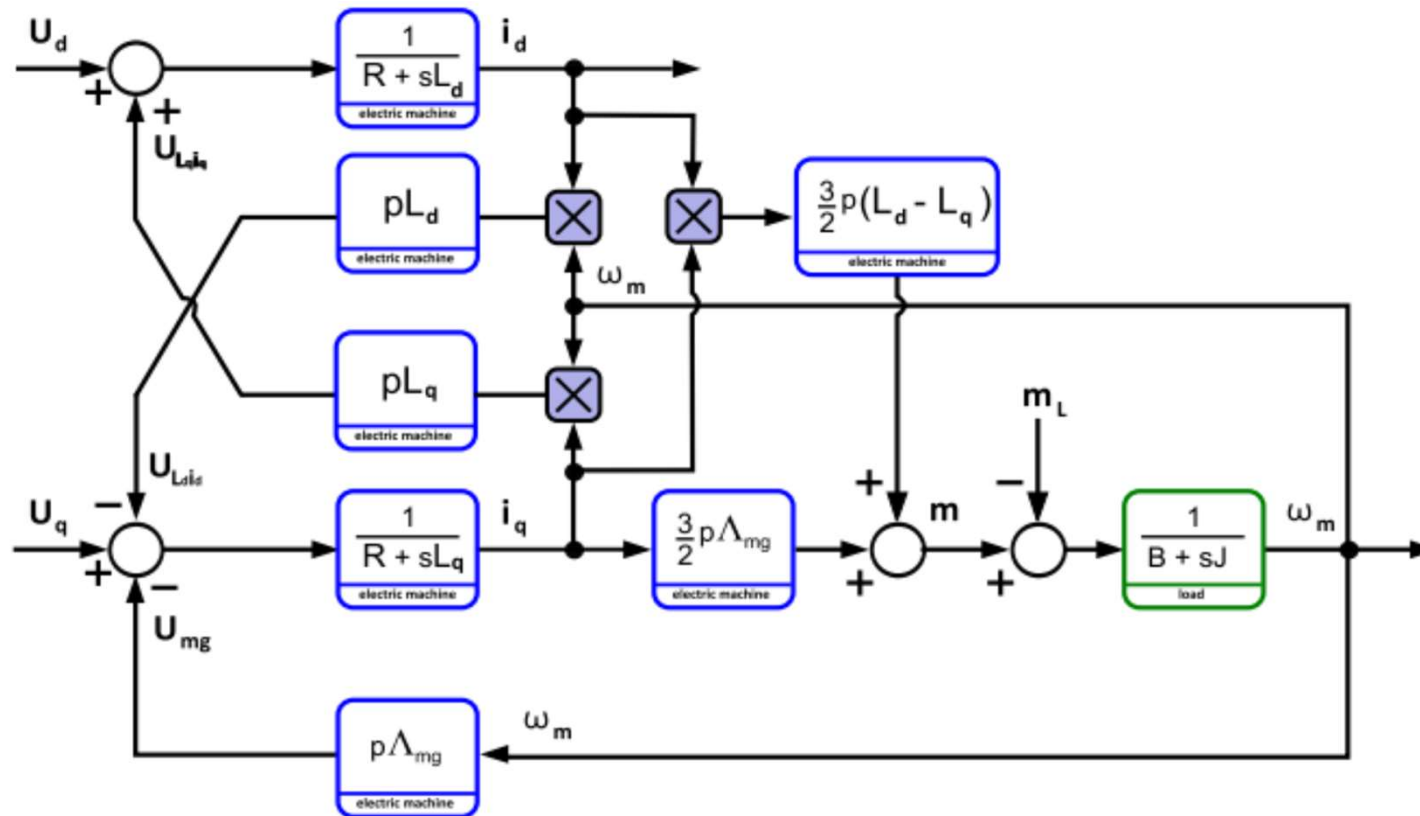
$$v_d(t) = Ri_d(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t)L_q i_q(t)$$

$$v_q(t) = Ri_q(t) + L_q \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t)L_d i_d(t) + \omega_{me}(t)\Lambda_m$$

dove L_d ed L_q indicano l'induttanza rispettivamente di asse d e di asse q .
Generalmente nelle macchine IPM L_q è da due a tre volte maggiore di L_d .
Date queste considerazioni, la coppia di una macchina anisotropa diventa:

$$\begin{aligned} c(t) &= \frac{3}{2}p\Lambda_m i_q(t) + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d(t)i_q(t) \\ &= \frac{3}{2}p[\Lambda_m + (L_d - L_q)i_d(t)]i_q(t) \end{aligned}$$

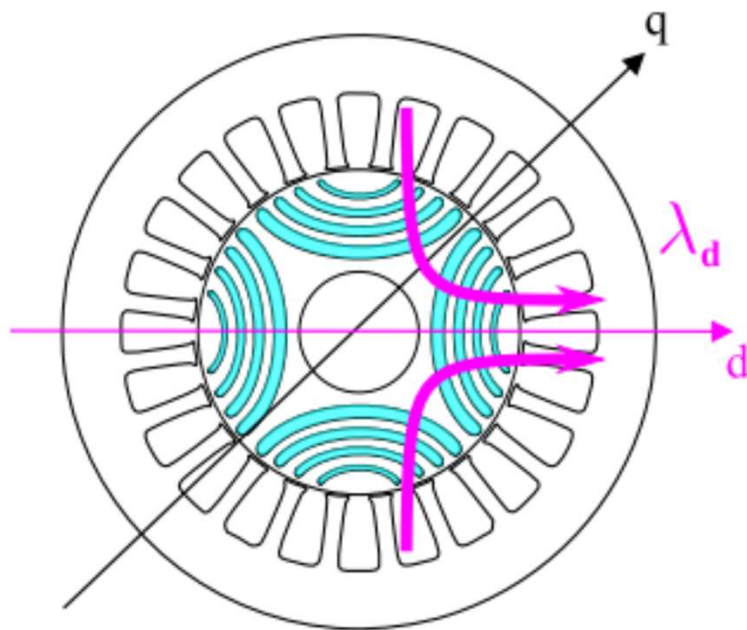
SCHEMA A BLOCCHI DELLA MACCHINA ANISOTROPA IN d-q



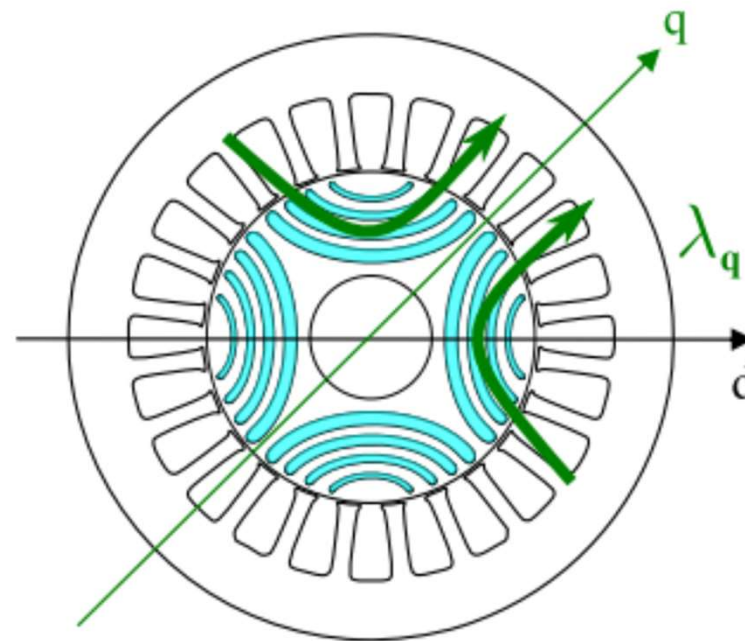
Ora ci sono due diversi tipi di accoppiamento fra gli assi d e q . Il primo è lo stesso delle macchine SPM, cioè $\omega_{me}L_q i_q$ che agisce sulla tensione v_d tramite la corrente i_q e $-\omega_{me}L_d i_d$ che agisce sulla tensione v_q tramite la corrente i_d . Il secondo è dovuto alla componente di coppia di riluttanza.

CONSIDERAZIONI SULLA MACCHINA A RILUTTANZA

Le macchine a riluttanza sono caratterizzate dall'assenza di magneti permanenti, ma le barriere di flusso creano un comportamento magnetico differente lungo i due assi rotanti.



(a) *d*-axis magnetic flux, λ_d .



(b) *q*-axis magnetic flux, λ_q .

EQUAZIONI DI TENSIONE E COPPIA DELLA MACCHINA A RILUTTANZA

Così come fatto per le macchine IPM, anche per le macchine a riluttanza si può assumere che i conduttori abbiano una distribuzione sinusoidale. Le equazioni diventano:

$$v_d(t) = Ri_d(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t)L_q i_q(t)$$

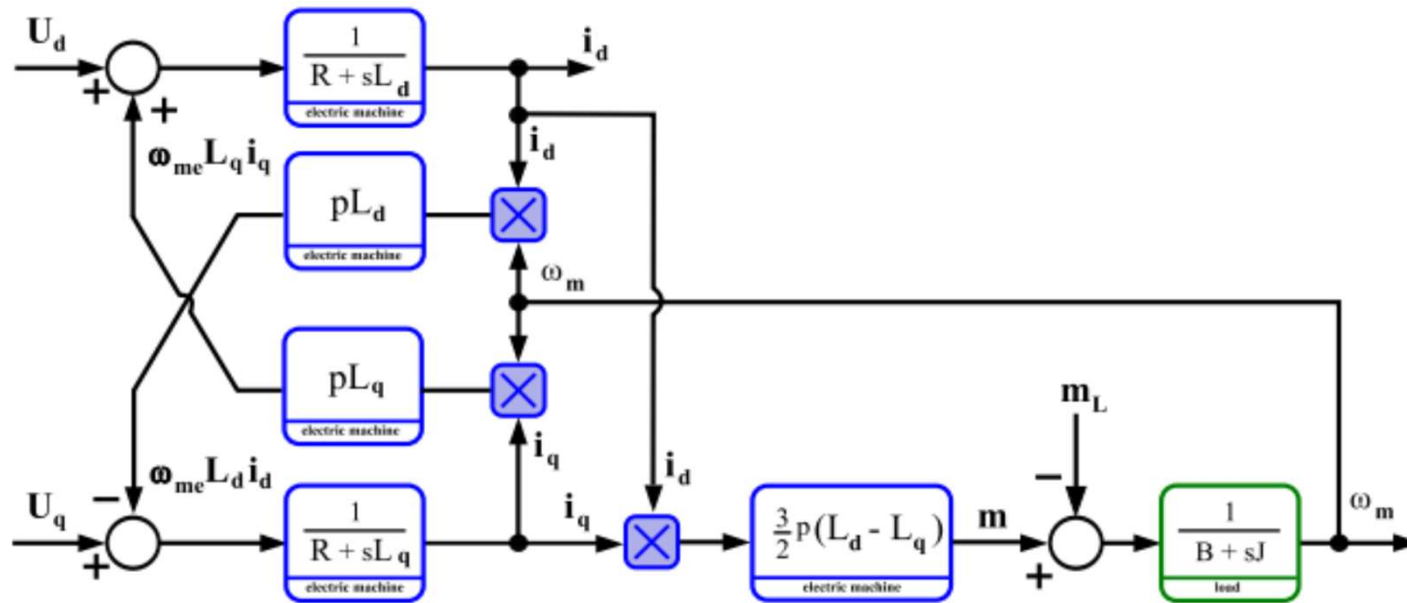
$$v_q(t) = Ri_q(t) + L_q \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t)L_d i_d(t)$$

dove L_d ed L_q indicano l'induttanza rispettivamente di asse diretto e di asse in quadratura. Generalmente nelle macchine a riluttanza L_q è da sei a dieci volte maggiore rispetto ad L_d .

Date queste considerazioni, la coppia di una macchina a riluttanza risulta:

$$c(t) = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d(t)i_q(t)$$

SCHEMA A BLOCCHI DELLA MACCHINA A RILUTTANZA IN d-q



ZONE DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA ELETTRICA

La macchina elettrica ha le sue zone di funzionamento, che sono limitate dalla massima tensione disponibile che può essere fornita dal convertitore. Si assume ragionevolmente che i limiti del convertitore (massima tensione e corrente sostenibili dai dispositivi) siano tali da consentire alla macchina di poter lavorare in tutti i punti di lavoro per essa ammissibili in base ai suoi limiti termici, limiti di isolamento e limiti di corrente dettati dalla necessità di evitare la smagnetizzazione dei magneti. Allo scopo di analizzare i punti di lavoro della macchina elettrica devono essere fatte alcune assunzioni. Fra queste vi sono in particolare: regime permanente, correnti e tensioni sinusoidali (con ampiezza e frequenza costanti) e velocità elettrica costante. Pertanto, nel sistema di riferimento d - q sincrono, le tensioni (V_d , V_q) e le correnti (I_d , I_q) hanno ampiezza costante.

La tensione concatenata nominale è indicata con V_{nom} , che corrisponde al massimo valore di tensione ammissibile. La corrente nominale è indicata con I_{nom} ed è legata ai limiti termici in condizioni di regime. Tuttavia è possibile sovraccaricare il motore con correnti superiori alla nominale per un breve tempo in base ai limiti termici e di smagnetizzazione.

ZONE DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA ELETTRICA

I limiti di corrente possono essere espressi direttamente dalle componenti I_d e I_q della corrente come:

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_N^2$$

dove I_N è l'ampiezza del vettore spaziale di corrente, che è il valore di picco della corrente di fase nominale I_{nom} (cioè con corrente sinusoidale $I_N = \sqrt{2}I_{nom}$). In maniera simile, il limite di tensione è:

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_N^2$$

dove V_N è l'ampiezza del vettore spaziale di tensione, che è il valore di picco della tensione di fase nominale V_{nom} (cioè $V_N = \sqrt{2}/\sqrt{3}V_{nom}$).

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA SPM

Considerando un motore sincrono SPM, le equazioni di tensione in d - q della dia 10 in condizioni di regime permanente diventano:

$$\begin{aligned}V_d &= RI_d - \Omega_{me}LI_q \\V_q &= RI_q + \Omega_{me}(LI_d + \Lambda_m)\end{aligned}$$

La caduta sulla resistenza R degli avvolgimenti di statore può essere trascurata perché ammonta tipicamente a qualche per cento della tensione nominale. Con questa assunzione si possono quindi esprimere i limiti di tensione in funzione della corrente come:

$$(\Omega_{me}LI_q)^2 + (\Omega_{me}LI_d + \Omega_{me}\Lambda_m)^2 \leq V_N^2$$

che può essere scritto come:

$$\left(I_d + \frac{\Lambda_m}{L}\right)^2 + I_q^2 \leq \left(\frac{V_N}{\Omega_{me}L}\right)^2$$

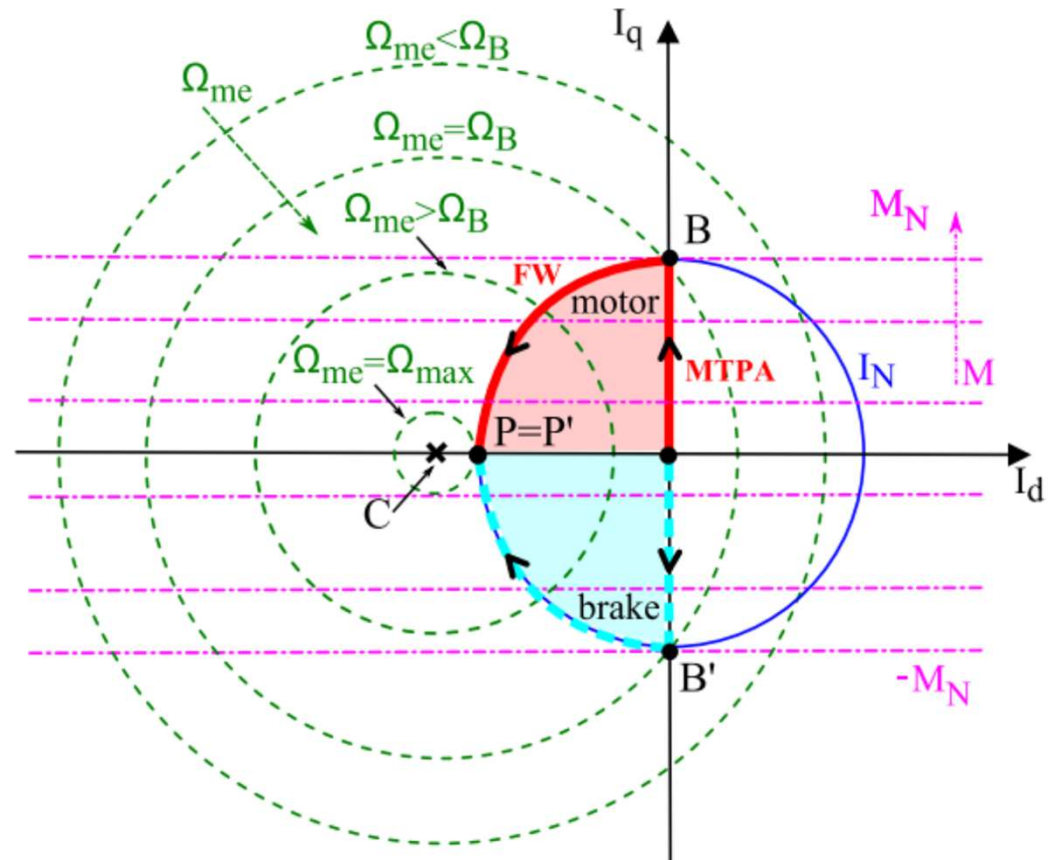
Questi limiti di funzionamento possono essere riportati in un piano d - q della corrente.

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM

I limite di corrente è rappresentato nel grafico dalla circonferenza blu di raggio I_N e il limite di tensione è rappresentato da una famiglia di circonferenze concentriche (linee verdi tratteggiate) il raggio delle quali è inversamente proporzionale alla velocità elettrica. Le coordinate del centro C di queste circonferenze sono:

$$I_{Cd} = -\frac{\Lambda_m}{L}, \quad I_{Cq} = 0$$

Queste due coordinate corrispondono alle componenti della corrente di corto circuito del motore. Tipicamente in un SPM la corrente di corto circuito è più elevata della corrente nominale, pertanto il centro della circonferenza limite di tensione è al di fuori della circonferenza limite di corrente.



LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM

Le componenti di corrente della figura della slide precedente, sono state ottenute trascurando le cadute di tensione resistive; in tal caso la corrente di corto circuito risulta indipendente dalla velocità.

In base all'equazione di coppia della dia 11 nell'SPM le curve a coppia costante sono rette parallele all'asse d (linee magenta tratteggiate-punteggiate riportate nel grafico della diapositiva precedente) perché la coppia dipende solo da I_q .

La traiettoria B-B' contiene tutti i punti di tangenza fra le curve a coppia costante e le circonferenze di corrente. Questi punti sono caratterizzati dal massimo rapporto fra la coppia e la corrente. La linea B-B' è la traiettoria della coppia massima per Ampere, detta traiettoria MTPA (Maximum Torque Per Ampere). Il punto B rappresenta il valore positivo della coppia nominale (M_N). In questo punto la macchina lavora da motore; al contrario il punto B' rappresenta il valore negativo della coppia nominale ($-M_N$) e il motore lavora in frenatura.

La traiettoria MTPA è rappresentata dalle seguenti relazioni:

$$I_{d,MTPA} = 0$$

$$|I_{q,MTPA}| \leq I_N$$

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM

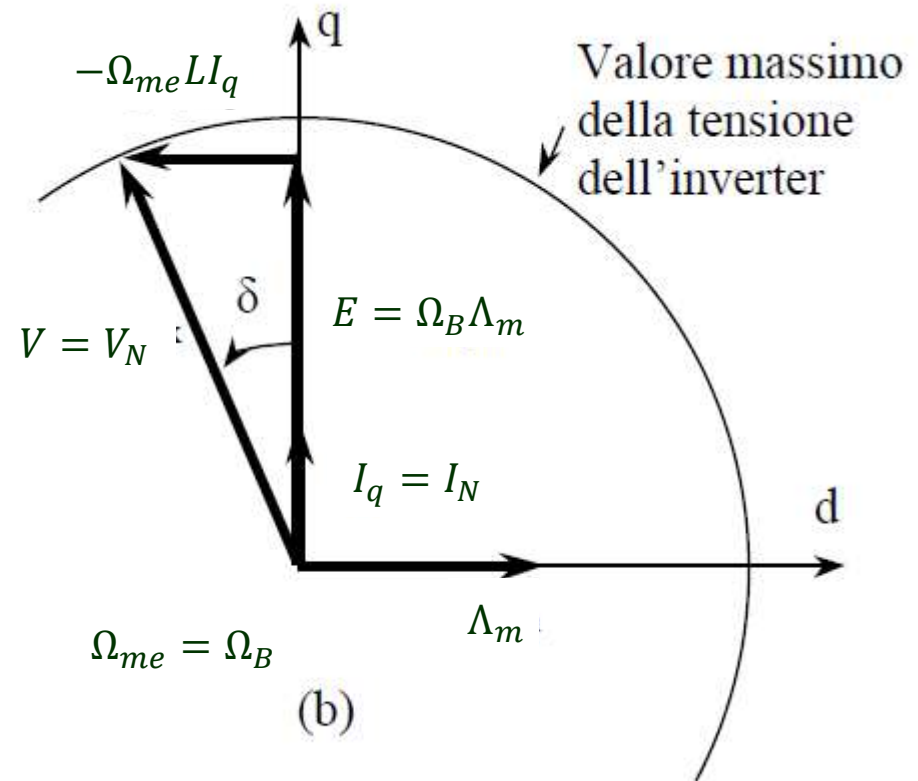
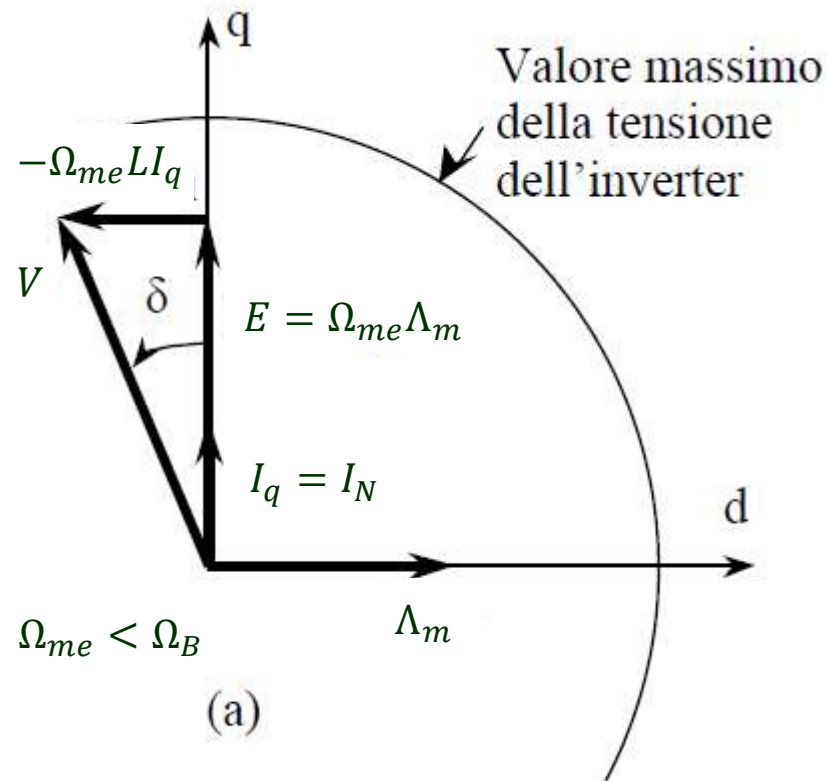
Quando il valore della velocità e della corrente variano, il motore deve soddisfare sia i limiti di corrente che di tensione. Ad esempio a basse velocità il raggio delle circonferenze di tensione è elevato, pertanto il più restrittivo è il limite di corrente; il motore può essere fatto funzionare nella traiettoria MTPA (B-B') e può fornire la coppia richiesta fino alla nominale. Questa strategia può essere adottata finché la velocità raggiunge la velocità base Ω_B . Per $\Omega_{me} = \Omega_B$ si identifica B, punto comune fra le circonferenze limite di corrente e limite di tensione. Il valore della velocità base è:

$$\Omega_B = \frac{V_N}{\sqrt{\Lambda_m^2 + (LI_N)^2}}$$

A velocità superiori a Ω_B i punti di lavoro limite stanno sull'arco B-P (e B'-P), dove il valore massimo della coppia è inferiore al valore nominale anche con la corrente nominale. Questa regione di funzionamento limitata dagli archi B-P e B'-P è la regione di deflussaggio (Flux Weakening - FW). La velocità massima è definita quando viene raggiunto il punto P. In questo punto la coppia diventa nulla e $I_d = -I_N$. La velocità elettrica massima è:

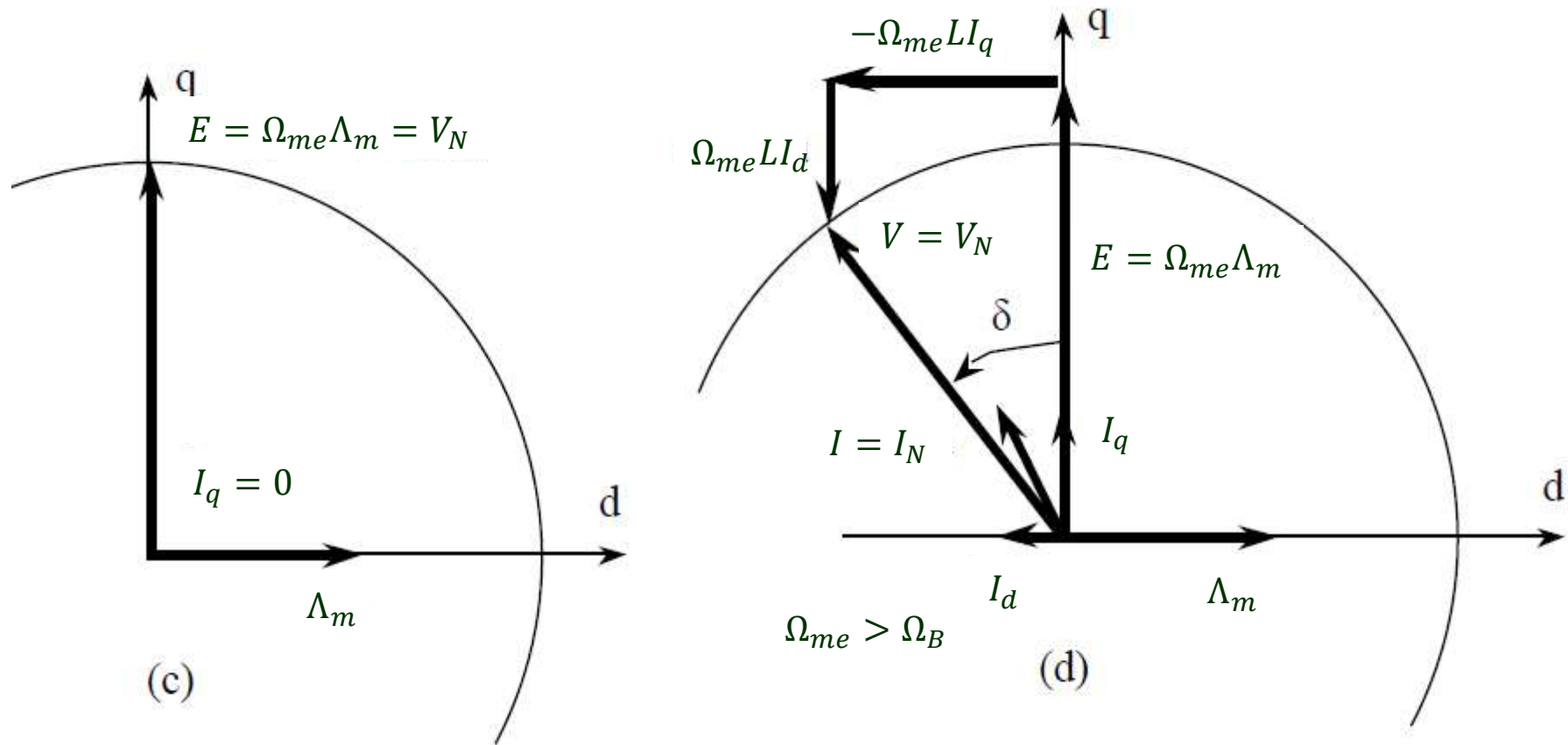
$$\Omega_{max} = \frac{V_N}{\Lambda_m - LI_N}$$

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM



Vettori di tensione nella zona di funzionamento a coppia disponibile costante (MTPA).

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM



Vettori di tensione c) nel funzionamento a vuoto a tensione nominale, d) nella zona di funzionamento in deflussaggio (FW).

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM

Nel caso di un motore con corrente di corto circuito inferiore alla nominale, il centro delle circonferenze limite di tensione si trova all'interno della circonferenza limite di corrente e la strategia di comando cambia secondo quanto mostrato in figura. La velocità nel punto P è

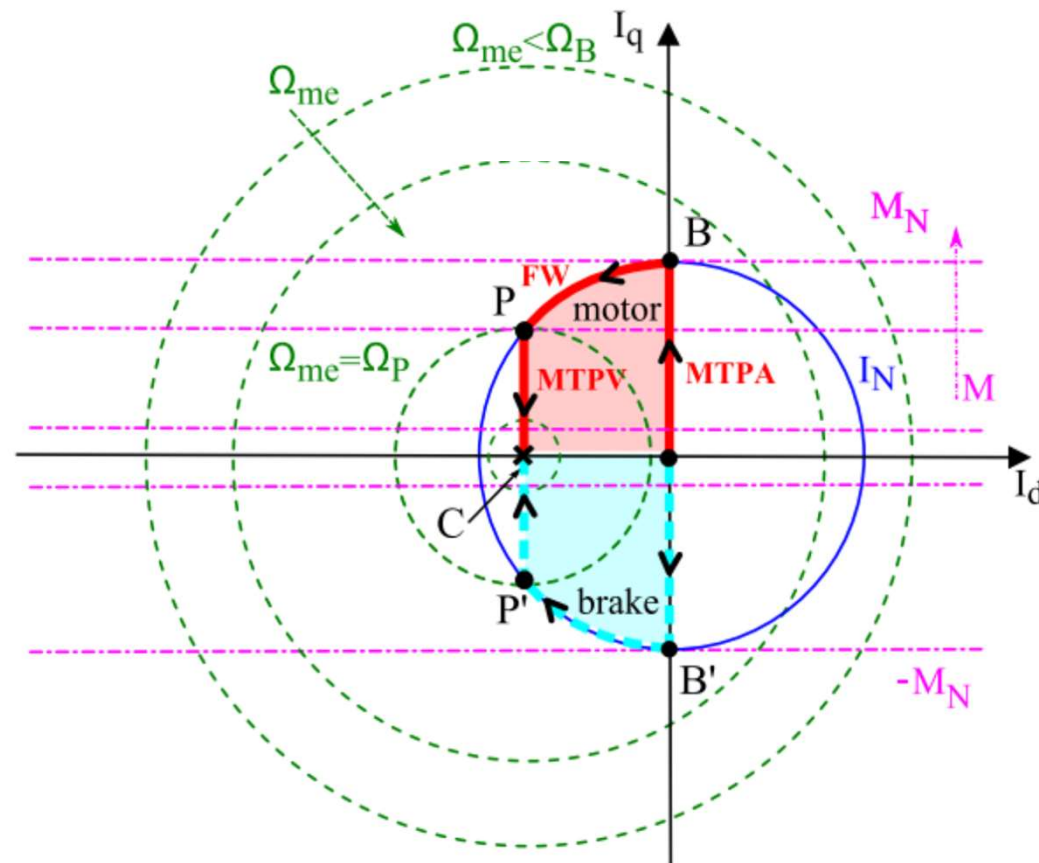
$$\Omega_P = \frac{V_N}{\sqrt{(LI_N)^2 - \Lambda_m^2}}$$

che soddisfa le condizioni

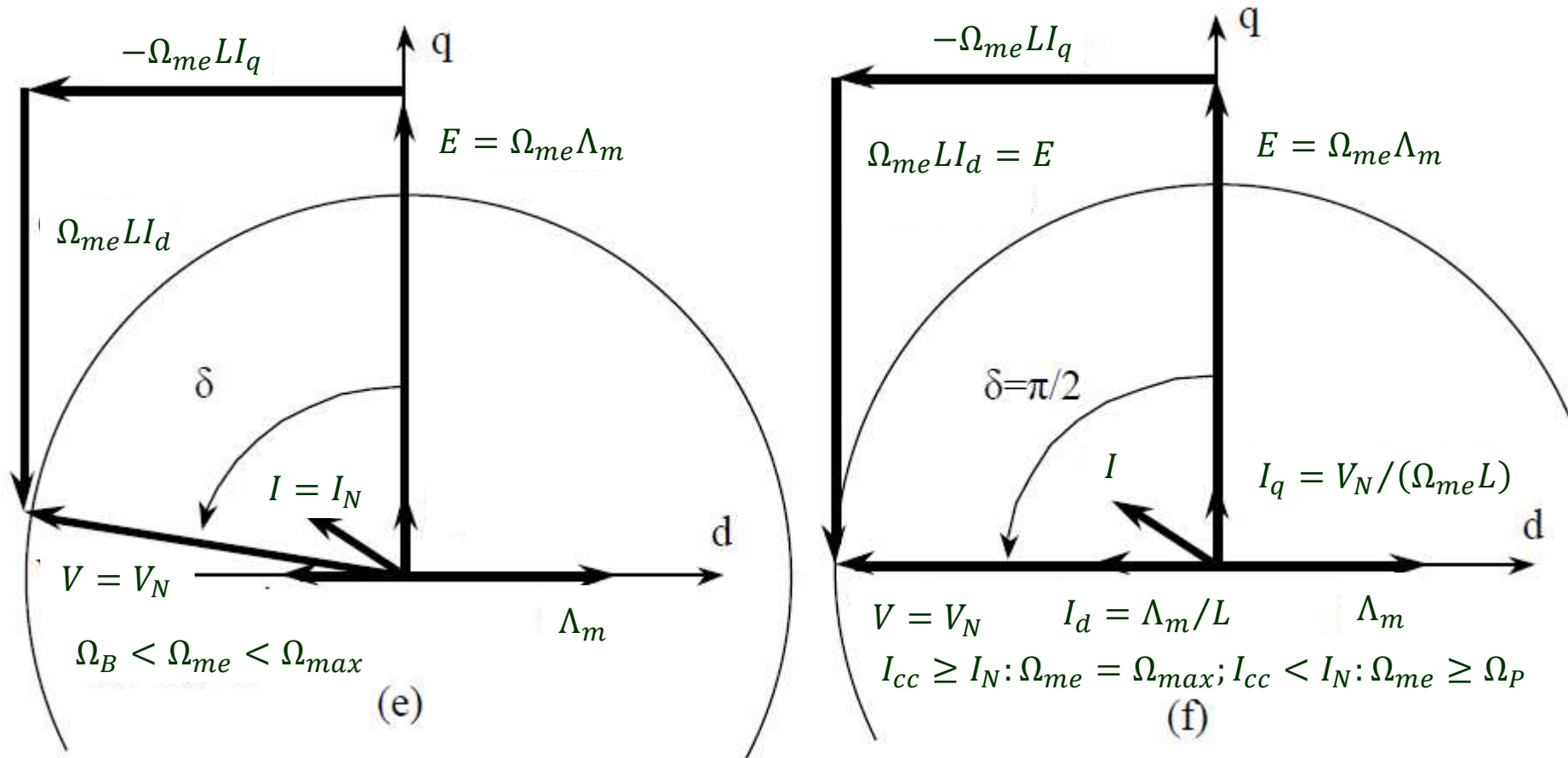
$$I_q^2 = I_N^2 - I_d^2$$

$$I_d = -\frac{\Lambda_m}{L}$$

Si noti che la velocità massima può diventare infinita se la corrente di corto circuito è minore o uguale alla corrente nominale.



LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM



Vettori di tensione nella zona di funzionamento e) deflussaggio (FW), f) nel punto P, nel caso di macchine con corrente di corto circuito superiore a I_N , e MTPV, nel caso di macchine con corrente di corto circuito inferiore a I_N .

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'SPM

Per velocità elettriche superiori a Ω_p , la coppia massima disponibile viene ottenuta alimentando il motore con vettori spaziali di corrente lungo il segmento P-P'. In maniera analoga a B-B', il segmento P-P' consente di ottenere il massimo rapporto fra la coppia e la tensione disponibile, cioè la massima coppia per Volt, detta condizione MTPV (Maximum Torque Per Volts). Le equazioni che descrivono la traiettoria MTPV sono:

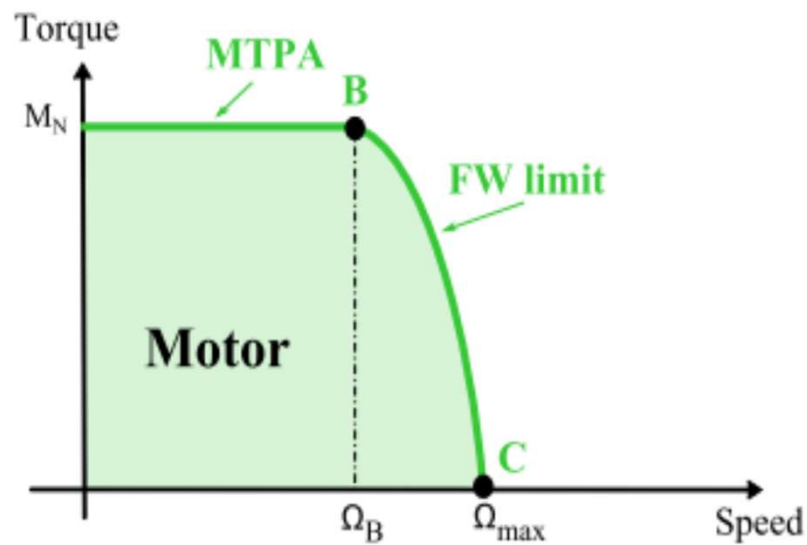
$$I_{d,MTPV} = -\frac{\Lambda_m}{L}$$

$$|I_{q,MTPV}| \leq \sqrt{I_N^2 - I_{d,MTPV}^2}$$

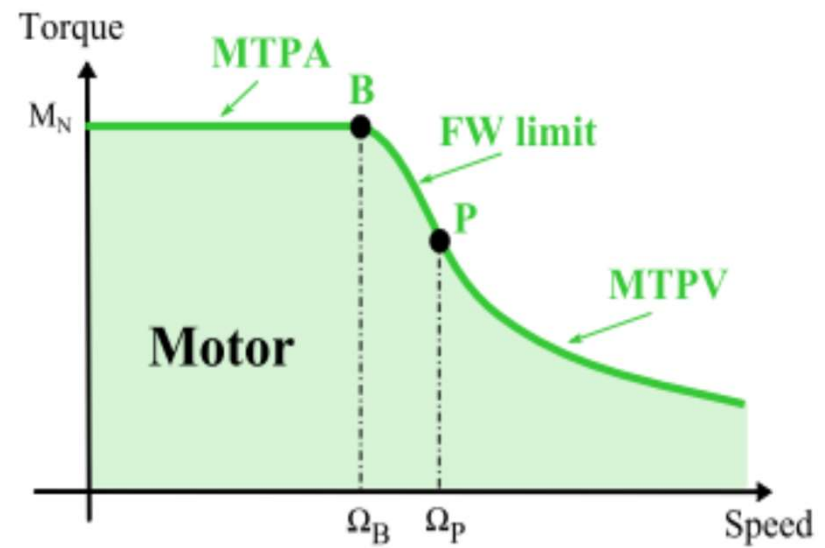
Adottando questa strategia non c'è alcun limite di velocità: il centro C della circonferenza di tensione viene idealmente raggiunto a velocità infinita.

Si noti che tipicamente i motori SPM sono caratterizzati da un valore di flusso dei magneti (Λ_m) più elevato di LI_N , pertanto ci si trova nella condizione della dia 22. I valori di Λ_m sono tali per cui normalmente la velocità massima diventa leggermente più elevata della velocità base (tipicamente circa il 20-30% maggiore di Ω_B).

REGIONE DI FUNZIONAMENTO NEL PIANO COPPIA VELOCITA' DI UN SPM CON DIVERSI VALORI DI CORRENTE DI CORTO CIRCUITO



(a) High short circuit current.



(b) Low short circuit current.

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA IPM

Nel caso del motore sincrono IPM, le equazioni di tensione in d - q della dia 14 in condizioni di regime permanente diventano:

$$\begin{aligned}V_d &= RI_d - \Omega_{me} L_q I_q \\V_q &= RI_q + \Omega_{me} (L_d I_d + \Lambda_m)\end{aligned}$$

Trascurando la caduta sulla resistenza R degli avvolgimenti di statore i limiti di tensione in funzione della corrente possono essere espressi come:

$$(\Omega_{me} L_q I_q)^2 + (\Omega_{me} L_d I_d + \Omega_{me} \Lambda_m)^2 \leq V_N^2$$

e quindi

$$\left(I_d + \frac{\Lambda_m}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{L_q}{L_d} I_q\right)^2 \leq \left(\frac{V_N}{\Omega_{me} L_d}\right)^2$$

Questo limite di tensione è rappresentato da una famiglia di ellissi concentriche nel piano d - q della corrente.

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'IPM

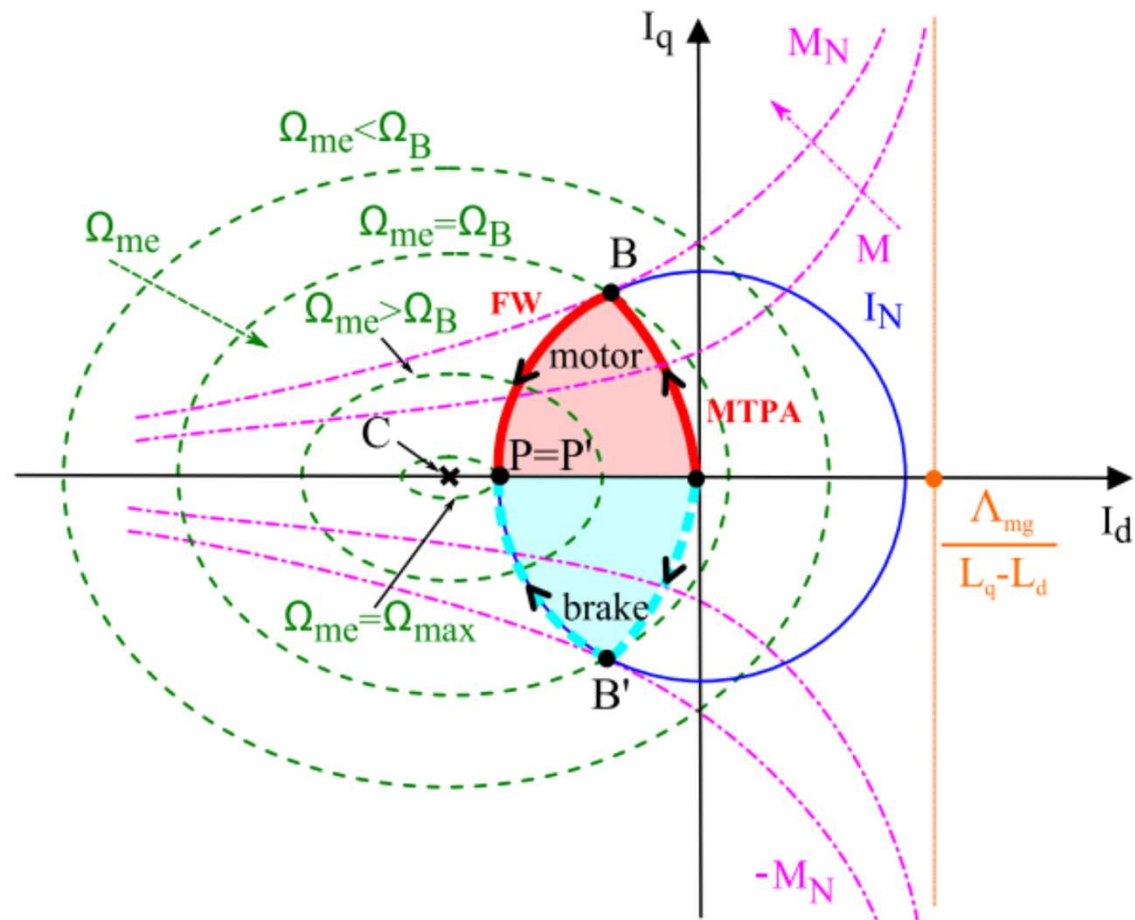
Per una macchina IPM le curve a coppia costante sono una famiglia di iperboli (linee magenta tratteggiate-punteggiate) che hanno come asintoti l'asse d e la retta verticale di coordinata $I_d = \Lambda_m / (L_q - L_d)$ rappresentata in arancione nella figura.

Le coordinate del centro C delle ellissi (linee verdi tratteggiate) sono:

$$I_{Cd} = -\frac{\Lambda_m}{L_d}$$

$$I_{Cq} = 0$$

La figura è riferita ad una macchina IPM con corrente di corto circuito di valore superiore alla nominale.



LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'IPM

La curva B-B' indica la traiettoria MTPA. Questa curva contiene i punti tangenti fra le curve iperboliche di coppia costante e le circonferenze di corrente a differenti valori della corrente.

Osservando la figura, l'espressione della traiettoria MTPA è ottenuta imponendo la condizione di ortogonalità della retta tangente (l_1) della curva a coppia costante (M_x) in un dato punto Q con la linea retta (l_2) congiungente questo punto Q con l'origine degli assi. Il punto Q è nella circonferenza limite di corrente (I_x).

Il coefficiente angolare m_1 della retta tangente (l_1) è così calcolato:

$$m_1 = \frac{dI_q}{dI_d} = \frac{2M_x}{3p} \left\{ \frac{-(L_d - L_q)}{[\Lambda_m + (L_d - L_q)I_d]^2} \right\}$$

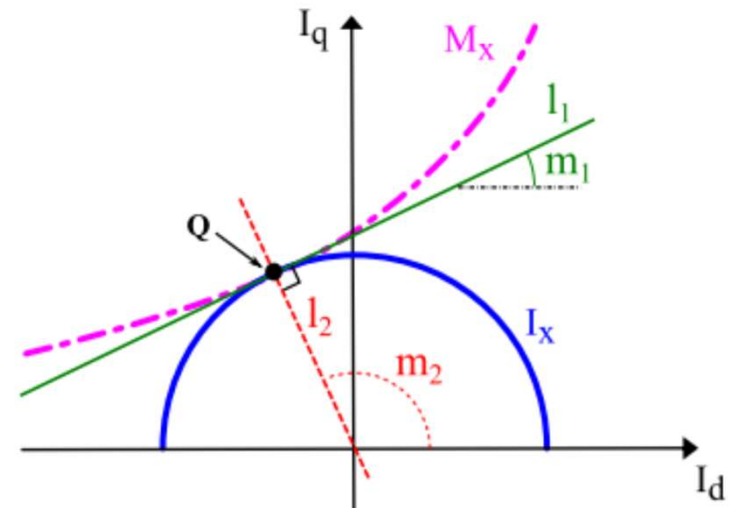
$$= \frac{(L_q - L_d)I_q}{\Lambda_m + (L_d - L_q)I_d}$$

dove

$$\frac{2M_x}{3p} \frac{1}{\Lambda_m + (L_d - L_q)I_d}$$

$$I_q =$$

$$m_2 = I_q / I_d$$



LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'IPM

La condizione di ortogonalità di i_1 ed i_2 si esprime imponendo la condizione $m_1 \cdot m_2 = -1$, cosicché l'equazione del luogo dei punti MTPA diventa:

$$I_{d,MTPA} < 0$$

$$I_{q,MTPA} = \pm \sqrt{\frac{I_{d,MTPA}[\Lambda_m + (L_d - L_q)I_{d,MTPA}]}{L_d - L_q}}$$

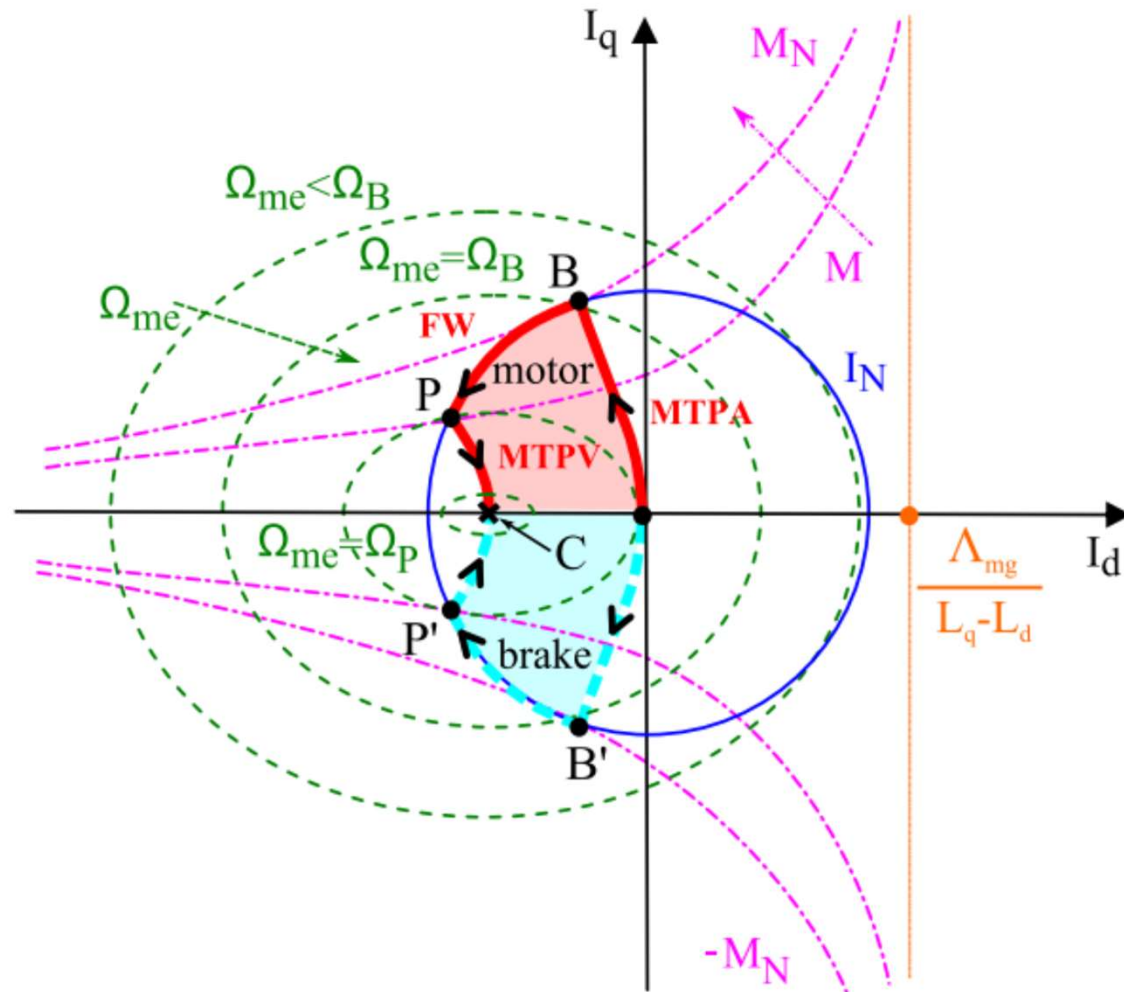
Si noti che questa strategia viene applicata finché la traiettoria B-B' rimane all'interno dei limiti di tensione, cioè la velocità elettrica non supera la velocità base ($\Omega_{me} \leq \Omega_B$). Fino alla velocità base è sempre possibile ottenere la coppia nominale. Per velocità superiori ($\Omega_{me} > \Omega_B$) i punti di lavoro possibili si trovano sull'arco di circonferenza B-P, dove a parità di corrente il valore massimo della coppia è inferiore a quello nominale, come visto nel caso dell'SPM. Questa regione di funzionamento è detta regione di deflussaggio (flux weakening - FW). Il valore della velocità massima dell'IPM (nel caso di corrente di corto circuito superiore alla nominale) è:

$$\Omega_{max} = \frac{V_N}{\Lambda_m - L_d I_N}$$

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'IPM

Quando la corrente di corto circuito è inferiore alla corrente nominale il centro C delle ellissi si trova all'interno della circonferenza limite di corrente.

In questo caso la strategia di controllo dell'IPM segue lo stesso criterio adottato per l'SPM fino alla velocità Ω_p , cioè fino al punto P di intersezione tra la circonferenza di corrente nominale e l'ellisse di tensione per $\Omega_{me} = \Omega_p$. Nella figura è mostrata anche l'iperbole a coppia costante tangente all'ellisse di tensione.



LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELL'IPM

A velocità superiori a Ω_p la coppia massima disponibile viene ottenuta facendo lavorare il motore nei punti che si trovano lungo la traiettoria P-P'. Analogamente alla curva B-B', la curva P-P' consente di ottenere la massima coppia per Volt, detta condizione MTPV (Maximum Torque Per Volts). Anche in questo caso non c'è limite per la velocità massima: il centro C delle ellissi viene raggiunto quando la velocità è infinita.

Il luogo dei punti MPTV è quello dei punti in cui si ha la tangenza fra le ellissi limite di tensione e le iperboli a coppia costante.

Per calcolare l'espressione del luogo dei punti MPTV, è possibile riportarsi al caso della dia 30 traslando il centro dell'ellisse della quantità $I_d = \Lambda_m / L_d$ e ponendo $I_q' = I_q \cdot L_q / L_d$, in modo tale che le equazioni del limite di tensione diventino circonferenze in un nuovo sistema di riferimento, mentre le curve a coppia costante rimangono iperboli. Facendo le stesse manipolazioni fatte per l'MTPA, le equazioni del luogo dei punti MPTV sono:

$$I_{d,MTPV} < -\frac{\Lambda_m}{L_d}$$

$$I_{q,MTPV} = \pm \frac{L_d}{L_q} \sqrt{\frac{\left(I_{d,MTPV} + \frac{\Lambda_m}{L_d}\right) [\Lambda_m + (L_d - L_q) I_{d,MTPV}]}{L_d - L_q}}$$

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA A RILUTTANZA

Nel caso del motore sincrono a riluttanza, le equazioni di tensione in d - q della dia 17 in condizioni di regime permanente diventano:

$$\begin{aligned}V_d &= RI_d - \Omega_{me} L_q I_q \\V_q &= RI_q + \Omega_{me} L_d I_d\end{aligned}$$

Trascurando la caduta sulla resistenza R degli avvolgimenti di statore i limiti di tensione in funzione della corrente possono essere espressi come:

$$(\Omega_{me} L_q I_q)^2 + (\Omega_{me} L_d I_d)^2 \leq V_N^2$$

che possono essere riscritti nel modo seguente:

$$I_d^2 + \left(\frac{L_q}{L_d} I_q\right)^2 \leq \left(\frac{V_N}{\Omega_{me} L_d}\right)^2$$

Questo limite di tensione è rappresentato da una famiglia di ellissi concentriche nel piano d - q della corrente.

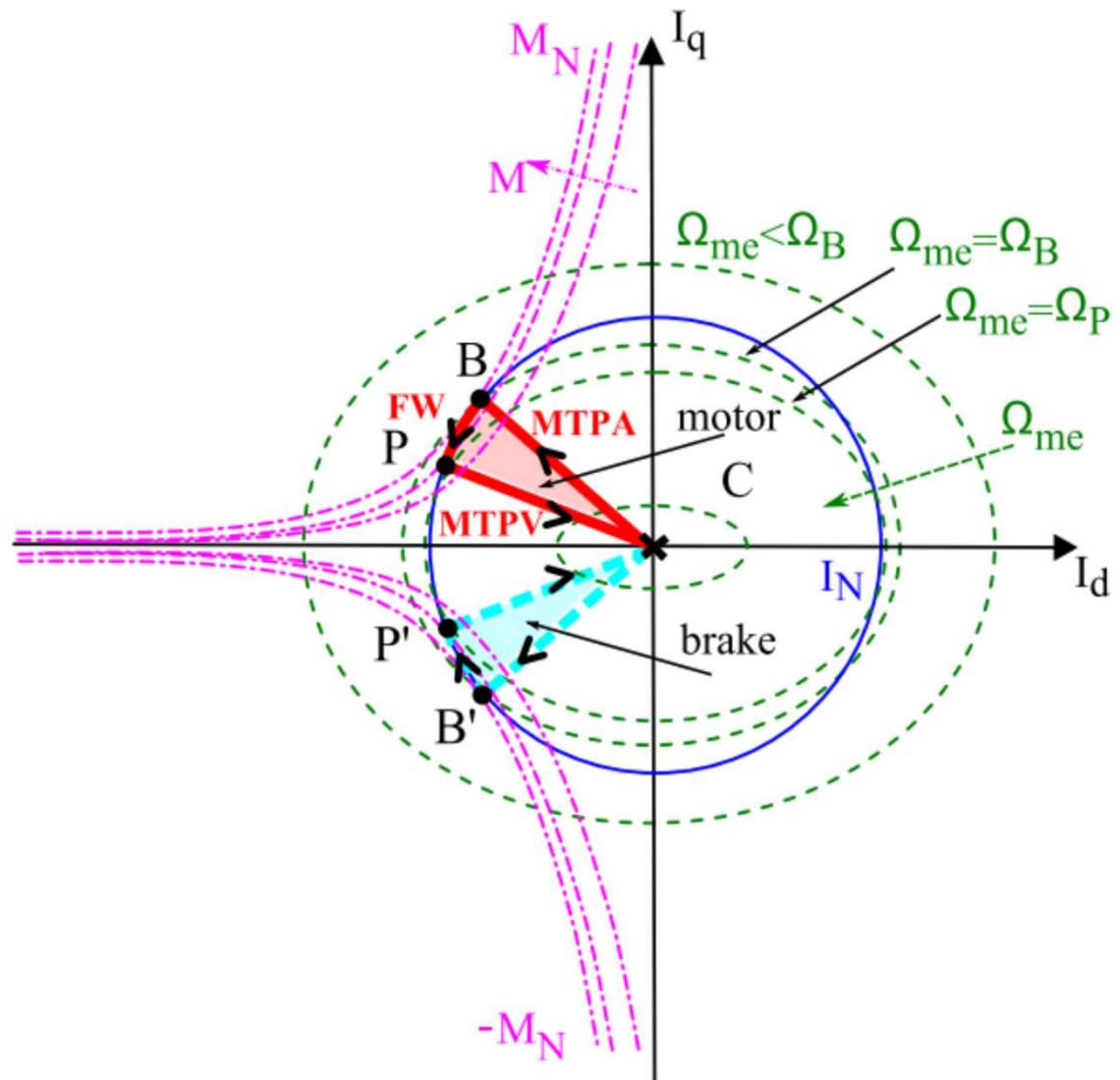
LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA A RILUTTANZA

Per una macchina a riluttanza le curve a coppia costante sono una famiglia di iperboli (linee magenta tratteggiate-punteggiate) che hanno come asintoti l'asse d e l'asse q .

Le coordinate del centro C delle ellissi (linee verdi tratteggiate) sono:

$$I_{Cd} = 0, \quad I_{Cq} = 0$$

Perché in questo tipo di macchina la corrente di corto circuito è nulla.



LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA A RILUTTANZA

La linea B-B' nella figura della dia precedente rappresenta la traiettoria MTPA. Questa contiene i punti di tangenza fra le iperboli a coppia costante e le circonferenze di corrente a diversi valori di corrente. Con le stesse considerazioni fatte per le macchine IPM la traiettoria MTPA è espressa dalle seguenti equazioni:

$$I_{d,MTPA} < 0$$

$$I_{q,MTPA} = \pm I_{d,MTPA}$$

Fino alla velocità base Ω_B è possibile fornire la coppia nominale soddisfacendo sia i limiti di tensione che di corrente. Il valore di questa velocità è:

$$\Omega_B = \frac{\sqrt{2}V_N}{I_N \sqrt{L_d^2 + L_q^2}}$$

LIMITI DI FUNZIONAMENTO DELLA MACCHINA A RILUTTANZA

A velocità più elevate ($\Omega_{me} > \Omega_B$) i punti di lavoro disponibili sono limitati dall'arco di circonferenza B-P, detto traiettoria di deflussaggio (flux weakening - FW). In questo caso la strategia di controllo del motore segue gli stessi criteri già visti, fino alla velocità Ω_p propria del punto P, nel quale un'ellisse limite di tensione e un'iperbole a coppia costante sono fra loro tangenti.

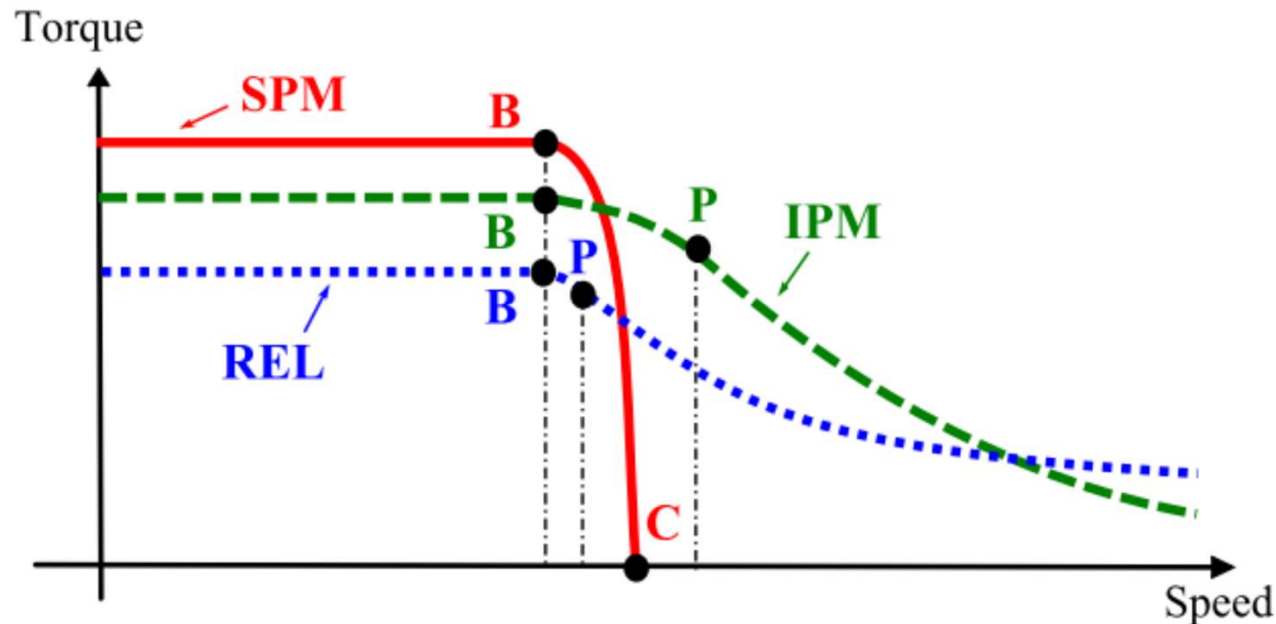
A velocità superiori ad Ω_p si ottiene la massima coppia disponibile facendo funzionare la macchina in un punto di lavoro del luogo P-P', caratterizzato dalla tangenza di un'ellisse limite di tensione e una iperbole a coppia costante. Analogamente a B-B', la traiettoria P-P' consegue la condizione MTPV. Anche in questo caso non c'è alcun limite di massima velocità.

Ponendo $\lambda_m = 0$ nelle equazioni che identificano la traiettoria MTPV per le macchine IPM, esse diventano:

$$I_{d,MTPV} < 0$$

$$I_{q,MTPV} = \pm \frac{L_d}{L_q} I_{d,MTPV}$$

CONFRONTO FRA LE PRESTAZIONI DELLE MACCHINE SPM, IPM E A RILUTTANZA



Di solito la macchina SPM è in grado di fornire coppia più elevata, ma velocità massima inferiore. Al contrario, la macchina a riluttanza può raggiungere idealmente velocità infinita, ma coppia inferiore perché non è dotata di magneti. La macchina IPM invece mostra un buon compromesso fra coppia elevata e regione di deflussaggio estesa.

AMBITI DI APPLICAZIONE

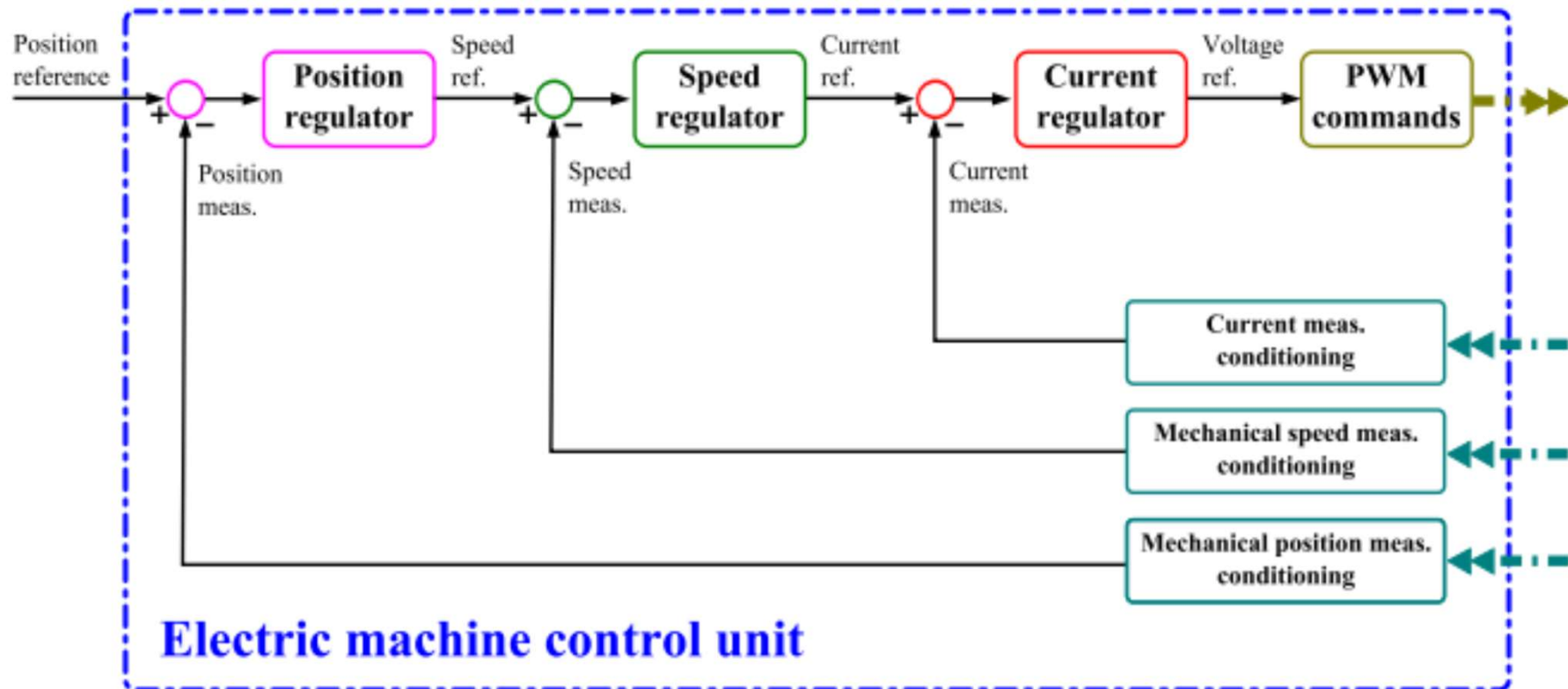
Nella pratica vi sono due grandi ambiti di applicazione: quello più classico del controllo “asse” e quello più recente di tipo “mandrino”.

Nel primo caso non viene richiesta una velocità massima molto più elevata della velocità base e, di conseguenza, il tratto a “potenza costante” risulta decisamente limitato.

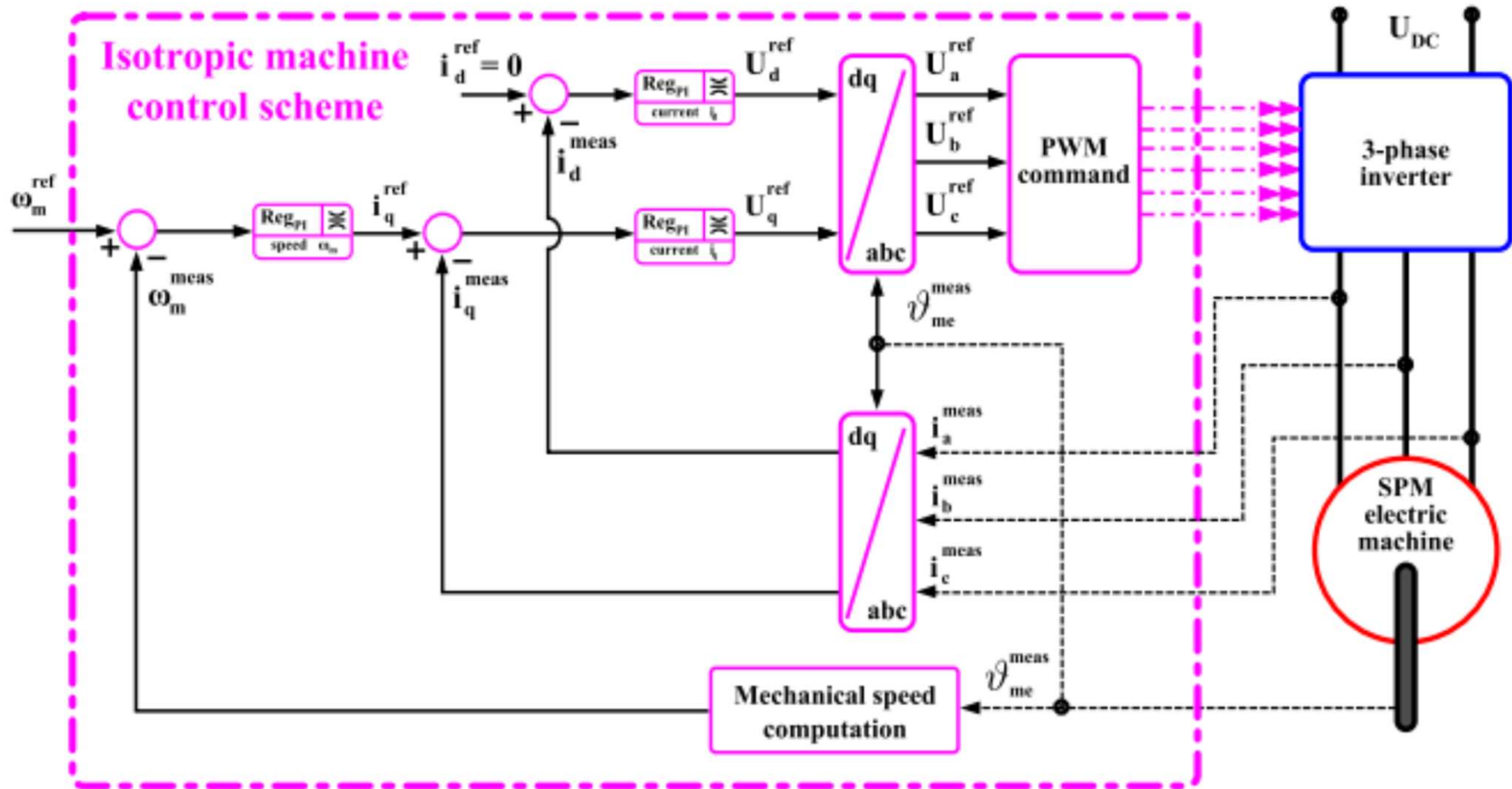
Diverso è il discorso per quanto riguarda le più recenti applicazioni di tipo “mandrino”. In questi casi la velocità massima può raggiungere valori notevoli (6-8 volte la velocità base), rendendo tali azionamenti una validissima alternativa agli azionamenti basati su macchine asincrone (velocità massima pari a 5-6 volte la velocità nominale o base).

Occorre osservare che, oltre la velocità base, la f.e.m. E continua a crescere (si vedano ad es. i diagrammi della dia 28). A 6 volte la velocità base la E è 6 volte la E nominale (circa 6 volte la massima tensione dell'inverter). Nel caso, in queste condizioni, venisse a mancare il controllo e la corrente i_d si azzerasse, la tensione generata dalla macchina distruggerebbe interruttori statici, condensatori elettrolitici e l'isolamento degli avvolgimenti. Occorre dunque dotare il sistema di opportune protezioni.

CONTROLLO DEGLI AZIONAMENTI CON MOTORI BRUSHLESS AC



SCHEMI DI CONTROLLO DEGLI SPM



Lo schema a blocchi di figura evidenzia che il controllo di questi motori è generalmente eseguito nel sistema di riferimento rotante $d-q$.

SCHEMI DI CONTROLLO DEGLI SPM

Il vettore corrente di statore deve essere sincronizzato con l'asse dei poli di rotore (asse d), pertanto sono richieste misure di posizione mediante sensori di posizione come encoder e resolver.

Al fine di massimizzare le prestazioni del motore, normalmente viene implementata la traiettoria MTPA.

Come mostrato nella figura della slide precedente, lo schema di controllo è composto da un anello esterno di velocità e due anelli interni per il controllo delle correnti di asse d e q . In accordo con la strategia MTPA la corrente di asse d è regolata a zero, mentre il riferimento per la corrente di asse q è fornito dal regolatore di velocità. I regolatori sono generalmente semplici PI con l'uscita del regolatore di velocità limitata al valore massimo della corrente e quella dei regolatori di corrente limitata al valore massimo della tensione.

Con riferimento alla figura l'ingresso del controllo è la velocità di riferimento e la sua uscita è la tensione di riferimento per il controllo PWM dell'invertitore trifase. Le misure di corrente e velocità fungono da retroazione per i rispettivi anelli di controllo mentre la misura di posizione viene utilizzata per il passaggio dal sistema di riferimento stazionario a quello rotante.

SCHEMI DI CONTROLLO DEGLI SPM

Nella descrizione fatta di seguito l'invertitore e il campionatore sono stati considerati come ritardi del primo ordine e le loro funzioni di trasferimento sono date dalle seguenti equazioni:

$$G_c(s) \cong \frac{1}{1+sT_c/2} = \frac{1}{1+s\tau_c}$$

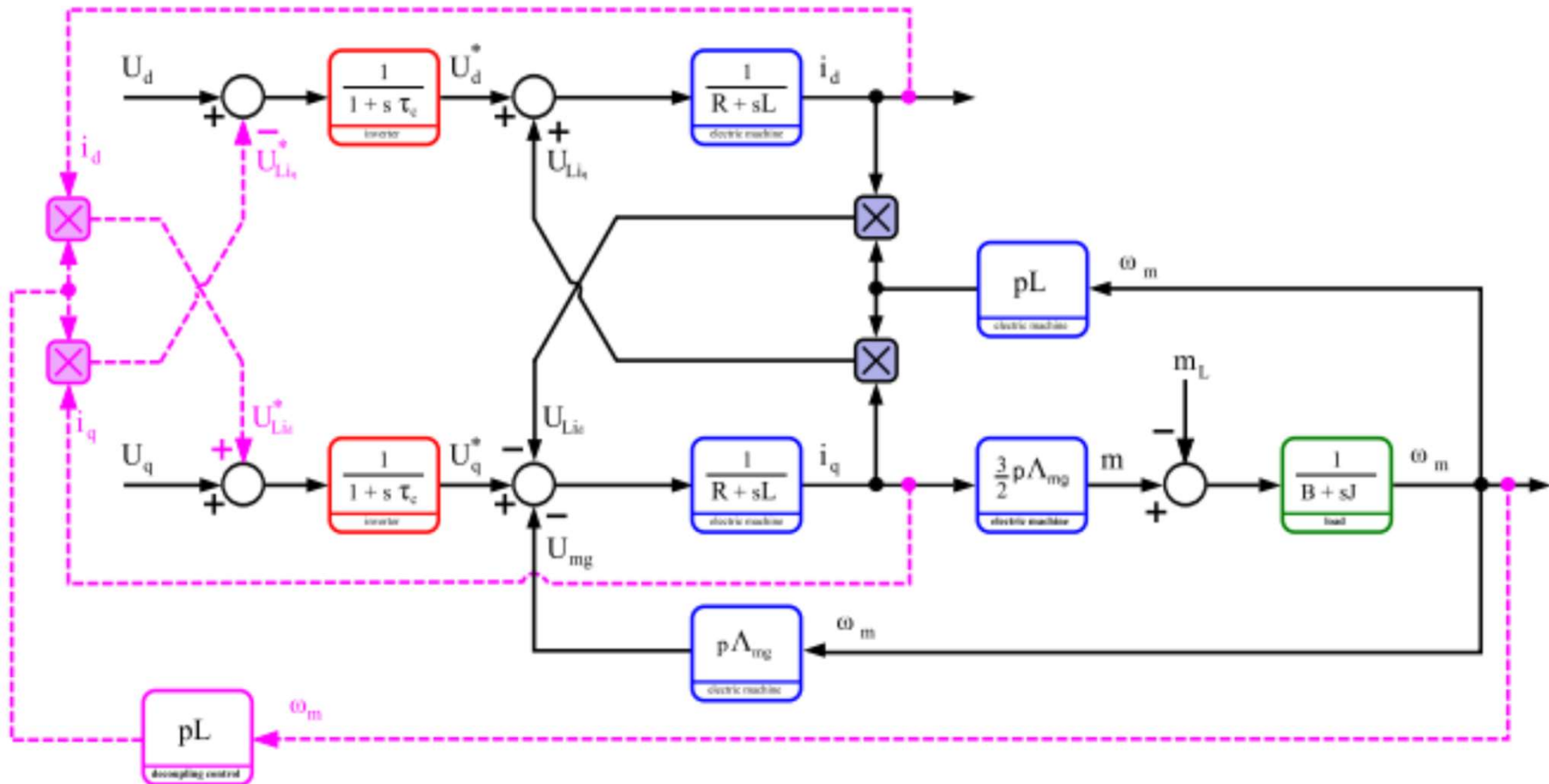
Negli azionamenti a controllo digitale il periodo di campionamento (T_s) e il periodo di commutazione (T_c) hanno lo stesso valore. Inoltre, considerando un tempo di calcolo relativamente elevato, il valore di riferimento può essere processato nel successivo periodo di commutazione, cosicché la costante di tempo del convertitore diventa $\tau_c = 3T_c/2$.

Le dinamiche delle trasduzioni di corrente, posizione e velocità si possono invece trascurare.

Il progetto dei regolatori di corrente è complicato perché i due anelli di corrente non sono indipendenti, ma si influenzano a vicenda a causa del mutuo accoppiamento fra gli assi d e q della macchina. In determinate condizioni è possibile superare questo problema introducendo il disaccoppiamento degli assi di corrente all'interno del software di controllo.

SCHEMI DI CONTROLLO DEGLI SPM

Generalmente τ_c può essere considerata molto minore delle altre costanti di tempo del sistema, pertanto è possibile aggiungere ai riferimenti dell'invertitore un segnale opposto alle quantità relative al mutuo accoppiamento come mostrato in figura.



SCHEMI DI CONTROLLO DEGLI SPM

Il vantaggio di questa compensazione software è che rende possibile analizzare i due assi di corrente separatamente, mentre i problemi principali di questa tecnica sono l'esistenza di saturazione incrociata reciproca fra i due assi e che è necessaria la conoscenza del valore esatto dell'induttanza.

Al fine di scrivere le funzioni di trasferimento degli anelli di controllo è utile definire le seguenti costanti di tempo:

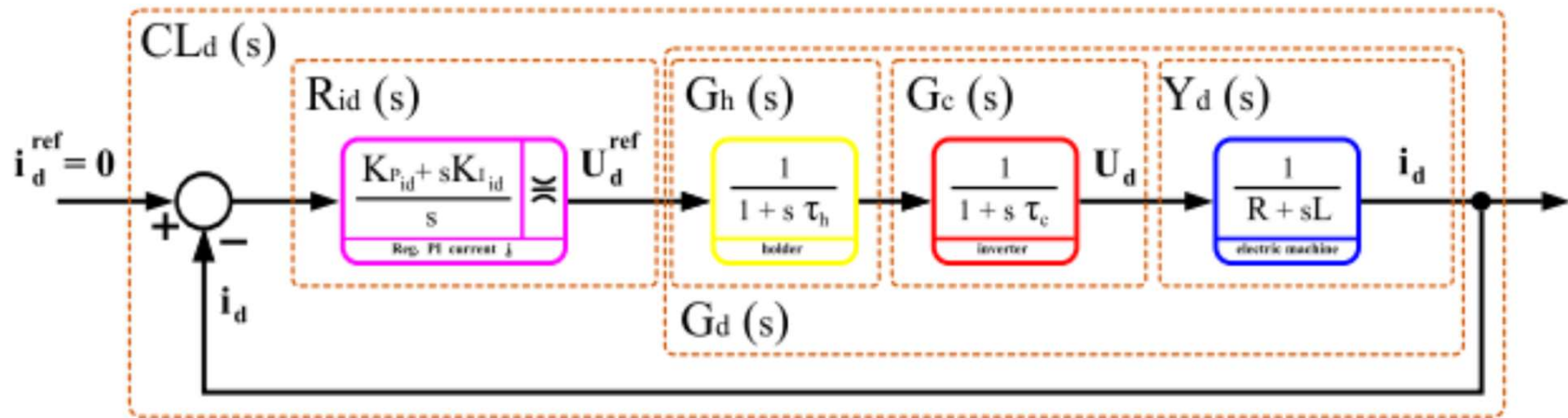
$\tau_e = L/R$, costante di tempo elettrica;

$\tau_m = J/B$, costante di tempo meccanica, $\tau_m \gg \tau_e$;

$\tau_{m1} = 2JR/3(p\Lambda_m)^2$, costante di tempo elettromeccanica, $\tau_{m1} \ll \tau_m$.

In seguito al disaccoppiamento degli assi di corrente lo schema a blocchi della macchina può essere semplificato e, aggiungendo i blocchi con le funzioni di trasferimento $G_c(s)$ del convertitore, $G_h(s)$ del campionatore/holder e $R_{id}(s)$, $R_{iq}(s)$ del regolatore PI rispettivamente per l'asse d e l'asse q , gli schemi a blocchi degli anelli di corrente di asse d e asse q diventano come quelli riportati nelle slide seguenti.

ANELLO DI CORRENTE DI ASSE “D” IN SEGUITO AL DISACCOPPIAMENTO

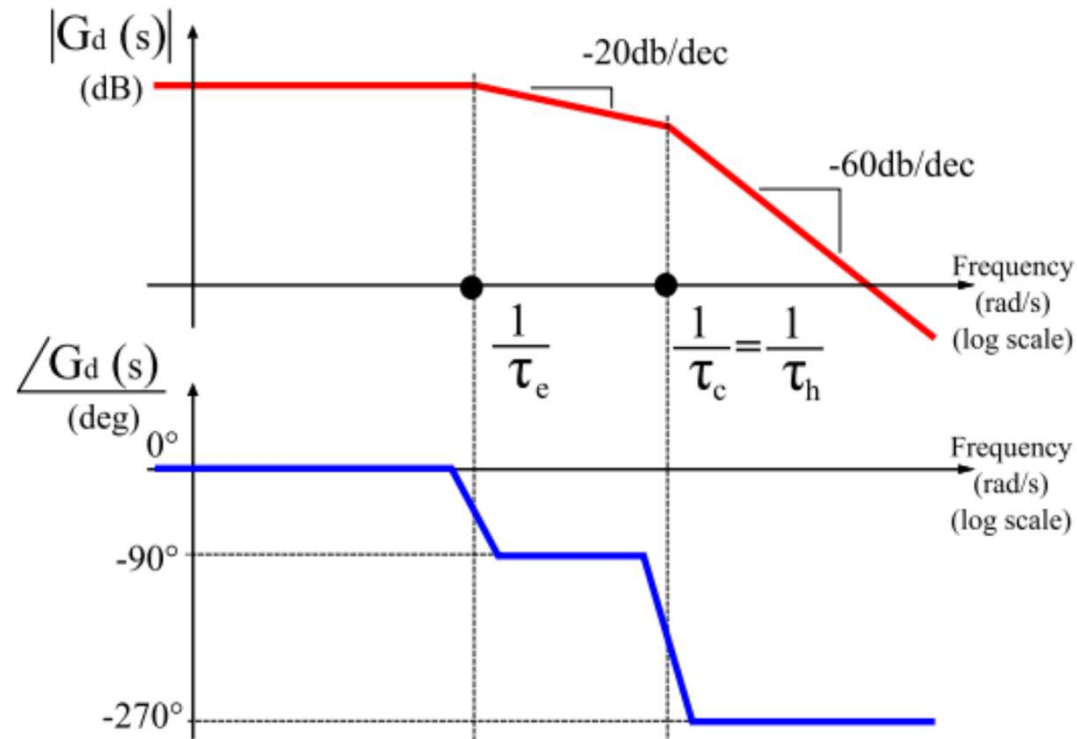


$$Y_d(s) = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{R+sL} = \frac{R}{1+s\tau_e}$$

$$G_d(s) = \frac{I_d(s)}{V_d^{ref}(s)} = G_h(s)G_c(s)Y_d(s)$$

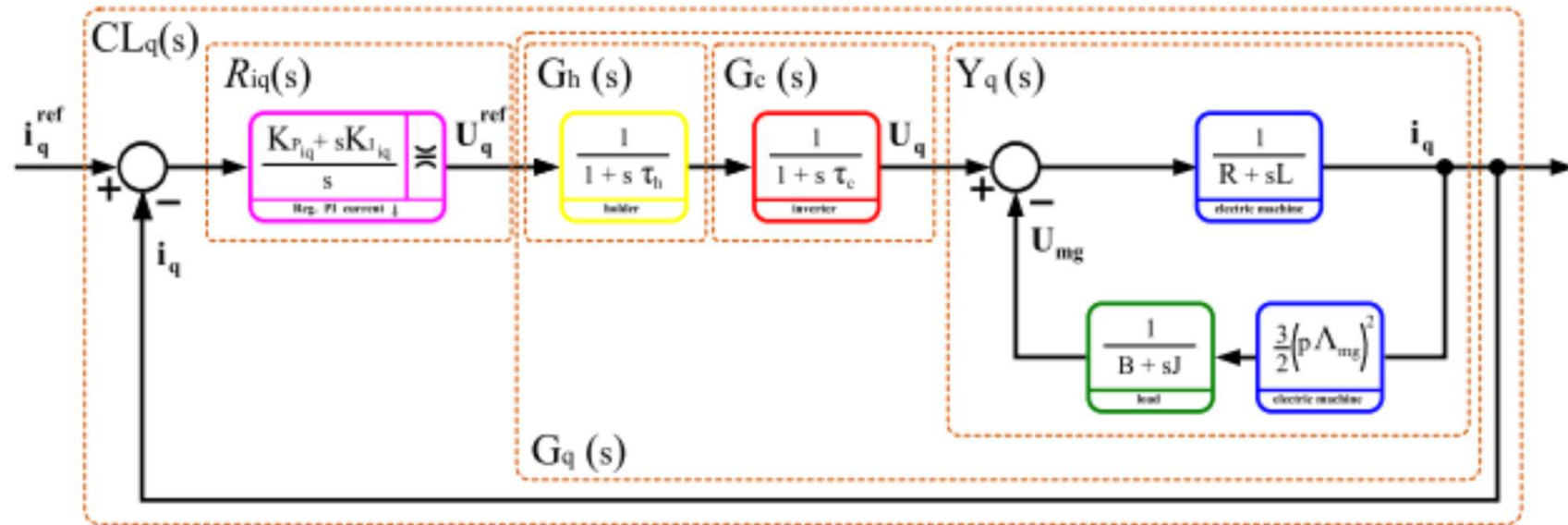
$$W_d(s) = \frac{I_d(s)}{I_d^{ref}(s)} = \frac{R_{id}(s)G_d(s)}{1+R_{id}(s)G_d(s)}$$

ANELLO DI CORRENTE DI ASSE “D” IN SEGUITO AL DISACCOUPLIAMENTO



Il diagramma di Bode qualitativo della funzione di trasferimento del sistema $G_d(s)$ mostra che alle frequenze di controllo il margine di fase è tipicamente elevato (70° - 90°) per questo tipo di funzione di trasferimento; questo significa che è sempre facile regolare questi anelli mediante un semplice regolatore PI.

ANELLO DI CORRENTE DI ASSE “Q” IN SEGUITO AL DISACCOUPIAMENTO



L'anello di asse q , a differenza di quello di asse d , contiene anche l'equazione del carico; pertanto le sue funzioni di trasferimento sono:

$$Y_q(s) = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{\frac{3}{2}(p\Lambda_m)^2} \frac{B+sJ}{D(s)} = \frac{2/3}{(p\Lambda_m)^2} \frac{1+s\tau_m}{BD(s)}$$

$$G_q(s) = \frac{I_q(s)}{V_q^{ref}(s)} = G_h(s)G_c(s)Y_q(s)$$

$$W_q(s) = \frac{I_q(s)}{I_q^{ref}(s)} = \frac{R_{iq}(s)G_q(s)}{1+R_{iq}(s)G_q(s)}$$

ANELLO DI CORRENTE DI ASSE “Q” IN SEGUITO AL DISACCOPIAMENTO

La funzione di trasferimento $D(s)$ è così definita:

$$\begin{aligned} D(s) &= s^2 \tau_e \tau_{m1} + s \tau_{m1} \left(1 + \frac{\tau_e}{\tau_m}\right) + \left(1 + \frac{\tau_{m1}}{\tau_m}\right) \\ &= \left[1 + \frac{RB}{\frac{3}{2}(p\Lambda_m)^2}\right] \left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right) \end{aligned}$$

Assumendo $B = 0$ la funzione di trasferimento può essere così semplificata:

$$D(s)|_{B=0} \cong \left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)$$

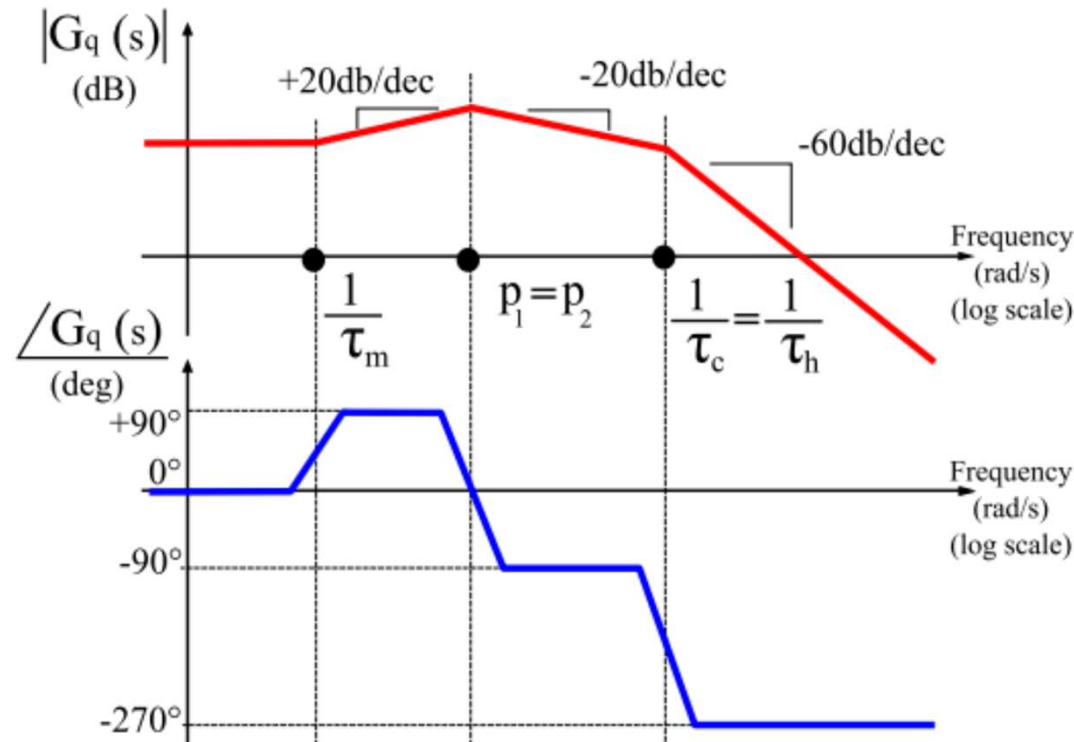
Il valore dei poli p_1 e p_2 dipende dal valore delle costanti di tempo τ_{m1} e τ_e .

Pertanto i tre casi possibili sono:

- 1) $\tau_{m1} = 4\tau_e \rightarrow$ radici reali coincidenti, $p_{1,2} = 1/(2\tau_e)$;
- 2) $\tau_{m1} > 4\tau_e \rightarrow$ radici reali distinte, se $\tau_{m1} \gg 4\tau_e \Rightarrow p_1 = 1/\tau_e$ e $p_2 = 1/\tau_{m1}$;
- 3) $\tau_{m1} < 4\tau_e \rightarrow$ radici complesse coniugate, $p_{1,2} = (1 \pm j\sqrt{[(4\tau_e/\tau_{m1}) - 1]})/2\tau_e$.

Negli azionamenti elettrici con motori a magneti permanenti la condizione $\tau_{m1} < 4\tau_e$ è la più frequente, cosicché i poli sono complessi coniugati.

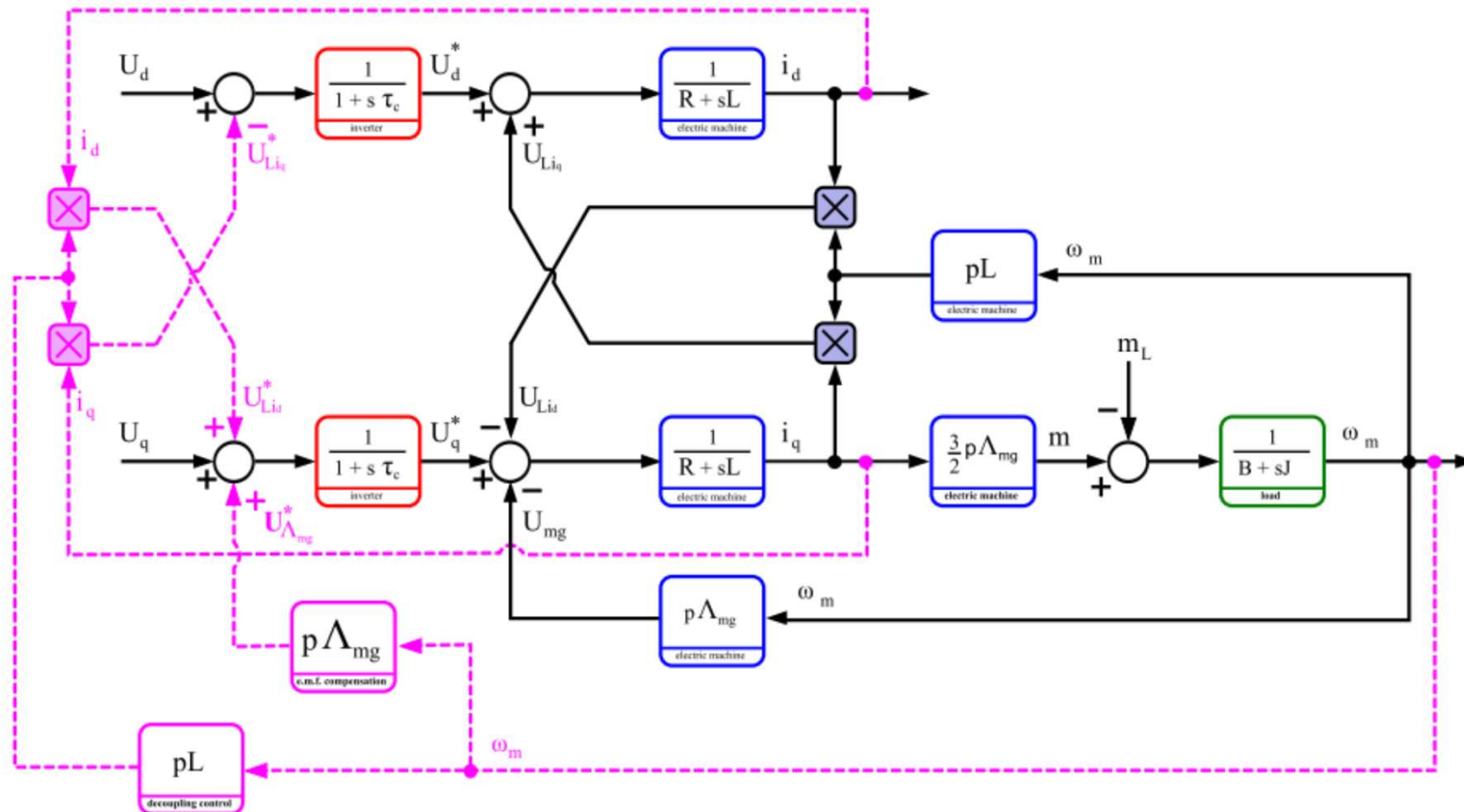
ANELLO DI CORRENTE DI ASSE “Q” IN SEGUITO AL DISACCOUPIAMENTO



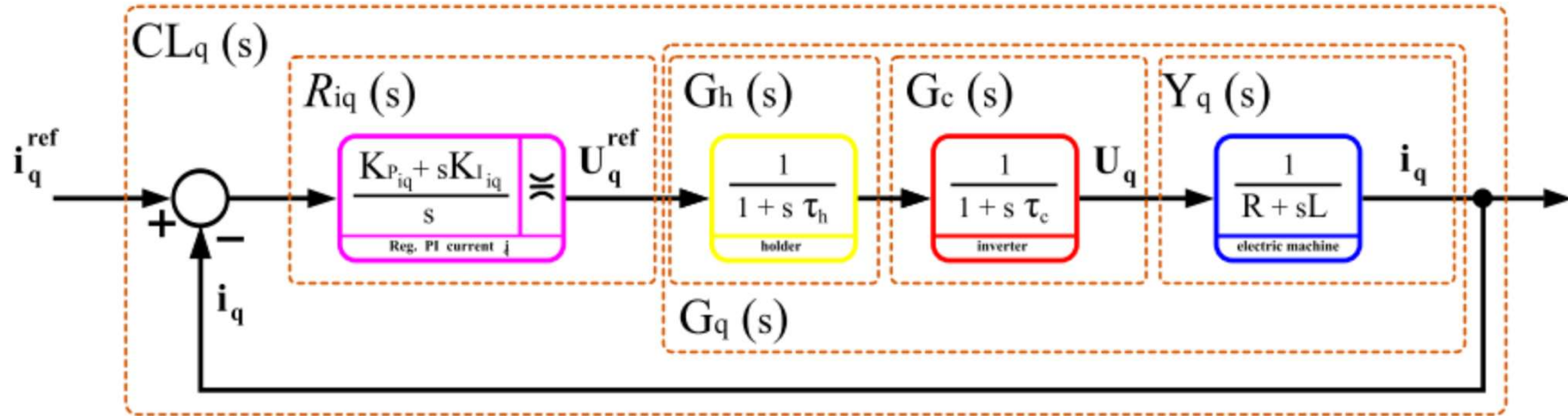
Il diagramma di Bode qualitativo di $G_q(s)$ mostrato rappresenta il caso di poli reali distinti ($\tau_{m1} > 4\tau_e$). Esso evidenzia che alle frequenze di controllo anche in questo caso il margine di fase della funzione di trasferimento è tipicamente elevato (50° - 70°); pertanto anche questo anello è facile da regolare mediante un semplice regolatore PI.

COMPENSAZIONE DELLA F.E.M.

Per questi azionamenti di solito i requisiti dinamici richiesti per il controllo di corrente sono elevati. Si esegue quindi spesso la compensazione della f.e.m. all'interno del software di controllo. Come mostrato nella figura la compensazione si ottiene sommando all'uscita del regolatore di corrente di asse q un segnale proporzionale alla f.e.m., ma con segno opposto.



COMPENSAZIONE DELLA F.E.M.

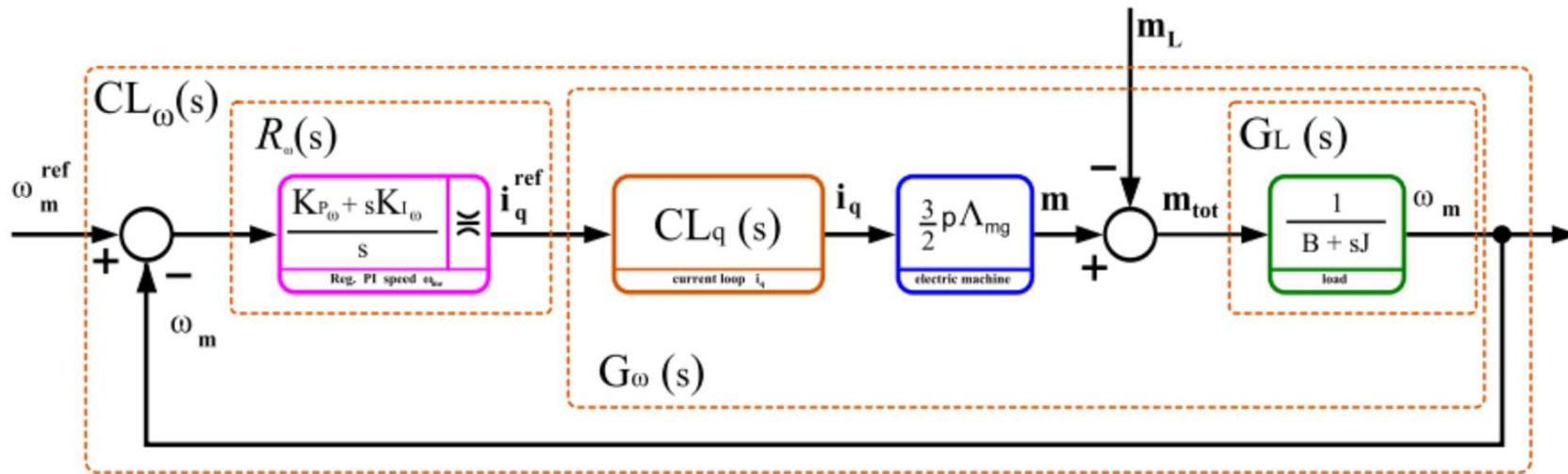


In figura è riportato lo schema a blocchi dell'anello di corrente di asse q in seguito al disaccoppiamento degli assi e alla compensazione della f.e.m..

I vantaggi principali sono che anche l'anello di corrente di asse q non dipende dalla dinamica del carico e pertanto la progettazione è resa più semplice, come nel caso dell'anello di corrente di asse d .

Il problema principale è invece la retroazione positiva che si introduce per la compensazione della f.e.m., perché essa può creare instabilità; per questo motivo è meglio sottostimare il valore del flusso Λ_m .

ANELLO DI CONTROLLO DELLA VELOCITA'

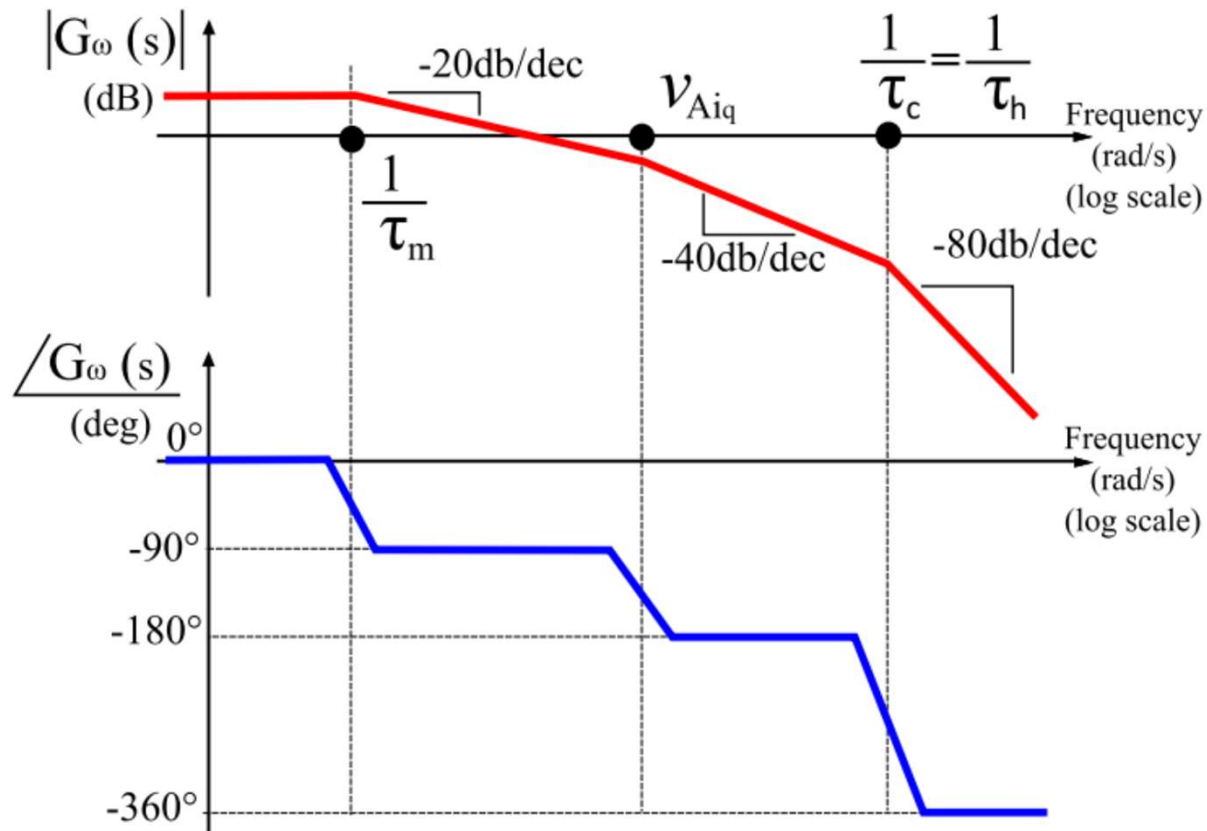


In figura è riportato lo schema a blocchi dell'anello di controllo della velocità con il disaccoppiamento degli assi d e q , ma senza la compensazione della f.e.m.. All'interno dell'anello c'è solo $CL_q(s)$ ($W_q(s)$ della dia 44), perché nel motore SPM in orientamento di campo solo la corrente di asse q produce coppia. Le f.d.t. fondamentali sono:

$$CL_q(s) = W_q(s) \cong \frac{1}{1+s/2\pi B_{Iq}} \quad G_L(s) = \frac{\Omega_m(s)}{M_{tot}(s)} = \frac{B}{1+s\tau_m}$$

$$W_\omega(s) = \frac{\Omega_m(s)}{\Omega_m^{ref}(s)} = \frac{R_\omega(s)G_\omega(s)}{1+R_\omega(s)G_\omega(s)}$$

ANELLO DI CONTROLLO DELLA VELOCITA'

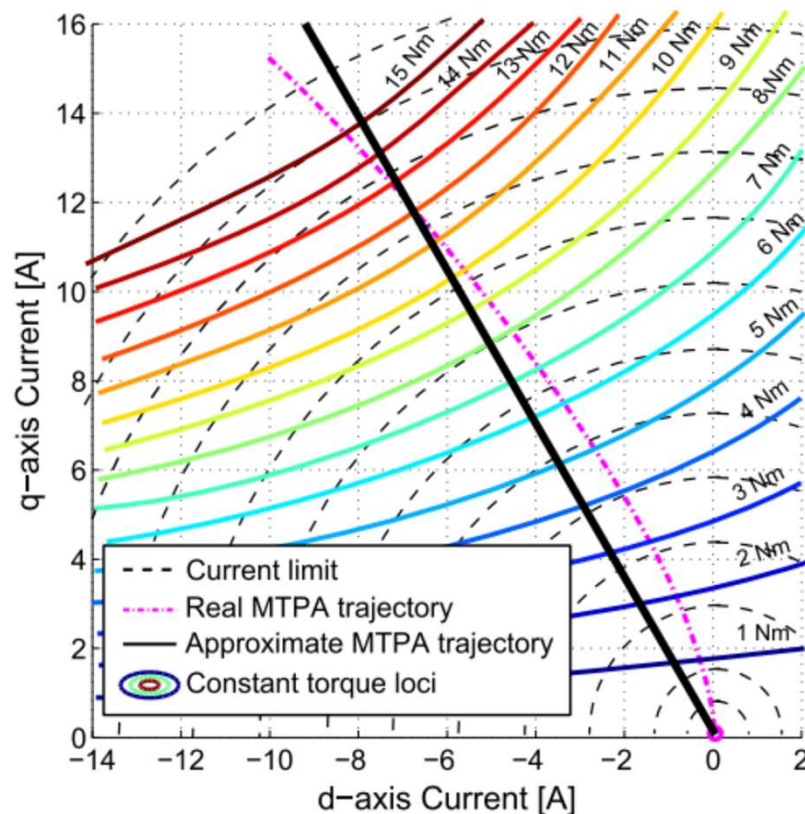


Il diagramma di Bode qualitativo rappresentato in figura evidenzia i poli di $G_\omega(s)$ nel caso in cui la $CL_q(s)$ sia stata ottenuta trascurando la dinamica del convertitore e del campionatore/holder.

Per poter ottenere un buon margine di fase (40° - 60°) la banda passante dell'anello di velocità B_ω deve essere almeno 8-10 volte inferiore alla banda B_{Iq} dell'anello di corrente $CL_q(s)$, allo scopo di trascurare la dinamica di quest'ultimo. In alternativa, il rapporto B_{Iq}/B_ω può essere ridotto facendo ricorso alla tecnica dell'ottimo simmetrico.

ESEMPIO DI PROGETTAZIONE DEL SISTEMA DI CONTROLLO

Si prende come esempio una macchina IPM a 10 poli e 12 cave il cui rotore è caratterizzato da due barriere di flusso per polo.



Allo scopo di controllare la macchina IPM lungo la traiettoria MTPA sono stati tracciati i luoghi dei punti a coppia costante determinati mediante il calcolo agli elementi finiti.

DATI PRINCIPALI DEL MOTORE E DEL CONVERTITORE

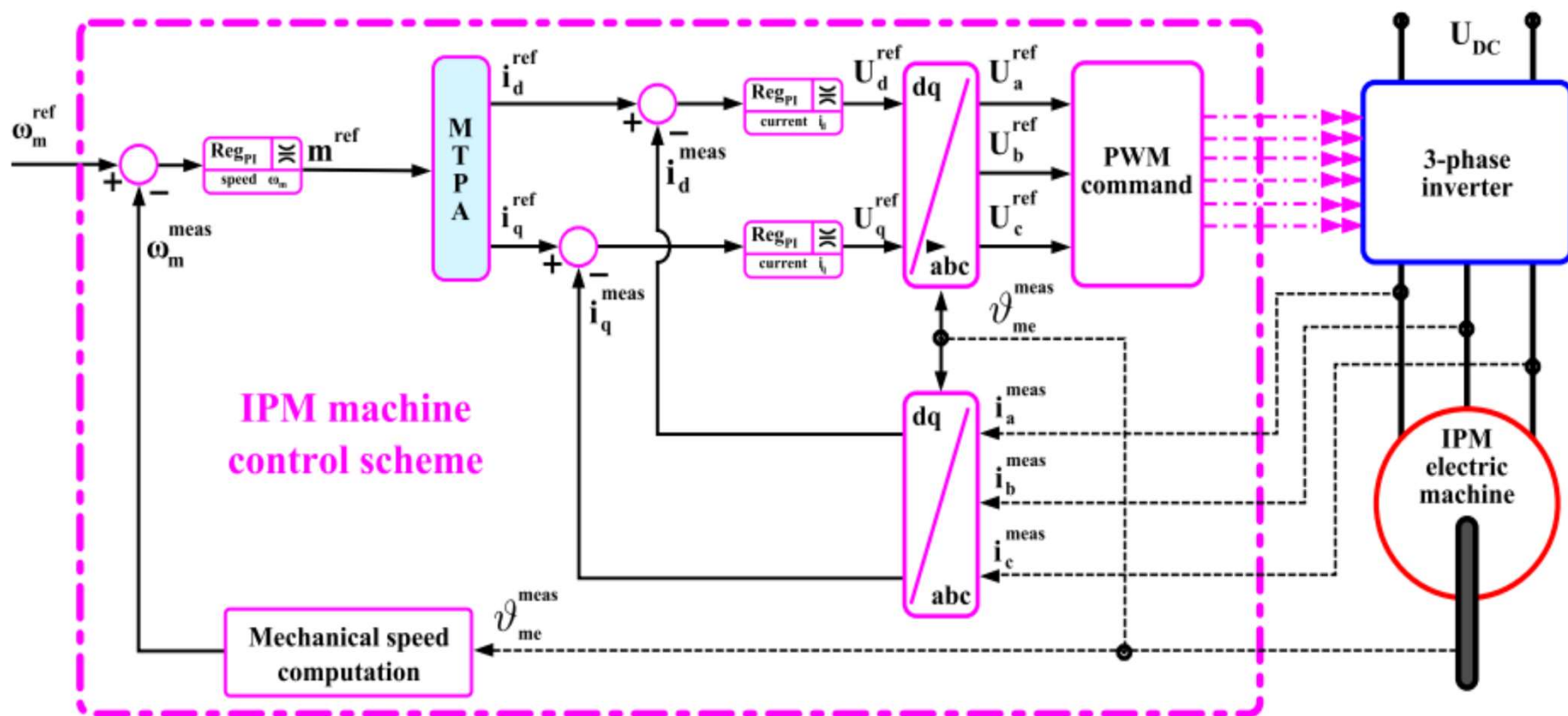
(a) IPM electric machine

Parameter	Value
Pole number	10
Slot number	12
Nominal torque	10 Nm
Nominal current	10 A_{rms}
Phase resistance	1.2 Ω
Direct inductance	12 mH
Quadrature inductance	20 mH
PM flux	0.08 Vs/rad_{el}
Inertia	1.3 gm^2

(b) Power converter

Parameter	Value
Number of phases	3
Type of switch	IGBT
DC bus voltage	550 V
Nominal current	15 A_{rms}
Sampling time	100 μs
Switching time	100 μs

SCHEMA DI CONTROLLO DI UN IPM



PROGETTO DEI REGOLATORI DI CORRENTE

Le costanti di tempo fondamentali utili per il progetto dei regolatori dei due anelli di corrente e dell'anello di velocità sono:

$$\tau_m = J/B = 5 \text{ s};$$

$$\tau_{ed} = L_d/R = 0.01 \text{ s}, \tau_{ed} \ll \tau_m;$$

$$\tau_{eq} = L_q/R = 0.0167 \text{ s}, \tau_{eq} \ll \tau_m;$$

$$\tau_{m1} = 2JR/3(p\Lambda_m)^2 = 0.017 \text{ s}, \tau_{m1} \ll \tau_m, \tau_{m1} < 4\tau_{eq}.$$

Il primo passo per il progetto dei regolatori di corrente è definire le bande passanti degli anelli (B_{Id} , B_{Iq}) e le costanti di tempo dei regolatori PI (τ_{rid} , τ_{riq}). Va osservato che per assicurare la stabilità è necessario che le bande passanti siano inferiori alla pulsazione del polo del convertitore ($1/\tau_c$) e che, per massimizzare la banda, siano più elevate della pulsazione del polo elettrico ($1/\tau_{ed}$, $1/\tau_{eq}$). In questo esempio si pone $B_{Id} = B_{Iq} = 1800 \text{ rad/s} \gg 1/\tau_{ed}$. Le costanti di tempo dei PI sono generalmente scelte uguali alla costante di tempo elettrica ad essi associata, cioè $\tau_{rid} = \tau_{ed}$ e $\tau_{riq} = \tau_{eq}$.

Riferendosi allo schema a blocchi dell'anello di corrente di asse q dopo il disaccoppiamento (dia 49), si sceglie ora il valore del guadagno che permette di ottenere la banda passante desiderata, cioè $K_{Pid} = 1/|G_d(jB_{Id})|$.

Lo stesso approccio si utilizza per il progetto dell'anello di asse q .

PROGETTO DEI REGOLATORI DI CORRENTE

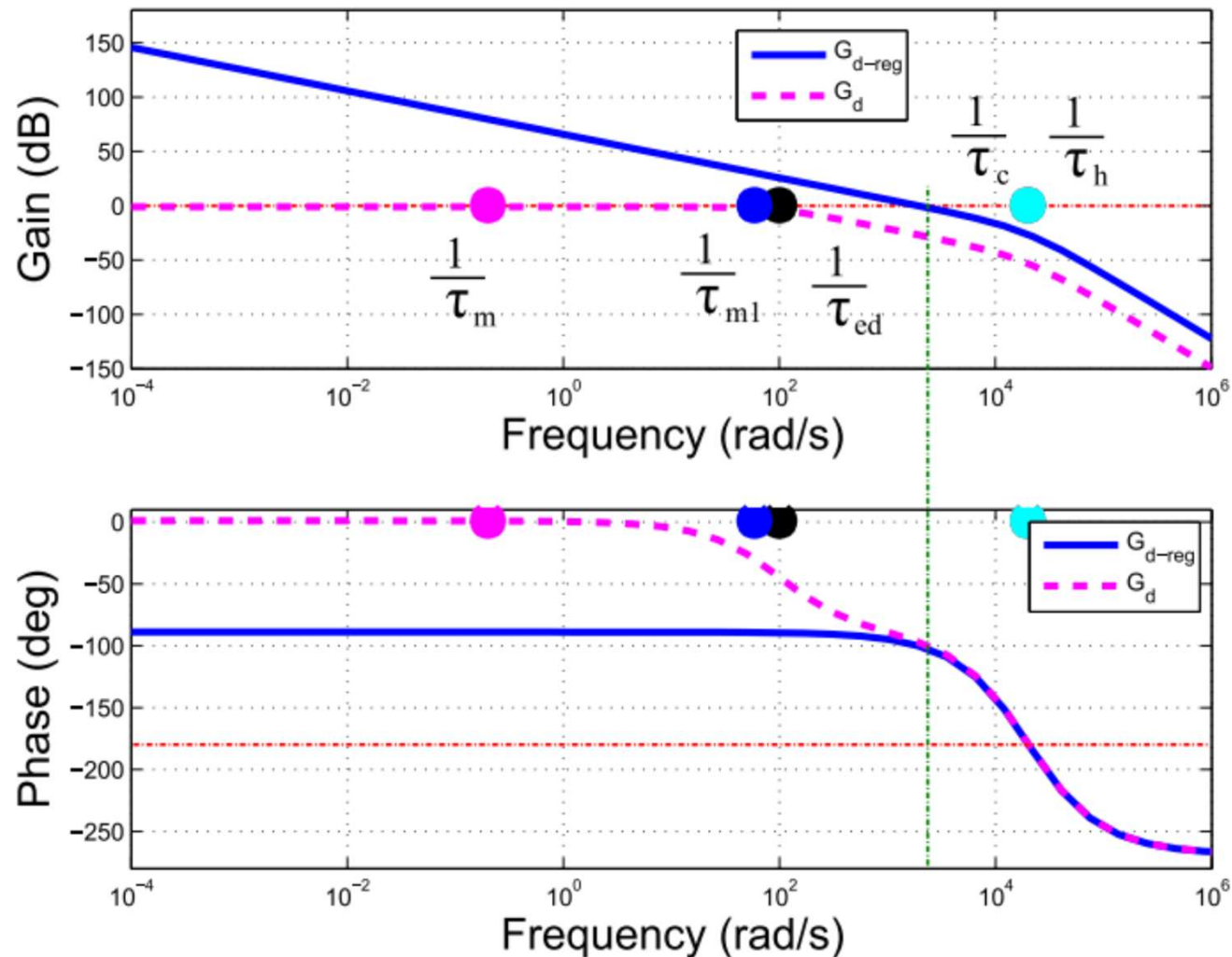


Diagramma di Bode della funzione di trasferimento in catena aperta di asse d senza ($G_d(s)$) e con regolatore PI ($G_{d-reg}(s)$).

PROGETTO DEI REGOLATORI DI CORRENTE

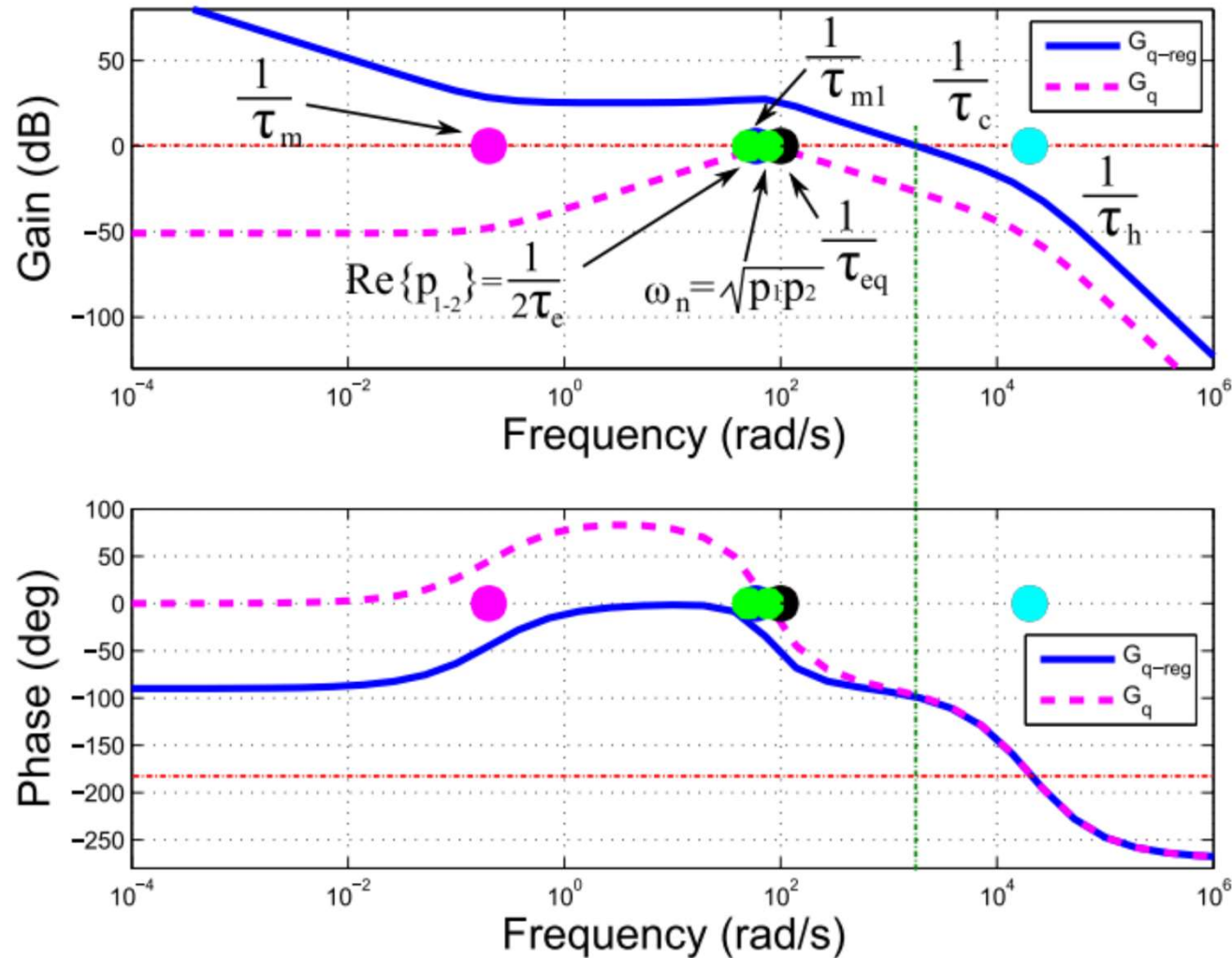


Diagramma di Bode della funzione di trasferimento in catena aperta di asse q senza ($G_q(s)$) e con regolatore PI ($G_{q-reg}(s)$).

PROGETTO DEL REGOLATORE DI VELOCITA'

Al fine di determinare i parametri del regolatore di velocità devono essere prima definite la banda passante dell'anello di velocità (B_ω) e la costante di tempo $\tau_{r\omega}$ del regolatore PI di velocità. Per garantire la stabilità è necessario che la banda passante dell'anello di velocità sia minore di quella degli anelli di corrente. Date queste premesse si pone:

- $B_\omega = B_{iq}/30 = 60 \text{ rad/s}$,
- $\tau_{r\omega} = 2\sqrt{2}/B_\omega$.

Riferendosi allo schema a blocchi dell'anello di velocità dopo il disaccoppiamento (dia 56), si sceglie ora il valore del guadagno del regolatore PI che permette di ottenere la banda passante desiderata, cioè $K_{P\omega} = 1/|G_\omega(jB_\omega)|$.

PROGETTO DEL REGOLATORE DI VELOCITA'

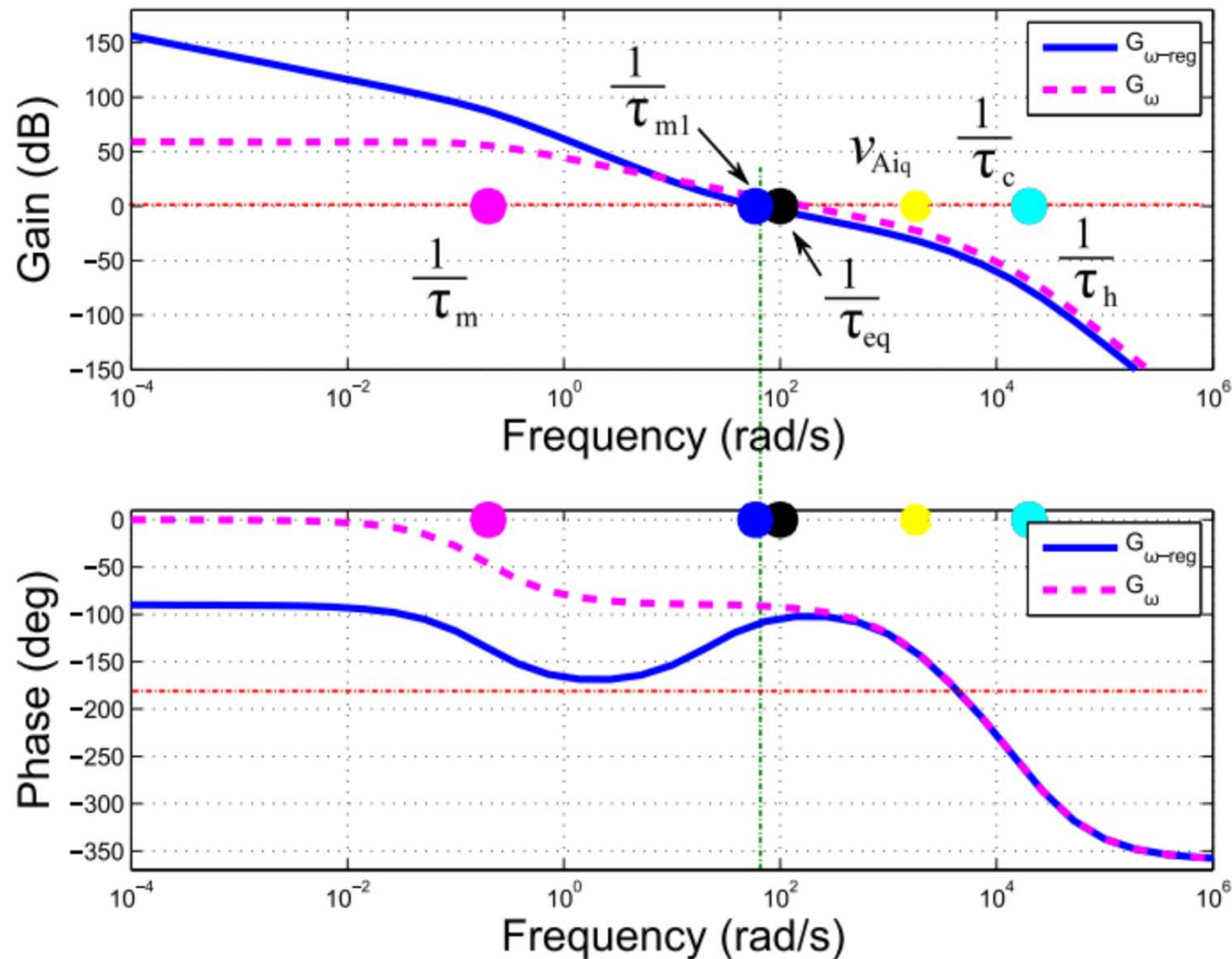


Diagramma di Bode della funzione di trasferimento in catena aperta di asse q senza ($G_{\omega}(s)$) e con regolatore PI ($G_{\omega-reg}(s)$).